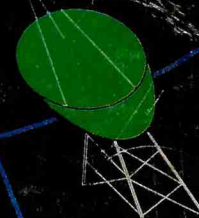
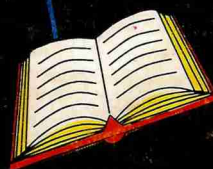


IX CONGRESO  
CHILENO DE  
**INGENIERIA  
ELECTRICA**

ARICA



**ORGANIZA :**  
FACULTAD DE INGENIERIA  
DEPARTAMENTO  
DE ELECTRONICA  
**UNIVERSIDAD DE TARAPACA**



# ANNALES

14 - 19 OCTUBRE 1991 - ARICA - CHILE

## **IX CONGRESO CHILENO DE INGENIERIA ELECTRICA**

*Editado por el departamento de Electrónica de la  
Universidad de Tarapacá.*

### **NOTA DE LOS EDITORES**

*El contenido de cada trabajo es de exclusiva  
responsabilidad de los autores.*

*Copias adicionales de ejemplares pueden solicitarse  
directamente al Departamento de Electrónica.*

*FAX: 058-230030*

*Casilla 6-D*

*Arica*

*CHILE*

## **PREFACIO**

La ingeniería eléctrica, en nuestro medio, se enfrenta a un desafío de vastas proporciones. Por un lado debe estandarizarse respecto del nivel internacional y por otro, debe procurar establecer una relación entre ella y las necesidades imperantes en nuestros países. Es por ello que el objetivo central de este congreso es proporcionar un lugar de encuentro que permita, bajo este prisma, la discusión, el intercambio y la integración del conocimiento adquirido respecto de los aspectos de aplicación, transferencia e innovación tecnológica, necesarios para atender mejor el desarrollo de nuestras sociedades.

En esta novena versión del Congreso Chileno de Ingeniería Eléctrica, organizado por la Universidad de Tarapacá, Arica, se recibieron 277 resúmenes de trabajos provenientes de Argentina, Bélgica, Brasil, Chile, Israel, México y Perú. El Comité Editorial, en base a dos evaluaciones aceptó 121, de los cuales 42 son extranjeros. Queremos destacar la creciente participación de las comunidades tecnológicas latinoamericanas.

El Congreso es el resultado del esfuerzo de muchos, a quienes agradecemos su apoyo y colaboración.

Nos honra el manifestar nuestra complacencia al recibir, a nombre del Departamento de Electrónica de la Universidad de Tarapacá, a la comunidad empresarial, científica y tecnológica que se desempeña en las diversas áreas de la ingeniería eléctrica.

**COMITE ORGANIZADOR  
IX CONGRESO CHILENO DE INGENIERIA ELECTRICA**

## **COMITE ORGANIZADOR**

*Eduardo Correa Araneda  
Axel Araya Valenzuela  
Raúl Borjas Montero  
Carlos Caballero Petersen  
José Del Pino Vásquez  
Yanko Ossandón Nuñez*

*Presidente*

## **COMITE ASESOR**

*Nicolás Beltrán M.  
Patricio Carmona R.  
Carlos Pérez R.  
Miguel Quezada A.  
Jorge Salgado S.  
Alvaro Silva M.*

## **COMITE EDITORIAL**

*Carlos Villarroel G.  
Bernardo Barraza S.  
Jorge Benavides S.  
Manuel Duarte M.  
Rodolfo Feick L.  
Hugh Rudnick V.  
Wilfredo Ziehlmann O.*

*Presidente*

## **PATROCINADORES**

*Consejo de Rectores Universidades Chilenas  
Corporación de Fomento de la Producción ( CORFO )  
Comisión Nacional de Investigaciones Científicas y  
Tecnológicas ( CONICYT ).  
Instituto de Ingenieros Eléctricos y Electrónicos ( IEEE )  
Colegio de Ingenieros A.G.*

## **AUSPICIADORES**

*Empresa Eléctrica de Arica S.A. ( EMELARI ).  
Empresa Nacional de Telecomunicaciones S.A. ( ENTEL ).  
Empresa Eléctrica de Antofagasta S.A. ( ELECDA ).  
Empresa Eléctrica del Norte Grande S.A. ( EDELNOR ).  
Empresa Nacional de Electricidad S.A. ( ENDESA ).  
Minera Escondida Ltda.  
Industria Nacional del Cemento S.A. ( INACESA ).  
Editorial Difusión Limitada.  
PHILIPS Chilena S.A.  
Embotelladora Arica S.A.I.C.  
Administración de Fondos de Pensiones HABITAT.  
RIMPEX.  
COASIN.*

## NOMINA DE CORRECTORES

### CODELCO - CHUQUICAMATA

*Clouet H., Jonny*

### ENTEL CHILE

*Marambio E., Héctor*

### UNIVERSIDAD AUSTRAL DE CHILE

*Fierro M., Néstor*

*Rey C., Pedro*

*Soto C., Heriberto*

### UNIVERSIDAD CATOLICA DE CHILE

*Cipriano Z., Aldo*

*Dixon R., Juan*

*González G., Celso*

*Guesalaga M., Andrés*

*Ríos O., Miguel*

*Rudnick V.D.W., Hugh*

*Varela P., Víctor*

### UNIVERSIDAD CATOLICA DE VALPARAISO

*Alonso R., Paulino*

*Astorga C., Joaquín*

*Bahamondes C., Mario*

*Lefranc H., Gastón*

*Medina H., Jorge*

*Rodríguez R., Leopoldo*

*Vignolo B., Juan*

*Villarroel V., Raimundo*

*Zazopulos D.F., Jorge*

### UNIVERSIDAD DE ANTOFAGASTA

*Arriagada M., Aldo*

*Cortés C., Marcelo*

*Fuentes M., Víctor*

*Márquez B., Ricardo*

*Olivos M., Jorge*

*Pérez R., Carlos*

### UNIVERSIDAD DE CHILE

*Arrau F., Pedro*

*Asenjo S., Efraín*

*Aycaguer H., Auger*

*Beltrán M., Nicolas*

*Cartes C., Juan carlos*

*Duarte M., Manuel*

*Holzmann P., Carlos*

*Jacard H., Benjamín*

*Leal M., Ricardo*

*Morales O., Nelson*

*Muñoz R., Alfredo*

*Romo L., Jorge*

*Valdenegro E., Ariel*

*Vásquez Y., Guillermo*

### UNIVERSIDAD DE CONCEPCION

*Amthauer C., Eligio*

*Morán T., Luis*

*Moreno J., Jaime*

*Wallace C., Rogel*

*Wiechmann F., Eduardo*

**UNIVERSIDAD DE LA FRONTERA**

*Aguilera C., Cristhian*  
*Aros O., Nelson*  
*Barrientos S., Carlos*  
*Carter F., Sergio*  
*Godoy V., Valdemar*

*González S., José*  
*Ruiz M., Jesus*  
*Aparicio, Sebastian*  
*Vergara Ll., Oscar*

**UNIVERSIDAD DE SANTIAGO DE CHILE**

*Arias, Miguel*  
*De La Sotta, Miguel*  
*Del Valle, Julio*  
*Flores, Mario*  
*Kaschel, Héctor*  
*Lira, Héctor*  
*Ortiz, Luis*

*Páez, Oscar*  
*Rojas, Julio*  
*Sanhueza, Hernán*  
*Vancek, Eligius*  
*Vega, Manuel*  
*Watkins, Francisco*  
*Zolezzi, Juan*

**UNIVERSIDAD DE TARAPACA**

*Araya V., Axel*  
*Arroqui L., René*  
*Barraza S., Bernardo*  
*Benavides S., Jorge*  
*Borjas M., Raul*  
*Caballero P., Carlos*  
*Díaz R., Horacio*  
*Fuentes H., Enrique*

*Guirriman C., Ramón*  
*Harnisch V., Ildefonso*  
*Mendizabal J., Hugo*  
*Ortiz L., Holman*  
*Rodríguez E., Alejandro*  
*Sanhueza H., Raúl*  
*Sanz C., Tomás*  
*Villarroel G., Carlos*

**UNIVERSIDAD DEL BIO BIO**

*Concha F., Patricio*  
*Delgado N., Juan*  
*Esparza H., Vladimir*  
*Ferrari F., Luis*  
*Saavedra G., Fideromo*

*Sanhueza G., Gustavo*  
*Vera Lara, Raúl*  
*Wernekinck A., Eugenio*  
*Zambrano I., Ramón*

**UNIVERSIDAD TECNICA FEDERICO SANTA MARIA**

*Bustos, Julián*  
*Carrasco E., Héctor*  
*Dinamarca G., Juan*  
*Feick L., Rodolfo*  
*Fuentes B., Sergio*  
*Fuentes F., Ricardo*  
*González V., Agustín*  
*Hernández S., Juan*

*Leiva B., Nelson*  
*Muñoz G., Alfredo*  
*Olavarría S., Sergio*  
*Pontt O., Jorge*  
*Rojas R., Ricardo*  
*Salgado B., Mario*  
*Waghorn G., Claudio*

## INDICE DE AUTORES

Aguiar De C., Marcelo	2.7					Contreras T., G.	4.10
Almarza M., Carlos	2.20					Cortés B., Alejandro	6.19
Arambel, Pablo	7.2					Cortés D., Ana	2.15
Araneda T., Juan	2.2					Cúneo H., E.	2.3
Arango, Héctor	1.7					Da Costa B., Edson	1.2
Arenas, C.	6.3					Da Costa S., Franklin	5.5
Arias A., Miguel	2.5	2.17	3.3			Damiani, Furio	9.3
Arias M., Carlos	12.3					Dantigny, P.	6.6
Arrau, Pedro	11.4					De Aguiar D., Marcus	11.10
Arriagada B., Igor	7.6					De Azevedo, Fernando	9.1
Arróspide, Marco	2.11	2.21	2.22			De Giusti, Marisa	11.1 11.2
Asenjo S., Efraín	2.19	3.2	3.4			De La Sotta S., Ismael	3.2
Astorga C., Joaquín	6.10					De Lapeira C., José	2.10
Aycaguer H., Auger	4.11					De Lima A., Antonio	7.1
B.T. Ooi	4.3					De Lima, Celso	8.1 9.1
Badan P., Alvaro	11.10					De Mayo I., Fernando	6.14
Bahamondez P., Jorge	12.3					De Oliveira, Aloisio	2.8
Barraza S., Bernardo	2.15					De Oliveira, Luiz	11.8
Barroso De Assis, Sergio	5.5					Del Valle J., Julio	4.9 4.10 6.19
Bava, J.A.	5.11					Delgado N., Juan	2.9
Beltrán, Nicolás	10.7					Dezeraga P., Alejandro	6.14
Benavides S., Jorge	2.15					Díaz R., Horacio	2.13
Bezerra, U. H.	6.8					Díaz S., Rodrigo	10.3
Borjas M., Raúl	2.23					Díaz S., Eduardo	6.12
Bornhardt, Klaus	4.5					Dixon, Juan	4.3
Boudet C., Raúl	4.11					Do Prado J., Alcindo	7.1
Bradford V., Santiago	3.1					Dos Santos, Walter	11.7
Bunel T., Sergio	5.8					Duarte B., Erik	2.15
Bustos O., Julián	2.18					Duarte, Manuel	6.13
Calderón M., Miguel	5.3					Duque, Carlos	2.1
Cárdenas D., Roberto	12.3					Esparza H., Vladimir	4.8 10.4
Carneiro Jr., Sandoval	2.4					Espinoza V., Juan	2.10
Cartes C., Juan	6.14					Espinoza, J.R.	4.6 4.12
Castillo L., Eduardo	10.2					Etchehoury, María	6.18
Castillo L., Nelson	5.3					Falcao, D.M.	6.8
Castro, Patricio	10.7					Feick L., Rodolfo	5.3
Cea, Gabriel	1.1					Ferreira N., Joao	1.2
Chabouty, Louis	6.17					Fuentes R., Victor	12.4
Chias B., Kaimin	2.13					Fuenzalida, Victor	10.7
Chiquito, José	7.4					Garbarino G., Eugenio	11.3
Cipriano, Aldo	6.9	6.10	6.11	6.16	8.2	García P., Fernando	3.3 3.7
Cisternas, Juan	1.4					García S., Rodrigo	5.9
Coelho, Antonio	6.4					Garrido C., Manuel	12.5
Coelho, Jorge	2.6					Giarola, Attilio	5.5
Cogo, Joao	1.3	1.7	10.1			Glaría B., Antonio	11.5
Cornha F., Patricio	6.17					Godoy J., Walter	5.4

Gomes W., Emilio	5.4								Morales, Nelson	12.1
Gomes, Francisco	6.4								Morán T., Luis	1.1 4.4
Gómez B., Alfredo	2.24								Moreira S., Afonso	1.2
Gómez, Juan	3.5	3.6							Moretti, Mauro	6.11
Gómez, Patricio	1.4								Moya A., Oscar	2.9 2.16
Gonzalez G., Celso	2.24								Muniz B., Jorge	8.1 9.1
Gonzalez Z., Marco	3.4								Muñoz O., Oscar	10.6
Grahamnn, Carlos	10.7								Muñoz R., Alfredo	1.5
Grasso, Alejandro	10.5								Muravchik, Carlos	5.2 5.11 6.2 6.18 7.2 7.3
Guarini, Marcello	6.16	8.2							Ninow, J.L.	6.6
Guirriman C., Ramón	12.2								Ojeda, O.	6.3
Gutierrez F., Marco	2.23								Oliva A., Cesar	10.4
Harnisch V., Ildefonso	2.12	12.5							Orlandini R., José	6.15
Hemerly, Elder	11.7	11.8							Ortiz N., Luis	3.3
Henriquez G., Jorge	2.18								Páez R., Oscar	6.12
Hermeto, Antonio	1.3								Palma R., Arturo	2.5
Hernández S., Juan	6.5	9.2	11.3						Páris, Andrés	6.10
Ibarra A., Nelson	11.9								Paucar C., Leonardo	2.14 2.24 12.5
Jacard H., Benjamín	5.9								Pedrero P., Pedro	10.2
Jaquenod, Guillermo	11.2								Pena De S., Kenia	7.4
Jara P., Marcelo	9.3								Pereira, Clever S.	2.4
Juri, Gabriel	1.3	1.9							Pérez, Fabián	1.1
Kaiser, Walter	4.1								Pimentel De S., Verónica	9.4
Kaschel C., Héctor	5.12	6.20							Po, Waldir	4.1
Kleiman, D.L.	6.2								R. Coelho, Antonio	6.4
Kolm M., Marconi	11.10								Rago, Constantino	5.11 7.3
Lara G., Erick	2.19								Raimondo, H.	10.5
Latorre V., C.	2.17								Rautenberg F., Hans	12.4
Leal M., Ricardo	2.9								Reineri, Claudio	3.6
Leite Da S., Armando	2.6								Ríos Ojeda, Miguel	5.6 5.7
López P., Enrique	2.18								Rivera, Alejandro	4.4
Lyrío De A., Antonio	1.2								Rodriguez E., Alejandro	2.10 12.2
Madriaza D., Ernesto	5.1								Rodriguez G., Jorge	5.2
Mantz, R.J.	4.2	4.7							Rodriguez P., J.	4.10
Marchant M., Victor	3.7								Rodriguez, J.R.	4.6 4.12
Marechal, Christine	8.1								Romero B., Pablo	6.17
Marianov K., Vladimir	5.6	5.7							Romo L., Jorge	1.6 1.7
Martínez M., Walter	2.2								Rudnick V. De W., Hugh	2.12 2.14 2.24
Martins S., Antonio	5.5								Ruiz Del S., Javier	9.2
Mascaró, Guillaume	6.9								Runstein, Fernando	7.5
Matus, Marcelo	6.16	8.2							Sa, J.S.	10.1
Medina De D., René	1.5								Sakahi O., Adilson	11.10
Medina, Andrés	6.9	6.11							Salgado I., R.	4.9
Mejía, Rigoberto	2.11	2.21	2.22						Salgado, Mario	6.7
Mendes, Manuel	9.4								Sandoval E., Roberto	12.3
Mercado, G.	10.5								Sanhueza H., Hernán	2.5 2.17
Misraji C., Jaime	1.6								Sanhueza H., Raúl	2.13
Molina C., Juan	12.1								Sanz, A.J.	5.11
Mora M., Eduardo	10.3								Schugurensky, Carlos	11.6



Segovia C., Victor	3.4			Valdenegro E., Ariel	3.1	3.4	
Sepúlveda C., M.	2.3			Valenzuela, M. Anibal	1.4	1.8	
Silva E., Pedro	5.8			Vancek K., Eligius	5.12	6.20	
Solsona, J.A.	4.2	4.7		Varela, Victor	6.16		
Soto G., Manuel	5.1			Vásquez Y., Guillermo	5.8	5.10	
Soto, Humberto	2.11	2.21	2.22	Velásquez, Iván	6.7		
Souza De Sa, Jocelio	1.3	1.7		Venegas G., Jorge	4.8		
Suarez S. Alejandro	10.6			Vicente, J.M.	10.1		
Szczupak, Jacques	2.1	2.4		Videla F., Andrés	12.2		
Tacconi, E.J.	4.2	4.7		Violaro, Fabio	7.5		
Thiemer, Helmuth	11.4			Visacro F., Silverio	2.7		
Torres I., S.	2.18			Wallace C., Rogel	1.1	10.2	10.3
Tourn, Daniel	3.5	3.6		Watkins O., Francisco	4.9	6.19	
Travassos R., J.M.	7.6			11.9			
Tucas A., Oriol	2.16			Wernekinck A., Eugenio	4.8	10.4	
Urbina R., Juan	2.5			Wiechmann, Eduardo P.	4.6	4.12	
Uribe L., Luis	5.10			Yelós, J.	10.5		
Urrea A., Victor	3.3			Yz O., Jaime	1.8		
Urzua, Jorge	8.2			Ziehlmann, Wilfredo	6.3		
				Zolezzi, J.M.	6.3		

# INDICE

- 1 ACCIONAMIENTOS Y MAQUINAS ELECTRICAS**
- 1.1 DISEÑO Y CONSTRUCCION DE MOTORES CON FLUJO AXIAL EN POTENCIAS MEDIAS.**  
*Rogel Wallace, Luis Morán, Gabriel Cea, Fabián Pérez.*
- 1.2 ASSESSMENT OF THE THREE-PHASE INDUCTION MOTORS CHARACTERISTICS AIMING TO SAVE ENERGY: AN ERROR ANALYSIS.**  
*Antonio de Almeida, Afonso Santos, Joao Ferreira Neto, Edson Bortoni.*
- 1.3 SUGERENCIA PARA LA LIMITACION DE LA CARGA ACCIONADA POR MOTORES DE INDUCCION TRIFASICOS DEBIDO A CONDICIONES ANORMALES DE ALIMENTACION.**  
*Jocélio Souza de Sá, Joao Cogo, Antonio Hermeto, Gabriel Juri.*
- 1.4 EVALUACION TERMICA Y DISEÑO DE LA REFRIGERACION DE UN MOTOR DE LAVADORA.**  
*Anibal Valenzuela, Juan Cisternas, Patricio Gómez.*
- 1.5 ANALISIS COMPARATIVO DE LA PARTIDA CONTROLADA DE MOTORES DE INDUCCION.**  
*Alfredo Muñoz R., René Medina de D.*
- 1.6 ANALISIS DEL DISEÑO Y OPERACION DE MOTORES DE INDUCCION MONOFASICOS PARA ALTA VELOCIDAD.**  
*Jorge Romo L., Jaime Misraji C.*
- 1.7 MODELO SIMPLIFICADO PARA EL DISEÑO DE MOTORES DE POLO SOMBREADO.**  
*Jorge Romo L.*
- 1.8 ANALISIS DE LA ETAPA DE ENROLLADORA PARA UNA BOBINADORA DE PAPEL USANDO MODELO INTEGRADO DEL ACCIONAMIENTO POLIMOTOR.**  
*Anibal Valenzuela, Jaime Yz O.*
- 1.9 SUPERVISAO EM TEMPO REAL DE MOTORES DE INDUCCAO TRIFASICOS DE GRANDE PORTE.**  
*Gabriel F. Juri, Jocélio Souza de Sá, Joao Cogo, Héctor Arango,*
- 2 SISTEMAS ELECTRICOS DE POTENCIA**
- 2.1 MODELAGEM DE REDES DE POTENCIA PARA SIMULACAO DE TRANSITORIOS ELECTROMAGNETICOS USANDO TRANSFORMADA Z.**  
*Jerques Szczupak, Carlos Duque.*

- 2.2 EQUILIBRIO CALIDAD TECNICA-RENTABILIDAD EN PROYECTOS DE LOS SISTEMAS DE TRANSMISION Y TRANSFORMACION.**  
*Walter Martínez M., Juan Araneda T.*
- 2.3 EXPERIENCIA EN EL USO DE TRANSFORMADORES DESFASADORES EN EL SISTEMA ELECTRICO TOCOPILLA-CHUQUICAMATA.**  
*E. Cúneo H., M. Sepúlveda C.*
- 2.4 THE USE OF DIGITAL FILTER TECHNIQUES ON THE REAL TIME SIGNAL GENERATION FOR AUTOMATIC TESTS OF TRANSMISSION LINE STATIC PROTECTIVE RELAYS.**  
*Clever Pereira, Jacques Szczupak, Sandoval Carneiro Jr.*
- 2.5 DETERMINACION EXPERIMENTAL DE PARAMETROS DE CARGA Y SU EMPLEO EN ESTUDIOS DE FLUJO DE POTENCIA EN UN SISTEMA DE DISTRIBUCION.**  
*Arturo Palma R., Hernán Sanhueza H., Miguel Arias A., Juan Urbina R.*
- 2.6 REPRESENTAÇÃO DA HIDROLOGIA EM ESTUDOS DE CONFIABILIDADE DE SISTEMAS DE GRANDE PORTE.**  
*Jorge Coelho, Armando Leite da Silva.*
- 2.7 INVESTIGATION AND DEVELOPMENT OF TOOLS FOR APPLICATION IN GROUNDING PROJECTS IN THE CONSTANT POTENTIAL APPROACH DOMAIN.**  
*Silvério Visacro Filho, Marcelo Aguiar de Campos.*
- 2.8 ANALISE DO DESEMPENHO DE MEDIDORES DE ENERGIA DO TIPO INDUÇÃO SUBMETIDO A DISTRORÇÕES HARMONICAS.**  
*Aloísio de Oliveira.*
- 2.9 EFECTO DEL FLUJO DE CARGA A FRECUENCIA NOMINAL EN LA PREDICCION DE DISTORCION ARMONICA.**  
*Ricardo Leal M., Juan Delgado N., Oscar Moya A.*
- 2.10 EVALUACION DE POTENCIALES SUPERFICIALES EN UN SISTEMA DE TIERRA.**  
*Alejandro Rodriguez E., Juan Espinoza V., José de Lapeira C.*
- 2.11 SIMULACION DE LA OPERACION DEL SISTEMA ELECTRICO DE CHILGENER MEDIANTE UN FLUJO DE POTENCIA EN LINEA.**  
*Humberto Soto, Marco Arróspide, Rigoberto Mejía.*
- 2.12 METODO SIMPLIFICADO DE CALCULO DEL ESTADO ELECTRICO DE REDES RADIALES DE DISTRIBUCION.**  
*Hugh Rudnick, Ildefonso Harnisch V.*
- 2.13 PLANIFICACION PARA LA INVERSION ECONOMICA EN POTENCIA REACTIVA.**  
*Raúl Sanhueza H., Horacio Díaz R., Kaimin Chias B.*
- 2.14 CONTROL CARGA FRECUENCIA EN EL SISTEMA INTERCONECTADO CENTRAL.**  
*Hugh Rudnick, Leonardo Paucar C.*

- 2.15 INTERFAZ PARA EL CONTROL POR COMPUTADOR DE COMPENSADORES ESTATICOS DE POTENCIA REACTIVA.**  
*Jorge Benavides S., Bernando Barraza S., Ana Cortés D., Erik Duarte B.*
- 2.16 RESTRICCIONES DE SEGURIDAD ESTATICA EN LA OPERACION ECONOMICA DE SISTEMAS ELECTRICOS DE POTENCIA.**  
*Oriol Tucas A., Oscar Moya A.*
- 2.17 METODOS PARA ANALISIS DE OBSERVABILIDAD EN SISTEMAS DE POTENCIA.**  
*M. Arias A., H. Sanhueza H., C. Latorre V.*
- 2.18 FLUJO DE POTENCIA EN COMPONENTES DE SECUENCIA PARA SISTEMAS ELECTRICOS TRIFASICOS CON DESBALANCE EN LAS CARGAS.**  
*Enrique López P., Sergio Torres I., Jorge Henríquez G., J. Bustos O.*
- 2.19 CALCULO DE SOBRETENSIONES TRANSITORIAS MEDIANTE EL METODO DE FOURIER.**  
*Erick Lara G., Efraín Asenjo S.*
- 2.20 SOFTWARE PARA ANALISIS DE SISTEMAS DE DISTRIBUCION**  
*Carlos Almarza M.*
- 2.21 CONFIGURADOR DE LA RED EN LINEA PARA EL SISTEMA ELECTRICO DE CHILGENER.**  
*Rigoberto Mejía, Humberto Soto, Marco Arróspide*
- 2.22 ESTIMACION DE ESTADO EN LINEA PARA EL SISTEMA ELECTRICO DE CHILGENER.**  
*Marco Arróspide, Rigoberto Mejía, Humberto Soto*
- 2.23 ANALISIS DE CONTINGENCIAS EN SISTEMAS ELECTRICOS.**  
*Raúl Borjas M., Marco Gutierrez F.*
- 2.24 CONTROL DE POTENCIA REACTIVA APLICANDO UN MODELO DE FLUJO DE CORRIENTES.**  
*Hugh Rudnick V. D. W., Alfredo Gómez B., Leonardo Paucar C., Celso González G.*
- 3 ALTA TENSION Y DIELECTRICOS**
- 3.1 ACELERACION EN FRECUENCIA DE LOS ENSAYOS DE DESCARGAS PARCIALES EN AISLANTES, EN EL RANGO 50-500 Hz: EFECTO SOBRE LOS ESPECTROS DE DESCARGAS.**  
*Ariel Valdenegro E., Santiago Bradford V.*
- 3.2 CALCULO DE CAMPOS ELECTRICOS MEDIANTE EL METODO DE ELEMENTOS DE CONTORNO.**  
*Efraín Asenjo S., Ismael de la Sotta S.*

- 3.3 DETERMINACION DEL ERROR DE MEDICION DEL CAMPO ELECTRICO A FRECUENCIA INDUSTRIAL EN LINEAS DE TRANSMISION.**  
*Luis Ortiz N., Miguel Arias A., Víctor Urrea A., Fernando Garcia P.*
- 3.4 LOCALIZACION DE FALLAS EN AISLACIONES MEDIANTE TECNICAS DE ULTRASONIDO.**  
*Marco González Z., Víctor Segovia C., Ariel Valdenegro E., Efraín Asenjo S.*
- 3.5 MODELO ANALITICO DEL PROCESO DE ARCO EN FUSIBLES DE ALTA CAPACIDAD DE RUPTURA.**  
*Daniel H. Tourn, Juan C. Gómez.*
- 3.6 EXPERIMENTACION SOBRE EL COMPORTAMIENTO DE DISTINTOS TIPOS DE ELEMENTOS EXTINTORES EN FUSIBLES H.B.C. EN BAJA TENSION.**  
*Claudio A. Reineri, Daniel H. Tourn, Juan C. Gómez.*
- 3.7 MANTENIMIENTO DE LINEAS DE TRANSMISION DE ALTA TENSION Y EXTRA ALTA TENSION.**  
*Fernando Garcia P., Víctor Marchant M.*
- 4 ELECTRONICA DE POTENCIA**
- 4.1 LAMPADAS FLUORESCENTES ALIMENTADAS EM ALTA FREQUENCIA - EXPECTATIVA LIMITE PARA O AUMENTO DE EFICIENCIA -.**  
*Walter Kaiser, Waldir Pó.*
- 4.2 COMPENSACION FEEDFORWARD PARA CONTROLADORES DE ESTRUCTURA VARIABLE EMPLEADOS EN SISTEMAS ELECTRONICOS DE POTENCIA.**  
*J. A. Solsona, R. J. Mantz, E. J. Tacconi.*
- 4.3 STABILITY ANALYSIS FOR SERIES CONNECTED BOOST TYPE SPWM RECTIFIERS.**  
*Juan Dixon , B.T. Ooi*
- 4.4 DESARROLLO DE UN ESQUEMA DE CONTROL PARA UN COMPENSADOR ESTATICO DE REACTIVOS DEL TIPO CONDENSADOR CONMUTADO POR TIRISTORES.**  
*Luis Morán T., Alejandro Rivera.*
- 4.5 MODULACION MEJORADA PARA UN INVERSOR A GTO DE ALTA FRECUENCIA DE CONMUTACION.**  
*Klaus E. Bornhardt.*
- 4.6 RECTIFICADOR MODULADO POR VECTORES ESPACIALES.**  
*Eduardo Wiechmann, J.R. Espinoza, J.R. Rodríguez.*
- 4.7 TECNICAS DE MODO DE DESLIZAMIENTO PARA EL ANALISIS Y DISEÑO DE COMPENSADORES DE POTENCIA REACTIVA EN CARGAS NO LINEALES.**  
*R.J. Mantz, J.A. Solsona, E.J. Tacconi.*

- 4.8 ANALISIS DEL FLUJO DE ENERGIA EN RECTIFICADORES CONTROLADOS EN EL DOMINIO DE LA FRECUENCIA Y DEL TIEMPO.**  
*Eugenio Wernekinck A., Vladimir Esparza H., Jorge Venegas G.*
- 4.9 MODULACION PROGRAMADA EN INVERSORES TRIFASICOS.**  
*J. Del Valle J., F. Watkins O., R. Salgado I.*
- 4.10 TECNICA DE MODULACION VECTORIAL APLICADA EN INVERSORES TRIFASICOS.**  
*J. Del Valle J., J. Rodríguez P., G. Contreras T.*
- 4.11 UNA SOLUCION AL PROBLEMA DE SOBRETENSIONES GENERADAS POR LA CONMUTACION FORZADA DE PUENTES RECTIFICADORES.**  
*Auger Aycaguer H., Raúl Boudet C.*
- 4.12 COMPENSADOR ESTATICO DE REACTIVOS Y ARMONICOS CONTROLADO POR VECTORES ESPACIALES.**  
*Eduardo Wiechmann, J.R. Espinoza, J.R. Rodríguez.*
- 5 TELECOMUNICACIONES**
- 5.1 SISTEMA DE TELECOMUNICACIONES POR CABLE DE ALTA CAPACIDAD.**  
*Ernesto Madriaza D., Manuel Soto G.*
- 5.2 SEÑALIZACION PARA AUMENTAR LA INMUNIDAD AL DESINCRONISMO DEL RELOJ RECEPTOR.**  
*Carlos Muravchik, Jorge Rodríguez G.*
- 5.3 DESARROLLO DE MULTIPLEXOR DIGITAL.**  
*Nelson Castillo L., Miguel Calderón M., Rodolfo Feick L.*
- 5.4 UN ESQUEMA NAO ALGÉBRICO PARA MODULAÇÃO CODIFICADA.**  
*Emílio Gomes W., Walter Godoy J.*
- 5.5 ANALISE DE ANTENAS DE MICROFITA SOBRE SUBSTRATOS CILINDRICOS CIRCULARES COM COBERTURA DIELETRICA.**  
*Franklin da Costa Silva., Sergio Barroso de Assis F., Antonio Martins S., Atflilio Giarola.*
- 5.6 MODELACION DE SISTEMAS DIGITALES DE COMUNICACION.**  
*Miguel Ríos O., Vladimir Marianov K.*
- 5.7 UBICACION DE CONCENTRADORES O MULTIPLEXORES EN REDES DE COMUNICACIONES, CONSIDERANDO CONEXIONES REDUNDANTES.**  
*Vladimir Marianov K., Miguel Ríos O.*
- 5.8 ANALISIS ESTADISTICO DE LA SINCRONIZACION DE TRAMA DE LOS SISTEMAS DE TRANSMISION MULTICANAL MIC PLESIOCRONOS.**  
*Guillermo Vásquez Y., Pedro Silva E., Sergio Bunel T.*

- 5.9**            **CARACTERISTICAS DE RADIACION DE BOCINAS DE GUIA CIRCULAR CON CORRUGACIONES EXTERNAS.**  
*Benjamin Jacard H., Rodrigo García S.*
- 5.10**           **ESTIMACION DE LA FLUCTUACION DE FASE EN SISTEMAS DE COMUNICACION DIGITAL.**  
*Guillermo Vásquez Y., Luis Uribe L.*
- 5.11**           **METODO DE VERIFICACION DE IMPERFECCIONES EN SUPERFICIES DE ANTENAS REFLECTORAS PARABOLICAS.**  
*J.A. Bava, A.J. Sanz, C. H. Muravchik, C. Rago.*
- 5.12**           **UNA SOLUCION PARA EL PROBLEMA DE LAS COMUNICACIONES DE DATOS A NIVEL DE CELDAS DE PRODUCCION EN EL AMBIENTE CIM-MAP.**  
*Eligius Vancek K., Hector Kaschel C.*
- 6**                **CONTROL AUTOMATICO.**
- 6.1**            **CONTROL ROBUSTO DE SISTEMAS CON NO LINEALIDAD ESTRUCTURADA.**  
*Joaquín Astorga.*
- 6.2**            **OBSERVADORES CON DINAMICA LINEAL DEL ERROR PARA SISTEMAS NO LINEALES DE CONTROL.**  
*Diana Kleiman, Carlos Muravchik.*
- 6.3**            **LEVITADOR ELECTROMAGNETICO CON SENSOR DE POSICION CAPACITIVO.**  
*Wilfredo Ziehlmann O., Carlos Arenas O., Osvaldo Ojeda R., Juan Zolezzi C.*
- 6.4**            **SIMPAC: AMBIENTE DIGITAL DE SIMULACAO NAO-LINEAR PARA PROCESSOS INDUSTRIAIS.**  
*Francisco Gomes, Antonio Coelho.*
- 6.5**            **ENFOQUE UNIFICADO CON MATRICES INTERVALO Y TEOREMA DE KHARITONOV PARA LA ESTABILIDAD DE CONTROLES AUTOMATICOS**  
*Juan Hernández S.*
- 6.6**            **MEMBRANE GAS SENSORS FOR BIOTECHNOLOGICAL PROCESS CONTROL.**  
*J. L. Ninow, P. Dantigny.*
- 6.7**            **AJUSTE DE CONTROLADORES PID Y MINIMIZACION EN  $H_{\infty}$ .**  
*Iván Velásquez, Mario Salgado.*
- 6.8**            **POWER SYSTEM OPERATING: STATE FORECASTING FOR SECURITY ANALYSIS APPLICATIONS.**  
*D. M. Falcao, U. H. Bezerra.*

- 6.9**            **PREDICTOR ADAPTIVO NO LINEAL.**  
*Aldo Cipriano, Guillaume Mascaró, Andrés Medina.*
- 6.10**           **COMPARACION DE ALGORITMOS DE ESTIMACION DE PARAMETROS DE VARIACION RAPIDA.**  
*Andrés Páris, Aldo Cipriano.*
- 6.11**           **DETECCION OPTIMA DE CAMBIOS ABRUPTOS EN SISTEMAS DINAMICOS.**  
*Aldo Cipriano, Mauro Moretti, Andrés Medina.*
- 6.12**           **DETECCION DE ERRORES EN SISTEMAS AUTOMATIZADOS CON CONTROLADORES LOGICOS PROGRAMABLES (PLC).**  
*Oscar Páez R., Eduardo Díaz S.*
- 6.13**           **CONTROL ADAPTIVO ROBUSTO DE PLANTAS DE GRADO RELATIVO UNITARIO USANDO LA MODIFICACION DE \_\_.**  
*Manuel Duarte.*
- 6.14**           **AMPLIACION Y ACTUALIZACION TECNOLOGICA DE UN LABORATORIO DE CONTROL DE PROCESOS.**  
*Alejandro Dezerega P., Fernando de Mayo I., Juan Cartes C.*
- 6.15**           **SISTEMA DE CONTROL DE TRAFICO CENTRALIZADO.**  
*José Orlandini Robert.*
- 6.16**           **MODELO DIFUSO PARA EL CONTROL DE UNA PLANTA DE FLOTACION.**  
*Marcelo Guarini, Aldo Cipriano, Marcelo Matus, Víctor Varela.*
- 6.17**           **CONTROL DE UN GENERADOR DIESEL MEDIANTE LA UTILIZACION DE PLC.**  
*Patricio Concha F., Louis Chabouty, Pablo Romero B.*
- 6.18**           **LINEALIZACION LOCAL DE SISTEMAS NO LINEALES DE TIEMPO CONTINUO.**  
*Maria Etchechoury, Carlos H. Muravchik*
- 6.19**           **SISTEMA DE COMUNICACION ENTRE PLC Y COMPUTADOR.**  
*Francisco Watkins O., Julio del Valle, Alejandro Cortés B.*
- 6.20**           **DIAGNOSTICO DE ERRORES EN CONTROLADORES LOGICOS PROGRAMABLES BAJO EL CONCEPTO DE LA FABRICACION INTEGRADA POR COMPUTADORA (CIM).**  
*Hector Kaschel C., Eligius Vancek K.*
- 7**                **PROCESAMIENTO DE SEÑALES**
- 7.1**             **DIGITALIZAÇÃO DE CONTROLADORES ANALOGICOS.**  
*Alcindo do Prado Junior., Antonio de Lima Araujo.*



- 7.2 UN TEST NO PARAMETRICO DE IGUALDAD ESPECTRAL.**  
*Pablo Arambel, Carlos Muravchik.*
- 7.3 MULTICAMINO Y SEÑALES DE BANDA ANCHA EN LA ESTIMACION DE LA DIRECCION DE ARRIBO DE UN FRENTE DE OLAS.**  
*Constantino Rago, Carlos Muravchik.*
- 7.4 RESTAURACAO DE GRAVAÇOES FONOGRAFICAS POR MEIO DE PROCESSAMENTO DIGITAL DE SINAIS.**  
*Kenia Pena de Souza, José Chiquito.*
- 7.5 CODIFICACION DE VOZ A 8, 16 Y 24 KBITS/S, APLICANDOSE LA TECNICA DE SUB-BANDAS.**  
*Fernando Runstein, Fabio Violaro.*
- 7.6 CANCELADORES DE INTERFERENCIA DE POLARIZACAO CRUZADA ADAPTATIVOS PARA UM SISTEMA 64-QAM**  
*Igor Arriagada B., Joao Travassos Romano.*
- 8 BIOINGENIERIA**
- 8.1 EDESYS: AN EXPERIMENTAL SYSTEM OF EPILEPSY DIAGNOSIS.**  
*Christine Maréchal, Jorge Muniz Barreto, Walter Celso de Lima.*
- 8.2 UN NUEVO METODO PARA LA SOLUCION DE LA ECUACION DE ESTADO APLICADO A UN MODELO DEL SISTEMA CARDIOVASCULAR.**  
*Marcello Guarini, Jorge Urzua, Aldo Cipriano, Marcelo Matus.*
- 9 COMPUTACION**
- 9.1 A NEURAL NETWORK APPROACH FOR FUZZY KNOWLEDGE BASES.**  
*Fernando M. de Azevedo, Jorge M. Barreto, Walter C. de Lima.*
- 9.2 ASPECTOS DE SOFTWARE DE UN ESQUEMA MULTINIVEL GENERALIZADO PARA CONTROL INTELIGENTE DE MANIPULADORES ROBOTICOS.**  
*Juan Hernández S., Javier Ruiz del Solar.*
- 9.3 SIMULACAO PARALELA DE REDES NEURAIS NUMA REDE DE TRANSPUTERS.**  
*Marcelo Jara Pérez., Furio Damiani.*
- 9.4 O ACESSO A VARIÁVEIS MMS UTILIZANDO A INTERFACE DE APLICACAO MAP.**  
*Verônica Lima Pimentel de Sousa, Manuel de Jesus Mendes.*

**10 INSTRUMENTACION**

**10.1 DESENVOLVIMENTO DE UM INSTRUMENTO DIGITAL DE BAIXO CUSTO PARA MONITORAÇÃO EM SISTEMAS ELÉTRICOS TRIFASICOS.**

*J.R. Cogo, J. S. Sá, J. M. E. Vicente.*

**10.2 SENSORES ELECTROMAGNETICOS DE CORRIENTE ALTERNA.**

*Rogel Wallace C., Pedro Pedrero P., Eduardo Castillo L.*

**10.3 DETECCION DEL ANGULO DE TORQUE EN MAQUINAS SINCRONICAS SATURADAS.**

*Rogel Wallace C., Eduardo Mora M., Rodrigo Díaz S.*

**10.4 SISTEMA ELECTRONICO PARA MEDICION DE SENSIBILIDAD VISUAL PERIFERICA.**

*Eugenio Wernekinck A., Cesar Oliva A., Vladimir Esparza H.*

**10.5 LABORATORIO PARA ENSAYO DE SENSORES CCD DE IMAGEN.**

*A. Grasso, G. Mercado, H. Raimondo, J. Yelós*

**10.6 UNIDAD PARA CONTROL DE CORTES EN PAPEL.**

*Alejandro Suárez S. Oscar Muñoz O.*

**10.7 DESARROLLO DE INSTRUMENTACION PARA MEDICION DE HUMEDAD RELATIVA.**

*Nicolás Beltrán, Patricio Castro, Víctor Fuenzalida, Carlos Grahamnn.*

**11 ROBOTICA**

**11.1 BOCXPRT: PLANIFICACION DE TAREAS DE ROBOTS MEDIANTE SISTEMAS EXPERTOS BASADOS EN REGLAS.**

*Marisa de Giusti.*

**11.2 C BOC: LENGUAJE PARA LA PROGRAMACION DE ROBOTS.**

*Marisa de Giusti, Guillermo Jaquenod.*

**11.3 ALGORITMOS DE NORMAS INFINITA Y CUADRATICA PARA EL CONTROL POR APRENDIZAJE DE UN MANIPULADOR ROBOTICO.**

*Juan Hernández S., Eugenio Garbarino G.*

**11.4 SIMULACION DE UN AUTOMATA APRENDIZ DIGITAL**

*Pedro Arrau, Helmuth Thiemer.*

**11.5 RED DE NEURONAS PARA LA AUTO-ORGANIZACION DE LAS PROPIEDADES FUNCIONALES DE LA CORTEZA MOTORA.**

*Antonio Glaría B.*

- 11.6**      **SENSOR DE LABORATORIO PARA CONTROL DE FUERZA EN ROBOTICA.**  
*Carlos Schugurensky.*
- 11.7**      **A PARALLEL VLSI ARCHITECTURE FOR FILTERING AND CONTROL APPLICATIONS.**  
*Walter A. dos Santos, Elder M. Hemerly.*
- 11.8**      **ASSESSMENT OF ADAPTIVE CONTROL STRATEGIES FOR INDUSTRIAL MANIPULATORS.**  
*Luiz de Oliveira, Elder Hemerly.*
- 11.9**      **SISTEMA DE VISION USANDO RAM OPTICA.**  
*Francisco Watkins O., Nelson Ibarra A.*
- 11.10**     **CONTROLE DE ROBOS MANIPULADORES UTILIZANDO PROCESSAMENTO PARALELO.**  
*Marcus de Aguiar Dias, Marconi Kolm Madrid, Adilson Sakahi Ohfugi, Alvaro Badan Palhares.*
- 12**        **EDUCACION EN INGENIERIA**
- 12.1**      **CALCULO DE TRANSITORIOS EN SISTEMAS ELECTRICOS MEDIANTE DISCRETIZACION DE ECUACIONES DIFERENCIALES.**  
*Nelson Morales O., Juan Molina C.*
- 12.2**      **DISEÑO E IMPLEMENTACION DE UN CONVERTIDOR INDIRECTO DE FRECUENCIA.**  
*Alejandro Rodríguez E., Ramón Guirriman C., Andrés Videla F.*
- 12.3**      **SISTEMA DE DESARROLLO 8031/51 UTILIZANDO UN IBM PC-XT/AT.**  
*Roberto Cárdenas D., Carlos Arias M., Roberto Sandoval E., Jorge Bahamondez P.*
- 12.4**      **DESARROLLO DE UN SISTEMA EMULADOR Z-80.**  
*Hans Rautenberg F., Víctor Fuentes R.*
- 12.5**      **LIMITES DE ESTABILIDAD PERMANENTE TEORICO Y PRACTICO EN LA CARTA P-Q DE LA MAQUINA SINCRONICA DE POLOS SALIENTES.**  
*Ildelfonso Harnisch V., Manuel Garrido C., Leonardo Paucar C.*

I

**ACCIONAMIENTOS Y MAQUINAS  
ELECTRICAS**

## DISEÑO Y CONSTRUCCIÓN DE MOTORES CON FLUJO AXIAL EN POTENCIAS MEDIAS

Rogel Wallace - Luis Morán - Gabriel Cea - Fabián Perez  
Departamento de Ingeniería Eléctrica  
Universidad de Concepción  
Casilla 53-C, Correo 3  
Concepción

### RESUMEN

Los motores eléctricos con flujo axial presentan una serie de ventajas con respecto a las máquinas tradicionales: Entrehierro ajustable, construcción más compacta, mayor relación potencia-peso, mayor relación diámetro-largo. Sin embargo los motores eléctricos con flujo axial con un número de pares de polos mayor a seis, además de las ventajas anteriores se pueden diseñar para un mayor rendimiento, haciendo posible su aplicación en accionamientos de baja velocidad nominal, lo que permite simplificar o eliminar el reductor mecánico de velocidad.

Especialmente conveniente resulta la construcción de motores de inducción con dos entrehierros, lo que permite contrarrestar las fuerzas longitudinales. También atractivo resulta el uso de un rotor anisotrópico, que disminuye la reactancia de dispersión del rotor prácticamente a cero. A diferencia de los motores de inducción tipo jaula de ardilla en los cuales las corrientes rotóricas circulan preferentemente en la jaula, en el rotor anisotrópico estas corrientes circulan tanto en el cobre como en el hierro. Esto hace que el tamaño del rotor se reduzca en comparación a un rotor convencional.

Este trabajo presenta datos de diseño y detalles constructivos de un motor de inducción con flujo axial de 25 Hp. y 240 rpm nominales, con rotor anisotrópico. Además se hace un estudio comparativo con motores de inducción tradicionales, de iguales valores nominales.

### DESIGN AND CONSTRUCTION OF MEDIUM POWER AXIAL FLUX INDUCTION MOTORS

#### ABSTRACT

Axial flux induction motors present significant advantages over the traditional ones: adjustable airgap, compact construction, larger power-to-weight ratio, and larger diameter-to-length ratio. Moreover, the axial flux induction motors with a large number of poles (for example more than 12) present a better efficiency. This makes possible their application in low speed-high torque electrical drives allowing a reduction in size, and the elimination of the gear box. The construction of axial flux induction motors with two airgaps, cancels the forces generated in the shaft direction. Also the use of a magnetically anisotropic rotor reduces almost to zero the rotor leakage inductance. Compared to traditional squirrel cage rotors, the anisotropic configuration presents a smaller size since the current in the squirrel cage rotor circulates mainly in the copper, while in the anisotropic rotor it circulates in the copper and in the iron. This allows a better utilization of the iron, thus reducing the rotor size.

This paper presents the design and construction procedure of a 25 Hp and 240 rpm axial flux induction motor with an anisotropic rotor. A comparison between the rated characteristic of the axial flux motor with a traditional one is presented.

#### INTRODUCCION

En las máquinas eléctricas con flujo axial, a diferencia de las máquinas tra-

dicionales, el flujo magnético se encuentra ubicado en planos paralelos al eje de la máquina. Estando por lo tanto los devanados situados en planos radiales.

La historia de las máquinas eléctricas con flujo axial es tan antigua como las máquinas eléctricas mismas, siendo el rotor formado por un disco conductor el primer motor de inducción propuesto por Faraday el año 1821 [2]. Sin embargo, la construcción de disco conductor del rotor tiene la desventaja de aumentar demasiado la corriente magnetizante, al introducir un gran entrehierro no-ferromagnético (en el que se encuentra ubicado el disco). Por esta razón, su uso se ha restringido a motores de muy baja potencia, y a aplicaciones en instrumentación. Una reducción del entrehierro se puede lograr agregando material ferromagnético al disco conductor [1], sin embargo la fragilidad de estas soluciones, mantienen el rango de aplicabilidad en potencias fraccionarias [1].

Un serio esfuerzo, para mejorar la calidad de los diseños de máquinas eléctricas con flujo axial, ha sido el desarrollado por el Dr. C.C. Chan de la Universidad de Hong Kong [2]. En su tesis de Ph.D. desarrolló varios prototipos de diversas máquinas eléctricas, siendo la mayor de ellas un generador sincrónico de flujo axial de 3[KW]. Sin embargo estas máquinas son de un bajo número de polos (4), por lo que resultan con sus devanados demasiado abultados y poco aptas para ser encapsuladas, requisito imprescindible para su uso industrial. También se prevé en estos diseños una inadecuada refrigeración.

Resultados semejantes a [2] se mostraron previamente en [3], haciendo hincapié en la posibilidad de usar chapas de fierro silicoso de grano orientado en la construcción de los dientes del estator. En ambos trabajos se omiten datos acerca de los tipos de devanados usados.

Los dientes del estator formados por una sucesión de láminas de fierro silicoso sobrepuestas [4] dificulta la construcción de dientes largos y delgados, que son precisamente los que se necesitan para máquinas con elevado número de pares de polos, además resulta complejo cortar y ensamblar las chapas de fierro silicoso con el fin de obtener ranuras uniformes (igual ancho).

Otro grupo importante de máquinas eléctricas con flujo axial son los generadores homopolares para producir tensiones alternas de frecuencias en el rango: 1000 a 5000 [Hz], estas máquinas se cons-

truyen generalmente hasta de 10 [KW] y se basan en el efecto de reluctancia variable [5]. Resulta interesante observar la forma constructiva de estas máquinas, ya que representan las máquinas con flujo axial que han tenido un mayor desarrollo tecnológico.

Resulta importante en las máquinas con flujo axial usar un devanado apropiado, que no haga demasiado abultadas las cabezas de bobina, con el objeto de poder reducir el diámetro interior del fierro de la armadura, no hacer demasiado voluminoso el diámetro externo de la máquina, facilitar el flujo de calor hacia la carcasa y finalmente aumentar el rendimiento. El trabajo [6] muestra el devanado de un motor de corriente continua de potencia fraccionaria, que soluciona el problema de las cabezas de bobina, sin embargo estos devanados van totalmente ubicados en el entrehierro, lo cual disminuye excesivamente el valor de la inducción magnética. Aunque este problema puede solucionarse en parte con el uso de imanes permanentes de alta energía interna, en base a tierras raras (Neodimio-Fierro-Boro), aún el elevado precio de éstos hace prohibitivo su uso en unidades de mayor potencia.

Una buena solución para la construcción del disco rotórico la constituye el empleo de un rotor anisotrópico [7], que tiene una alta permeabilidad magnética en sentido axial, y al mismo tiempo una gran conductividad eléctrica. El trabajo [7] muestra algunos rotores anisotrópicos de motores de inducción tradicionales, y también un pequeño rotor tipo disco (diámetro externo 12cm), no se aportan detalles de la tecnología empleada en la construcción del rotor anisotrópico.

El advenimiento de nuevos materiales y la necesidad creciente de mejorar el rendimiento de los accionamientos eléctricos, hace pensar que en los próximos años las máquinas eléctricas con flujo axial serán objeto de mayor estudio y de un desarrollo tecnológico acelerado.

El presente trabajo reporta el diseño y la construcción de un motor de inducción de 25 Hp y 2400 rpm, cuyas principales características son las siguientes:

- Construcción blindada, con carcasa y tapas laterales de bronce. Los yugos de los estatores se encuentran empotrados en las tapas laterales.

- El rotor lo constituye un disco central magnéticamente anisotrópico, formado por alambres de acero uniformemente distribuidos dentro de una pieza de cobre, de tal forma que el circuito magnético no tiene pérdidas de flujo. Este hecho reduce la inductancia de dispersión del rotor prácticamente a cero.

- En el trabajo [4] se forma el diente del estator mediante un apilamiento radial de chapas, con el inconveniente de disminuir la rigidez mecánica, así también el elevado número de cortes desmejora la propiedad de grano orientado. Por estas razones preferimos usar un apilamiento azimutal de 28 chapas de fierro silicoso, de distinto alto para darle al conjunto forma de cuña (figura 2), lo que disminuye el número de cortes, las ranuras resultan de ancho uniforme y se obtiene mayor rigidez.

- La inductancia de dispersión del estator es superior a la de los motores tradicionales, lo que redundará en dos ventajas adicionales:

- i) Se limita el valor de los "peaks" de corriente que se generan debido a cargas de impacto, haciéndolos apropiados para accionar molinos de molienda en la minería.
- ii) Especialmente aptos resultan en accionamientos de velocidad variable, debido a que la alta inductancia del estator limita el contenido armónico de la corriente que generan los inversores de voltaje.

## DESCRIPCION DEL MOTOR DE INDUCCION CON FLUJO AXIAL

### Disposición del estator y rotor.

Se diseñó un motor de inducción con flujo axial de dos entrehierros. El rotor anisotrópico lo constituye un disco central que gira entre los dientes de ambos cuerpos del estator, como se muestra en la figura 1.

Los yugos del estator están empotrados en las tapas laterales del motor las cuales, al igual que la carcasa, son de bronce.

Los dientes del estator se fijan con fibra sintética aislante resistente al calor. La parte superior de las cabezas de bobina se ubica lo más cerca posible a la carcasa para facilitar su refrigeración.

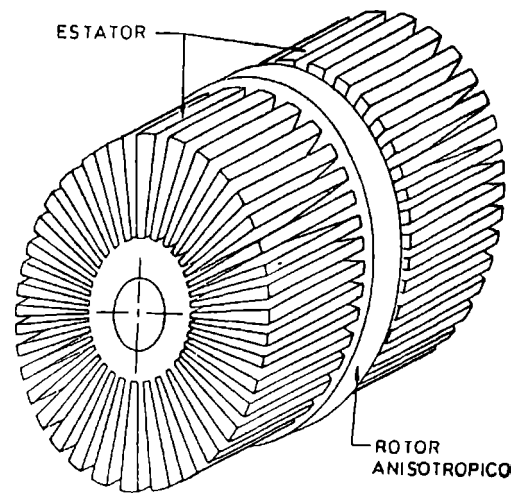


Figura 1: Disposición de los dientes del estator y del rotor anisotrópico.

### Devanados.

Los devanados del motor de inducción con flujo axial deben cumplir los siguientes requisitos:

- Evitar cruzamientos de alambres en las cabezas externas de bobinas.
- Lograr el mayor coeficiente de relleno posible de cobre en las ranuras.
- Obtener la forma más sinusoidal posible de la distribución de fuerza magnetomotriz, con el objeto de evitar torques pulsantes.
- Hacer lo mayor posible el factor de devanado, para no disminuir la potencia de salida del motor.

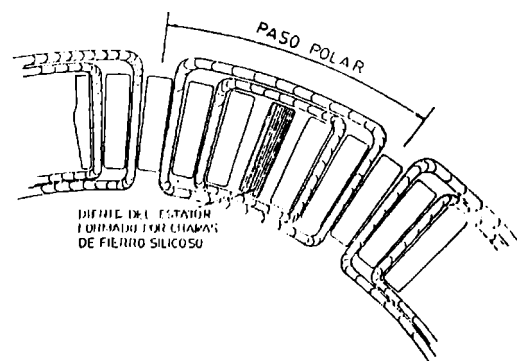


Figura 2: Sección correspondiente a un polo de los devanados del estator.

Un diseño óptimo debiera cumplir las condiciones anteriores, sin embargo, como ellas son contradictorias entre sí, se optó por la construcción de dos bobinas concéntricas (ver figura 2).

La fuerza magnetomotriz, que produce el devanado se puede escribir en función de la serie de Fourier dada por la expresión (1):

$$f_{mm}(x) = \sum_{n=1,3,\dots}^{\infty} b_n \text{sen} nx \quad (1)$$

para un valor máximo de  $f_{mm}(x)$  igual a 1, los primeros valores de "b<sub>n</sub>" resultan:

n	1	3	5	7	9	11
b <sub>n</sub>	1,065	0	-0,057	0,041	0	-0,097

n	13	15	17	19	21	23
b <sub>n</sub>	-0,082	0	0,017	-0,015	0	0,046

Factores de devanado para la fundamental:

$$f_{DIST} = \frac{\text{sen}(q\alpha r/2)}{q \text{sen}(\alpha r/2)} ; f_{ACORT} = \text{sen}\left(\frac{y}{\tau} 90^\circ\right)$$

en que:

q = 2 : N° ranuras por fase y por polo  
 $\alpha r = 30^\circ$  : Grados eléctricos correspondientes a una ranura  
 y = 4 : Paso de bobina en N° de ranuras  
 $\tau = 6$  : Paso polar en N° de ranuras

$$f_{DIST} = 0,966 ; f_{ACORT} = 0,866$$

Estos factores se calcularon para el devanado de dos capas correspondiente al del motor de inducción tradicional.

Finalmente el factor de devanado es:

$$f_{DEV} = f_{DIST} \cdot f_{ACORT} = \frac{\pi}{4} b_1 = 0,8365$$

Debemos destacar, que el devanado no produce 3ª armónica y la 5ª y 7ª son relativamente pequeñas, en cambio la 11ª y 13ª son un poco menor al doble de éstas. La distribución de flujo resulta, sin embargo bastante sinusoidal debido a que la principal armónica de ranura (debida a la saliencia de los dientes del estator) es la 6ª.

Como se observa en la figura 2 el alambre de cobre ocupa los 2/3 del espacio de las ranuras, pero como se trata de un devanado "ordenado" el coeficiente de relleno resulta alrededor de 0,46 para alambre de sección circular y de 0,60 para sección cuadrada. Normalmente los motores tradicionales tienen un coeficiente de relleno entre 0,50 y 0,55 cuando usan alambre de sección circular.

En cada lado del estator (figura 1), cada fase está formada por dos grupos de

bobinas no contiguos y conectados en serie, con el fin de lograr un mayor equilibrio electromagnético entre las fases.

#### DISEÑO ELECTROMAGNETICO DEL MOTOR DE INDUCCION CON FLUJO AXIAL

##### Cálculo del flujo por polo.

El motor de inducción con flujo axial construido consta de 24 polos, en la figura 3 se muestra un camino medio del flujo principal, así los valores de densidad de flujo e intensidad de campo magnético serán valores medios (espaciales).

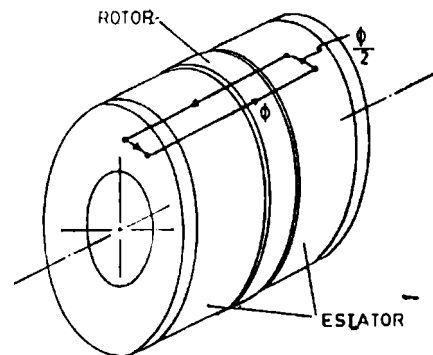


Figura 3: Camino medio de un paso de flujo principal por polo.

El flujo por polo está dado por:

$$\phi_{POLO} = \frac{D_o^2 - D_i^2}{4p} B_{\delta max} \quad (3)$$

D<sub>o</sub> : diámetro externo (figura 1)  
 D<sub>i</sub> : diámetro interno (figura 1)  
 p : número de pares de polo  
 B<sub>δmax</sub> : densidad de flujo máxima en el entrehierro

Nota: Todas las unidades están en sistema MKS.

##### Cálculo de la tensión inducida.

El valor rms de la tensión inducida en cada fase está dado por:

$$E = \sqrt{2} \cdot \pi \cdot f \cdot N_1 \cdot f_{DEV} \cdot \phi_{POLO} \quad (4)$$

f : frecuencia de la red  
 N<sub>1</sub> : número total de vueltas por fase

reemplazando (3) en (4) se tiene:

$$E = \sqrt{2} \cdot \pi \cdot f \cdot N_1 \cdot f_{DEV} \cdot \frac{D_o^2 - D_i^2}{4p} B_{\delta max} \quad (5)$$



Cálculo de densidades de flujo máximas.

A partir de la continuidad de las líneas de flujo se determinan las densidades de flujo máximas en las diferentes partes del circuito magnético.

Para el cálculo posterior conviene expresar todas las densidades de flujo máximas en función de la densidad de flujo máxima en el diente del estator,  $B_{dmax}$

Densidad de flujo máxima en el entrehierro:

$$B_{\delta max} = \frac{(D_o + D_i)\pi - 2a_r Z}{(D_o + D_i)\pi} B_{dmax} \quad (6)$$

$a_r$  : ancho de la ranura del estator  
 $Z$  : número de ranuras (dientes)

Densidad de flujo máxima en el yugo:

$$B_{y max} = \frac{(D_o + D_i)\pi - 2a_r Z}{2p \cdot \pi \cdot a_y} B_{dmax} \quad (7)$$

$a_y$  : ancho del yugo

Densidad de flujo máxima en los alambres de acero del rotor anisotrópico:

$$B_{R max} = \frac{B_{\delta max}}{K_r} \quad (8)$$

se define el factor de relleno del hierro del rotor " $K_r$ ":

$$K_r = \frac{\text{sección Fe rotor}}{\text{sección total entrehierro}}$$

El trabajo [7] recomienda tomar " $K_r$ " igual a 0,4 para alambres de acero de sección circular.

Cálculo de la corriente magnetizante.

*Fuerza Magnetomotriz producida:*

El valor máximo de la resultante de fuerza magnetomotriz producida, está dada por la expresión (9):

$$f_{mp} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \cdot \frac{m \cdot f_{DEV} \cdot N_1}{p} \cdot I_{mag} \quad (9)$$

$m$  : número de fases ( $m=3$ )  
 $N_1$  : número de vueltas del devanado por fase  
 $p$  : número de pares de polos  
 $I_{mag}$  : valor rms de la corriente magnetizante por fase

*Fuerza Magnetomotriz de caída:*

El circuito magnético del flujo principal por polo (figura 3), debido a su simetría, se puede subdividir en cuatro partes iguales, lo que facilita el cálculo del valor máximo de la fuerza magnetomotriz de caída (10):

$$f_{mc} = \oint \vec{H} \cdot d\vec{l} \quad (10)$$

*-Fuerza magnetomotriz de caída en el yugo*

Para el cálculo del valor máximo de la fuerza magnetomotriz en el yugo, se supone lineal la curva de magnetización (una línea recta que une los puntos  $\theta, \theta$  y  $H_{y max}, B_{y max}$ ). Así una distribución sinusoidal de la inducción magnética en el entrehierro se traduce en una distribución con un fuerte contenido de primera armónica de inducción magnética en los yugos, y debido a la linealidad, lo mismo ocurre para la intensidad magnética.

La suposición anterior es optimista, ya que para los puntos ubicados entre  $\theta$  y  $B_{y max}$  los valores de  $H$  de la curva de magnetización son menores a los calculados en la línea recta.

Con las consideraciones anteriores resulta:

$$f_{mcy} = 4 \frac{D_o + D_i}{4p} \cdot H_{y max} \quad (11)$$

$H_{y max}$  : valor de la intensidad magnética tomado de la curva de magnetización para  $B_{y max}$

*-Fuerza magnetomotriz de caída en el entrehierro*

$$f_{mc\delta} = 4 \cdot H_{\delta max} \cdot \delta \quad (12)$$

$\delta$  : entrehierro

$$H_{\delta max} = \frac{B_{\delta max}}{\mu_0} = \frac{B_{\delta max}}{4\pi \cdot 10^{-7}}$$

*-Fuerza magnetomotriz de caída en el diente del estator*

$$f_{mcd} = 4 \cdot H_{d max} \cdot L_d \quad (13)$$

$L_d$  : largo del diente del estator

*-Fuerza magnetomotriz de caída en el rotor*

$$f_{mcR} = 4 \cdot H_{R max} \cdot \frac{a_R}{2} \quad (14)$$

$a_R$  : ancho del rotor anisotrópico

Finalmente para la fuerza magnetomotriz de caída (10) se tiene:

$$f_{mmc} = f_{mmc}_Y + f_{mmc}_\delta + f_{mmc}_d + f_{mmc}_R$$

De la igualdad de fuerzas magnetomotrices ( $f_{mp}=f_{mmc}$ ) y con ayuda de la expresión (9) se obtiene para la corriente magnetizante la relación (15):

$$I_{mag} = \frac{\pi}{2\sqrt{2}} \cdot \frac{p \cdot f_{mmc}}{m \cdot f_{DEV} \cdot N_1} \quad (15)$$

Pesos de los materiales electromagnéticamente activos.

-Peso del hierro silicoso de los dientes del estator

$$W_{Fedi} = 2\gamma_{Fe} \frac{D_o^2 - D_i^2}{4} \left( \pi - \frac{2a_r Z}{D_o + D_i} \right) L_d \quad (16)$$

$$\gamma_{Fe} = 7800 \frac{Kg}{m^3}, \text{ peso específico del hierro}$$

-Peso del hierro silicoso de los yugos del estator

$$W_{FeY} = 2\gamma_{Fe} \frac{D_o^2 - D_i^2}{4} \pi a_Y \quad (17)$$

-Peso de los alambres de acero del rotor

$$W_{FeZ} = K_r \cdot \gamma_{Fe} \frac{D_o^2 - D_i^2}{4} \pi a_R \quad (18)$$

-Peso del enrollado de cobre del estator

$$W_{Cu1} = \gamma_{Cu} m \cdot L_{Cu} \cdot \frac{\pi d_{Cu}^2}{4} \quad (19)$$

$$\gamma_{Cu} = 8900 \frac{Kg}{m^3}, \text{ peso específico del cobre}$$

$d_{Cu}$  : diámetro del conductor de cobre  
 $L_{Cu}$  : largo del conductor de cobre por fase, dado por la expresión:

$$L_{Cu} = 2 \cdot N_1 \left[ (D_o + D_i) \frac{\pi \cdot Y}{Z} + D_o - D_i + 4(d_{Cu} + a) \right]$$

$a$  : grosor del papel aislante+ barniz aislante del conductor de cobre

$Z=144$  : número de dientes del estator

$Y=4$  : paso de bobina en N° de ranuras

-Peso del cobre del rotor

El peso del cobre que forma la matriz anisotrópica, se hizo igual al peso de los alambres de cobre del estator ubicados en las ranuras. De esta manera resultan semejantes los valores medios de

las densidades de corriente, para igualdad de las fuerzas magnetomotrices del estator y rotor.

Los anillos de cobre con que limita la matriz anisotrópica se hicieron de un grosor igual al 10% del alto de dicha matriz en dirección radial, esta cifra se tomó sólo por razones de espacio.

$$W_{CuZ} = \gamma_{Cu} \left[ \frac{N_1 \cdot Z \cdot \pi \cdot d_{Cu}^2}{p} \frac{D_o - D_i}{2} + 0,1\pi \frac{D_o^2 - D_i^2}{2} a_R \right] \quad (20a)$$

$$W_{CuZ} = \gamma_{Cu} (1,2 - K_r) \frac{\pi}{4} (D_o^2 - D_i^2) \cdot a_R \quad (20b)$$

de la igualdad de las expresiones (20) se obtiene el ancho del rotor anisotrópico  $a_R$ :

$$a_R = \frac{N_1 \cdot Z \cdot d_{Cu}^2}{2p \cdot (D_o + D_i) \cdot (1 - K_r)} \quad (21)$$

Cálculo de la potencia de pérdidas.

-Potencia de pérdidas en el hierro:

Las chapas de hierro silicoso que se usaron tienen pérdidas específicas iguales a 2,5 [W/Kg] a una densidad de flujo magnético máxima de 1 [Tesla] y a la frecuencia de 50 [Hz].

$$P_{Fe} = 2,5 \cdot B_{max}^2 \quad [W/Kg] \quad (22)$$

Luego la potencia total de pérdidas en el hierro está dada por la expresión (23):

$$P_{Fe} = 2,5 \cdot B_{dmax}^2 \cdot W_{Fedi} + 2,5 \cdot B_{Ymax}^2 \cdot W_{FeY} \quad (23)$$

Nota: Las pérdidas de histéresis en el hierro del rotor se suponen iguales a cero, debido a que ocurren a muy baja frecuencia en condiciones nominales. Y las corrientes parásitas en el hierro del rotor se superponen a las corrientes en el cobre, de modo que las pérdidas de cobre en el rotor las incluyen.

-Potencia de pérdidas en el cobre:

Las pérdidas específicas en el cobre a 75°C están dadas por la expresión (24):

$$P_{Cu} = 2,7405 \cdot J^2 \quad [W/Kg] \quad (24)$$

$J$  : densidad de corriente en [A/mm<sup>2</sup>]

La expresión (24) no toma en cuenta el efecto pelicular (skin), sin embargo

el entrehierro. mientras en el motor tradicional lo cruza 2 veces (por par de polos).

- En el diseño de la máquina tradicional se obtuvo el diámetro interno " $D_1$ ", la altura del diente del estator " $h_2$ " y el ancho de ranura " $a_r$ " para la condición de flujo máximo resultante por polo, para un porcentaje de corriente magnetizante dado de 17%. En el motor con flujo axial estas cantidades se determinaron por razones constructivas, y el porcentaje de corriente magnetizante variaba alrededor del 17%.
- Las temperaturas de los devanados del estator son mayores en el motor tradicional, por lo cual estos motores pueden representar diseños no realizables.
- El rotor del motor tradicional se diseñó de doble jaula de ardilla (con 120 dientes), mientras que el motor con flujo axial tiene un rotor anisotrópico

## CONCLUSIONES Y COMENTARIOS

- Los motores de inducción con flujo axial hacen un mejor aprovechamiento del hierro silicoso del circuito magnético (figura 10). Se puede armar el estator con chapas rectangulares minimizándose así las pérdidas de material por matrizado, además así se hace posible la utilización anisotrópica del hierro de grano orientado.
- La densidad de flujo es similar en todo el circuito magnético del motor con flujo axial, no ocurre lo mismo en el motor tradicional en que los dientes del estator y en mayor grado los del rotor se encuentran saturados (figura 7). También en el motor con flujo axial se tiene la posibilidad de construir máquinas más cortas (figura 6) elevando el valor de la inducción magnética en los dientes.
- La disposición de los devanados en la armadura (figura 2), hace que la transferencia de calor hacia la carcasa se haga a través de un pequeño entrehierro. Esta situación posibilita la construc-

### Gráficos comparativos.

Estos gráficos se calcularon todos como función de la densidad de flujo máxima en los dientes de los estatores.

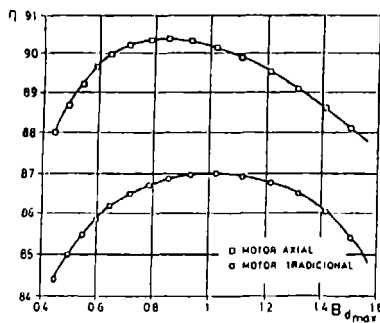


Figura 5: Rendimientos

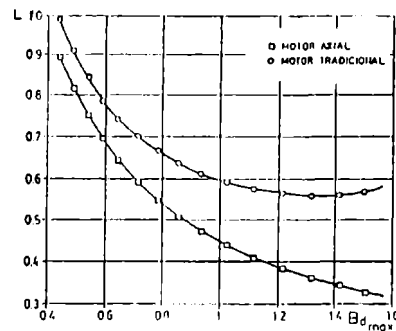


Figura 6: Largo longitudinal del hierro silicoso de las máquinas.

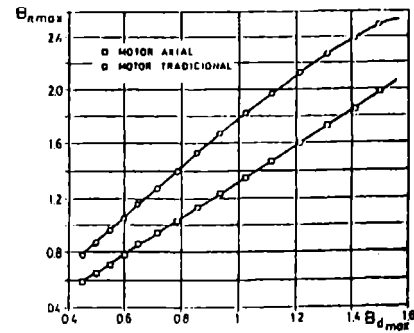


Figura 7: Densidades de flujo máximas del rotor.

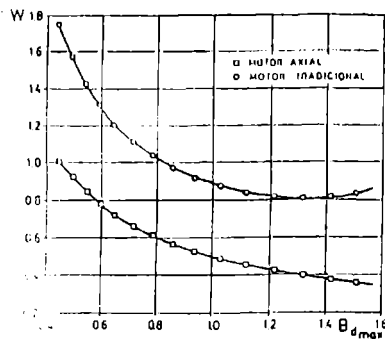


Figura 8: Peso de los materiales electromagnéticamente activos.

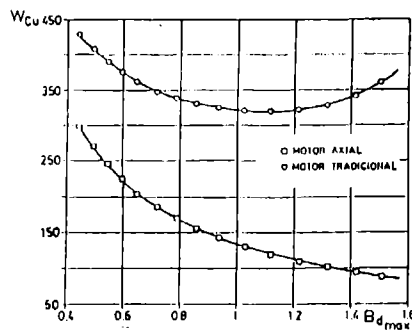


Figura 9: Peso del cobre eléctricamente activo.

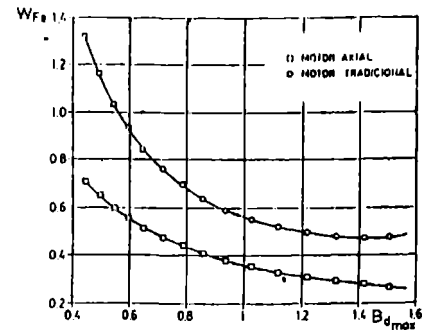


Figura 10: Peso del hierro magnéticamente activo.

este efecto a una frecuencia de 50 ciclos y en alambres de 3,26 mm de diámetro es prácticamente nulo.

Las pérdidas de cobre en el estator, son:

$$P_{Cu1} = 2,7405 \cdot J_E^2 \cdot W_{Cu1} \quad (25)$$

y las pérdidas de cobre en el rotor son:

$$P_{Cu2} = 2,7405 \cdot J_R^2 \cdot W_{Cu2} \quad (26)$$

$J_E$ ,  $J_R$ , densidades de corriente del estator y rotor respectivamente, en  $[A/mm^2]$ .

Como una primera aproximación el valor de  $J_R$  puede tomarse igual a  $J_E$ .

Cálculo del rendimiento.

$$\eta = 100 \cdot \frac{P_{nominal} - P_{perdidas}}{P_{nominal}} [\%]$$

en que:

$$P_{perdidas} = P_{Fe} + P_{Cu1} + P_{Cu2}$$

#### CALCULO DE LA TEMPERATURA EN EL ESTATOR

Para este cálculo se usó la metodología ampliamente conocida para la transferencia de calor en máquinas eléctricas, basada en la conducción y convección natural de calor; rotor-dientes del estator-devanados del estator-carcaza del motor, rotor-carcaza del motor. Convección forzada desde la carcaza del motor al medio ambiente (números de Nusselt, Prandtl, Reynolds).

#### PLANO DEL MOTOR DE INDUCCION CON FLUJO AXIAL

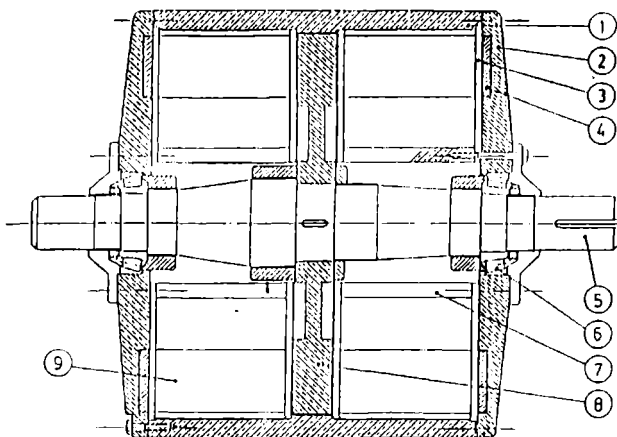


Figura 4: Plano del prototipo construido.

En la figura 4 se muestra un plano a escala del prototipo construido, los principales componentes están designados por números, y son:

1. Carcaza del motor (de bronce)
2. Tapa lateral (de bronce)
3. Pieza de sujeción de los dientes del estator (de material aislante)
4. Yugo del estator formado por chapas de fierro silicoso de grano orientado
5. Eje
6. Rodamiento
7. Anillo de sujeción del estator
8. Rotor anisotrópico
9. Dientes del estator formados por chapas de fierro silicoso de grano orientado

#### COMPARACION DE LOS DISEÑOS DEL MOTOR DE INDUCCION CON FLUJO AXIAL Y EL MOTOR DE INDUCCION TRADICIONAL.

El diseño del motor tradicional, no toma en cuenta el cálculo de las temperaturas en los devanados de la máquina, que por razones constructivas deben ser superiores a las del motor con flujo axial. La comparación se hará en base a la utilización de los materiales activos, con el fin de mostrar las ventajas que presenta la geometría axial del motor.

#### Bases de la comparación.

- Iguales características de placa:  
Potencia nominal = 25 [Hp]  
Voltaje nominal = 380 [V]  
Factor de potencia  $\approx 0,8$   
Frecuencia nominal = 50 [Hz]  
Velocidad nominal  $\approx 242$  [rpm]  
Conexión  $\Delta$
- Igual diámetro externo de las chapas de fierro silicoso que forman el estator ( $D_0=0,60m$ ).
- Igual número de pares de polos ( $p=12$ ).
- Igual diámetro del eje ( $D_{eje}=110$  [mm]).
- Igual entrehierro.
- Igual número de dientes del estator ( $Z=144$ ).
- Igual densidad de corriente en los devanados del estator ( $J=1,18$   $[A/mm^2]$ ).
- Igual factor de devanado ( $f_{dev}=0,8365$ ).
- Igual factor de relleno del cobre en las ranuras del estator ( $f_{cu}=0,46$ ).
- Igual porcentaje de corriente magnetizante ( $f_{Imag}=17\%$ ).

#### Principales diferencias.

- El circuito magnético del motor de inducción con flujo axial cruza 4 veces

ción de motores con flujo axial de menor tamaño que los tradicionales.

- El motor de inducción con flujo axial de dos entrehierros prescinde del yugo de la pieza central. Si esta pieza corresponde a un disco rotórico el retorno del flujo magnético se efectúa a través de los estatores (piezas laterales). En el caso que el estator constituya la pieza central, el retorno del flujo magnético se efectúa a través de los rotores laterales.
- El uso de un rotor anisotrópico en el motor de inducción con flujo axial permite mayor flujo magnético y mayor corriente inducida, debido a que los alambres de acero son también conductores de la corriente eléctrica. Esta situación eleva el torque electromagnético con respecto a otras construcciones posibles del rotor.
- Como el diámetro del rotor es sólo un poco menor que el diámetro interno de la carcasa el torque disponible es alto, en comparación a la construcción tradicional.
- El diseño compacto de las bobinas en el motor de inducción con flujo axial posibilita trabajar a menores densidades de corriente y por lo tanto menor potencia de pérdidas Joule que en el motor tradicional. Esto eleva el rendimiento y permite la autoventilación en diseños de baja velocidad nominal y alto torque.
- Es importante que la parte interior de la carcasa, quede lo más cerca posible de las cabezas de bobina del estator y también del rotor, con el objeto de facilitar el flujo de calor hacia el exterior (figura 4). Esta razón obliga a usar un material buen conductor del calor y no ferromagnético en la construcción de la carcasa. Se propone utilizar un bronce de aluminio (Cu + 10%Al), que junto a su dureza es muy resistente a la corrosión.
- Debido a todas las ventajas que presenta el motor de inducción con flujo axial con respecto al motor de inducción tradicional, especialmente en aplicaciones de baja velocidad nominal y alto torque, pensamos que estos motores están destinados a simplificar o a eliminar completamente el reductor mecánico de velocidad. Esto aumentaría la confiabilidad, el tiempo de servicio y el rendimiento global de una gran cantidad de accionamientos.

## AGRADECIMIENTOS

Los autores agradecen a la Dirección de Investigación de la Universidad de Concepción, a los Proyectos ICA-416, FONDECYT 91-0385 y 90-0406, que con su apoyo han hecho posible la realización del presente trabajo.

Nuestros agradecimientos a las Sras. Fabiola Ulloa y Mónica Dimter por el arduo trabajo del mecanografiado y dibujos de esta presentación.

## REFERENCIAS

- [1] P. Campbell, "The magnetic circuit of an axial field D.C. electrical machine". IEEE Trans. on Magnetics, Sept. 1975.
- [2] C.C. Chan, "Axial-Field electrical machines-design and applications". IEEE Trans. on Energy Conversion, June 1987.
- [3] W. Leung, C.C. Chan, "A new design approach for axial-field electrical machines". IEEE Trans. on PAS., July/Aug 1980.
- [4] W. Leung. "Sandwich synchronous machines and D.C. machines". Patent Specification, London, April 1978.
- [5] P. Evans, F. Eastham. "Disc-geometry homopolar synchronous machine". IEE Proc. September 1980.
- [6] P. Campbell. "Principles of permanent magnet axial-field d.c. machine". IEE Proc., December 1974.
- [7] M. Ito, et al. "Magnetically anisotropic solid rotor of an induction motor" IEEE Trans. on Energy Conv., June 1988.

## BIOGRAFÍAS

Rogel Wallace, Egresó de Ing. C. Eléctrica en 1966 (UTFSM). Ph.D. Instituto Energético de Moscú en 1976. Entre 1976 y 1979 trabajó en Diseño de Máquinas Eléctricas en el Instituto Energético de Moscú (URSS). Desde 1980 a la fecha Profesor Asociado del Departamento de Ingeniería Eléctrica de la Universidad de Concepción

Luis Morán, Egresó de Ing. C. Eléctrica en 1981 (Univ. de Concepción). Ph.D. Universidad de Concordia (Canadá) en 1990. Desde 1982 a la fecha Profesor Asistente del Departamento de Ingeniería Eléctrica de la Universidad de Concepción.

Gabriel Cea y Fabián Pérez, Egresaron de Ing. C. Eléctrica en 1990. Realizaron su Memoria de Grado para optar al título de Ingeniero Civil Eléctrico en "Diseño y Construcción de un Motor de Inducción con Flujo Axial de 25 Hp. 240 rpm".

# ASSESSMENT OF THE THREE-PHASE INDUCTION MOTORS CHARACTERISTICS AIMING TO SAVE ENERGY: AN ERROR ANALYSIS

Antonio Tadeu Lyrio de Almeida (1,2)  
Afonso Henriques Moreira Santos (1)

(1) EFBI - Escola Federal de Engenharia de Itajubá  
Av. BPS, 1303 - Pinheirinho  
37500 - Itajubá - M.G.

João Lopes Ferreira Neto (1)  
Edson da Costa Bortoni (1)

(2) UNITAU - Universidade de Taubaté  
R. Daniel Danelli, s/nº - Jd. Morumbi  
Taubaté - S.P.

## ABSTRACT

This work aims to carry out a critical analysis of the errors resulting from the application of several methodologies employed to evaluate the characteristics of induction motors in laboratory and in field.

## 1.0 - INTRODUCTION

The electrical sector has adopted in the last years an attitude of energy saving. The identification of saving potentials and the technical and economical evaluation of the replacement of certain equipments, as well as the consumer faculty in adopting other attitudes are largely fruits of optimization studies and of energetic diagnostics.

In such activities, many attention has been paid to the three-phase induction motors, seeking to obtain their performance characteristics; this fact rises from their massive presence in industrial processes in which they are often inadequate for the load they drive (mainly while moving fluids in pumps and fans, which respond for the most part of the demand) and they also often operate with low efficiencies.

Many procedures have been employed to determine such characteristics. These procedures, however, are grouped in two basic levels, namely: the procedures performed in laboratory and the ones performed in the very work site.

The laboratory tests are based upon several standards [1,2,3,4,5] and they employ equipments hardly applicable in field; thus, the so-called "type characteristics" are obtained, which, in principle, are considered identical for the many units manufactured based upon a design, even though there is a diversity in the quality of the material used and in the workmanship.

On the other hand, the motors evaluation in site has been the object of several studies [12-17] with many methodologies and formulations resulting from them; the emphasis given is justified or the necessity to examine the real operational situations of the motor-load group, preventing from only theoretical simulations (closed upon the type characteristics like the statement) which may disguise results.

In both situations, uncertainties in the methodologies employed are found out, in tests and in measurements and extrapolations as well. The literature has many examples of

these features, mainly on the achievement of the motors efficiency. As the electrical sector is acknowledge of, the same motor tested with different standards presents efficiency values strongly divergent to each other [6-8]. It is worth mentioning that even methods considered accurate (as in the case of the dynamometer method) present several sources of errors.

Thus, it is evident that the economics of an eventual replacement can be seriously impaired, because the results obtained in laboratories and in field are not thoroughly sure.

With regards the previously mentioned and aiming to allow for to decrease the uncertainty rate in using the test data, a critical analysis of the errors inherent in the various standardized and expeditious methods is carried out.

## 2.0 - DISCUSSION ABOUT STANDARDS AND TEST PROCEDURES

The internationally accepted standards with respect to the efficiency tests of induction motors are the IEEE std 112 [1], IEC Pub. 34-2 [2], JEC std 37 [3] and NEMA std MG 1 [4], the Brazilian standard is the NBR 5383 [5].

The IEEE std 112 has two test categories: the tests with straight forward measurement and the ones with losses addition. In the first category are the A (brake), B (dynamometer) and C (back-to-back) methods; in the second are the E (losses segregation) and F (equivalent circuit).

The IEC-34-2 methods are basically the mentioned ones; the preferred one, however, is the losses segregation one, making it different in the way it corrects the temperature and evaluates the stray load losses. The JEC-std-37 methods are similar to the IEEE-std 112 ones, and they are not applicable to the method C. The method that the standard prefers is the circle diagram one, requiring tests with frequencies lower than nominal. NEMA adopts as standardized procedure the IEEE std 112's method B, including a specific treatment of the stray load losses.

The determination of the motor efficiency by the available methods is a problem in itself, because all of them are faulty and present divergences in the results. With this respect, the references [6-8] gives many examples of the differences

which exist in the efficiency values when one motor is tested by using different procedures.

As claimed by Andreas [6], the disagreements in the results are due to the stray load losses calculations; consequently, NEMA has adopted in its standards [4], the recommendation that the polyphase induction motors be specified with the rated efficiency NEMA (or NEMA NOMEFF) when tested according to the IEEE-std 112 [1], dynamometer method, treating the stray load losses and admits a range of efficiency values for a given motor, based upon a statistical distribution, resulting in differences of up to 4.5 per cent points.

With respect to JEC std 37, Ishizaki and Hiragama [9] propose changes in some of its procedures, aiming, to achieve a greater accurateness in the calculated characteristics.

It must be observed that, even in tests using the dynamometer (IEEE 112, method B) there are several sources of imprecision, such as the instruments, the dynamometer and instruments calibration [6].

### 3.0 - METHODOLOGIES TO ASSESS THE MOTORS CHARGING

The standardized procedures are more applicable to laboratories than in field, due to the necessity of suitable equipments and facilities.

With this regard, many methodologies and formulations have appeared which seek to determine the charging of the motors in their own site. Usually, they are based on measurements of easy accomplishment and on nameplate data or on manufacturer's data sheets.

Some of these methods which will be generically assigned by expeditious methodologies in this work, are analysed as follows:

#### 3.1 - Klöess Formula:

The Klöess formula permits to obtain the relationship between the torque (M) for a slip (s) and the maximum torque (M<sub>k</sub>), that is:

$$\frac{M}{M_k} = \frac{2 (1 + R_1/R_2) s_k}{\frac{s}{s_k} + \frac{s_k}{s} + 2 \frac{R_1}{R_2} s_k} \quad (1)$$

According to Kostenko [10], when the relationship between the stator resistances (R<sub>1</sub>) and the rotor resistance referred to the stator (R<sub>2</sub>) cannot be determined with more precision, it is admitted that R<sub>1</sub>=R<sub>2</sub>. In the equation (1), "s<sub>k</sub>" is the slip corresponding to the pull-out torque "M<sub>k</sub>", which is obtained by taking the values given in catalogues for the rated conditions (M<sub>N</sub>, n<sub>N</sub>) and the relationship M<sub>k</sub>/M<sub>N</sub>.

#### 3.2 - Linearization of the characteristic M=f(n):

The basic principle of this method is the linearization of the characteristic "torque x rotor speed", in the so-called operating region, that is, between slip zero and "s<sub>k</sub>". The pair M<sub>N</sub> and n<sub>N</sub> is considered as a point of the curve, which given and taken as true. So, the load on the motor shaft is given by:

$$M = \frac{n - n_s}{n_N - n_s} \cdot M_N \quad (2)$$

In which: n<sub>s</sub> is the synchronous speed; and n is the speed corresponding to the motor load (M).

The speed can be obtained directly or through measurement of the current absorbed into the grid [11].

#### 3.3 - Inverse Circle Diagram

The mounting of the Circle Diagram is possible through data obtained by performing the tests with free rotor and locked rotor under reduced voltage [10]; with the mentioned diagram and the plate-given rated values in hands, all the characteristic curves are obtained.

On the other hand, not always the tests mentioned in field are possible to be carried out; so, the authors have developed a computer program which, inputed from simple measurements of active electric power, voltage and current taken "in loco" plots the circle diagram, in a form inverse to what is usually done. It is necessary to know the rated values.

#### 3.4 - Methodology Developed by Sá: [12]

Dr. Sá has developed in his Phd thesis a methodology, also presented in the reference [12], based on the solution of the equivalent circuit in "T" of the induction motor, calculating the parameters from manufacturer's data sheets. The rotor reactance and the resistance are considered varying with the slip (or with the rotor frequency) between the start-up and s<sub>k</sub>. So, the employment of the skin effect in the mentioned range is incorporated, but not the saturation influence. In the so-called operating region the parameters are kept constant. As the torque and start-up current values are used, it is hardly applicable to motors with wound rotors without adaptations.

#### 3.5 - Other Methodologies:

There are others methodologies, as the one mentioned in [13], in which the power is obtained from three other values taken from manufacturer data sheets, corresponding to 50%, 75% and 100% of full load.

Goldenberg and Lobosco [14] use these data with the power factor and the speed for the same conditions; besides, the equationing include other data as full load and locked current, full load and locked rotor torque and the maximum torque. Fourteen equations are obtained which only six unknowns, with an analytical solution resulting. Additionally, an adjustment is done through numerical processes to minimize the deviation between

the values claimed by the manufacturer and the values calculated through Form F.3 from IEEE std 112 [1].

The utilization of an accelerometer [15] allows for the achievement of the  $M=f(n)$  curves; but it requires the motor disconnection and it is more applicable to laboratories. With this respect, Szabados et alii [16] develops improvements in the traditional accelerometers [15] and obtains the motor's characteristics based upon the measurement of the stator currents and speeds during the start-up, employing a data acquisition board, together with the device. These techniques have their attraction in the possibility of performing, later, an on-line monitoring by using a microcomputer or through measurement of conventional currents. Artime and Sanz [16] presented another methodology which employs the electric quantities measurement in two operating points, but it needs a value of the torque developed in the shaft for one of these points.

#### 4.0 - STATISTICAL MODELS

The methods presented in the previous section for calculation of the developed torque and, consequently, of the power given in the motor shaft, have a deterministic character. It is known, however, that such procedures are subject to errors incurred from the achievement of the measurements to the practice of the mathematic models, these errors accumulating during the applications.

One of the main restrictions presented to them is the utilization of data sheets or nameplate data; as a matter of fact, the diversity of the quality of the material used and of the workmanship leads to distinct performances for motors with the same design and rated characteristics.

With respect to these data, it is necessary to verify if they are typical, mean or guaranteed, if the stray load losses and the bearing ones are included in their determination, what is the test method used to obtain them and what is the trust level the motor's user wishes. This way, naturally, there is a great uncertainty in the results obtained with the methodologies employing data sheets or nameplate data.

However, even when employing established methods in the sundry outstanding international standards, concerning questions arise, that is: What is the efficiency correct value? What results must be adopted to evaluate technically and economically the feasibility of replacing a motor? Is there any practical feasibility in the standardized methodologies?

The uncertainties are present in the achievement and in the use of the test results as well, and not only in the expeditious methodologies. The fact that the questions are the same done for these last ones must be enhanced.

Upon the exposed, there is a necessity of statistical treatment of any results obtained, so as to check out the inherent (or systematic) errors to the test or expeditious

methods, to the measurements and extrapolations. It must be observed that the NEMA recommendations [4] follow this finding.

The data consistency can be achieved through adjustments to statistical models [18], which must reflect, however, the physical behavior of the motor to make them valid; among them, the one presenting the least standard deviation must be used.

Based upon the theory of the three-phase induction motors and on the equationing of their equivalent circuit [10], three statistical models applicable to the region of steady operation of the motor were developed which are outlined.

##### a) Model 1:

In this model, as simplification, the parameters are considered not to vary in the motor's operating region; so,

$$\frac{1}{M} = \frac{C_1}{s} + C_2 s \quad (3)$$

in which:  $C_1$  and  $C_2$  are constants which aggregate the motor's parameters, applied voltage and synchronous speed, quantities considered invariable in the analysis.

By means of a linear regression of multiple variables, along the origin a straight line best adjusted to the test points is obtained.

##### b) Model 2:

In this case, the interception was introduced in the linear regression by adding a new constant ( $C_3$ ) to the expression (3), so as to consider the systematic errors.

The representative expression of the model is:

$$\frac{1}{M} = \frac{C_1}{s} + C_2 s + C_3 \quad (4)$$

##### c) Model 3:

As, a matter of fact, some of the machine parameters vary with the speed along the operation [10], a new term was added to the expression (4) trying to represent this feature, that is:

$$\frac{1}{M} = \frac{C_1}{s} + C_2 s + C_3 + \frac{C_4}{s^2} \quad (5)$$

#### 5.0 - TEST DATA AND ADJUSTMENT OF THE MODELS

To illustrate the adjustments procedures with the statistic models test results of motors performed by different methodologies and obtained with various manufacturers are presented in the tables 1, 2 and 3.

Among more than two dozens of test sheets, the study of three motors, whose basic characteristic and standards employed in their tests are given in the Appendix.

For any test method, the best adjustment was up to model 3. The expressions for the motors' models are presents in the next page.



TABLE 1: Comparison for the statistic models - Motor 1

Speed [rpm]	Test data	Torque in [pu] based on the rated torque		Error relative to the test data [%]	
		Model 1	Model 3	Model 1	Model 3
1714	1.85	1.66	1.84	10.3	0.54
1738	1.39	1.37	1.41	1.44	-1.44
1746	1.25	1.24	1.24	0.80	0.80
1753	1.09	1.11	1.09	-1.83	0.00
1760	0.93	0.97	0.93	-4.30	0.00
1767	0.78	0.82	0.77	-5.13	1.28
1778	0.53	0.56	0.53	-5.86	0.00
1790	0.26	0.26	0.26	0.00	0.00
STANDARD DEVIATION				4.86	0.78

TABLE 2: Comparison for the statistic models - Motor 2

Speed [rpm]	Test data	Torque in [pu] based on the rated torque		Error relative to the test data [%]	
		Model 1	Model 3	Model 1	Model 3
3560	1.31	2.169	1.239	69.90	-5.20
3573	1.00	2.087	1.030	108.1	2.69
3581	0.75	1.791	0.802	138.2	6.65
3589	0.51	0.377	0.495	-26.8	-3.88
3594	0.27	0.206	0.273	-24.5	0.00
STANDARD DEVIATION				85.4	4.33

TABLE 3: Comparison for the statistic models - Motor 3

Speed [rpm]	Test data	Torque in [pu] based on the rated torque		Error relative to the test data [%]	
		Model 1	Model 3	Model 1	Model 3
874	1.29	1.261	1.265	2.047	1.712
880	1.02	0.995	0.994	2.718	2.874
885	0.50	0.512	0.512	0.470	0.765
890	0.50	0.512	0.512	-1.332	-1.387
STANDARD DEVIATION				0.039	0.038

a) Motor 1:

$$\frac{1}{M} = \frac{4.277}{s} + 457.2 s - 23.49 - \frac{4.68 \times 10^{-9}}{s^2} \quad (6)$$

b) Motor 2:

$$\frac{1}{M} = \frac{2.06 \times 10^{-2}}{s} + 394.6 s - 10.27 - \frac{4.97 \times 10^{-5}}{s^2} \quad (7)$$

c) Motor 3:

$$\frac{1}{M} = \frac{0.352}{s} + 20.0 s - 2.5 \times 10^{-5} - \frac{8.46 \times 10^{-5}}{s^2} \quad (8)$$

Model 2 was neglected because in more than twenty motors evaluated it did not have physical significance. Model 1 presented a standard deviation superior to Model 3 in every case; this way, expressions (6), (7) and (8) are employed as the best approach to the motor performance, preventing from introducing systematic errors (mainly resulting from the use of the dynamometer method) as, for example; decrease of the speed when the load on the motor shaft

decreases, in relation to the previous measurement; speed constant with load increase; speed constant with brutal reduction of load in relation to the previous measurement, with the motor not operating with light load on the shaft; or, different speeds for equal loads on the shaft, the speed control being non-existent.

## 6.0 - THE EXPEDITIOUS PROCEDURES AND THE ADJUSTED STATISTICAL MODEL

The use of model 3 was best adjusted to the test data, making them consistent; now, any extrapolation aiming to obtain other points in the "torque related to speed" characteristic can be calculated through expressions (6), (7) and (8) for motors 1, 2 and 3, respectively. Again, it is enhanced that all the analysis of this work hold for the region between the speed corresponding to the maximum torque and the synchronous speed.

Only the procedures with easy application in field will be considered, that is, the Klöss formula [10], the linearization of  $M=f(n)$ , the inverse circle diagram, and the Dr. Sá's [12]. The procedures mentioned in [13] and [14] will not be assessed because not always there are available data about the operating conditions at 50% and 75% of full load of an operating motor. The Szabados' digital accelerometer [16] requires a tachogenerator coupled in the axle shaft what, many times, is not possible in industrial plants and, therefore, is not applicable to every case of evaluation in field.

Within this scope, an error evaluation is carried out between the expeditious procedures and the statistical model adjusted for each case. The comparisons, are illustrated in correspondence to figures 1, 2 and 3, for motors 1, 2 and 3, respectively. The table 4 presents their standard deviations.

TABLE 4: Comparison among methods - Standard Deviation

Method	klöss formula	linear.	inverse circle diagram	Sá
Motor1	26.40	26.60	18.40	-----
Motor2	15.50	18.50	-----	15.90
Motor3	0.282	2.367	0.724	4.88

## 7.0 - CONCLUSIONS

It has been found that the most suitable statistical adjustment was the one performed through model 3. It is observed that in the motors tested through JEC std 37, the standard deviation is minimal, indicating that, even though using the circle diagram and extrapolations to obtain the rotor parameters at low frequency (12 [Hz]), the data present statistical consistency. The application of the IEEE-B/NEMA method, also has resulted in good conformity of the data.

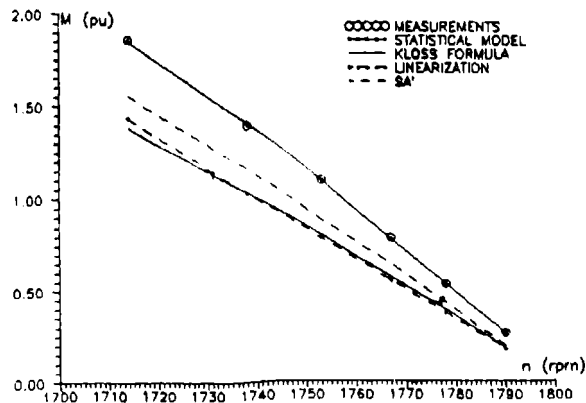


FIGURE 1:  $M = f(n)$  characteristic obtained through different methods, Motor 1.

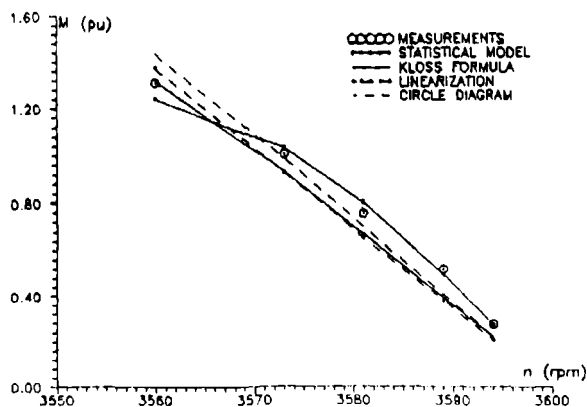


FIGURE 2:  $M = f(n)$  characteristic obtained through different methods, Motor 2.

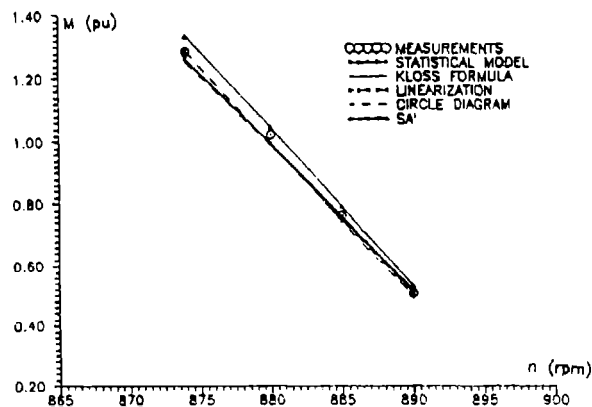


FIGURE 3:  $M = f(n)$  characteristic obtained through different methods, Motor 3.

On the other hand, the IEC-34-2 methodology employed gave the largest error among all methods; it can be supposed that such a fact is because of the stray load losses calculation as being 0.5 % of the active power absorbed from the grid for a determined load on the shaft, which causes distortions.

From the expeditious methodologies, only the Klöss formula and the linearization of  $M=f(n)$  were applicable to all the motors. The

Dr. SA's and the Inverse Circle Diagram method not even presented results in some cases and, therefore, their use is restricted.

The two first methods present as a flaw the dependence on the catalogue or name plate data. It is observed that such data were supposed as the test ones and, even so, the errors were rather significant; it is likely that the imprecision would be much greater if this was not done. Besides, the results obtained do not incorporate any conditions adverse to the network, such as voltage unbalance or presence of harmonics.

The other methodologies, as shown, are not that applicable to evaluation of operating motors, since the available data are not much reliable or non-existent.

The identification of saving potentials and the technical and economical evaluation of replacing the motors requires swift methodologies for application in field; yet, as analysed, these are not enough. The test procedures, which might supply this necessity, are of difficult application, they present divergent results according to the standard (and many times, discrepant for motors of a same design) and, depending upon the size, they are more expensive than the motor itself.

Within this scope, the philosophy of evaluating the efficiency or the motor charging becomes a dangerous fact, because there are high mistake risks (what, of course, results in considerable financial damages).

The term "oversized motor" is very relative, because it depends on the requirements imposed by the load (work cycle), on the room conditions and on the supply network; besides, not always the products "efficiency per power factor" are the largest for full load conditions. The real situation of a motor, and the convenience of an eventual replacement, must be evaluated from the binomial "heating-energetic efficiency", these features being obtained through the typical work cycle.

Anyway, it can be concluded that the expeditious methods to evaluate the load of motors are subject to the reliability of data and characteristics supplied by manufacturers, this one holding for test results from the manufacturer. With this respect, it is interesting to notice that the expeditious methodologies have a great correspondence with the results obtained through application of the JEC-std 37; in other words, it can be said that all the methods are applicable because there are no certainty and that the validity depends on the standard through which the motor was originally tested.

## REFERENCES

- [1] Test Procedure for Polyphase Induction Motors and Generators - IEEE Standard 112, 1984.
- [2] "Methods for determining losses and

- efficiency of rotating electrical machinery from tests" - Rotating Electrical Machines - Part 2 - IEEE Publication 34-2. (1972)
- [3] Induction Machine, Standard of Japanese Electrotechnical Committee, JEC 37, 1961.
- [4] American National Standard for Motors and Generators, NEMA MG 1 - 1978.
- [5] NBR 5363 - Máquinas Polifásicas de Indução - Método de Ensaio - ABNT.
- [6] Andreas, J.C.; Energy Efficient Electric Motors - Selection and Applications - Marcel Dekker, Inc, New York, 1982.
- [7] Cumings, P.G.; Bowers, W.D.; Martiny, W.J. - "Induction motor efficiency test methods" - IEEE Trans on IA, vol. IA-17, n° 3, may/june 1981, pp 253-272.
- [8] Cummings, P.G. - "Comparison of IEC and NEMA/IEEE motor standards - part I" - IEEE Trans on Ind Appl., vol. IA-18, n° 5, sep/out - 1982 - pp 471-478.
- [9] Ishizaki, A.; Hirayama, K.; - "Determination of equivalent circuit parameters for performance calculation of polyphase induction machines - Electrical Engineering in Japan - 87 (1) 1967 - pp 71-75.
- [10] Kostenko, M.; Piotrovski, I. - Electrical Machines. - Mir Publ., Moscow.
- [11] Ferreira Neto, J.L.; Santos, A.H.M.; - "Metodologia expedita de avaliação técnica e econômica de substituição de motores em operação" - Winner of Pirelli's Energy Saving Award, 1988.
- [12] Ruppert F., E.; Arango, H.; Sá, J.S. - "Analysis of Squirrel Cage Induction Motor Rotor Bars Thermal Behavior" - Proc. Int. Conf. on Electrical Machines (ICEM) - Cambridge; 1990, pp 245-260.
- [13] Woodham, J.B.; - "Motor loading for lowest losses" ECM - feb 1979, pp 66-69.
- [14] Goldemberg, C.; Lobosco, O.S. - "Determination of Induction Motor Characteristics form manufacturers data sheets" - Proc. Int. Conf. on Electrical Machines (ICEM) - Cambridge, 1990, pp 458-463.
- [15] Cristofides, N.; Adkins, B.; - "Determination of load losses and torques in squirrel-cage induction motors" - Proc. IEE, vol 113, n° 2, Dec. 1966 - pp 1995-2005.
- [16] Szabados, B.; Findlay, R.D.; Obermeyer, G.M.; Drapner, R.E. - "Measurement of the torque-speed characteristics of induction motors using an improved new digital approach" - IEEE Trans. on En. Conv., vol 5, n° 3, sept. 1990, pp 565-571.
- [17] Artime, J.; Sanz, J. - "A new proposed method for the determination of circuit parameters in squirrel-cage induction motors by steady-state tests". Proc. Int. Conf. on Electrical Machines (ICEM) - Cambridge, 1990, pp 522-526.
- [18] Davies, O.L.; Goldsmith, P.L. - Statistical methods in research and production. Hafner Pub. Co, New York, 1972.

#### APPENDIX

##### MOTOR'S TEST REPORT:

###### A.1 - Motor 1:

Test method: IEEE std 112 / B (dynamometer) / NEMA MG 1.

$P_N = 11 \text{ kW}$ ;  $U_N = 440 \text{ V}$ ;  $I_N = 22 \text{ A}$ ; 60 Hz;  
 $n_N = 1730 \text{ rpm}$ ; stator resistance ( $R_s$ ) =  $0.45945 \Omega / 20^\circ \text{C}$ ;

I [A]	11.46	17.68	19.99	22.36	24.76	22.17
Pel [kW]	7.57	10.46	12.34	14.19	15.99	17.75
n [rpm]	1778	1767	1760	1753	1746	1738
M [kgf]	3.22	4.76	5.75	6.72	7.66	8.57
P [kW]	5.88	8.64	10.40	12.10	13.74	15.30
$\eta$	0.78	0.83	0.84	0.85	0.86	0.86
cos $\phi$	0.89	0.78	0.81	0.83	0.85	0.86

###### A.2 - Motor 2:

Test method: IEC - 34 - 2

$P_N = 450 \text{ cv}$ ;  $U_N = 4000 \text{ V}$ ;  $I_N = 59.1 \text{ A}$ ; 60 Hz;  
 $n_N = 3570 \text{ rpm}$ ; 2 poles;  $M_k/M_N = 2.63$ ;  
 $M_f/M_N = 1.39$ ;  $I_f/I_N = 6.32$

LOAD %	125	100	75	50	25
Pel [kW]	455.0	350.0	264.0	183.5	101.6
S [kVA]	516.1	396.3	311.8	228.6	159.3
cos $\phi$	0.882	0.883	0.847	0.803	0.637
s%	1.111	0.750	0.528	0.306	0.167
P <sub>s1</sub> [kW]	7.40	4.36	2.69	1.44	0.70
P <sub>s2</sub> [kW]	4.82	2.56	1.36	0.54	0.16
P <sub>sl</sub> [kW]	2.28	1.75	1.32	0.92	0.51
Total	23.97	18.04	14.74	12.27	10.74
P [kW]	431.03	331.96	249.26	171.23	90.78
$\eta$	0.947	0.948	0.944	0.933	0.894
I [A]	74.5	57.2	45.0	33.0	23.0

###### A.3 - Motor 3:

Test Method: JEC - std 37;

$P_N = 55 \text{ kW}$ ;  $U_N = 440 \text{ V}$ ;  $I_N = 96.0 \text{ A}$ ; 60 Hz;  
 $n_N = 880 \text{ rpm}$ ; 8 poles;  $M_k/M_N = 3.10$ ;  
 $M_f/M_N = 1.007$ ;  $I_f/I_N = 5.68$

Test	f [Hz]	V [V]	I [A]	Pel [W]
Free Rotor	60	440	44.9	2260
Locked Rotor	60	80	103	3360

###### Load Test (Circle Diagram Method)

LOAD %	125	100	75	50
cos $\phi$	0.844	0.813	0.757	0.643
s%	2.87	2.24	1.64	1.07
$\eta$	0.924	0.927	0.924	0.909
I [A]	115.6	95.6	77.4	61.8

###### A.4 - NOMENCLATURE

Pel - Active electric power; S - Total electric power; I - Line current; P - Mechanical power; P<sub>s1</sub>, P<sub>s2</sub> - I<sup>2</sup>R losses (stator and rotor); P<sub>sl</sub> - Stray load losses; s - Slip;  $\eta$  - Efficiency; M - Developed torque.

Antonio T. L. Almeida - Elec. Eng. (EFEI/1980); Msc in Elect. Eng. (EFEI/1986). Currently he is working toward his Phd degree in elec. eng. at Universidade Estadual de Campinas (UNICAMP). He is presently professor of Electrical Machines at EFEI and UNITAU.

Afonso H. M. Santos - Elec. Eng. (EFEI/1978); Msc in Elec. Eng. (EFEI/1980); Phd (UNICAMP/1987). He works at EFEI, but presently is a Postdoctoral Fellow at CIRED, FRANCE.

João L. F. Neto - Elec. Eng. (EFEI/1989); currently he is working toward his Msc degree at EFEI. He is the 1988 recipient of the Pirelli's Energy Saving Award.

Edson C. Bortoni - Elec. Eng. (EFEI/1990); Presently he is working toward his Msc degree at UNICAMP.

**SUGESTION PARA LA LIMITACIÓN DE LA CARGA ACCIONADA POR MOTORES DE INDUCCIÓN TRIFÁSICOS,  
DEBIDO A CONDICIONES ANORMALES DE ALIMENTACIÓN**

Jocélio Souza de Sá (\*)  
 João Roberto Cogo (\*)  
 Antonio Eduardo Hermeto (\*)  
 Gabriel Fernando Juri (\*\*)

(\*) Escola Federal de Engenharia de Itajubá - EFEI  
 Campus J. R. Seabra  
 Av. BPS, 1303 - C.P. 50  
 37.500 - Itajubá - MG

(\*\*) M. Sc. por la Escola Federal de Engenharia de Itajubá - EFEI

**ABSTRACT**

If an induction motor is supplied with unbalanced voltages, there are increase in motor losses. Therefore, to avoid excessive stator winding temperatures, the motor output power must be reduced.

Two methods (complete and simplifacated) to make it are suggested. Also, the paper conclude that, from a defined value of unbalance factor, a larger continuous output power can be obtained (without mechanical problems consideration) with single-phased operation.

**1. INTRODUCCIÓN**

Cuando el motor de inducción trifásico acciona una dada carga, a la medida que aumenta el grado de desequilibrio de las tensiones de alimentación crecen las perdidas en los bobinados, tanto del estator cuanto del rotor. Es to indica que, con tensiones desequilibradas, el motor no puede operar de forma continua con carga nominal, sin que se produzcan sobre-elevaciones de temperatura.

Por lo tanto, la potencia entregada a la carga debe ser reducida, siendo esa reducción dependiente del grado de desequilibrio y de las características propias del motor.

En este articulo son presentados dos metodos para la limitación de la carga accionada en función del factor de desequilibrio, de modo a que no se produzcan elevaciones de temperatura de los bobinados del estator que disminugan la vida útil del motor.

Es importante observar, que en los metodos propuestos para la limitación de la carga se considera que las tensiones son senoidales, y que el regimen de operación del motor es de tipo continuo.

**2. LIMITACIÓN DE LA POTENCIA ENTREGADA A LA CARGA A TRAVÉS DE LA INTERACCIÓN ENTRE LOS MODELOS ELÉCTRICO Y TÉRMICO DEL MOTOR [1]**

A partir de datos normalmente obtenibles en catalogos de fabricantes, es posible modelar tanto eléctrica cuanto térmicamente el motor de inducción trifásico con rotor de jaula de ardilla [1], considerando inclusive los efectos pelicular [2] y de la saturación magnética, así como la variación de la ventilación con la velocidad de operación. Con ek auxilio de estos modelos, se propone en este iten un metodo para la reducción de la carga accionada, de modo a que las elevaciones medias de temperatura en los bobinados del estator no superen el valor característico definido por la clase del aislamiento del estator.

La figura 1 muestra el fluxograma del programa utilizado para la simulación.

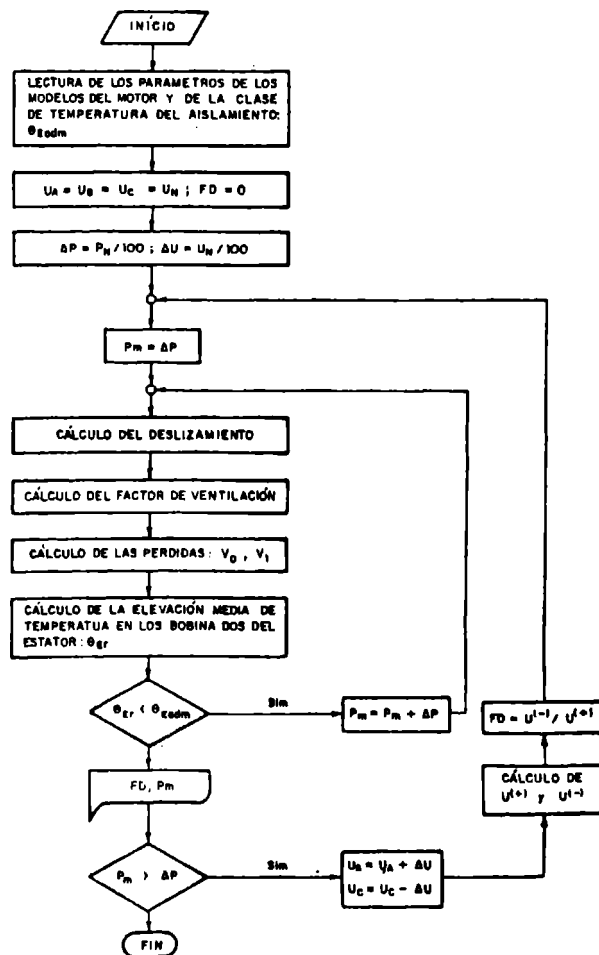


Figura 1 - Fluxograma del programa de simulación utilizado para la limitación de la carga del motor de inducción trifásico.

Donde:

- $U_A, U_B, U_C$  - Tensiones fase-neutro (V)
- $U_N$  - Tensión nominal de fase del motor (V)
- $P_N$  - Potencia nominal del motor (W)
- FD - Factor de desequilibrio (pu)
- $P_m$  - Potencia en el eje (W)
- $V_0, V_1$  - Pérdidas en vacío y en los bobinados del estator, respectivamente (W)
- $\theta_{Er}$  - Elevación media de temperatura en los bobinados del estator ( $^{\circ}C$ )
- $\theta_{Edm}$  - Elevación media admisible en los bobinados del estator, conforme con la clase de la aislación ( $^{\circ}C$ ).

En el fluxograma de la figura 1, los valores del deslizamiento son calculados a partir de la ecuación de Kloes [3] (ver ecuación (15)), en función de la potencia entregada a la carga.

Como existe un sin número de posibilidades de variación de las tensiones de alimentación, se adoptó para la simulación de este efecto la variación de los valores eficaces de dos fases ( $U_A$  y  $U_C$ ) en torno del valor nominal  $U_N$ , manteniendo constante el promedio de las tres tensiones.

Aplicando este procedimiento a un motor de inducción trifásico cuyos datos de catálogo son mostrados en anexo, se obtuvo la curva mostrada en la figura 2.

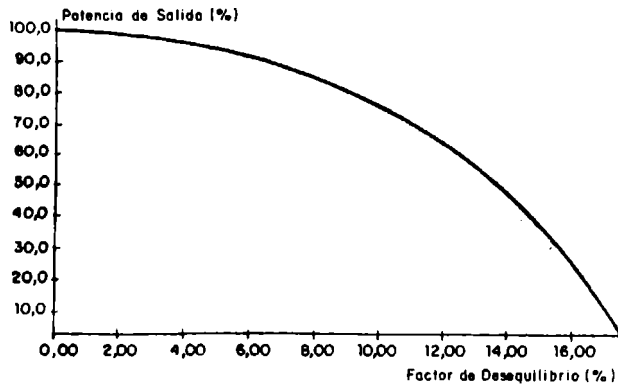


Figura 2 - Limitación de la potencia entregada a la carga  $P_m$  (%) en función del factor de desequilibrio FD (%), por interacción de los modelos y térmico del motor.

### 3. METODO SIMPLIFICADO PARA LA DETERMINACIÓN DE LA CARGA LIMITE ADMISIBLE DEL MOTOR, CUANDO ALIMENTADO CON TENSIONES DESEQUILIBRADAS

El metodo descrito en el ítem anterior es de complejidad considerable, ya que requiere el conocimiento de los parámetros de los modelos eléctrico y térmico del motor, cuya interacción define las elevaciones medias de temperatura. Por otro lado, los resultados obtenidos por ese metodo consideran un solo tipo de variación de las tensiones de fase, conforme es mostrado en el fluxograma de la figura 1.

En este ítem se sugiere otro metodo que, por no requerir de la obtención de los modelos del motor, es más simple y por otra parte, no se limita a un tipo definido de variación de las tensiones. Para esto, deben admitirse las siguientes hipótesis:

- a - Para factores de desequilibrio de hasta un quince por ciento (FD  $\leq$  15%), las pérdidas en vacío  $V_0$  permanecen aproximadamente constantes [4]. Es usual conside

rar que hasta ese orden de desequilibrio, las pérdidas adicionales generadas por la tensión de secuencia negativa, son despreciables frente a las provocadas por la tensión de secuencia positiva.

- b - Es admitido que la impedancia de entrada por fase para la componente de secuencia negativa permanece aproximadamente constante en la región normal de operación del motor [5,6,7].
- c - La limitación de la potencia entregada a la carga es dada, básicamente, por la elevación de temperatura en los bobinados del estator [4,7,8].
- d - Como el torque producido por la componente de secuencia negativa es prácticamente despreciable [5] (hasta un determinado grado de desequilibrio), la potencia entregada a la carga es dada por la componente de secuencia positiva [7].

Las pérdidas en los bobinados del estator en el circuito equivalente en "T" del motor de inducción trifásico son dadas por la ecuación (1).

$$V_1 = 3 \cdot [I^{(+)}]^2 + [I^{(-)}]^2 \cdot R_1 \quad (1)$$

Para la alimentación con tensiones equilibradas y carga nominal, la ecuación (1) pasa a ser:

$$V_{1N} = 3 \cdot (I_N)^2 \cdot R_1 \quad (2)$$

Donde:

$I^{(+)}, I^{(-)}$  - Componentes simétricas de las corrientes del estator (A).

$R_1$  - Resistencia por fase de los bobinados del estator ( $\Omega$ ).

$I_N$  - Corriente nominal del motor (A).

Entonces:

$$V_1 / V_{1N} = [(I^{(+)}]^2 + [I^{(-)}]^2] / (I_N)^2 \quad (3)$$

A partir de la hipótesis (c), se deduce que para evitar la sobre-elevación de temperatura en el motor cuando alimentado con tensiones desequilibradas, es suficiente que la relación dada por la ecuación (3) sea mantenida igual (o inferior) a la unidad, admitiendo que el factor de servicio del motor sea unitario. O sea:

$$(I_N)^2 = [I^{(+)}]^2 + [I^{(-)}]^2 \quad (4)$$

Las componentes simétricas de las corrientes del motor son definidas por las ecuaciones (5) y (6).

$$I^{(+)} = U^{(+)} / Z^{(+)} \quad (5)$$

$$I^{(-)} = U^{(-)} / Z^{(-)} \quad (6)$$

Donde:

$Z^{(+)}, Z^{(-)}$  - Impedancia de entrada por fase para las secuencias positiva y negativa, respectivamente ( $\Omega$ ).

La ecuación (6) puede ser escrita del siguiente modo:

$$I^{(-)} = FD \cdot (Z^{(+)} / Z^{(-)}) \cdot I^{(+)} \quad (7)$$

Con [5]:  $FD = U^{(-)} / U^{(+)}$  (8)

De este modo, llevando la ecuación (7) a la (4) se tiene:

$$(I_N)^2 = [I^{(+)}]^2 \cdot [1 + (FD)^2 \cdot (Z^{(+)} / Z^{(-)})^2] \quad (9)$$

Como la potencia de salida desarrollada por el motor es aproximadamente proporcional al cuadrado de la corriente

ta, y aplicando las hipótesis (c) y (d) a la ecuación (9), puede obtenerse el valor aproximado de la potencia límite entregada a la carga, de manera a no comprometer la vida útil del aislamiento del estator.

$$P_m = P_N \cdot [1 + (FD)^2 \cdot (Z^{(+)} / Z^{(-)})^2] \quad (10)$$

Resta encontrar una expresión que defina la variación de la relación entre las impedancias para las secuencias positiva y negativa, cuando la carga  $P_m$ , y por lo tanto la velocidad de operación del motor, varían.

La velocidad del motor puede ser estimada, admitiendo que en la región de operación normal la variación de la corriente con el deslizamiento es aproximadamente lineal. La ecuación (11) define esa variación, a partir de datos disponibles en catálogos de fabricantes.

$$I(s) = A \cdot (s - s_N) + I_N \quad (11)$$

Siendo que:

$$A = (I_{50} - I_N) / (s_{50} - s_N) \quad (12)$$

$$s_N = (n_1 - n_N) / n_1 \quad (13)$$

$$I_{50} = P_N / (6 \cdot U_N \cdot FP_{50} \cdot EF_{50}) \quad (14)$$

La ecuación (15) define la variación del deslizamiento en función de la potencia en el eje, en la región de operación normal del motor, la cual se obtiene a partir de la ecuación de Kloss [3].

$$s = \frac{1}{P_m + K_1} \cdot \left[ \frac{K_1}{2} - \frac{(K_1)^2}{2} - P_m \cdot (s_K)^2 \cdot (P_m + K_1) \right] \quad (15)$$

Con:

$$s_K = s_N \cdot [\bar{M}_K + (\bar{M}_K)^2 - 1] \quad (16)$$

$$K_1 = (\pi/15) \cdot \bar{M}_K \cdot M_N \cdot n_1 \cdot s_K \quad (17)$$

Con auxilio de la ecuación (15) se calcula el valor del deslizamiento para operación con mitad de la potencia nominal:

$$s_{50} = \frac{1}{P_N/2 + K_1} \cdot \left[ \frac{K_1}{2} - \frac{(K_1)^2}{4} - P_m \cdot (s_K)^2 \cdot (P_m + K_1) \right] \quad (18)$$

En las ecuaciones (11) a la (17), se tiene:

- $I(s)$  - Corriente en función del deslizamiento (A)
- $s$  - Deslizamiento (pu)
- $s_N, s_{50}$  - Deslizamiento correspondientes al 100 y 50% de la potencia nominal, respectivamente (pu)
- $I_{50}$  - Corriente para mitad de la potencia nominal (A)
- $EF_{50}, FP_{50}$  - Rendimiento y factor de potencia para mitad de la potencia nominal (pu)
- $n_1, n_N$  - Velocidad síncrona y nominal, respectivamente (rpm)
- $\bar{M}_K$  - Torque máximo (pu)
- $M_N$  - Torque nominal (N.m)
- $s_K$  - Deslizamiento correspondiente al torque máximo (pu)

La variación de la impedancia de entrada por fase del motor en función del deslizamiento es definida, de forma aproximada, por la ecuación (19).

$$Z^{(+)} = \frac{U_N}{A \cdot (s - s_N) + I_N} \quad (19)$$

Por otro lado, la impedancia de entrada por fase para la componente de secuencia negativa correspondiente a rotor bloqueado ( $s=1$ ) es igual a la impedancia de secuencia positiva para esa misma condición. Agregando a esto lo asumido por la hipótesis (b), se tiene:

$$Z^{(-)} = \frac{U_N}{I_P} \quad (20)$$

Donde:

$I_P$  - Corriente de rotor bloqueado (A)

Por lo tanto, las ecuaciones (19) y (20) permiten definir la relación de impedancias buscada:

$$Z^{(+)} / Z^{(-)} = I_P / (A \cdot (s - s_N) + I_N) \quad (21)$$

De este modo, a partir de las ecuaciones (10) y (21) se obtiene:

$$FD = \frac{P_N}{P_m} - 1 \cdot \frac{A \cdot (s - s_N) + I_N}{I_P} \quad (22)$$

La ecuación (22) determina el valor máximo admisible del factor de desequilibrio para una dada potencia en el eje  $P_m$ , de modo a evitar elevaciones de temperatura superiores a la definida por el aislamiento de los bobinados del estator del motor.

Entonces dada la carga  $P_m$ , se calcula el deslizamiento de operación a través de la ecuación (15). Conocidos los valores de  $P_m$  y  $s$ , llevados a la ecuación (22) definen el valor máximo admisible del factor de desequilibrio  $FD$ .

Con esto, fué definido un método simple para determinar la reducción de la potencia a ser desarrollada por el motor de modo a no comprometer térmicamente los bobinados del estator, a partir de datos disponibles en los catálogos de los fabricantes de motores de inducción trifásicos.

Es importante observar que la norma NEMA MG1-14.34 y MG1-20.55 define un factor semejante ("Motor Derating Factor due to Unbalanced Voltages"), pero cuya definición de desequilibrio de tensiones es diferente de la utilizada en este trabajo [5].

#### 4. OPERACIÓN DEL MOTOR DE INDUCCIÓN TRIFÁSICO CON FALTA DE UNA FASE

Las pérdidas en el bobinado del estator para operación con falta de una fase definidas también por la ecuación (1), pero con la particularidad de que las corrientes simétricas son iguales en módulo. Entonces:

$$V_{1ff} = 6 \cdot (I^{(+)})^2 \cdot R_1 \quad (23)$$

Otra característica particular del funcionamiento del motor con falta de una fase es que el factor de desequilibrio es definido por la carga:

$$FD_{ff} = \frac{U^{(-)}}{U^{(+)}} = \frac{I^{(-)} \cdot Z^{(-)}}{I^{(+)} \cdot Z^{(+)}} = \frac{Z^{(-)}}{Z^{(+)}} \quad (24)$$

A partir de las ecuaciones (2) y (23) se obtiene la corriente simétrica máxima, de forma a no comprometer térmicamente el motor:

$$V_{1ff} / V_{1N} = 2 \cdot (I^{(+)} / I_N)^2$$

Haciendo esta relación igual a la unidad, se tendrá:

$$I^{(+)} = I_N / \sqrt{2} \quad (25)$$

Resta ahora encontrar la carga correspondiente a la condición definida por la ecuación (25).

Con este valor de  $I^{(+)}$  puede obtenerse el valor aproximado del deslizamiento de operación, a través de la ecuación (11):

$$s_{ff} = \frac{1}{\sqrt{2}} - 1 \cdot \frac{I_N}{A} + s_N \quad (26)$$

En realidad, el deslizamiento de operación con falta de una fase  $s_{ff}$  sería algo inferior [9] al definido por la ecuación (26).

Conocida la corriente  $I^{(+)}$ , queda definida la relación de impedancias para secuencia positiva y negativa, y por lo tanto, conforme con la ecuación (24), el factor de desequilibrio.

$$FD_{ff} = I_N / (\sqrt{2} \cdot I_p) \quad (27)$$

Calculado el deslizamiento  $s_{ff}$ , puede obtenerse la potencia de carga máxima admisible en el modo a evitar la sobre-elevación de temperatura en los bobinados del estator, a partir de la ecuación (15):

$$P_{m_{ff}} = \frac{K_1}{s_K} \cdot \frac{1 - s_{ff}}{s_{FF}/s_K + s_K/s_{ff}} \quad (28)$$

Es importante observar que si las tensiones de alimentación del motor son desequilibradas a punto tal de exigir la reducción de la carga a un valor igual o inferior al obtenido con la ecuación (28), una mayor potencia continua de salida sería obtenida desconectando una de las fases de alimentación del motor [10]. Esto último, siempre que las sollicitaciones mecánicas lo permitan, ya que con la falta de una fase habrá una reducción brusca del torque máximo, así como también vibraciones debido al desequilibrio provocado.

## 5. EJEMPLO DE APLICACIÓN

Aplicando la metodología desarrollada en el ítem 3 a el motor de inducción trifásico cuyos datos de catálogo están en anexo, fué obtenida la curva mostrada en la figura 3.

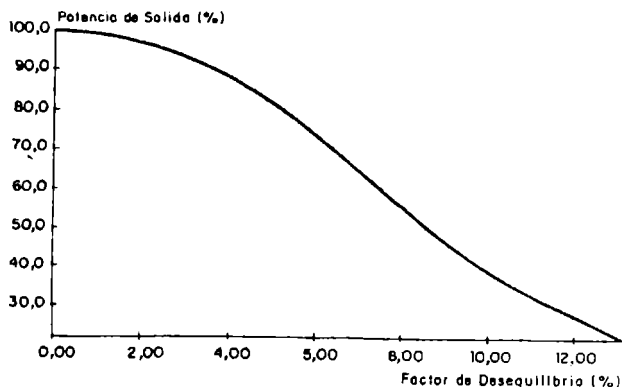


Figura 3 - Limitación de la potencia entregada a la carga  $P_m(\%)$  en función del factor de desequilibrio  $FD(\%)$ , a partir del método simplificado (ítem 3).

A partir del ecuacionamiento desarrollado en el ítem 4, se obtuvo:

$$P_{m_{ff}} = 43,778(\%) \text{ de la potencia nominal } P_N$$

$$FD_{ff} = 8,245(\%)$$

Con:  $P_m = 43,778.P_N$  aplicada en las ecuaciones (15) y (22) del ítem 3, se obtuvo:

$$FD = 9,344(\%)$$

Por lo tanto, desde el punto de vista de la sollicitación térmica del estator y sin considerar los efectos mecánicos, si el desequilibrio trifásico fuese mayor que 9,344(%), sería recomendable el funcionamiento con falta de una fase.

La tabla 1 muestra, a fines de comparación, los valores de algunos puntos pertenecientes a las curvas de las figuras 2 y 3, las cuales tienen igual objetivo, pero métodos diferentes de cálculo.

Potencia de Salida $P_m(\%)$	Factor de Desequilibrio $FD(\%)$	
	Ítem 2	Ítem 3
100	0	0
98,8	2,310	1,264
95,2	4,624	2,505
88,8	6,946	3,768
79,4	9,280	4,998
66,1	11,631	6,232
57,6	12,813	6,867
47,5	14,002	7,550
35,2	15,197	8,402
19,8	16,400	9,997

Tabla 1: Comparación de los resultados obtenidos por los métodos desarrollados en los ítems 2 y 3, para la reducción de la carga en función del factor de desequilibrio.

## 6. REFERENCIAS

- [1] J.S. de Sá, J.R. Cogo, H. Arango, G.F. Juri; "Super visión en tiempo real de motores de inducción trifásicos", IX Congreso Chileno de Energía Eléctrica - Arica Chile, Oct. 1991.
- [2] J.S. de Sá, Ruppert Filho, H. Arango; "Analysis of Squirrel Cage Induction Motor Rotor Bars Electrical Machines", International Conference on Electrical Machines, Massachusetts, USA, August 1990.
- [3] M.P. Kostenko, L.M. Piotrovski; "Máquinas Eléctricas", Tomo II, Moscú, Traducción al Español, Editorial MIR, 1976.
- [4] B.N. Gafford, Duester Hoeft, W.C. Jr and Moscher, C. C. III; "Heating of Induction Motors on Unbalanced Voltages", AIEE Trans. on P.A.S., Vol. 78, pp. 288-295. June 1959.
- [5] R.D. Evans and C.F. Wagner; "Symmetrical Components" New York, Mc Graw Hill, 1933.
- [6] W.V. Lyon; "Application of the Method of Symmetrical Components", New York, Mc Graw-Hill Company, Inc., N.Y., 1937.
- [7] J.E. Williams; "Operation of 3-phase Induction Motors on Unbalanced Voltages", AIEE Trans. on P.A.S., Vol. 73, pp. 125-133, April 1954.
- [8] P.G. Cummings, J.R. Dunki-Jacobs, J.R. and R.H. Kerr; "Protection of Induction Motors Against Unbalanced Voltage Operation", 30th Annual Petroleum and Chemical Industry Conference (IEEE), pp. 17-30, Denver, Colorado, Sept. 1983.
- [9] J.R. Dunki-Jacobs, R.H. Kerr; "A quantitative analysis of Grouped Single-phase Induction Motors", IEEE, Trans. on I.A., Vol. IA-17, No 2, pp. 132, March/April 1981.
- [10] A.E. Hermeto; "Operação de Motores de Indução sob Tensões Desequilibradas", Anais do V Seminário de Pesquisa da EFEL, pp. 508-510, Itajubá(MG)-Brasil, Outubro 1990.

## 7. ANEXOS

Los datos de catalogo de un motor de inducción trifásico con rotor jaula de ardilla dados por el fabricante, y de uso necesario en este trabajo, son los siguientes:

Potencia nominal (CV)	10.00
Velocidad sincrona (rpm)	1800.00
Velocidad nominal (rpm)	1765.00
Tensión nominal fase-neutro (V)	127.00
Rendimiento para 100% de la potencia nominal(%)	88.00
Factor de potencia para 100% de la potencia nominal (pu)	0.85
Rendimiento para 50% de la potencia nominal(%)	85.00
Factor de potencia para 50% de la potencia nominal (%)	0.69
Corriente nominal (A)	26.00
Corriente de partida (A)	223.00
Torque nominal (N.m)	40.20
Torque de partida (pu)	2.30
Torque máximo (pu)	3.4
Clase del aislamiento (Letra del código)	H
Tiempo de rotor bloqueado (seg)	7.00
Factor de servicio (pu)	1.00

El motor es autoventilado.

### BIOGRAFIA

#### Jocélio Souza de Sá

Engenheiro Eletricista  
Mestre em Ciências  
Doutor em Engenharia Elétrica  
Curso de Especialização na Siemens AG-RFA

#### João Roberto Cogo

Engenheiro Eletricista  
Mestre em Ciências  
Doutor em Engenharia Elétrica  
Curso de Especialização na Universidade de Vancouver - Canadá

#### Antonio Eduardo Hermeto

Engenheiro Eletromecânico  
Doutor em Engenharia Elétrica

#### Gabriel Fernando Juri

Engenheiro Eletricista  
Mestre em Ciências



EVALUACION TERMICA Y DISEÑO DE LA REFRIGERACION  
DE UN MOTOR DE LAVADORA

M. Anfibal Valenzuela L.  
Depto. Ing. Eléctrica  
Universidad de Concepción  
Concepción - Chile

Juan Cisternas  
Depto. Ing. Eléctrica  
Universidad de Concepción  
Concepción - Chile

Patricio Gómez  
Ing. Electricista  
SOMELA  
Santiago-Chile

RESUMEN

Se presentan los aspectos relevantes del trabajo realizado para dimensionar los elementos de refrigeración de un motor de lavadora y evaluar su comportamiento térmico en ciclos de trabajo estándar.

Se ensayaron tres tipos de tapas laterales y tres formas diferentes de aletas del rotor. Se determinó su influencia en el calentamiento para distintos grados de carga y temperatura del agua de lavado. En base al análisis adimensional se evaluó la transferencia de calor al ambiente.

Se concluyó con una combinación de tapas y aletas rotor que permiten una operación sin sobretemperaturas que puedan dañar la aislación. Mejoras adicionales requieren de permitir un flujo de aire entre el ambiente interior y exterior.

ABSTRACT

The most important aspects for the thermal evaluation and dimensioning of the cooling elements of the washing-machine motor, are presented.

Three types of lateral covers and three different forms of rotor fins was tested. For both, the effect in the heating was determined, considering different motor load and temperature for the water. Using adimensional analysis the heat transfer to the environment was evaluated.

A combination of lateral covers and rotor fins that allows the motor operation without dangerous temperatures for the insulation was determined. Additional improvements requires the air flows between the internal and external regions.

1.- INTRODUCCION

El presente trabajo forma parte de un proyecto tendiente a mejorar el diseño y características de un motor de lavadora usado por la industria nacional SOMELA. En su versión antigua, este motor tenía un mayor tamaño y menor eficiencia que los motores importados, que llevó a plantearse en algún momento el término de su producción y la utilización de motores importados.

Trabajo desarrollado con el auspicio y financiamiento del FONDECYT, Proyecto N° 88-525.

En etapas previas se abordó el re-diseño electromagnético obteniéndose una reducción de tamaño y de materiales (Fe eléctrico y conductores), así como una mejora en su comportamiento electro-mecánico.

En este artículo se reportan los aspectos relevantes de los estudios y ensayos realizados para la evaluación térmica del prototipo y el diseño de los elementos del sistema de refrigeración.

La evaluación térmica de un motor y la transferencia de calor al ambiente, por su naturaleza, debe abordarse en forma empírica. Sólo es posible un planteamiento analítico del problema para la transferencia por conducción al interior del motor. En [1], Griffith, Mc Coy y Sharma muestran los resultados del calentamiento en el rotor de un motor de inducción usando elementos finitos. En cambio en [3], el método de evaluación propuesto para la ventilación y enfriamiento de motores de potencias medias, descansa en tabulaciones empíricas de la transferencia de calor en los ductos de refrigeración.

En el caso específico de motores de lavadoras, la situación se complica, pues existe una transferencia primero al ambiente interior de la lavadora y de allí, en una segunda etapa, la disipación al ambiente exterior.

No existen referencias específicas de evaluaciones térmicas para situaciones que tengan similitud cinemática y geométrica con el caso de nuestro interés (Análisis Adimensional). Así, el procedimiento seguido consistió en un diseño preliminar de los elementos de refrigeración basados en el comportamiento térmico del prototipo en el freno. Luego, aquellas opciones que arrojaron los mejores resultados, se sometieron a un exhaustivo programa de pruebas normalizadas [4], con sensores directos de la temperatura alojados en el interior del motor y en los puntos de interés de la lavadora.

2.- CARACTERISTICAS DE LA LAVADORA

La lavadora LOVEDORA tiene una capacidad de lavado de 3 (Kg) de ropa con 60 (lts) de líquido. Se alimenta con 220 (V) y consume una potencia durante el lavado de 350 (W). Dispone además de un calefactor para el calentamiento del agua de 1000 (W). El tiempo de lavado se controla con un timer y puede alcanzar hasta 15 (min). En la Fig.1 se muestra una vista general de la lavadora y en la Fig.2 un corte donde es posible visualizar la ubicación del motor.

El motor es de inducción, monofásico, con condensador permanente, 1/5 (HP), 220 (V), 4 polos, aislación clase F. Los enrollados principal y auxiliar son idénticos, formados por tres tipos de bobinas de pasos 3-5-7 y sección de conductor 26 AWG.

Las pérdidas producidas durante la operación del motor son traspasadas en primer término al ambiente interior del compartimento en que se ubica el motor y desde allí a la superficie exterior cilíndrica y al ambiente. Dependiendo de las temperaturas de lavado y del compartimento inferior, existirá además transferencia de calor en esa dirección.

Para la evacuación del calor desde el motor al ambiente interno se practican agujeros a las tapas y se disponen aletas en el rotor que ayudan a disipar las pérdidas rotóricas y refrigeran las cabezas de bobinas. La transferencia de calor hacia el ambiente se realiza desde la superficie cilíndrica exterior, por convección natural.

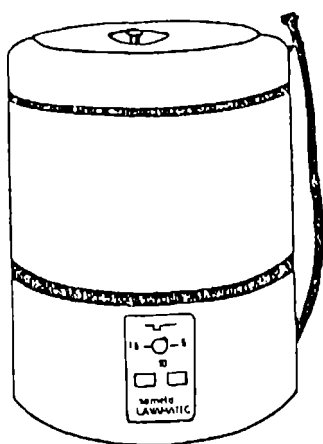


Fig.1.- Vista general de la lavadora.

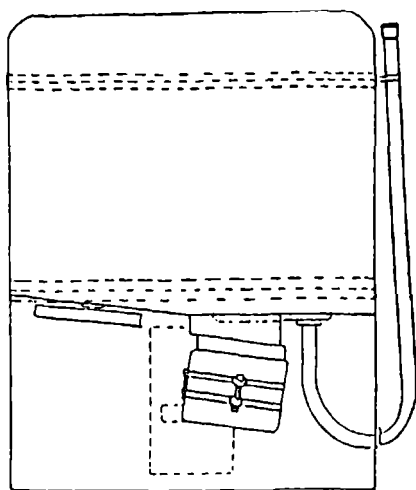


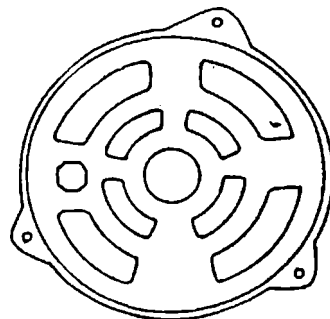
Fig.2.- Corte mostrando ubicación del motor.

### 3.- ELEMENTO DEL SISTEMA DE REFRIGERACION

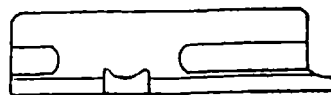
Los elementos que forman el sistema de refrigeración, como se ha señalado, son básicamente las tapas laterales y el rotor del motor. Por ello se diseñaron prototipos para estudiar la incidencia de sus parámetros en el calentamiento del motor.

Para el caso de las tapas se analizó el efecto del tamaño y ubicación de los agujeros para la entrada y salida del aire. Específicamente se consideraron tres tipos de agujeros, los cuales se muestran en la Fig.3.- Ellos son :

- Agujeros frontales interiores : son de aspiración del aire que las aletas del rotor impulsarán hacia las cabezas de bobina.
- Agujeros frontales exteriores : son para la evacuación del aire impulsado por las aspas del rotor, luego de chocar y refrigerar las cabezas de bobinas.
- Agujeros laterales: ubicados en la zona cilíndrica de las tapas, son de evacuación del aire que pasa por los intersticios de las cabezas de bobina y del aire que las contournea.



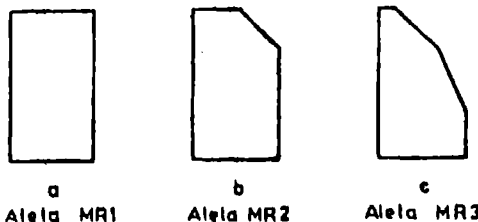
VISTA FRONTAL



VISTA LATERAL

Fig.3.- Zonas de ubicación de agujeros considerados para las tapas del motor.

En relación a las aletas del rotor, en ellas se puede variar su número, forma y largo. En este estudio se consideró variaciones en la forma y el largo. Las formas consideradas se muestran en la Fig.4.-



a Alela MR1      b Alela MR2      c Alela MR3

1.4.2. Fig.4.- Formas de aletas de rotor consideradas.

#### 4.- MONTAJE EXPERIMENTAL

Para el estudio del calentamiento en el motor se alojaron termocuplas Cu-Cttan en distintos puntos del bobinado y tapas. Estos puntos se detallan en Tabla I y se muestran en la Fig.5.-

TABLA I.- Puntos de Ubicación de las Termocuplas en el Motor.-

DESIGNACION	UBICACION
11	Cabeza de bobina mayor, campo auxiliar, lado eje.
21	Cabeza de bobina mayor, campo principal, lado eje.
31	Lado de bobina, zona central, campo auxiliar.
41	Lado de bobina, zona central, campo principal.

DESIGNACION	UBICACION
51	Lado de bobina, zona central, campos principal y auxiliar.
61	Cabeza de bobina mayor, campo auxiliar, lado contrario eje.
71	Cabeza de bobina mayor, campo principal, lado contrario eje.
81	Tapa de motor, lado contrario eje.
111	Tapa de motor, lado eje.

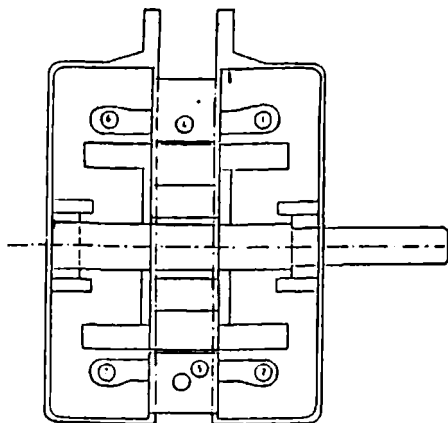


Fig.5.- Corte transversal del motor mostrando ubicación de las termocuplas.

Para la evaluación térmica con el motor montado en la lavadora se definieron puntos de sensado de la temperatura en la superficie externa según tres planos horizontales (zonas baja, central y alta) ubicados en la parte delantera, trasera y ambos costados respectivamente. En la Fig.6 se muestra la ubicación y designación de cada uno de ellos.

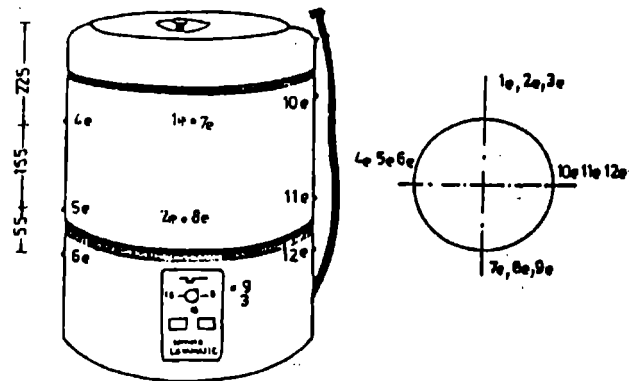


Fig.6.- Puntos de medición de la temperatura en la superficie externa de la lavadora.

Adicionalmente, se midió las temperaturas en ambiente interior, ambiente exterior y temperatura del agua en el compartimento de lavado.

El montaje se completó con un registrador lento para la lectura de las señales de las termocuplas e instrumentos para la medición de las variables eléctricas.

#### 5.- EVALUACION TERMICA DEL MOTOR EN EL FRENO

Se analizó las siguientes situaciones :

- Efecto del grado de carga.- Se consideró motor en vacío y 80%, 100% y 110% de carga.
- Efecto diseño agujeros de tapas.- Se ensayó :
  - tapa NT1 : tapa con agujeros frontales centrales y exteriores.
  - Tapa NT2 : tapa con agujeros frontales exteriores y agujeros laterales en zona cilíndrica.
  - Tapa NT3 : tapa con todos los tipos de agujeros.
  - Tapa NT4 : tapa con agujeros frontales interiores y agujeros laterales en zona cilíndrica.
- Efecto soportes de sujeción del motor.- Como se aprecia en la Fig. 7 los soportes de sujeción del motor obstruyen dos de los agujeros frontales exteriores de las tapas. Se analizó el calentamiento para ambas situaciones; esto es, con y sin los soportes de sujeción.

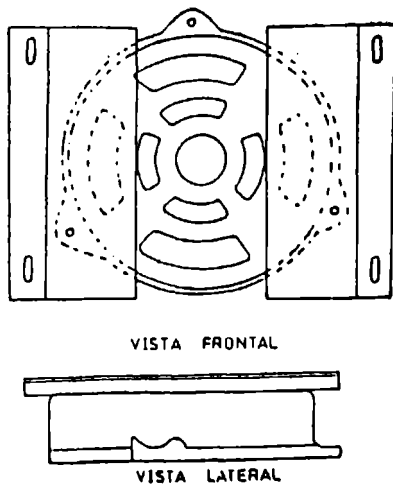


Fig. 7.- Tapas mostrando la obstrucción provocada por los soportes de sujeción del motor.

- Efecto forma aletas del rotor.- Se ensayó los 3 tipos de aletas mostradas en la Fig. 4. Los respectivos ensayos se designan como MR1, MR2 y MR3. Se usó tapas MT1 y MT4.
- Efecto largo aletas del rotor.- Para los tipos de aletas MR1 y MR2 se ensayó con largos de 100%, 75% y 50%. El largo 100% corresponde a 22 (min). Se usó tapas MT1 y MT4.

En cada caso, el motor se sometió a 4 períodos de 15 (min) de operación con 5 (min) de reposo entre ellos.

Por ser los más relevantes, se presentan los resultados obtenidos para las distintas tapas consideradas y para las modificaciones en el rotor. En las Tablas II y III se resumen las temperaturas alcanzadas al término de cada período de trabajo para las termoplas 1i, 5i, 7i donde se tienen las mayores temperaturas. A modo de ilustración, se muestran también las curvas correspondientes a tapas MT1, con soportes de sujeción para 100% de carga (Fig. 7) y las curvas con tapas MT1, aletas de rotor MR2 con un largo de 75% (Fig. 8).

TABLA II.- Gradientes de Temperaturas al Término de cada período de trabajo. Efecto Agujeros de Tapas (°C).

PERIODO	Tapa MT1			Tapa MT3			Tapa MT4		
	1i	5i	7i	1i	5i	7i	1i	5i	7i
1ro.	54.0	48.5	50.2	55.2	51.8	52.2	56.6	52.4	53.2
2do.	61.7	57.7	58.5	62.6	59.7	60.9	62.7	59.0	59.9
3ro.	63.7	58.9	60.5	64.9	61.3	62.6	63.9	60.1	61.5
4to.	64.1	60.1	60.5	66.5	63.8	64.9	63.9	60.3	61.9

TABLA III.- Gradientes de Temperaturas al Término de cada período de trabajo. Efecto forma aletas Rotor (Tapa MT1) (°C).

PERIODO	Aletas MR1			Aletas MR2			Aletas MR3		
	1i	5i	7i	1i	5i	7i	1i	5i	7i
1ero.	54.0	48.5	50.2	54.8	50.6	51.5	55.5	52.6	51.8
2do.	61.7	57.7	58.5	62.3	58.7	59.7	61.6	60.0	59.2
3ero.	63.7	58.9	60.5	64.0	60.9	61.9	63.4	61.6	61.2
4to.	64.1	60.1	60.5	64.8	61.0	62.1	64.3	62.6	62.0

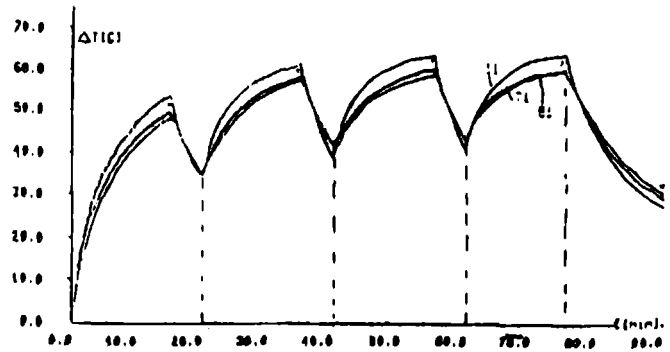


Fig. 8.- Curvas de gradientes de temperaturas. Ensayo con tapas MT1, con soportes de sujeción presente, 100% de carga aplicada al motor.

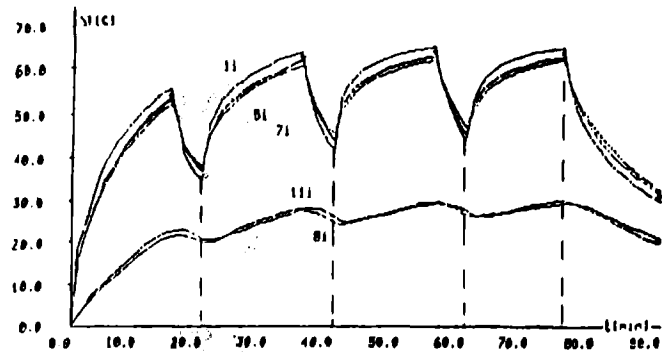


Fig. 9.- Curvas de gradientes de temperaturas. Ensayo con aletas rotor MR3, largo 75%.

Los resultados obtenidos, permiten hacer los siguientes comentarios :

- La disposición de agujeros MT2, al no disponer de zonas para el ingreso del aire, produjo altísimas temperaturas por lo que el ensayo debió interrumpirse.
- En general los gradientes de temperatura en el ensayo al freno, en todos los puntos, están bastante por debajo de la temperatura admisible para la clase de aislación.

- Los puntos de mayor temperatura están lógicamente en bobinado, no existiendo variaciones extremas entre ellos. El punto más caliente medido corresponde la cabeza de bobina del campo auxiliar en lado eje, que se eleva 3 a 4 (°C) sobre los otros puntos del bobinado.
- Las pequeñas diferencias de temperaturas entre el 3er. y 4to. periodo evidencian que la situación tiende a régimen térmico establecido.
- Entre las tapas MT1 y MT4 no existen diferencias con significación, aunque en el 1er. periodo hay mayores temperaturas con la tapa MT4. Contra lo que pudiera pensarse en un primer momento, la tapa MT3 con todos los agujeros. presenta un calentamiento levemente mayor.
- Los gradientes para las distintas geometrías de aletas del rotor son muy similares, con leves aumentos en los puntos 51, 71 para las geometrías MR2 y MR3. En estas últimas hay un ahorro de material.

### 6.- EVALUACION TERMICA DE LA LAVADORA

Para las mejores combinaciones de tapas y aletas rotor se procedió a evaluar el calentamiento de la lavadora para el mismo ciclo de trabajo. Las situaciones analizadas son :

- Efecto de temperatura del agua de lavadora.- Se consideró temperaturas 23 (°C) (ambiente), 30 (°C) y 50 (°C).
- Efecto tipo de ropa.- Se ensayó ciclos de lavados con ropa chica/mediana y con ropa grande.

En los ensayos, a los puntos sensados en el freno se agregaron las temperaturas en la superficie exterior (Fig.6) y puntos de interés de la cavidad interior. En la Tabla IV se resumen los puntos interiores de mayor interés reportados en este trabajo.

TABLA IV.- Designación y Ubicación de Termocuplas ubicadas en Zona Interior de Lavadora.

DESIGNACION	UBICACION
1i	Cabeza bobina, campo auxiliar.
5i	Lado de bobina, zona central.
6i	Fondo de recipiente de lavado.
7i	Cabeza bobina, campo principal.
11i	Tapa motor, extremo eje.
12i	Ambiente interior, cercano a motor.

Por su mayor importancia, se reportan los resultados correspondientes al efecto de la temperatura del agua de lavado, sobre el calentamiento en las zonas interiores y exteriores. En la Tabla V se presentan los gradientes de temperaturas al término de cada periodo de trabajo para los puntos interiores; en la Tabla VI los gradientes promedio en las zonas alta, media y baja; y en la Fig. 9, a modo de ejemplo, las curvas correspondientes a puntos del interior con temperatura del agua de 50(°C).

TABLA V.- Gradientes de Temperaturas en puntos interiores al término de cada periodo de lavado (°C)

PERIODO	Temp. Agua 50 (°C)						Temp. Agua 30 (°C)					
	1i	5i	7i	6i	11i	12i	1i	5i	7i	6i	11i	12i
1ero.	71.3	67.6	67.6	25.3	34.0	27.2	67.9	62.9	62.9	9.7	27.2	20.7
2do.	86.8	83.6	82.6	26.2	46.3	35.8	80.6	77.2	76.1	11.4	38.5	28.5
3ero.	91.0	88.0	86.9	26.4	50.3	38.9	85.5	82.1	81.4	12.1	42.4	31.25
4to.	93.5	90.7	89.5	26.2	51.8	39.8	88.0	84.8	83.7	12.3	43.7	33.1

TABLA VI.- Gradientes de Temperaturas promedio según planos horizontales en puntos exteriores(°C)

PERIODO	NIVEL HORIZONTAL		
	Zona Baja	Zona Media	Zona Alta
1ero.	11.9	23.0	23.0
2do.	16.1	23.0	23.0
3ero.	17.6	22.4	22.4
4to.	17.7	22.0	22.0

De los resultados obtenidos se pueden hacer los siguientes comentarios:

- La temperatura del agua de lavado tiene una notoria influencia en las temperaturas alcanzadas en la zona del compartimento del motor. Esto evidencia la existencia de un flujo calórico a través del fondo del recipiente de lavado entre el ambiente interior y el líquido de lavado.
- A lo anterior se agrega que al quedar el motor dentro de una zona cerrada, el calor generado durante su operación provoca un aumento de la temperatura del ambiente interior, la cual origina mayores tempe

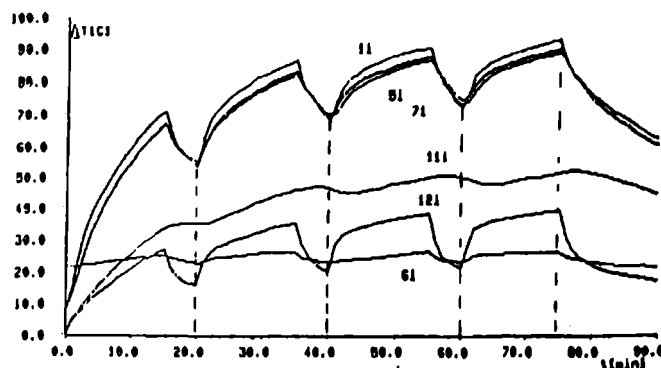


Fig. 10.- Curvas de gradientes de temperaturas en puntos interiores de lavadora. Temperatura agua de lavado 50(°C).

raturas en el motor. Para temperaturas del agua de 50 (°C) y 30 (°C) el gradiente interno alcanza a 40(°C) y 33(°C), respectivamente.

- En las superficies exteriores, el mayor calentamiento interno en el compartimento interior del motor se refleja en las temperaturas de la zona baja y el de la temperatura del agua de lavado en las temperaturas de la zona superior.

- En todo caso, incluso con temperaturas de agua de lavado de 50(°C), los gradientes alcanzados en las bobinas del motor en la realización del ciclo de trabajo están por debajo de la máxima temperatura admisible en alrededor de 10(°C).

### 7.- EVALUACION DE LA TRANSFERENCIA DE CALOR A TRAVES DE LA SUPERFICIE CILINDRICA DE LA LAVADORA.

La temperatura de calor desde la superficie cilíndrica se efectúa por convección natural. Para su evaluación, se tiene:

$$(N_{GR}) = \frac{D_0^3 \cdot \rho_f^2 \cdot g \cdot \beta_f \cdot \Delta t}{\mu_f} \quad (1)$$

$$(N_{PR}) = C_p \cdot \mu_f / k_f \quad (2)$$

en que:

- $D_0$  : diámetro del cilindro
- $\rho_f$  : densidad del fluido a temperatura  $t_f$
- $g$  : aceleración de gravedad
- $\mu_f$  : viscosidad del fluido a temperatura  $t_f$
- $C_p$  : calor específico del fluido.
- $k_f$  : conductividad térmica
- $\beta_f$  : coeficiente de expansión volumétrica
- $T_f$  : temperatura pelicular

Si  $(N_{GR}) (N_{PR}) < 10^9$ , el régimen es laminar y se obtiene el coeficiente medio de convección como:

$$h_c = 0.59 \left[ \frac{D_0^3 \rho_f^2 \cdot g \beta_f \Delta t}{\mu_f^2} \left( \frac{C_p \cdot \mu}{k} \right)_f \right]^{\frac{1}{4}} \frac{k_f}{D} \quad (3)$$

Evaluando para el caso de la superficie baja de la lavadora se obtiene:

$$h_c = 4.1 \text{ (w/m}^2 \cdot \text{°C)} \quad (4)$$

con lo cual el calor disipado al ambiente, de acuerdo a la temperatura promedio es :

$$Q_1 = 48.9 \text{ (W)} \quad (5)$$

valor que concuerda con lo medido experimentalmente. El resto de las pérdidas, dependiendo de la temperatura del compartimento de lavado, se transfiere a través de esta superficie.

### 8.- COMENTARIOS FINALES Y CONCLUSIONES

Se han presentado los aspectos más relevantes de la evaluación térmica y diseño empírico del sistema de refrigeración de la lavadora LOVEDORA. Las conclusiones son :

- El sistema de refrigeración diseñado permite un comportamiento térmico seguro del motor en la operación con ciclo de trabajo estandar.
- En gran medida, el calentamiento interno del motor está influido por la capacidad de evacuación de las pérdidas desde el interior al medio ambiente. Esto se efectúa por convección natural lo que requiere de gradientes térmicos importantes entre ambas zonas.

- La situación anterior solo puede mejorarse permitiendo un flujo de aire desde el ambiente interior al medio externo. Para ello bastaría practicar un ranurado, protegido contra ingreso de agua, en la cubierta cilíndrica vecina al motor y conducir hacia esa zona el aire impulsado por las aletas del rotor. Dado que el motor no presenta problemas de calentamiento con el diseño térmico propuesto, no se requiere de implementar este tipo de opciones.

- En relación al diseño de los agujeros de las tapas, es posible obtener una mejoría en la tapa MT4 aumentando un poco los lados de bobina de modo de permitir el paso de aire al salir desde las ranuras hacia las cabezas de bobinas. Esto, no obstante, aumenta la cantidad de cobre y encarecería el motor.

A futuro, se extenderá este estudio térmico a otros motores usados en los artefactos electrodomésticos.

### REFERENCIAS

- [1] J. W. Griffith, R. H. Mc Coy, D. K. Sharma: "Induction Motor Squirrel Cage Rotor Winding Thermal Analysis", IEEE Trans. Vol. EC-1, N° 3, Sept. 1986, pp: 22-25.
- [2] F. Loeser, P. K. Sattler: "Identification and Compensation of the Rotor Temperature of AC Drives by an Observer", IEEE Trans. Vol. IA-21, N° 6, Nov/Dec. 1985, pp: 1387-1393.
- [3] S. Honaka, M. Yamamoto, M. Nakano, M. Kawase: "Analysis of Ventilation and Cooling System for Induction Motors", IEEE Trans. Vol. PAS-100, N°11, November 1981, pp: 4636-4643.
- [4] Instituto Nacional de Normalización: "Artefactos Eléctricos de Uso Doméstico y Similares. Requisitos Generales de Seguridad". NCh 2008, O.f. 1985.

### BIOGRAFIAS

M. ANIBAL VALENZUELA L. : Ingeniero Civil Electricista (U. de Chile), Magister en Ingeniería Eléctrica (U. de Chile, 1978). Actualmente se desempeña en Grupo de Accionamientos y Sistemas de Distribución Industrial del Depto. de Ingeniería Eléctrica, U. de Concepción. Areas de Interés : accionamientos industriales; estudios eléctricos en S.P.I., calentamiento de máquinas eléctricas.

JUAN CISTERNAS : Ingeniero Civil Eléctrico (U. de Concepción, (1989).

PATRICIO GOMEZ : Ingeniero Civil Electricista (U. de Chile). Actualmente se desempeña en la Industria SOMELA. Areas de interés : Diseño de motores para electrodomésticos; luminarias.

## ANÁLISIS COMPARATIVO DE LA PARTIDA CONTROLADA DE MOTORES DE INDUCCIÓN

Alfredo Muñoz Ramos      Rene Medina de Diego  
Departamento de Ingeniería Eléctrica  
Universidad de Chile  
Avda. Tupper 2007, Casilla 412-3, Santiago

### RESUMEN

Los equipos de electrónica de potencia más avanzados permiten fijar en forma instantánea la corriente en cada una de las fases de los motores de inducción. Métodos menos sofisticados controlan el nivel de voltaje y frecuencia aplicado al motor, proceso que puede realizarse en forma realimentada o en lazo abierto. Este artículo realiza un análisis comparativo de estos métodos de control, en forma teórica y experimental, poniendo énfasis en la calidad del control obtenido durante la partida del motor, debido a que, desde el punto de vista industrial, es siempre necesario disponer de un adecuado control del torque que saca de la posición de reposo a un sistema mecánico. Adicionalmente, se realiza un análisis comparativo de los diversos sistemas de control de torque de máquinas de inducción en torno a una velocidad de régimen distinta de cero.

Con estos antecedentes, es posible discriminar y elegir el método de control que corresponde usar en cada caso.

### ABSTRACT

The rapid evolution of power semiconductor technology enables easy variation of each one of the three phase currents injected to an induction motor. Quality control systems can be implemented using this technique. Other more simple control schemes are normally realized through the adoption of open or close loop for simultaneous variation in the supply voltage and frequency. This article presents a comparison between different control strategies mainly applied to the starting transient of an induction motor. From the industrial point of view the starting transient is considered one of the more significant control tasks because of current overload or insufficient torque amplitude may occur. For this reason two different general performance indexes are calculated. The analysis is extended to the speed control of an induction motor for maintaining the mechanical torque invariable.

### 1. INTRODUCCION

La mayoría de los controles de velocidad que emplean motores de inducción requieren de un equipo de electrónica de potencia basado en la variación simultánea del voltaje y la frecuencia. Una gran cantidad de aplicaciones industriales emplean estos controles ya sea en lazo abierto o con lazos cerrados sencillos. Aplicaciones más exigentes [1] han hecho necesario el desarrollo del concepto de control por orientación del campo [2], [3], el que permite

disponer de lazos de control independientes para el flujo y para el torque.

Este tipo de accionamiento puede ser entonces descrito según los criterios de óptimo del control automático clásico. Desafortunadamente, para su ajuste es necesario conocer con precisión los parámetros del motor, los que generalmente se obtienen mediante una rutina de puesta en marcha, y otra rutina automática de actualización ya que la temperatura afecta sustantivamente los parámetros resistivos [4].

Por tal razón, se ha estudiado numerosos métodos alternativos aproximados para hacer cada vez más simple la aplicación del control indirecto del flujo [5].

Es siempre de interés conocer la respuesta comparativa de diferentes tipos de control de tal modo de orientar en la mejor forma posible la elección del usuario. En este trabajo se ha elegido para realizar el análisis, el comportamiento transitorio de un motor durante la partida en condiciones que el torque resistente es elevado (tanto la inercia del sistema como la carga estática mecánica). Esta elección se justifica porque existe una cantidad importante de usuarios que requieren disponer de un motor de alto torque (y baja corriente) independientemente de la velocidad de giro de la máquina. Junto con el detalle de los resultados transitorios que se obtienen, es de interés el desarrollo de las cifras de mérito que caracterizan cada control.

### 2. MODELO DEL SISTEMA

El funcionamiento dinámico de un motor de inducción de jaula de ardilla puede ser caracterizado por un conjunto de ecuaciones diferenciales y parámetros descritos en el Anexo 1. En efecto, en el caso que sean conocidas las corrientes de estator  $i_x$ ,  $i_y$  y el torque  $T_{mec}$  de la carga mecánica, es posible calcular el flujo  $\lambda_r$  y la velocidad mecánica del motor, mediante las ecuaciones:

$$\frac{d\lambda_r}{dt} = -\frac{R_r}{L_d} (\lambda_r - M_d i_x) \quad (1)$$

$$T_{e1} = (M_d/L_d) \lambda_r i_y \quad (2)$$

$$\frac{d\omega_{mec}}{dt} = \frac{1}{J} [T_{e1} - T_{mec}] \quad (3)$$

En el caso que sean los voltajes  $v_x$ ,  $v_y$  del estator conocidos, es necesario agregar dos ecuaciones

diferenciales adicionales:

$$\frac{d\lambda_x}{dt} = v_x - R_s i_x + w_r \lambda_y \quad (4)$$

$$\frac{d\lambda_y}{dt} = v_y - R_s i_y - w_r \lambda_x \quad (5)$$

$$\lambda_x = (L_d - M_d^2/L_d) i_x + (M_d/L_d) \lambda_r \quad (6)$$

$$\lambda_y = (L_d - M_d^2/L_d) i_y \quad (7)$$

$$w_r = R_r(M_d/L_d) i_y/\lambda_r + w_{mec} \quad (8)$$

La relación entre los voltajes y corrientes x, y y los voltajes y corrientes de cada fase A, B, C se obtienen al integrar una ecuación adicional:

$$\frac{d\theta_r}{dt} = w_r \quad (9)$$

$$i_A = \sqrt{(2/3)} (i_x \cos \theta_r - i_y \text{sen } \theta_r) \quad (10)$$

$$v_A = \sqrt{(2/3)} (v_x \cos \theta_r - v_y \text{sen } \theta_r) \quad (11)$$

El separar las ecuaciones diferenciales de una máquina de inducción de la forma indicada, permite identificar lazos de control independientes de cada variable tal como se muestra en la Fig. 1.

En esta figura se observa un lazo de control del flujo  $\lambda_r$ , en el que el valor de referencia se compara con el calculado mediante la ecuación (1) o medido directamente y así se puede deducir la corriente  $i_x$  de referencia adecuada al flujo  $\lambda_r$  requerido.

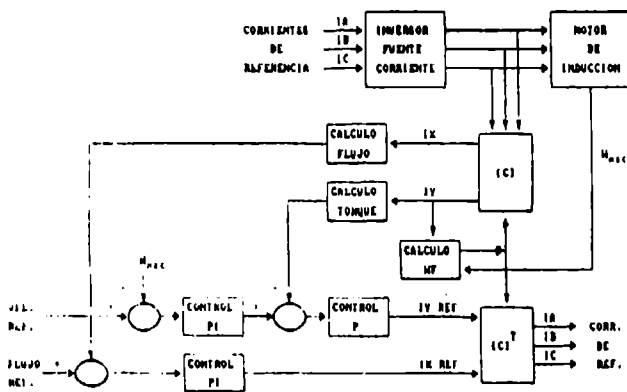


Fig. 1 Control de un motor de inducción con lazos cerrados independientes.

Un segundo lazo permite deducir la corriente  $i_y$  de referencia, para lo cual es necesario calcular el torque mediante la ecuación (2) o medirlo directamente y compararlo con el resultante del controlador de velocidad. En este lazo queda implícito que el flujo  $\lambda_r$  es mantenido constante mediante el lazo previamente explicado.

El cálculo de  $w_r$ , mediante la ecuación (8) permite deducir las corrientes de referencia de cada fase A, B, C las que serán introducidas a la máquina de inducción mediante un convertidor. Es evidente que en lugar de corrientes de referencia pudieron deducirse voltajes de referencia A, B, C.

### 3. EL LAZO DE TORQUE Y EL LIMITADOR DE CORRIENTE

El lazo de control de flujo, por ser de primer orden, no implica un sobrepaso en el cálculo de  $i_x$  y por tanto no es necesario el empleo de limitadores. La constante de tiempo del lazo es baja y se calcula en el Anexo 2.

Por el contrario, el lazo de control de velocidad implica un compromiso: si se desea seguir fielmente una referencia de velocidad deberá aceptarse fluctuaciones rápidas y elevadas del torque y por tanto de la corriente  $i_y$ .

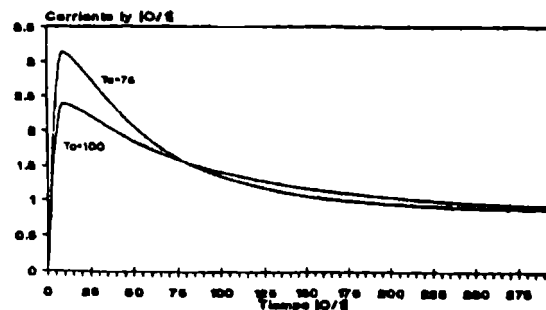
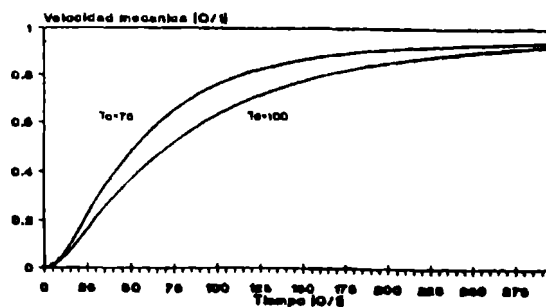


Fig. 2 Velocidad y corriente durante la partida: Influencia de la constante del controlador de velocidad.

La Figura 2 muestra la evolución temporal de la velocidad y la corriente  $i_y$  con un esquema de control sin realimentación de torque. Se observa que al elevar el tiempo de ajuste  $T_w$  del controlador de velocidad, ésta llega más rápido a su régimen pero la corriente muestra un sobrepaso manifiesto. La respuesta transitoria se ha calculado considerando una carga mecánica equivalente a un torque resistente nominal independiente de la velocidad, situación que siendo exigente es bastante común. Un limitador de corriente evita valores demasiado elevados de la corriente, situación que se muestra en la Figura 3. Esto ocasiona una evolución de la velocidad a tasas variables según la actuación del limitador.

Sin duda que un método de control de alta calidad dinámica exige la medición del torque producido por la máquina. La Figura 4 muestra el resultado obtenido y su comparación con los gráficos anteriores.

Una comparación entre los diferentes métodos de control exige el cálculo de una cifra de mérito. No obstante lo anterior, un control con limitador de corriente adecuadamente ajustado no ofrece diferencias



o ventajas decisivas sobre otro que emplee una realimentación de torque adicional.

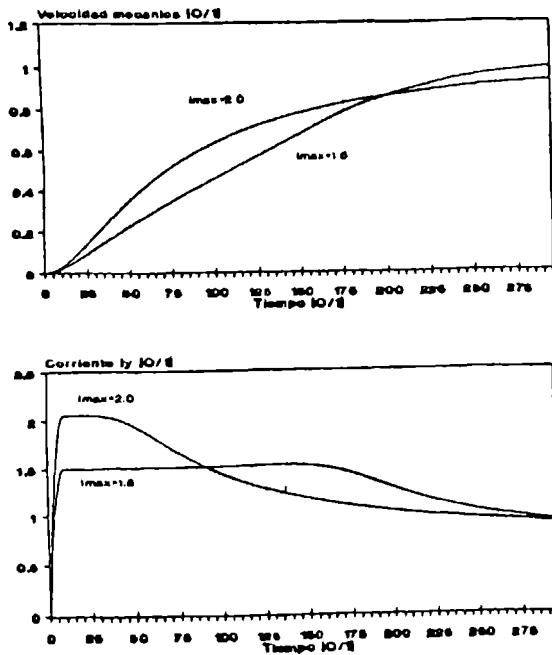


Fig. 3 Efecto del limitador de corriente.

#### 4. EMPLEO DE UN VARIADOR DE V/f CONSTANTE

Los sistemas de control descritos no consideran una relación de proporcionalidad entre el voltaje y la frecuencia. La Fig. 5 muestra la característica de los voltajes  $v_x$ ,  $v_y$  del estator y su correspondiente frecuencia angular  $w_r$  durante la partida del motor.

No obstante lo anterior, es factible pensar en un control de voltaje proporcional a  $w_r$  basado en las siguientes aproximaciones:

$$L_d = L_q = M_d \quad R_s = 0$$

De (6) y (7) se deduce que

$$\lambda_x = \lambda_r \quad \lambda_y = 0$$

Suatiyendo en las ecuaciones (4) y (5):

$$v_x = 0 \quad v_y = w_r \lambda_r$$

La Figura 6 muestra el esquema de control resultante de esta aproximación. La Fig. 7 muestra el comportamiento obtenido de la velocidad, la frecuencia y la corriente. En el caso de la corriente se muestra también la evolución que tendría al realizar un control que no considere las aproximaciones anteriores. Se observa un mayor sobrepaso de corriente y una respuesta más lenta de la velocidad. El usuario debería decidir, si estas características, aun cuando deterioradas, con respecto al óptimo, le son suficientes.

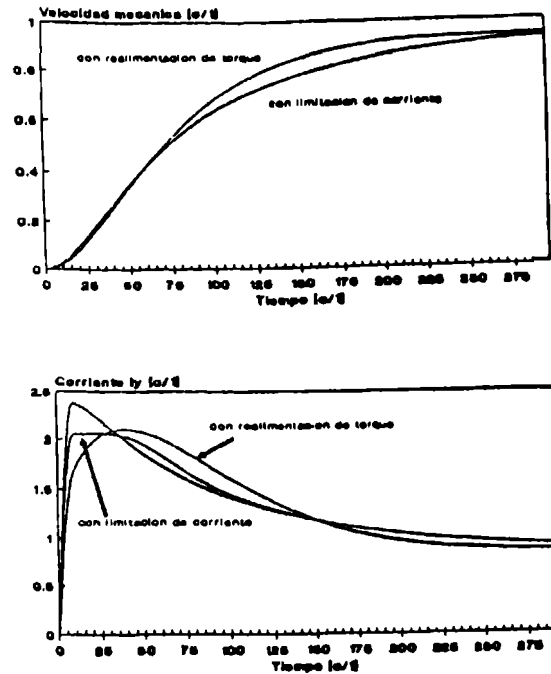


Fig. 4 Comparación entre diferentes métodos de control.

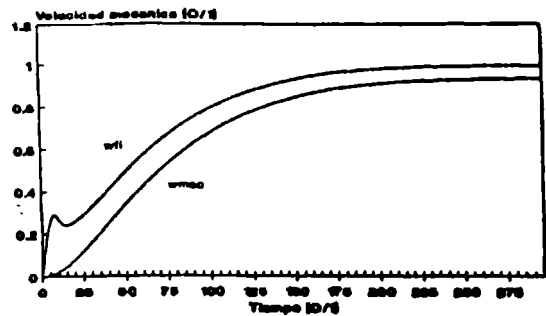
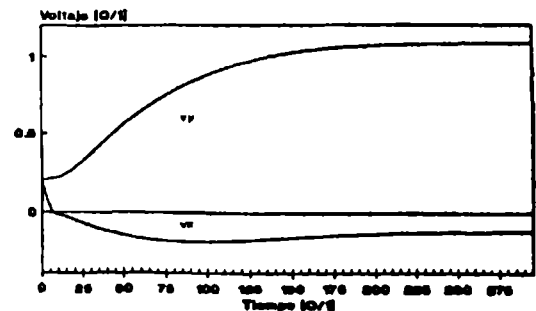


Fig. 5 Voltajes, frecuencia y velocidad durante la partida.

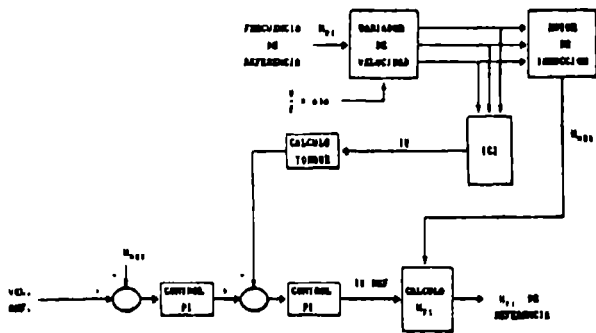


Fig. 6 Control mediante un convertor de V/f constante.

### 5. CIFRAS DE MERITO

En los casos estudiados exigen dos cifras de mérito que deben ser consideradas: una proporcional a la desviación de la velocidad con respecto a la de referencia y otra proporcional a la desviación de la corriente  $i_y$  con respecto a la de referencia. En ambos casos las referencias se han supuesto constantes e iguales al valor de régimen permanente. Así, se puede calcular:

$$IAEW = \int_0^{\infty} |w_{acc} - w_{ref}| dt$$

$$IAWY = \int_0^{\infty} |i_y - i_{yp}| dt$$

$i_{yp}$  : valor del régimen permanente de  $i_y$ .

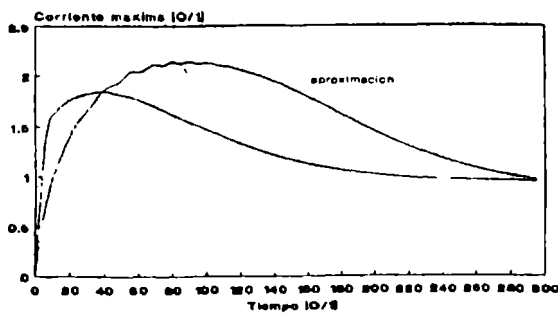
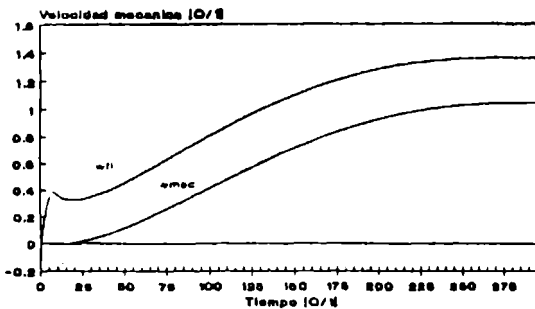


Fig. 7 Respuesta de un controlador V/f constante

La Tabla 1 muestra los resultados obtenidos:

TABLA 1

CIFRAS DE MERITO	IAEW	IAEY
Controlador sin realimentación de torque		
1. Tiempo de ajuste $T_c = 75$	61,6	166,7
2. Tiempo de ajuste $T_c = 100$	84,3	150,6
3. Con limitador $I = 1,5$	112,2	153,8
4. Con limitador $I = 2,0$	84,7	148,2
Controlador con realimentación de torque	76,3	143,4
Controlador con V/f constante	120,9	216,0

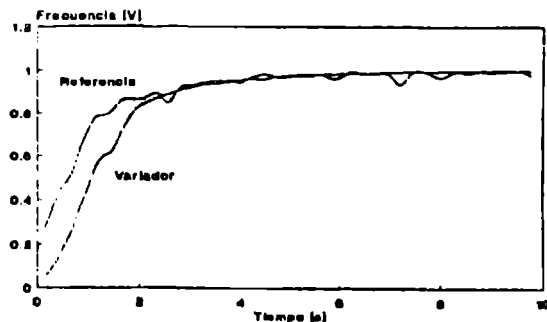


Fig. 8 Característica de un variador convencional.

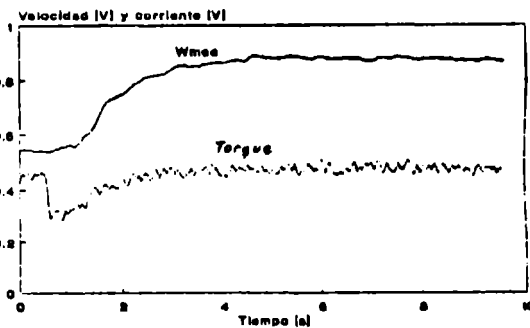


Fig. 9 Control del torque mediante un convertor convencional.

### 6. RETARDO DEL CONVERTOR DE FRECUENCIA: CONTROL DE TORQUE

Adicionalmente a lo expresado anteriormente es necesario agregar que el comportamiento de los convertidores de frecuencia no es ideal. La Fig. 8 muestra los oscilogramas reales de la frecuencia a la salida del variador y la referencia a su entrada, observándose un retardo que puede ser de 0,2 seg. en equipos convencionales.

No obstante lo anterior este convertor es capaz de corregir una variación de torque mediante un ajuste automático de la velocidad en menos de 1 segundo según muestra la Figura 9. Este esquema de control permite entonces mantener torque constante en una máquina de inducción, o hacer que ésta siga las variaciones de una señal de torque de referencia. Cabe hacer notar

que estos resultados se obtuvieron con un control realimentado aproximado, del tipo V/f constante, descrito en el párrafo 4.

### 7. CONCLUSIONES

Desde el punto de vista industrial, es necesario disponer de una máquina de inducción de alto torque de partida, pero, al mismo tiempo que las corrientes tomadas de la red sean bajas. Por otra parte, ya en régimen permanente, la máquina de inducción debe ser capaz de seguir una señal de referencia ya sea de velocidad o de torque requerida por el usuario, lo que también debe lograrse con corrientes bajas.

Para lograr el propósito anterior se ha mostrado que es adecuado disponer de un controlador del flujo  $\lambda_r$ , de un controlador de la velocidad  $\omega_{mec}$  y de un controlador del torque  $T_{zi}$  en la máquina. Estos controladores predecirán la corriente o el voltaje de cada fase de la máquina el que se entregará a ésta mediante un convertidor de frecuencia.

Las cifras de mérito definidas, el error de velocidad y el error de corriente, son indicadores claros de la calidad del control. El usuario deberá decidir, no sólo las cifras de mérito que acepta, sino que, además, si puede emplear equipos menos sofisticados, como el controlador V/f constante descrito. En efecto, si bien este control no es óptimo, muestra un resultado que, en muchos casos, es satisfactorio, tanto como controlador de velocidad como controlador de torque.

### REFERENCIAS

- [1] Pontt, J., Rodríguez, J.: Control vectorial de accionamientos de alta potencia empleados en la gran minería. En: III Seminario IEEE de Electrónica de Potencia, Valparaíso, 6-7 Septiembre, 1990, p. 18.
- [2] Gabriel, R., Leonhard, W.: Field oriented control of a standard AC motor using microprocessors. En: IEEE Trans. on Industry Applications, Vol. IA-16, N° 2, March-April, 1980, pp. 186-192.
- [3] Leonhard, W.: Control of AC machines with the help of microelectronics. En: IFAC Control in Power Electronics and Electrical Drives, Lausanne, Suiza, 1983, pp. 769-792.
- [4] Lipo, Thomas: Recent Progress in the Development of Solid State AC motors drives. En: IEEE Trans. on Power Electronics, Vol. 3, N° 2, April 1988, pp. 105-117.
- [5] Kazmierkowski, M., Köpcke, H.: Comparison of Dynamic behaviour of frequency converter fed induction machine drives. En: IFAC Control in Power Electronics and Electrical Drives, Lausanne, Suiza, 1983, pp. 313-320.

### A N E X O 1

#### TRANSFORMACION DE COORDENADAS Y PARAMETROS EN TANTO POR UNO

##### Estator

$$\begin{bmatrix} v_x \\ v_y \\ v_o \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos\theta_r & \cos(\theta_r-120) & \cos(\theta_r+120) \\ -\sin\theta_r & -\sin(\theta_r-120) & -\sin(\theta_r+120) \\ 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix}$$

Si  $v_a = V_m \cos \omega t$ ;  $v_b = V_m \cos(\omega t - 120)$ ;  $v_c = V_m \cos(\omega t + 120)$ , entonces

$$V_m = \sqrt{(2/3)} \sqrt{(V_x^2 + V_y^2)}$$

##### Rotor

$$\begin{bmatrix} \lambda_r \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos\theta_d & \cos(\theta_d-120) & \cos(\theta_d+120) \\ -\sin\theta_d & -\sin(\theta_d-120) & -\sin(\theta_d+120) \\ 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \lambda_a \\ \lambda_b \\ \lambda_c \end{bmatrix}$$

$$\theta_d = \theta_r - \theta_{mec}$$

$$\frac{d\theta_{mec}}{dt} = \omega_{mec}$$

##### BASES

$v_b = V_m f/N = \sqrt{2} V_{af} f/N$ : voltaje base.  
 $i_b = I_m f/N = \sqrt{2} I_{af} f/N$ : corriente base.  
 $P_b = V_m f/N \cdot I_m f/N$ : potencia base.  
 $\omega_{elb} = 2\pi f/N$ : frecuencia angular eléctrica base.  
 $\omega_{mecb} = 2/P \omega_{elb}$ : velocidad angular mecánica base.  
 tiempos =  $1/\omega_{elb}$ : tiempo base.

$$T_{ob} = P_b/\omega_{mecb} \quad : \text{ torque base}$$

$$Z_b = V_b/I_b \quad : \text{ impedancia base}$$

$$\lambda_b = V_b/\omega_{elb} \quad : \text{ flujo base}$$

$$J_b = P_b/(\omega_{mecb}^2)/\omega_{elb} \quad : \text{ inercia base}$$

##### Parámetros (en tanto por uno)

$$\begin{array}{lll} L_D = 1,3347 & L_a = 1,3347 & M_D = 1,251 \\ R_s = 0,02 & R_r = 0,077 & J = 150 \end{array}$$

Los parámetros y resultados, al estar en tanto por uno, permiten ser generalizados a máquinas de cualquier tamaño. El comentario anterior no es exactamente válido en el caso de la inercia J que, más que un parámetro del motor lo es de la carga. En términos prácticos se observa un incremento de J '1 tanto cuando la potencia como la velocidad mecánica del sistema aumenta.

### A N E X O 2

#### AJUSTE DE PARAMETROS

##### 1. LAZO DE CONTROL DEL FLUJO

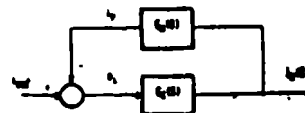


Fig. A1 Lazo de Control de Flujo

El flujo está relacionado con la corriente  $i_r$  según la ecuación (1) del texto:

$$\lambda_r(s) = G_m(s) i_r(s)$$

$$G_m(s) = \frac{M_D}{s(L_D/R_r) + 1}$$

Un controlador típico  $G_c(s)$  es:

1.5.5.

$$G_c(s) = K_c [1 + 1/(ST_k)]$$

Así:

$$I_x(s) = \frac{G_c(s)}{1 + G_M G_c(s)} \lambda_{ref}(s)$$

Este sistema, de segundo orden, se ajusta con los métodos usuales. Valores adecuados son:

$$K_c = 1,57 \quad T_k = 17,33$$

La constante de tiempo de ajuste resultante es:

$$T_{AJX} = \frac{2T_k L_d/R_r}{T_k + K_c M_d T_k} \approx 11,69 \text{ } ^\circ/1$$

## 2. LAZO DE CONTROL DE TORQUE ( $i_y$ )

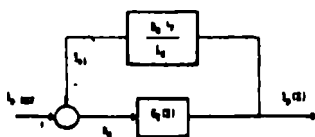


Fig. A2 Lazo de Control de Torque.

El torque  $T_{e1}$  está relacionado con  $I_y$  con la ecuación (2):

$$T_{e1}(s) = (M_d/L_d) \lambda_r I_y(s)$$

Un controlador típico de torque es:

$$G_T(s) = K_T [1 + 1/(ST_T)]$$

De este modo:

$$I_y(s) = \frac{G_T(s)}{1 + (M_d/L_d) \lambda_r G_T(s)} I_{yref}(s)$$

Así, la constante de tiempo del sistema es:

$$T_{AJY} = T_T \frac{M_d \lambda_r K_T}{L_d + M_d \lambda_r K_T}$$

El ajuste de  $K_T$ ,  $T_T$  se realiza por los métodos habituales. Se puede lograr con  $T_T = 10$  y  $K_T = 1/100$  un tiempo de ajuste

$$T_{AJY} = 0,093 \text{ } ^\circ/1$$

## 3. LAZO DE CONTROL DE VELOCIDAD

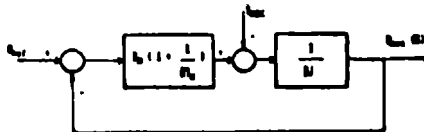


Fig. A3 Lazo de Control de Velocidad.

Suponiendo el torque mecánico  $T_{mec}$  constante y caracterizando la carga mecánica mediante la ecuación (3) se tiene:

$$W_{mec}(s) = \frac{K_w(ST_w + 1)}{s^2 J T_w + S K_w T_w + K_w} W_{ref}(s)$$

Este sistema de segundo orden se puede ajustar en forma convencional. Por ejemplo, se puede elegir:

$$K_w = 3,33 \quad T_w = 250$$

Con esto, el valor del tiempo de ajuste se puede estimar en:

$$T_{AJW} = 2J/K_w = 90,1 \text{ } ^\circ/1$$

Sujeto a la condición que

$$\epsilon = (1/2) \sqrt{(K_w T_w/J)} \approx 1$$

### ALFREDO MURQZ R.

Ingeniero Civil Electricista, Universidad de Chile (1968). Profesor Visitante de la Universidad de Bradford, Inglaterra, en 1973 y 1974. En la Universidad de Chile, Director del Departamento de Ingeniería Eléctrica entre 1980 y 1983. Desde 1984 hasta hoy Investigador Principal del Grupo de Máquinas Eléctricas y Electrónica de Potencia. Areas de interés: análisis dinámico de máquinas y sistemas eléctricos industriales, generación de electricidad a partir del viento, diagnóstico de fallas a partir de mediciones especiales.

### RENE MEDINA de D.

Egresado de la Carrera de Ingeniería Civil Electricista de la Universidad de Chile (1990). Ha realizado mediciones especiales y análisis del comportamiento transitorio de máquinas y sistemas eléctricos de la minería, control de velocidad de máquinas papeleras y especificación de sensores y actuadores para la minería.

ANALISIS DEL DISEÑO Y OPERACION DE MOTORES DE INDUCCION MONOFASICOS  
PARA ALTA VELOCIDAD

Jorge Romo L.                      Jaime Misraji C.  
Departamento de Ingeniería Eléctrica, Universidad de Chile  
Casilla 412-3, Santiago, Chile

RESUMEN

En este trabajo se desarrolla un modelo para diseñar y simular el comportamiento de un motor de inducción monofásico con condensador permanente, alimentado mediante un dispositivo electrónico. Se considera que este dispositivo proporciona dos voltajes alternos no sinusoidales, de igual magnitud y frecuencia, y desfasados en un ángulo determinado, con los cuales se alimentan los dos enrollados del motor. Se indica la forma de diseñar el motor de modo de minimizar el efecto de las armónicas, y la forma de calcular el condensador y/o el ángulo de desfase de los voltajes tal que se tenga un campo magnético rotatorio de trayectoria circular. Para la simulación del comportamiento, el modelo considera incluso el efecto de las armónicas en el torque, en las pérdidas y en la temperatura. Como aplicación, se diseña y simula el comportamiento de un motor alimentado con alta frecuencia para operar a alta velocidad (12000 rpm), obteniéndose resultados aceptables, que lo hacen competitivo técnica y económicamente con motores universales equivalentes.

ABSTRACT

A model for the design and performance simulation of a permanent-split capacitor motor, fed by an electronic device, is proposed in this paper. It is considered that the device feeds the two stator windings with two alternating non-sinusoidal voltages, with equal amplitude and frequency, and with a definite phase displacement angle. The design procedure is oriented to minimize the voltage and current harmonic effects by means of the determination of the optimum capacitor and voltage displacement angle values. The proposed model allows the evaluation of motor performance, including harmonic torques, harmonic losses and temperature rise. An application to a 12000 rpm motor is shown. The results indicate that it is a promissory alternative instead of conventional universal motors.

1. INTRODUCCION

El permanente y acelerado avance tecnológico en el área de la electrónica de potencia, permite actualmente disponer de fuentes de tensión alterna de magnitud y frecuencia controlables, a partir de la tensión alterna de la red, a costos relativamente bajos. Así, los motores de inducción monofásicos de jaula de ardilla, que en general están limitados a aplicaciones de baja velocidad, podrían alimentarse con una fuente alterna de alta frecuencia y lograr así trabajar a velocidades elevadas, invadiendo el campo de aplicaciones típicas de los motores universales. Hay diversas razones que permiten suponer que en aplicaciones de alta velocidad, en el futuro próximo, se preferirá motores de inducción de jaula de ardilla alimentados electrónicamente en lugar de motores universales. Entre éstas se pueden

mencionar: (i) un menor costo de producción, en la eventualidad que el costo del dispositivo electrónico más el motor de inducción llegue a ser menor que el costo del motor universal equivalente; (ii) un costo de mantenimiento despreciable, considerando que el motor de inducción no cuenta con colector y escobillas para alimentar el enrollado del rotor, como es el caso del motor universal; (iii) por la misma razón anterior, el motor de inducción debería tener un nivel de ruido significativamente menor, aún cuando los torques oscilatorios provenientes del voltaje no sinusoidal proporcionado por el dispositivo electrónico se traducen en ruido y vibraciones de diversa magnitud, dependiendo de la forma de onda del voltaje y de las características de diseño del motor.

Considerando lo anterior, en los párrafos siguientes se propone un modelo para el diseño y simulación del comportamiento de un motor de inducción monofásico con enrollado auxiliar con condensador permanente, cuyos enrollados se alimentan con voltajes no sinusoidales, idénticos en magnitud y forma de onda, pero desfasados en un ángulo dado.

Como aspectos interesantes del modelo, por una parte puede destacarse que éste es capaz de pronosticar el efecto de las armónicas del voltaje de alimentación (lo cual es importante considerando que el contenido armónico del voltaje entregado por el dispositivo electrónico suele ser significativo), y por otra parte, cabe indicar que el modelo puede encontrar el valor del condensador y/o del ángulo de desfase entre los voltajes, de modo de optimizar la forma de la trayectoria del campo magnético rotatorio, sin descuidar las características de arranque.

A la fecha, prácticamente no existen publicaciones que analicen la operación de motores de inducción a alta velocidad. Sin embargo, hay publicaciones diversas, algunas recientes [1, 2, 3], sobre modelación y diseño óptimo de motores de inducción monofásicos con condensador, alimentados con voltaje sinusoidal fijo, y numerosas publicaciones sobre motores de inducción trifásicos que analizan el efecto en su comportamiento al alimentarlo con voltaje alterno no sinusoidal [4, 5]. Estas publicaciones han servido de base para el desarrollo del modelo que aquí se presenta.

2. DESCRIPCION GENERAL DEL PROCESO

En líneas generales, puede decirse que el modelo consta de las siguientes etapas:

- 1) Especificaciones mínimas y restricciones del motor a diseñar:
  - Especificaciones: Voltaje (magnitud y frecuencia del voltaje de alimentación fundamental y de sus armónicas); potencia nominal; número de polos.
  - Restricciones: restricciones industriales

(conductores disponibles; matricería disponible para laminaciones y fundición de jaula de ardilla; características de materiales disponibles: núcleo, jaula, aislaciones; factor de utilización máximo para ranuras de estator); restricciones de operación (torque de partida mínimo, corriente de partida máxima, rendimiento nominal mínimo, deslizamiento nominal máximo, temperatura máxima en régimen permanente nominal).

ii) Valores supuestos:

Para iniciar el diseño, es necesario suponer valores para algunas variables, los que se deben corregir en las sucesivas iteraciones, cuando el comportamiento pronosticado por el modelo exceda las restricciones de operación impuestas. Estas variables son la densidad de flujo máxima en el entrehierro, la densidad de corriente en los enrollados de estator y la carga específica o densidad de corriente lineal en el estator.

iii) Diseño aproximado:

Eligiendo alguna de las laminaciones de estator y rotor y alguna de las matrices para los anillos de corto circuito de la jaula disponibles, y mediante relaciones aproximadas que sólo consideran la fundamental del voltaje, se determina el largo axial del núcleo, los números de vueltas y sección de conductores de los enrollados principal y auxiliar del estator.

iv) Optimización del diseño:

A partir del diseño aproximado, se determina la distribución óptima de las vueltas de los enrollados de modo de minimizar el efecto de las armónicas espaciales del campo magnético. Luego, considerando sólo la fundamental de los voltajes de alimentación, se procede a determinar el condensador del enrollado auxiliar y/o el ángulo de desfase entre los voltajes de modo de lograr un campo magnético rotatorio de trayectoria circular. Se verifica aproximadamente que el torque y la corriente de partida sean satisfactorios.

v) Simulación del comportamiento incluyendo el efecto de las armónicas del voltaje:

Disponiendo del diseño completo del motor, se aplica el modelo para predecir su comportamiento incluyendo los efectos de las armónicas de los voltajes de alimentación. En particular se determinan las pérdidas armónicas y su efecto en la temperatura, la curva de torque permanente en función de la velocidad, y la magnitud y frecuencia de los principales torques oscilatorios.

vi) Análisis del comportamiento:

Se estudia las características del comportamiento obtenido, en comparación con las especificaciones y restricciones de operación indicadas en (1). Si el comportamiento no es satisfactorio, se modifican convenientemente los valores supuestos en (ii), y se recomienza el proceso; o, si es necesario, se seleccionan otras laminaciones para el núcleo y/o anillos de la jaula de ardilla en la etapa (iii). Si el comportamiento es satisfactorio, el diseño se considera definitivo.

3. DISEÑO APROXIMADO

Se considerará el caso usual de una fábrica de motores que disponga de determinada variedad de laminaciones para estator y rotor, de modo que seleccionando alguna de ellas, quedan fijos los diámetros y el número y dimensiones de las ranuras de estator y rotor. Además, generalmente cada laminación de rotor tiene asociado determinado molde para los

anillos de cortocircuito de la jaula de ardilla, por lo que éstos también quedan fijos en primera instancia. Así, el diseño inicial se circunscribe a determinar el número de vueltas y la sección de los conductores de los enrollados de estator y el largo axial del núcleo. Esto se hace en base a los siguientes supuestos y relaciones aproximadas.

Si se considera el motor alimentado desde la red mediante un dispositivo electrónico ideal que proporciona dos voltajes  $V_A$  y  $V_B$  de igual magnitud (V) e igual frecuencia (f), desfasados en un ángulo  $\psi$  (Fig. 1), la potencia en el eje se puede expresar como:

$$P = (V I_A \cos \psi_A + V I_B \cos \psi_B) \eta \quad (1)$$

siendo  $\eta$  el rendimiento del motor y  $\cos \psi_A$ ,  $\cos \psi_B$  los respectivos factores de potencia de ambos enrollados.

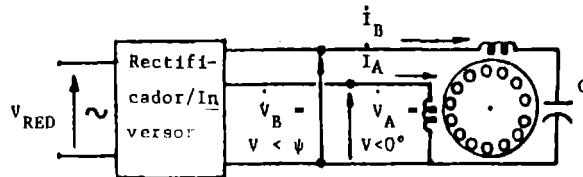


Fig. 1 Motor alimentado mediante un equipo electrónico.

Suponiendo además que ambos enrollados son idénticos y que

$$I_B \approx j I_A \quad (2)$$

se tiene que:

- Magnitudes de corrientes por enrollados:

$$I_A \approx I_B = I \quad (3)$$

- Números de vueltas de los enrollados:

$$N_A = N_B = N \quad (4)$$

- Factores de bobinado de los enrollados:

$$k_{bA} = k_{bB} = k_b \quad (5)$$

- Densidad de flujo máxima temporal y espacial producida en el entrehierro por cada enrollado:

$$\hat{B}_{gA} = \hat{B}_{gB} = \hat{B}_g \quad (6)$$

Así, se puede establecer las ecuaciones

$$V \approx 4,44 N f \hat{B}_g \cdot (\pi D L / p) \cdot k_b \quad (7)$$

$$q = \frac{2N_A I_A}{\pi D} + \frac{2N_B I_B}{\pi D} \approx \frac{4NI}{\pi D} \quad (8)$$

en que:

- q = carga específica o densidad de corriente lineal en el estator
- D = diámetro medido en el entrehierro
- L = longitud axial del núcleo
- p = número de polos

Reemplazando V e I de (7) y (8) en (1), se obtiene el volumen activo del motor:

$$D^2 L = \frac{1,28 \cdot 10^8 \cdot P}{n_s B_g q k_b \eta (\cos \psi_A + \cos \psi_B)} \text{ [cm}^3 \text{]} \quad (9)$$

donde P[HP],  $n_s$  [rpm] son datos;  $q$ [A/cm],  $k_b$ [ $^{\circ}$ /1],  $\eta$ [ $^{\circ}$ /1] pueden suponerse en valores típicos;  $(\cos \psi_A + \cos \psi_B)$  [ $^{\circ}$ /1], usualmente variará entre 1,4 y 1,7; y  $\hat{B}_g$  [Wb/m $^2$ ] puede suponerse en un valor tal que las densidades de flujo máximas en dientes y yugos o coronas del motor ( $\hat{B}_d$ ,  $\hat{B}_y$ ) no lleguen a saturar excesivamente al núcleo.  $\hat{B}_d$  y  $\hat{B}_y$  están relacionados con  $\hat{B}_g$  mediante

$$\hat{B}_x = \frac{\lambda}{f_a d} \hat{B}_d \quad (10)$$

$$\hat{B}_y = \frac{D}{f_a p y} \hat{B}_d \quad (11)$$

donde

$f_a$  = factor de apilamiento del núcleo  
 $\lambda$  = paso de las ranuras medido en el entrehierro  
 $d$  = ancho del diente en su parte más angosta  
 $y$  = ancho del yugo

Así, dada la laminación, en forma aproximada se puede evaluar  $L$  mediante (9) y  $N_A$ ,  $N_B$  mediante (7). Las secciones de los conductores  $S_{CA}$ ,  $S_{CB}$  se pueden determinar asumiendo la densidad de corriente en los enrollados y evaluando  $I_A \approx I_B = I$  mediante (8) o (1).

#### 4. DISEÑO OPTIMO

En esta etapa del proceso se optimiza la distribución de las vueltas de los enrollados del estator en las ranuras disponibles, de modo de minimizar el contenido de armónicas del campo magnético en el entrehierro, y se seleccionan el condensador y/o el ángulo de desfase entre voltajes de alimentación, de manera de conseguir que la trayectoria del campo magnético sea circular.

##### 4.1. Distribución óptima de los enrollados

Las vueltas por polo de los enrollados ( $N_A/p$  y  $N_B/p$ ), determinadas anteriormente, se distribuyen en varias bobinas concéntricas en las ranuras del estator. Es posible determinar el número de vueltas adecuado en cada una de dichas bobinas, de modo de tener una distribución de la  $f_{mm}$  casi sinusoidal en el entrehierro, condición suficiente para obtener el mínimo contenido de armónicas espaciales por parte del campo magnético.

##### 4.2. Selección del condensador y del ángulo de desfase

Se determinará el condensador  $C$  y el ángulo de desfase  $\psi$  necesarios para lograr, en condiciones nominales, un campo magnético rotatorio de trayectoria circular, de modo de minimizar los torques oscilatorios. Para tal efecto se considerará sólo la fundamental de los voltajes de alimentación y la fundamental del campo magnético en el entrehierro.

$$S_{ea} \quad \dot{\gamma} = \dot{I}_{A_{sn}} / \dot{I}_{A_{sp}} \quad (12)$$

donde  $\dot{I}_{A_{sn}}$  e  $\dot{I}_{A_{sp}}$  son las componentes de secuencia negativa y positiva de la corriente del enrollado A. Se aprecia que  $\dot{\gamma}$  es un indicador de la forma de la trayectoria del campo magnético:  $\gamma \approx 0$  significa que el campo rotatorio describe aproximadamente una circunferencia; y,  $\gamma \approx 1$  corresponde aproximadamente a un campo pulsante.

Las ecuaciones circuitales para ambas fases son:

$$\dot{V}_A = Z_{A1} (\dot{I}_{A_{sp}} + \dot{I}_{A_{sn}}) + Z_{sp} \dot{I}_{A_{sp}} + Z_{sn} \dot{I}_{A_{sn}} \quad (13)$$

$$\frac{\dot{V}_B}{jK_{AB}} = \frac{\dot{Z}_{B1}}{K_{AB}} (\dot{I}_{A_{sp}} - \dot{I}_{A_{sn}}) + Z_{sp} \dot{I}_{A_{sp}} - Z_{sn} \dot{I}_{A_{sn}} \quad (14)$$

donde  $K_{AB}$  es la razón efectiva de vueltas entre ambos enrollados:

$$K_{AB} = \frac{N_B k_{bB}}{N_A k_{bA}} \quad (15)$$

$Z_{A1}$  es la impedancia del enrollado A y  $Z_{B1}$  es la impedancia del enrollado B más la impedancia externa (condensador).

$Z_{sp}$  y  $Z_{sn}$  son las impedancias de secuencia positiva y negativa del rotor en paralelo con la rama de magnetización y con la resistencia que representa las pérdidas del hierro (ver Fig. 2), ambas vistas desde el enrollado A.

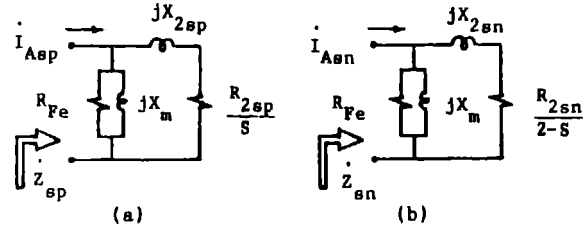


Fig. 2 Impedancias fundamentales de secuencia positiva y negativa.

$X_m$  : reactancia de magnetización  
 $R_{Fe}$  : pérdidas totales en el hierro  
 $X_{2sp}$  y  $X_{2sn}$  : reactancias de fuga de secuencia positiva y secuencia negativa del rotor.  
 $R_{2sp}$  y  $R_{2sn}$  : resistencias de secuencia positiva y secuencia negativa del rotor.  
 $B$  : deslizamiento fundamental.

De (12), (13) y (14) se obtiene que  $\gamma$  se puede expresar como:

$$\gamma = \frac{(\dot{Z}_{B1}/K_{AB}^2 - \dot{Z}_{A1}) + (\dot{Z}_{A1} + \dot{Z}_{sp})(1-\dot{\tau})}{(\dot{Z}_{B1}/K_{AB}^2 - \dot{Z}_{A1}) + (\dot{Z}_{A1} + \dot{Z}_{sn})(1+\dot{\tau})} \quad (16)$$

$$\text{con} \quad \dot{\tau} = (1/jK_{AB}) (\dot{V}_B/\dot{V}_A) \quad (17)$$

Imponiendo la condición de campo magnético rotatorio circular se obtiene las siguientes ecuaciones:

$$A_1 \cos \psi + B_1 \sin \psi = 1 \quad (18)$$

$$A_2 \cos \psi + B_2 \sin \psi = 1 \quad (19)$$

donde

$$A_1 = (X_{A1} + X_{sp}) / (K_{AB}(R_{B1}/K_{AB}^2 + R_{sp})) \quad (20)$$

$$A_2 = (X_{A1} + X_{sp}) / (K_{AB}(R_{B1}/K_{AB}^2 + X_{sp})) \quad (21)$$

$$B_1 = (R_{A1} + R_{sp}) / (K_{AB}(R_{B1}/K_{AB}^2 + R_{sp})) \quad (22)$$

$$B_2 = -(R_{A1} + R_{sp}) / (K_{AB}(X_{B1}/K_{AB}^2 + X_{sp})) \quad (23)$$

siendo

$$\dot{Z}_{A1} = R_{A1} + jX_{A1} \quad (24)$$

$$\dot{Z}_{B1} = R_{B1} + jX_{B1} \quad (25)$$

$$\dot{Z}_{sp} = R_{sp} + jX_{sp} \quad (26)$$

$$\dot{Z}_{sn} = R_{sn} + jX_{sn} \quad (27)$$

La ec. (18) es función del ángulo de desfase únicamente, mientras que la ec. (19) lo es además del condensador  $C$ , puesto que  $X_{B1}$  incluye la reactancia del condensador.

La solución de la ec. (18) sólo es posible si se cumple que  $A_1^2 + B_1^2 \geq 1$ , en cuyo caso:

$$\text{tg} \psi = (B_1 \pm A_1 \sqrt{A_1^2 + B_1^2 - 1}) / (A_1 \mp B_1 \sqrt{A_1^2 + B_1^2 - 1}) \quad (28)$$

En caso contrario el ángulo de desfase  $\psi$  más apropiado para obtener una trayectoria del campo similar a una circunferencia será aquél que minimice el término  $|A_1 \cos \psi + B_1 \sin \psi - 1|$ . En este caso el ángulo queda dado por:

$$\text{tg} \psi = B_1/A_1 \quad (29)$$

Una vez determinado el ángulo  $\psi$ , el condensador  $C$  se obtiene de la ec. (19).

Para el caso en que  $C$  tenga un valor dado, igualando las ecs. (18) y (19) se tiene:

$$\text{tg} \psi = (B_2 - B_1)/(A_1 - A_2) \quad (30)$$

## 5. SIMULACION DEL COMPORTAMIENTO

### 5.1. Características del modelo

Una vez definido el diseño completo del motor y conocida la forma de onda de los voltajes de alimentación, el modelo evalúa su comportamiento electromecánico y térmico para cada deslizamiento. Para ello, se aplica superposición, resolviéndose los circuitos equivalentes armónicos del motor, cuyos parámetros circuitales se evalúan a partir de la geometría y materiales constituyentes del mismo [4, 6]. Se obtiene así, entre otras variables, las armónicas de corriente, las pérdidas armónicas, la eficiencia, la potencia, el torque permanente, los torques armónicos oscilatorios y la temperatura media de los enrollados para cada velocidad. De todas estas variables, es interesante explicar la forma de evaluar los torques.

### 5.2. Consideraciones básicas para la evaluación de torques armónicos

Los torques adicionales al fundamental tienen especial interés al existir corrientes armónicas producto de la tensión de alimentación no sinusoidal. Para evaluarlos, se plantea la ecuación general del torque en función del campo magnético en el entrehierro.

Los campos magnéticos en el entrehierro pueden expresarse como una serie de armónicas producidas, por una parte, por la concentración del devanado en las ranuras (armónicas espaciales), y por otra, por la alimentación con corrientes no sinusoidales (armónicas temporales). Como cualquiera de los campos de la serie puede actuar en el rotor, los torques que resulten de la interacción conforman los torques adicionales al fundamental, denominados torques armónicos. Para el torque que actúa entre el estator y el rotor ( $T_e$ ) se tiene la siguiente relación general:

$$T_e = \left( \frac{gDL}{\mu_0} \right) \int_0^{2\pi} B(a,t) \frac{\partial B_r(a,t)}{\partial \theta} da \quad (31)$$

siendo  $\theta$  el ángulo de rotación y  $B(a,t)$  la densidad del flujo magnético referido al sistema coordenado a lo largo de la periferia del entrehierro ( $a$ ) para un instante cualquiera ( $t$ ); éste último viene dado por aportes del estator ( $B_e$ ) y del rotor ( $B_r$ ):

$$B(a,t) = B_e(a,t) + B_r(a,t) \quad (32)$$

Además, a partir de las mallas de secuencia armónicas, en la rama de magnetización se tiene información de la magnitud de los campos de secuencia  $B_{sp}(a,t)$  y  $B_{rn}(a,t)$ , pudiendo evaluarse  $B(a,t)$  como

$$B(a,t) = B_{sp}(a,t) + B_{rn}(a,t) \quad (33)$$

De igual forma, las corrientes de secuencia que circulan por las ramas asociadas al rotor en las mallas de secuencia, permiten cuantificar la magnitud de los campos armónicos inherentes al rotor mediante

$$B_r(a,t) = B_{rsp}(a,t) + B_{rsn}(a,t) \quad (34)$$

### 5.3. Expresión del torque

El estator aporta una serie de armónicas del campo magnético que viajan a lo largo del entrehierro a diferentes velocidades y en ambas direcciones. El flujo de cualquiera de ellas, de orden  $(s_1, r_1)$  con  $s_1$  representando un armónico temporal cualquiera y  $r_1$  un armónico espacial cualquiera, inducirá en las barras del rotor fems y corrientes que tendrán una frecuencia proporcional al deslizamiento respectivo. Entonces puede suponerse que la corriente de orden  $(s_2, r_2)$  en una barra particular del rotor producirá una fmm, cuya forma rectangular puede ser descompuesta en una

fundamental y una serie de armónicas que son, en general, de orden  $\mu$ .

Por lo tanto se tiene que los campos expresados en términos de armónicas son:

$$B = f(s_1, r_1) \quad (35)$$

$$B_r = f(s_2, r_2, \mu) \quad (36)$$

Introduciendo este hecho en la ecuación general del torque se tiene que:

$$T_e = \left( \frac{gDL}{\mu_0} \right) \int_0^{2\pi} B \frac{\partial B_r}{\partial \theta} da \quad (37)$$

Donde la sumatoria se hace sobre todas las posibles combinaciones de armónicas temporales y espaciales del estator y del rotor.

Al introducir las ecs. (33) y (34), en consideración con las ecs. (35) y (36), en la ec. (37) se obtiene que  $T_e$  es:

$$T_e = \pi \left( \frac{gDL}{\mu_0} \right) \Sigma t_e \quad (38)$$

donde

$$t_e = t_{sp1} + t_{sp2} + t_{sn1} + t_{sn2} \quad (39)$$

$$t_{sp1} = B_{sp}(s_1, r_1) B'_{rsp}(s_2, r_2, \mu) f_{sp1} \quad (40)$$

$$t_{sp2} = B_{sp}(s_1, r_1) B'_{rsn}(s_2, r_2, \mu) f_{sp2} \quad (41)$$

$$t_{sn1} = B_{sn}(s_1, r_1) B'_{rsp}(s_2, r_2, \mu) f_{sn1} \quad (42)$$

$$t_{sn2} = B_{sn}(s_1, r_1) B'_{rsn}(s_2, r_2, \mu) f_{sn2} \quad (43)$$

Y donde  $B' = \partial B / \partial \theta$ , y  $f_{sp1}$ ,  $f_{sp2}$ ,  $f_{sn1}$  y  $f_{sn2}$  son funciones sinusoidales que dependen del deslizamiento y en general, salvo que se tenga una adecuada combinación de armónicas, del tiempo.

La integración trae como resultado que los únicos términos no nulos en la ec. (38) son aquellos que cumplen con:

$$\mu = r_1 \quad (44)$$

$$r_2 = Km_2 \pm r_1 \quad (45)$$

siendo  $m_2$  el número de fases del rotor y  $K$  cualquier número entero positivo ( $K = 0, 1, 2, \dots$ ).

## 6. APLICACION

### 6.1. Datos del problema

El modelo se ha aplicado al caso de un motor monofásico de 2 HP, 2 polos y 200 Hz. El equipo electrónico toma el voltaje alterno monofásico de la red de 220 V y 50 Hz, lo rectifica obteniéndose 311 V continuos; éstos, mediante un sistema inversor bifásico, se convierten en dos voltajes alternos rectangulares  $v_A(t)$  y  $v_B(t)$ , cuyas fundamentales tienen idéntico valor efectivo,  $V_A = V_B = 140$  V, y  $\hat{V}_B$  adelanta a  $\hat{V}_A$  en un ángulo  $\psi$  que se puede fijar de acuerdo a los requerimientos del motor a diseñar.

Se consideran dadas las laminaciones del núcleo de estator y rotor, y el anillo de cortocircuito del rotor, cuyos valores más relevantes son:

- Diámetro en entrehierro,	$D = 10,1$ cm
- Número de ranuras de estator,	$N_e = 36$
- Sección por ranura de estator,	$S_{re} = 83,7$ mm <sup>2</sup>
- Ancho de dientes de estator,	$d_e = 4,01$ mm
- Diámetro externo del estator,	$D_{oe} = 15,8$ cm
- Dimensión del entrehierro,	$g = 0,324$ mm
- Número de ranuras del rotor,	$N_r = 48$
- Sección de ranuras del rotor,	$S_{rr} = 31,6$ mm <sup>2</sup>
- Ancho de dientes de rotor,	$d_r = 2,54$ mm
- Diámetro de pasada del eje,	$D_{aje} = 3,02$ cm
- Sección de anillos del rotor,	$S_{an} = 86,7$ mm <sup>2</sup> .



### 6.2. Diseño aproximado

Con los datos y valores supuestos, se evaluó las otras variables de diseño:

- Longitud axial del núcleo,  $L = 3,5$  cm
- Número de vueltas de enrollados,  $N_A = N_B = 100$
- Sección de conductores,  $S_{cA} = S_{cB} = 2,08$  mm<sup>2</sup>.

### 6.3. Diseño óptimo: distribución de vueltas, $C$ y $\psi$

Para minimizar el contenido armónico espacial del campo magnético en el entrehierro, se determinó que para cada enrollado las 50 vueltas de cada polo se deben distribuir en 5 bobinas de 6, 7, 8, 9, 10 y 10 vueltas cada una (desde la más interna a la más externa, que tiene paso diametral).

En cuanto al condensador y al ángulo de desfase  $\psi$ , se aplicó el método descrito en el párrafo 4, obteniéndose como soluciones de (28) las combinaciones:

$\psi' = 90^\circ$ ,  $C' \rightarrow \infty$  ( $x_0 = 0$ , sin condensador)  
 $\psi'' = 22^\circ$ ,  $C'' = 40 \mu F$   
 de las cuales  $\psi''$ ,  $C''$  fueron descartadas por proporcionar un torque de partida inadecuado.

A continuación se muestran los resultados más relevantes del comportamiento pronosticado por el modelo para el motor sin condensador y con  $\psi = 90^\circ$ .

La Fig. 3 muestra las curvas de potencia, torque permanente y corrientes efectivas en los enrollados, en función de la velocidad. Se aprecia que a la partida se obtiene un torque de 2,2 Nm (181% del torque nominal) y una corriente de partida por los enrollados de 69 A (5,6 veces la corriente nominal), valores considerados aceptables. El torque máximo ocurre para un deslizamiento de 12,6% (correspondiente a 10500 rpm).

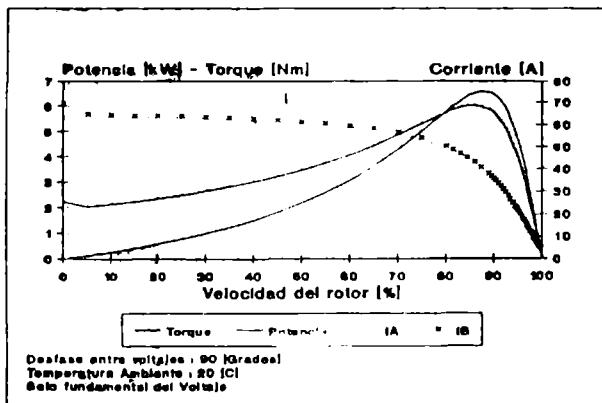


Fig. 3 Curvas de potencia, torque y corriente para todo el rango de velocidades.

En la Fig. 4(a) se ilustra el efecto de las corrientes armónicas sobre valor efectivo de las corrientes en los enrollados. Se aprecia que la corriente efectiva nominal de los enrollados se eleva de 7,8 A, para alimentación sinusoidal fundamental, a 12,4 A si se incluye las armónicas; es decir la corriente efectiva aumenta 1,69 veces. Cabe indicar que esto provoca un desplazamiento de la curva de potencia y una reducción de la velocidad nominal desde 98,70% (11844 rpm) a 98,47% (11816 rpm). Por otra parte, las armónicas producen un aumento de las pérdidas del motor (alrededor de 1,6 veces), lo que se traduce (ver Fig. 4(b)) en una reducción del rendimiento nominal desde 83% con alimentación sinusoidal, a 75% incluyendo armónicas; y un aumento de la temperatura media de los enrollados desde 58°C con alimentación sinusoidal, a

78°C incluyendo armónicas (se consideró 20°C de temperatura ambiente).

Finalmente las Figs. 5 y 6 ilustran, para la partida y para carga nominal, la magnitud de las componentes más significativas de los torques oscilatorios y las respectivas frecuencias de oscilación. Se aprecia que a la partida los torques oscilatorios más elevados tienen una amplitud = 0,16 Nm (7% del torque de partida), con frecuencias de 400 Hz y 800 Hz; con carga nominal el torque oscilatorio más significativo tiene una amplitud = 0,21 Nm (17% del torque nominal) y una frecuencia de 794 Hz. Estos valores son considerados aceptables.

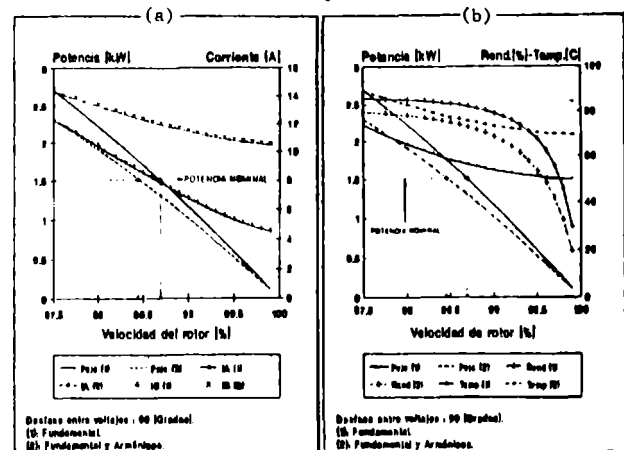


Fig. 4 Potencias, corrientes, rendimientos y temperaturas para alimentación sinusoidal y rectangular.

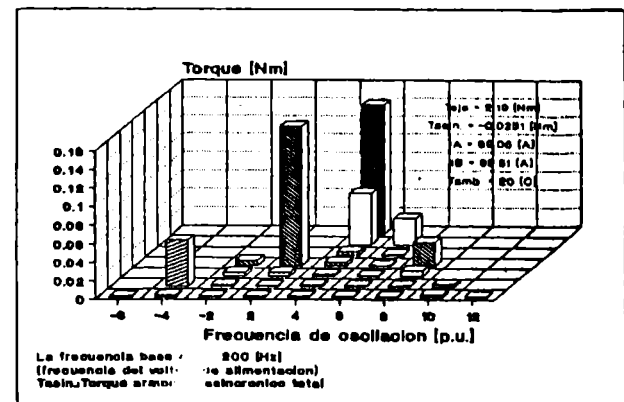


Fig. 5 Torques oscilatorios a la partida.

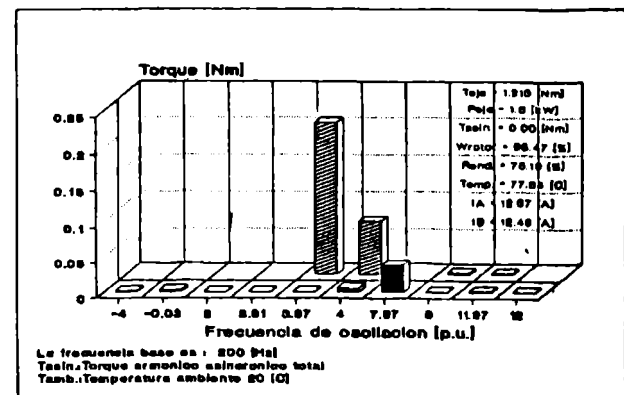


Fig. 6 Torques oscilatorios con carga nominal

## 7. CONCLUSIONES

Se ha mostrado la factibilidad de alimentar electrónicamente, con alta frecuencia, un motor de inducción monofásico, para aplicaciones de alta velocidad. En efecto, mediante el modelo desarrollado se ha diseñado un motor en el cual se han minimizado las anomalías típicas producidas por las armónicas de la alimentación no sinusoidal: los principales torques oscilatorios son menores de un 17% del torque permanente; y la temperatura, producto de las pérdidas armónicas, es 20°C mayor con respecto a alimentación sinusoidal.

Para lograr lo anterior, el criterio fue optimizar la distribución de vueltas de los enrollados y lograr una trayectoria circular del campo magnético rotatorio. Si esto no se cumple, las anomalías de funcionamiento en algunos casos pueden hacer prohibitiva la operación del motor. Por ejemplo, para el mismo motor anterior pero con  $C=30 \mu\text{F}$ ,  $\psi = -40^\circ\text{C}$ , en que para carga nominal la trayectoria del campo rotatorio es aproximada (pero no igual) a una circunferencia, se tienen torques oscilatorios con carga nominal de amplitudes hasta 30% de torque permanente, torques oscilatorios a la partida hasta 65% del torque de partida, y la temperatura de los enrollados es 43°C superior a la del caso de alimentación sinusoidal.

Por otro lado, cabe indicar que el hecho de haber considerado enrollados idénticos lleva a que una de las soluciones óptimas sea sin condensador y  $\psi = 90^\circ$  (fuente bifásica equilibrada). Sin embargo, para el caso general de enrollados diferentes, la solución óptima debe emplear algún condensador y/o un ángulo distinto de  $90^\circ$ . No obstante se decidió la solución señalada, pues además involucra un menor costo en materiales, haciendo competitiva técnica y económicamente esta alternativa con los tradicionales motores universales (el costo del motor diseñado, sin el dispositivo electrónico, es alrededor de un 60% del costo de un motor universal equivalente).

## REFERENCIAS

[1] H.Huang, E.Fuchs, J.White: "Optimal placement of the run capacitor in single-phase induction motor designs", IEEE Trans. on E.C., Vol. 3, pp. 647-652, Sept. 1988.

[2] H.Huang, E.Fuchs, Z.Zak: "Optimization of single-phase induction motor design, Part I: Formulation of the optimization technique", IEEE Trans. on E.C., Vol. 3, pp. 349-358, June 1988.

[3] H.Huang, E.Fuchs, J.White: "Optimization of single-phase induction motor design, Part II: The maximum efficiency and minimum cost of an optimal design", IEEE Trans. on E.C., vol. 3, pp. 357-366; June 1988.

[4] E.Kingshirn, H.Jordan: "Polyphase induction motor performance and losses on nonsinusoidal voltage sources", IEEE Trans. on P.A.S., vol. 1, pp. 624-631, March 1968.

[5] E.Levi: "Design considerations for motor used in adjustable speed drives", IEEE Trans. on I.A., vol. 20, N°4, pp. 822-826, July/Aug. 1984.

[6] E.Fuchs, A.Vandepunt, J.F.811, J.White: "Design analysis of capacitor-start, capacitor-run single-phase induction motors", IEEE Trans. on E.C., vol. 5, pp. 327-336, June 1990.

## Agradecimientos

Los autores agradecen los aportes del Fondo Nacional de Ciencia y Tecnología (Proyecto 1200/91) que hicieron posible este trabajo.

## JORGE ROMO L.

Ingeniero Civil Electricista, Universidad de Chile (1975), Profesor Asociado e Investigador del Grupo de Máquinas y Electrónica Industrial del Departamento de Ingeniería Eléctrica de dicha Universidad. Especialista en diseño y comportamiento de máquinas eléctricas. Profesor de cursos teóricos y de laboratorio de máquinas eléctricas y de talleres de diseño de equipo eléctrico de potencia para Ingeniería Civil Electricista y Magister en Ingeniería Eléctrica.

## JAIME MISRAJI C.

Ingeniero Civil Electricista, Universidad de Chile (1991). Ayudante de investigación del Grupo de Máquinas y Electrónica Industrial del Departamento de Ingeniería Eléctrica de dicha Universidad. Ayudante de la asignatura Conversión Electromecánica de la Energía de la carrera de Ingeniería Civil Electricista de la Universidad de Chile.

MODELO SIMPLIFICADO PARA EL DISEÑO DE MOTORES DE  
POLO SOMBREADO

Jorge Romo L.  
Departamento de Ingeniería Eléctrica, Universidad de Chile  
Casilla 412-3, Santiago, Chile

**RESUMEN**

En este trabajo se presenta un modelo de diseño simplificado para motores de inducción monofásicos del tipo polo sombreado, considerando que los modelos conocidos son de compleja aplicación y que, por otra parte, este tipo de motores son los de más bajo costo por unidad de potencia para aplicaciones que requieren torque de arranque relativamente bajo. El modelo se basa en una analogía con los modelos convencionales de motores de inducción monofásicos de dos enrollados, con la consideración adicional de los efectos de las armónicas espaciales del flujo magnético en el entrehierro. En este caso dicho contenido armónico suele ser significativo por cuanto se emplean enrollados concentrados en piezas polares en el estator. El modelo se aplica al caso de un motor determinado, para el cual se entregan los resultados obtenidos del modelo y de las pruebas realizadas al respectivo prototipo. Mediante una comparación técnico-económica con un motor equivalente del tipo monofásico de inducción con condensador permanente, se encuentra que poseen un comportamiento similar, siendo el costo de materiales del motor de polo sombreado un 45% menor que el costo del motor con condensador.

**ABSTRACT**

It is known that models for the design of shaded-pole motors are very complex. On the contrary, this paper presents a simple model for the design of shaded-pole motors, based on an adaptation of conventional models of single-phase two windings induction motors. The model includes the effects of spatial magnetic field harmonics, produced by the use of concentrate stator windings. An application to a specific motor is showed, including its design, its performance simulation by means of the model and the experimental results of the respective prototype. A comparison with an equivalent permanent-split capacitor motor indicates that material cost of shaded-pole motor is 45% less and its performance is similar with respect to capacitor motor.

**1. INTRODUCCION**

Los motores de inducción monofásicos representan actualmente el tipo de motor de mayor volumen de producción, puesto que son de bajo costo, robustos y prácticamente no necesitan mantención. Son ampliamente utilizados en aplicaciones industriales (máquinas herramientas, ventiladores, moto-bombas, etc.) y en artefactos electrodomésticos, especialmente cuando se requieren velocidades bajas (hasta 3000 rpm en redes de 50 Hz).

Dentro de los motores de inducción monofásicos se distinguen varios tipos, siendo los más utilizados los motores que emplean un enrollado auxiliar con

condensador y los motores de polo sombreado. Con los primeros, en general, es posible lograr mayor potencia y mejor torque de partida; sin embargo poseen un costo mayor, principalmente por el empleo de mayor cantidad de cobre y la necesidad de condensador.

Los motores de polo sombreado han sido muy poco estudiados en comparación con los motores de condensador, lo que se refleja en las escasas publicaciones sobre este tema, en las que además se desarrollan complejos modelos difíciles de aplicar directamente al diseño [1, 2]. Por otra parte, la significativa reducción de costos que se logra al reemplazar un motor de condensador por uno de polo de sombra en determinadas aplicaciones, justifica plenamente disponer de un modelo de diseño adecuado para estos motores. Dicho modelo de diseño debe tomar en cuenta todas las particularidades del motor, especialmente las armónicas que aparecen en el flujo magnético por el empleo de un estator de polos salientes.

Considerando estos antecedentes, aquí se desarrolla un modelo simple para diseñar y simular el comportamiento de este tipo de motores, incluyendo el efecto de las armónicas espaciales del campo magnético. El modelo se basa en los conocidos modelos de diseño de motores monofásicos de inducción [3, 4] los que se han adaptado para su aplicación a motores de polo sombreado.

**2. EL CAMPO MAGNETICO ROTATORIO EN MOTORES DE POLO  
SOMBREADO**

**2.1. Características constructivas del motor**

Los motores de inducción monofásicos de polo sombreado poseen un enrollado monofásico en el estator, concentrado en piezas polares, y un rotor del tipo jaula de ardilla. Para lograr un campo magnético rotatorio, se utilizan, a un costado de las piezas polares, espiras en cortocircuito que abarcan una parte de cada polo del estator (Fig. 1). El flujo producido por estas espiras está desfasado con respecto al flujo principal, y produce así un flujo resultante rotatorio, como se detalla en el párrafo siguiente.

**2.2. Principio de funcionamiento**

El principio de funcionamiento del motor de polo de sombra se basa en que, por efecto de la espira cortocircuitada, el flujo resultante modifica su distribución durante cada ciclo de la corriente, dando lugar a un tipo de flujo rotatorio [5]. La Fig. 2 ilustra la distribución del flujo en cuatro instantes: 1)  $0 \leq t \leq \tau/4$ ; 2)  $\tau/4 \leq t \leq \tau/2$ ; 3)  $\tau/2 \leq t \leq 3\tau/4$ ; y 4)  $3\tau/4 \leq t \leq \tau$ .

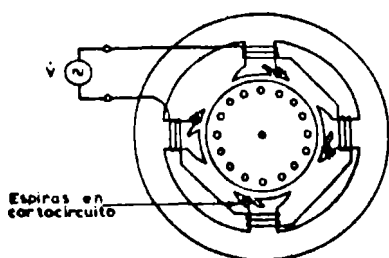


Fig. 1. Motor de polo sombreado

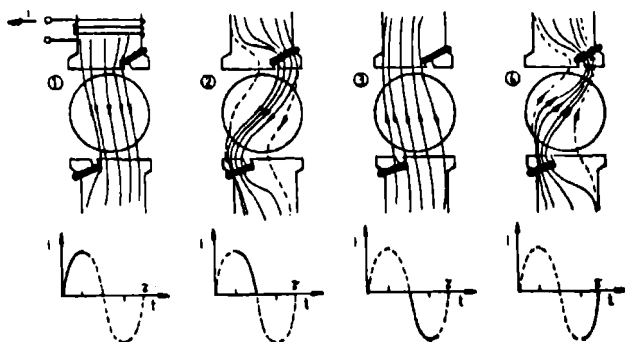


Fig. 2. Evolución de líneas de flujo magnético

Analizando el vector flujo resultante en diversos instantes, se aprecia que en cada revolución éste describe una trayectoria de magnitud y posición variable como la que se indica en la Fig. 3.

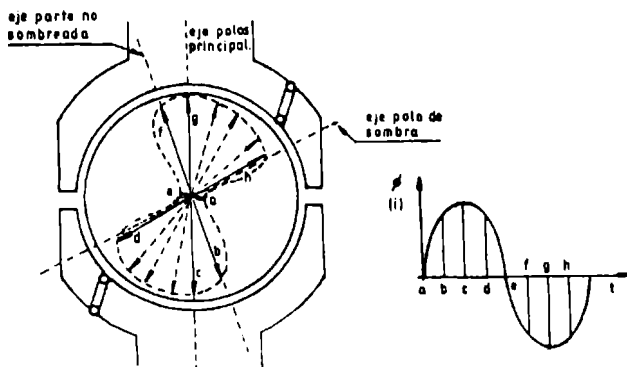


Fig. 3. Trayectoria del flujo resultante

Así, se tiene un campo magnético rotatorio, pero de magnitud notablemente variable en el tiempo. Esto limita la posibilidad de lograr un torque de arranque elevado.

Por otra parte, como se aprecia, el flujo resultante no se desplaza considerablemente del eje de los polos principales en cada revolución, lo que permite simplificar el análisis en condiciones nominales asumiendo que no existe el polo de sombra; y considerar éste sólo para el análisis de condiciones de partida.

### 3. DESCRIPCIÓN DEL MODELO

#### 3.1. Consideraciones generales

De acuerdo a lo expuesto en el párrafo anterior, se encuentra que el flujo magnético resultante no se

desplaza notablemente del eje de los polos principales en cada revolución. Así, es posible adoptar un algoritmo de diseño y un modelo circuital para predecir el comportamiento electromecánico de régimen permanente, similar al de un motor de inducción monofásico convencional de partida por condensador [3, 4]. Las principales diferencias están en el empleo de estator del tipo polos salientes en el motor de polo sombreado en lugar del estator ranurado usual, y obviamente en las características de arranque. En particular, cabe reiterar que el empleo de estator tipo polos salientes provoca armónicas significativas en el flujo de entrehierro, cuyo efecto se analiza más adelante.

El procedimiento de diseño considera las siguientes etapas:

- i) Especificaciones (o comportamiento deseado) y restricciones de fabricación (tipos de laminación disponibles, conductores, materiales, etc.).
- ii) Diseño aproximado con relaciones que asumen las simplificaciones antes enunciadas. Esta etapa se describe en el párrafo 3.2.
- iii) Simulación del comportamiento nominal y a la partida considerando un circuito equivalente con las simplificaciones enunciadas (especialmente flujo sinusoidal fundamental). Se describe en el párrafo 3.3.
- iv) Evaluación de efectos de armónicas del flujo, particularmente en el torque. Esto se analiza en el párrafo 3.4.
- v) Comparación del comportamiento pronosticado en (iii) y (iv), con lo especificado en (i). Si éste es insatisfactorio, se corrige adecuadamente el diseño aproximado (etapa (ii)), y se repite el proceso hasta que el comportamiento pronosticado sea satisfactorio.

#### 3.2. Relaciones para un diseño aproximado

De acuerdo al principio de funcionamiento de estos motores, en el instante en que el flujo magnético es máximo ( $\phi_{max}$ ), éste se reparte uniformemente en el entrehierro (Figs. 2 y 3), lo que permite evaluar la densidad de flujo mediante la relaciones usuales:

$$\phi_{max} = \frac{E}{4,44 Nf} \approx \frac{0,8 V}{4,44 Nf} \quad (1)$$

donde E = voltaje efectivo interno de enrollado de estator, supuesto inicialmente del orden de 80% del voltaje efectivo V aplicado en bornes (en las iteraciones del proceso, se corrige).  
 f = frecuencia de alimentación.  
 N = número de vueltas del enrollado principal.

La densidad de flujo máxima en el entrehierro es entonces

$$\hat{B}_{eh} = \frac{\phi_{max}}{l_a \cdot a} \quad (2)$$

siendo  $l_a$  = largo axial del núcleo  
 a = arco de la pieza polar en el entrehierro

Las densidades de flujo máximas en todas las zonas del circuito magnético (piezas polares, corona de estator, dientes de rotor y yugo del rotor) están directamente relacionadas con  $\hat{B}_{eh}$  y con la geometría del núcleo. Así, es posible dimensionar el núcleo de

estator y rotor, procurando que las densidades de flujo máximas en las distintas zonas no provoquen una excesiva saturación del mismo, y teniendo en cuenta la característica de magnetización (curva B-H) del núcleo empleado. Este dimensionamiento incluye también el número de vueltas N del enrollado principal y fija el número y sección de las barras del rotor, cuyos valores podría ser necesario corregir más adelante.

En cuanto al dimensionamiento del enrollado de estator y la jaula, debe procurarse que en condiciones nominales la temperatura de régimen permanente sea adecuada, la que se puede limitar indirectamente a través de las densidades de corriente respectivas. La experiencia indica que para motores de 2 polos y con aislación clase F (155°C), no es conveniente superar 10 A/mm<sup>2</sup> en el enrollado de estator ni 15 A/mm<sup>2</sup> en barras y anillos de la jaula de ardilla. Esto permite, a través de la evaluación de las corrientes, dimensionar las secciones del conductor del enrollado de estator y de las barras y anillos de la jaula. Para ello, se evalúa la corriente I por el enrollado a partir de la potencia, el voltaje, el rendimiento y el factor de potencia especificados, y las corrientes I<sub>b</sub>, I<sub>a</sub> por barras y anillos del rotor mediante:

$$I_b = \frac{2N k_b}{N_r} I \quad (3)$$

$$I_a = \frac{N_r}{p \pi} I_b \quad (4)$$

con:

k<sub>b</sub> = factor de bobinado del estator (≈ 0,85 a 1)  
N<sub>r</sub> = número de ranuras o barras del rotor  
p = número de polos.

La sección de los conductores de estator debe ser tal que éstos se puedan ubicar en la sección útil disponible S<sub>u</sub> (Fig. 4); y la sección y número de barras determinada anteriormente al dimensionar el núcleo debe traducirse, al considerar (3), en una densidad de corriente ≤ 12 A/mm<sup>2</sup> aproximadamente.

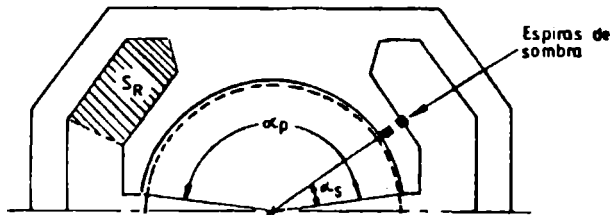


Fig. 4 Detalle del estator.

Para las espiras de sombra, éstas se ubican a un costado de cada una de las piezas polares (ver Fig. 4), en una posición recomendada alrededor de 1/3 del ancho de la pieza polar en el entrehierro (a<sub>s</sub>/a<sub>p</sub> ≈ 1/3). Por efecto de transformador, la corriente por las espiras de sombra puede estimarse aproximadamente como

$$I_s = \frac{a_s N}{a_p N_s} I \quad (5)$$

donde N<sub>s</sub> es el número de espiras de sombra en serie en cada pieza polar. Usualmente el dimensionamiento de estas espiras no está limitado por temperatura, sino por las características requeridas a la partida. El número de espiras, la sección y el material del conductor utilizado influyen directamente en el torque de partida.

### 3.3. Simulación del comportamiento electromecánico

#### 3.3.1. Comportamiento nominal

Considerando que el flujo magnético no se desplaza notablemente del eje de los polos principales en cada revolución, como aproximación puede evaluarse el comportamiento nominal sin considerar el polo de sombra. Es decir, como motor monofásico convencional, cuyo circuito equivalente referido al enrollado principal es el de la Fig. 5.

Los parámetros de este circuito se pueden evaluar aproximadamente en función de la geometría, como sigue:

#### Resistencia del enrollado principal

$$r_1 = r' N l_{av} \quad (6)$$

con r' = Ω/m del conductor a temperatura de régimen permanente

l<sub>av</sub> = largo medio/vuelta del enrollado.

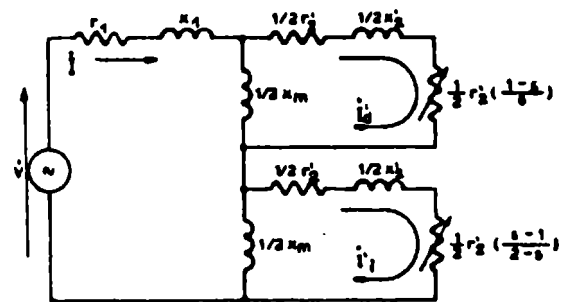


Fig. 5 Circuito equivalente para comportamiento nominal

#### Reactancia de fuga del enrollado principal

$$x_1 = 2\pi f \cdot p \cdot N^2 \cdot \mu_0 l_a \cdot (p_{re} + p_{sz} + p_{cb}) \quad (7)$$

siendo:

N<sub>p</sub> = número de vueltas por polo del enrollado

$$p_{re} = \left( \frac{w'}{3h} + \frac{w''}{h} + \frac{h'}{a_s} \right) \cdot 2 \quad (8)$$

$$p_{sz} = \frac{\lambda_r - (a_s + a_r)}{12 e} \quad (9)$$

$$p_{cb} = \frac{1,2}{l_a} \cdot K_b^2 \cdot \frac{a}{2} \quad (10)$$

donde w', w'', h, h', λ<sub>r</sub>, e, a<sub>r</sub> y a<sub>s</sub> son las dimensiones indicadas en la Fig. 6.

#### Resistencia del rotor referida al estator

$$r'_2 = \frac{8K_b^2 N^2}{N_r} \left[ A_1 \left[ \frac{l_b}{S_{rr}} + \frac{2\pi \Delta}{S_{\Delta}} \cdot \frac{N_r}{(\pi p)^2} \right] \right] \quad (11)$$

con: l<sub>b</sub> : largo de barras  
S<sub>rr</sub> : sección de ranura del rotor

$D_A, S_A$ : diámetro medio y sección de cada anillo del rotor  
 $f_{Al} \approx 0.04 \text{ } \Omega \text{m}^2/\text{m}$  a  $100^\circ \text{ C}$  (aluminio).

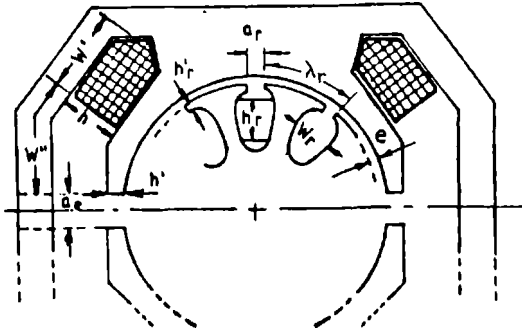


Fig. 6 Detalle de estator y rotor

**Reactancia de fuga del rotor referida al estator**

$$x'_{r2} = 2\pi f K_b (N^2/N_r) \mu_0 l_a (p_{rr} + p_{zz} + p_a + p_{sk}) \quad (12)$$

con

$$p_{rr} = \frac{h_r}{3W_r} + \frac{h'_r}{a_r} + 0.623 \quad (13)$$

$$p_{zz} = \frac{\lambda_r - (a_a + a_r)}{12 e} \quad (14)$$

$$p_a = \frac{0.23 N_r \cdot D_A}{p^2 l_a} \log_{10} (1.2 D_A / \sqrt{S_{rr}}) \quad (15)$$

$$p_{sk} = \frac{\pi D N_r}{10 e p^2} \left( 1 - p \frac{\frac{p}{2} \theta_{sk}}{\frac{p}{2} \theta_{sk}} \right) \quad (16)$$

Las dimensiones respectivas se indican en la Fig. 6. Además,  $\theta_{sk}$  es el ángulo inclinación real de barras en [rad] (geométricos).

**Reactancia de magnetización**

$$x_m = \frac{2EN k_b}{K_{c1} K_{c2} \hat{B}_{eh} p e K_a \cdot 10^6} \quad (17)$$

donde  $\dot{E} = \dot{V} - (r_1 + jx_1) \dot{I}$  (18)

$K_{c1}$  ;  $K_{c2}$  = factores de Carter, dados por

$$K_{c1} = \frac{(\pi D/p)}{(\pi D/p) + e - 0.75 a_a} \quad (19)$$

$$K_{c2} = \frac{(\pi D/N_r)}{(\pi D/N_r) + e - 0.75 a_r} \quad (20)$$

$K_a$  = factor de saturación, dado por:

$$K_a = \frac{2H_{eh}e + 2H_d \cdot h + H_{ce} \cdot l_{ce} + 2H_{dr} \cdot h_r + H_{or} \cdot l_{or}}{2H_{eh} \cdot e} \quad (21)$$

donde  $H$  son las intensidades de campo magnético en las distintas zonas del circuito magnético, que se obtienen con la curva B-H del núcleo, a partir de las respectivas densidades de flujo, ya evaluadas. Además,  $l_{ce}$ ,  $l_{or}$  son las longitudes de los tramos del circuito magnético correspondientes a la corona del estator y corona del rotor (por polo). La intensidad de campo magnético en el entrehierro, se calcula como:

$$H_{eh} = \frac{2 \hat{B}_{eh}}{\pi \mu_0} \quad (22)$$

Conocidos los parámetros, se resuelve el circuito equivalente de la Fig. 5, para un deslizamiento  $s$  dado (zona de carga), evaluándose las corrientes de estator ( $I$ ) y de rotor ( $I_d'$ ,  $I_q'$ ).

La potencia y torque fundamental (sin considerar efectos de las armónicas), son entonces:

$$P_1 = (1-s) \frac{r'_{d2}}{2} \frac{I'^2_{d2}}{s} - \frac{I'^2_{q2}}{2-s} \quad (23)$$

$$T_1 = \frac{30 P_1}{\pi n_s (1-s)} \quad (24)$$

siendo  $n_s$  [rpm] la velocidad sincrónica fundamental (120 f/p).

**3.3.2. Evaluación de características de partida [2, 6]**

La corriente de partida en el enrollado principal,  $I_p$ , se evalúa del circuito equivalente de la Fig. 5, con  $s = 1$ :

$$I_p = \dot{V} / (r_1 + r_2' + j(x_1 + x_2')) \quad (25)$$

La corriente de partida en el enrollado del polo de sombra,  $I_{ps}$ , se obtiene del circuito equivalente de este enrollado (Fig. 7), donde  $V_s$  es el voltaje inducido en las  $N_s$  espiras del mismo:

$$V_s = K' \frac{N_s}{N} V \quad (26)$$

donde  $K'$  es un factor  $< 1$  ( $\approx 0.7$  a  $0.9$ ) que toma en cuenta que la forma del voltaje inducido no es sinusoidal.  $r_{2s}$ ,  $x_{2s}$  son la resistencia y reactancia de fuga del rotor referidas al enrollado del polo de sombra:

$$r_{2s} = (N_s/N)^2 r_2' \quad (27)$$

$$x_{2s} = (N_s/N)^2 x_2' \quad (28)$$

$r_s$  es la resistencia del enrollado de sombra, que depende de la geometría y material del mismo y  $x_s$  es la reactancia de fuga de este enrollado, que se puede evaluar como:

$$x_s = 1.25 \frac{\pi \cdot 10^{-7} \cdot 2\pi f \left(\frac{N_s}{N}\right)^2 D l_a \theta_s}{K_c e} \quad (29)$$

siendo  $\theta_s$  [rad] el ángulo entre los ejes del enrollado principal y del enrollado de sombra.

El torque de partida fundamental está dado por:

$$T_{p1} \approx \frac{120}{n_s} \cdot \frac{N_s}{N} \cdot r'_{d2} \cdot I_p \cdot I_{ps} \cdot \frac{\theta_s}{p/2} \quad (30)$$

siendo  $\theta_p$  el desfase entre  $I_p$  e  $I_{p\mu}$  ( $\pi < I_{p\mu} < I_p$ ). Cabe indicar que (30) incluye un factor numérico empírico.

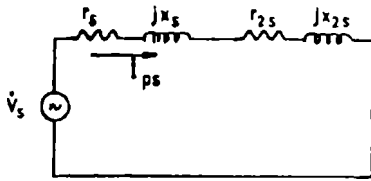


Fig. 7 Circuito equivalente del polo de sombra

### 3.4. Influencia de armónicas espaciales [1.7]

La configuración geométrica del núcleo de estator produce distribución de flujo en el entrehierro no sinusoidal y con alto contenido armónico, lo que afecta, en algunos casos, notablemente al torque en el eje de la máquina. En efecto, las piezas polares generan una distribución de onda cuadrada del flujo como se muestra en la Fig. 8. En estos casos, el factor de bobinado  $K_b$ , que en el caso general es el producto del factor de paso  $K_p$  por el factor de distribución  $K_d$ , es sólo  $K_b = K_p$  ya que  $K_d = 1$  por ser enrollado concentrado. Y además,  $K_p$  se puede calcular para cada armónica espacial  $\mu$  de la distribución de flujo como:

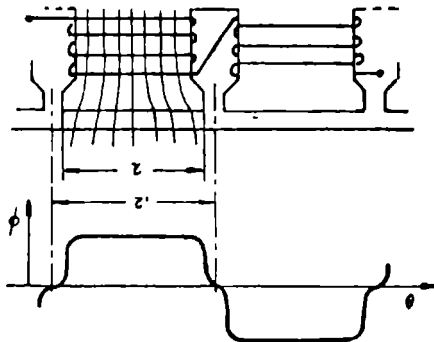


Fig. 8 Distribución de flujo

$$K_{b\mu} = K_{p\mu} = \text{sen} \left( \mu \frac{\tau'}{2} \right) \quad (31)$$

Por otra parte, en condiciones de carga el torque total en el eje es:

$$T = \sum_{\mu} T_{\mu} \quad \text{con} \quad \mu = 1, 2, 5, \dots \quad (32)$$

donde los torques armónicos se pueden evaluar como

$$T_{\mu} = \frac{60}{2\pi n_{s\mu}} \frac{r'_{2\mu}}{2} \left[ \frac{I'_{d\mu}{}^2}{s_{\mu}} - \frac{I'_{1\mu}{}^2}{2-s_{\mu}} \right] \quad (33)$$

siendo el deslizamiento armónico

$$s_{\mu} = 1 - \mu[1-s] \quad (34)$$

y la velocidad sincrónica armónica:

$$n_{s\mu} = \frac{120 f}{p\mu} \quad (35)$$

Las corrientes  $I'_{d\mu}$  e  $I'_{1\mu}$  se calculan igual que para la fundamental, pero con los siguientes parámetros

evaluados para la armónica  $\mu$  correspondiente:

$$r'_{2\mu} = \frac{8N^2 K^2_{bk\mu}}{N_r K^2_{sk\mu}} \left[ \frac{1 + 3 \text{sen}^2 \mu / 800}{S_{rr}} + \frac{2\pi D_A N_r}{S_A (\pi p)^2} \right] \quad (36)$$

$$x_{m\mu} = \frac{x_m}{\mu^2} \left( \frac{K_{b\mu}}{K_{b1}} \right)^2 \quad (37)$$

$$x'_{2\mu} = x_{m\mu} \left( \frac{1}{\mu^2 k^2_{sk\mu}} - 1 \right) \quad (38)$$

donde

$$\mu = \left( \text{sen} \mu \frac{p}{2 N_r} \right) / \left( \mu \frac{p}{2 N_r} \right) \quad (39)$$

$$k_{sk\mu} = \left[ \text{sen} \left( S_k \mu \frac{p}{2 N_r} \right) \right] / \left( S_k \frac{p}{2 N_r} \right) \quad (40)$$

Con  $S_k$  = número de ranuras de inclinación.

A su vez, el torque de partida total es:

$$T_{pTOT} = |T_{p1}| - |T_{p3}| + |T_{p5}| - |T_{p7}| + \dots \quad (41)$$

siendo:

$$T_{p\mu} = \frac{12}{n_{s\mu}} \cdot \frac{N_s}{N} \cdot r'_{2\mu} \cdot I_{p\mu} I_{p\mu} \text{sen} \theta_{p\mu} \text{sen} \left( \frac{\theta_s}{p/2} \right) \quad (42)$$

con

$$I_{p\mu} = \frac{I_{p1}}{\left( 1 + \frac{x'_{2\mu}}{x_{m\mu}} \right) - j \frac{r'_{2\mu}}{x_{m\mu}}} \quad (43)$$

$$I_{p\mu} = \frac{I_{ps}}{\left( 1 + \frac{x_{2s\mu}}{x_{ms\mu}} \right) - j \frac{r_{2s\mu}}{x_{ms\mu}}} \quad (44)$$

donde

$$x_{ms\mu} \approx \frac{x_{ms}}{\mu^2} \left( \frac{k^2_{b\mu}}{k^2_{b1}} \right)^2 \quad (45)$$

$$x_{ms} \approx \frac{2 V_s N_s k_{sb1}}{\hat{B}_{eh} p e K_s \cdot 10^6} \quad (46)$$

$$k^2_{b\mu} = \text{sen} \left( \mu \frac{\alpha_s}{\alpha_p} \right) \quad (47)$$

$$\theta_{p\mu} = \angle (I_{p\mu}, I_{p\mu}) \quad (48)$$

## 4: APLICACION

Se diseñó un motor de polo sombreado de 65 W, 220 V, 50 Hz y 2 polos, con la restricción de utilizar determinadas laminaciones disponibles para el núcleo de estator y rotor. Las principales características de diseño obtenidas son:

- Laminación de estator: con 2 piezas polares, diámetro externo de 140 mm, interno de 64 mm, con la posibilidad de ubicar 2 enrollados de sombra en cada polo con  $\alpha_{s1}=40^\circ$  y  $\alpha_{s2}=65^\circ$  (Fig. 4),  $s_s=4$  mm (Fig. 6) y un espacio para bobinas  $S_s \approx 400$  mm<sup>2</sup> (Fig. 4). Longitud axial = 25 mm.
- Laminación de rotor: con 11 ranuras de aproximadamente 7 mm<sup>2</sup> de sección cada una, y 18 mm de diámetro para la pasada del eje. Longitud axial = 25 mm.
- Enrollado de estator: 410 vueltas/polo, de conductor 24 AWG.
- Enrollado de sombra: dos enrollados de sombra

independientes, de cobre, y de 2 x 3,6 mm<sup>2</sup> de sección cada una.

Jaula de ardilla: de aluminio fundido, con anillos de cortocircuito de 60 mm<sup>2</sup> de sección cada uno.

La Tabla 1 muestra los resultados obtenidos con el modelo y con el prototipo, para rotor bloqueado y para carga nominal. Al respecto, es interesante destacar:

TABLA N° 1. RESULTADOS

	EXPERIMENTAL	MODELO
<b>ROTOR BLOQUEADO</b>		
- Torque [Nm]	0,090	0,085
- Corriente de estator [A]	2,3	2,5
- Potencia de entrada [W]	340	359
<b>PRUEBA CON CARGA (55 W en el eje)</b>		
- Torque [Nm]	0,021	0,021
- Velocidad [rpm]	2380	2380
- Corriente de estator [A]	1,7	1,5
- Potencia de entrada [W]	250	218
- Rendimiento [%]	22	25
- Factor de potencia [%]	87	88

- 1) Se aprecia en general una buena precisión del modelo.
- 2) Debe indicarse que como el motor diseñado tiene 2 enrollados de sombra (de 1 espira cada uno), el problema se resolvió por superposición: el torque de partida resultante es la suma del torque de partida proporcionado por cada uno de los enrollados de sombra.
- 3) Al estudiar el efecto de las armónicas se encontró que los torques armónicos reducen el torque resultante en una magnitud poco significativa (menos de un 5%) lo cual indica que en este aspecto la laminación del núcleo es satisfactoria.
- 4) En el motor diseñado, el torque de partida es un 40% del torque nominal. Si se desea mejorar las características de arranque, manteniéndose la laminación, debe notarse que el torque de partida depende del número de vueltas del enrollado principal, de la sección de este conductor, del largo axial y de la resistividad del material de las espiras de sombra. Así por ejemplo, si en el motor anterior se modifican a 360 las vueltas/polo con conductor 24 AWG, y se utilizan espiras de sombra de bronce (cuya resistividad es aproximadamente 3 veces mayor que el cobre), se obtiene un torque de partida de 145% del torque nominal. Las otras características de operación no se modifican notablemente.
- 5) El motor anterior sería apto para utilizarlo por ejemplo en una secadora centrífuga de ropa. Si se compara el costo de materiales de este motor con el costo de materiales de un motor equivalente de condensador permanente utilizado para esta aplicación, se obtiene un costo 45% menor para el motor de polo sombreado, según se aprecia en la Tabla 2. (se consideró 0,8 US\$/kg de fierro laminado y 4,5 US\$/kg de cobre).

TABLA N° 2. COSTO DE MATERIALES

	MOTOR CON CONDENSADOR	MOTOR CON POLO SOMBREADO
Fierro [US\$]	2,32	2,64
Cobre [US\$]	3,96	1,70
Condensador [US\$]	1,63	----
<b>TOTAL</b>	<b>US\$ 7,91</b>	<b>US\$ 4,34</b>

A lo anterior hay que agregar el hecho que también disminuiría el costo por mano de obra, por cuanto al emplear piezas polares sería factible bobinar en máquina el estator y no manualmente como en el motor de condensador que tiene estator ranurado. (No obstante que en el motor de polo sombreado se agrega la manufactura de las espiras de sombra).

## 5. CONCLUSIONES

Se ha desarrollado un modelo para el diseño y simulación del comportamiento de motores de polo sombreado, que se caracteriza por su facilidad de aplicación, por permitir pronosticar anomalías debidas a los torques armónicos y por su buen grado de confiabilidad, al menos en motores de geometría similar a la de los diseños aquí analizados. Al respecto, cabe indicar que se incluyó un factor empírico para la ecuación del torque de partida, válido en principio sólo para motores similares al ensayado.

Por otra parte, debe reiterarse que la resistividad de la espira de sombra es altamente influyente en las características de partida, presentándose en este caso un máximo torque de partida para resistividades cercanas a 3 veces la resistividad del cobre (otros autores han encontrado valores similares [8]). Esto indica la necesidad de experimentar con aleaciones de alta resistividad para el diseño de las espiras del polo sombreado, cuando se requiere un torque de partida significativo, trabajo que se justificaría si se considera el importante ahorro en costo de materiales que se logra en estos motores frente a la alternativa de motores monofásicos de condensador permanente.

## REFERENCIAS

- [1] S.Chang: "Equivalent circuits and their application in designing shaded pole motors", AIEE Transactions, vol. 70, 1951, pp. 690-699.
- [2] T.Nondahl: "Equivalent circuit model for a shaded-pole induction motor", IEEE Trans. on P.A.S., vol. PAS-100, N° 4, April 1981, pp. 1712-1717.
- [3] C.Veinott: "Theory and design of small induction motors", Mc Graw-Hill, N.Y., 1959.
- [4] S.Nasar: "Handbook of electric machines", Mc Graw-Hill, N.Y., 1987.
- [5] M.Liwschitz-Garik y C.Whipple: "Máquinas de corriente alterna", C.E.C.S.A., México, 1973.
- [6] A.Knowlton: "Manual standard del ingeniero electricista", Ed. Labor, 1962.
- [7] J.Romo: "Diseño de motores de inducción monofásicos con condensador de partida empleando estator de polos salientes", VI Congreso Chileno de Ingeniería Eléctrica, Univ. Católica de Chile, Nov. 1985, pp. 179-183.
- [8] O.Butler et al.: "Effect of parameter changes on the performance of shaded-pole motors", Proc. IEE, vol. 116, N°5, pp. 732-736, May 1969.

## JORGE ROMO L.

Ingeniero Civil Electricista, Universidad de Chile (1975), Profesor Asociado e Investigador del Grupo de Máquinas y Electrónica Industrial del Departamento de Ingeniería Eléctrica de dicha Universidad. Especialista en diseño y comportamiento de máquinas eléctricas. Profesor de cursos teóricos y de laboratorio de máquinas eléctricas y de talleres de diseño de equipo eléctrico de potencia para Ingeniería Civil Electricista y Magister en Ingeniería Eléctrica.



## RESUMEN

Se presenta una simulación integral del accionamiento polimotor de una bobinadora, que considera un modelo completo de la carga mecánica, de las inercias variables, del control y de las señales de compensación. El modelo incluye las diferentes opciones de accionamiento de las etapas desenrolladora y enrolladora.

Se analiza la etapa desenrolladora de una bobinadora específica, evaluando los efectos de la tensión de rebobinado, el límite de corriente del generador-freno y la saturación, en el control de f.e.m de la excitación del generador-freno.

UNWINDER DRIVE ANALYSIS FOR A PAPER WINDER  
SING A INTEGRATE MODEL FOR MULTIDRIVER  
SYSTEM

## ABSTRACT

A complete simulation of the multimotor drives system for a paper winder is reported. The proposed simulation includes the modelling of the mechanical load, variable inertia and the control and compensation signals. Also the simulation program includes the different schemes used for the winder and unwinder drives.

The unwinder stage for a specific winder is analyzed and the effects of winder mechanical strength, saturation and current-limits in the brake-generator are evaluated.

## 1.- INTRODUCCION

La máquina rebobinadora de papel de diario es, desde el punto de vista de su accionamiento, uno de los equipos con mayores exigencias de prestaciones dinámicas. Su función es re-enrollar el papel de la máquina papelerera, cortándolo a los anchos requeridos y bobinándolo con características de dureza controlada.

Típicamente, la velocidad de operación requerida está entre 2 y 2.5 veces la velocidad de la máquina papelerera, con lo cual, las velocidades varían de 1200 m/min a 2500 m/min. Las tasas de aceleración y

desaceleración van desde 12 m/min/seg a 25 m/min/seg. Tanto en la etapa enrolladora como en la desenrolladora se tiene además, variaciones en el tiempo de las inercias de los rollos.

La bibliografía técnica en relación al análisis del accionamiento de la bobinadora es bastante reducida. En [1], Burgeson y Crawford presentan y analizan los diferentes métodos de control de la dureza de rebobinado en bobinadoras con dos polines portantes. En él, concluyen que el accionamiento con convertidores independientes para cada motor portante y con referencia de dureza en función del diámetro para el motor portante delantero, es lo más conveniente.

En [2] se propone un método de medición en línea de la densidad de rebobinado basado en contadores de pulso ubicados en el eje del rollo de papel y del rodillo portante trasero. Aún, cuando los resultados experimentales reportados pueden considerarse satisfactorios, no se ha logrado darle la robustez y confiabilidad requerida para su incorporación en equipos de producción.

En [3], el autor expuso los fundamentos de la modelación mecánica de la etapa desenrolladora y enrolladora de una bobinadora con dos polines portantes y un análisis preliminar del control de dureza de la etapa enrolladora. En [4], se presentó y analizó los diferentes esquemas de accionamientos polimotor, entre ellos la repartición de carga que se utiliza para el control de dureza del papel entre los motores de los polines portantes delantero y trasero.

El presente trabajo reporta las características fundamentales de un programa de simulación y análisis integrado del accionamiento polimotor de una bobinadora de papel, que incluye los controles individuales de cada accionamiento, todas las señales de control interseccional, las distintas compensaciones y elementos de ajuste de operación. En relación a [3] se han agregado las componentes de torque del tipo  $Wdj$ , distintas configuraciones en las etapas desenrolladora y enrolladora, y el análisis integrado del accionamiento polimotor de ambas etapas. A modo de aplicación se analiza la etapa desenrolladora, mostrando el efecto de la tensión de rebobinado, del límite de corriente del generador-freno y el efecto de la saturación en el control de f.e.m del generador-freno.

## 2.- MODELACION

La Fig.1 muestra un esquema del accionamiento y control típico de una máquina rebobinadora. Como se aprecia en ella, la etapa enrolladora está accionada por motores independientes M1 y M2, en un esquema de repartición de carga ajustable durante el rebobinado, de acuerdo a señales de dureza inicial, transición y dureza final. Del motor portante trasero M2 se conectan como colaboradores no regulado, los motores del polín de carga M3, M4 y polín papel M5. La etapa desenrolladora está accionada por un generador-freno GF con un control de tensión en la armadura y de f.e.m en el circuito de campo; adicionalmente, se agrega la señal de compensación de inercia a la referencia de tensión.

El programa implementado, considera las diferentes variantes de control e implementación utilizadas en las bobinadoras. En particular, para la etapa enrolladora se incluye:

- Accionamiento de ambos polines con un solo motor y control de dureza según razón de dientes.
- Accionamientos con motores independientes, alimentados desde generador común, con control de dureza por corriente de campo en el motor del polín delantero.
- Accionamiento con motores independientes, con convertidores AC/DC independientes y control de dureza ajustable en circuito de armadura (esta opción corresponde a la mostrada en Fig.1).

Para la etapa desenrolladora las opciones son:

- Freno mecánico con realimentación de tensión desde celdas de carga.
- Combinación de generador-freno y generador booster en serie. Control de tensión indirecto en campo de generador booster, por corriente de armadura.
- Similar al anterior, pero con control de tensión directo.
- Generador-freno eléctrico, con convertidores AC/DC en circuito de armadura, control de tensión indirecto por corriente de armadura, con compensación de inercia y control de fem.
- Igual a caso anterior, pero con control de tensión directo (Fig.1)

### 2.1.- Modelación Mecánica

La modelación mecánica considera la carga e inercia referidas al eje de cada motor del accionamiento. En el torque resistente se consideran las componentes debidas a la tensión del papel, inercias variables y peso de los rollos. Por ejemplo para el torque en el desenrollador se tiene:

$$T_{rdes} = -T \cdot R + (J + K(R^4 - R_0^4)) \left( \frac{\dot{V}}{R} - \frac{hV^2}{2\pi R^3} \right) - \frac{2khRV^2}{\pi} \quad (1)$$

T : ten. cinta pap.      J : Inercia Barra  
 R : Radio Rollo      R<sub>0</sub> : Radio mínimo  
 H : Espesor papel      K : Peso papel  
 V : Velocidad oper.       $\dot{V}$  : Der. Velocidad

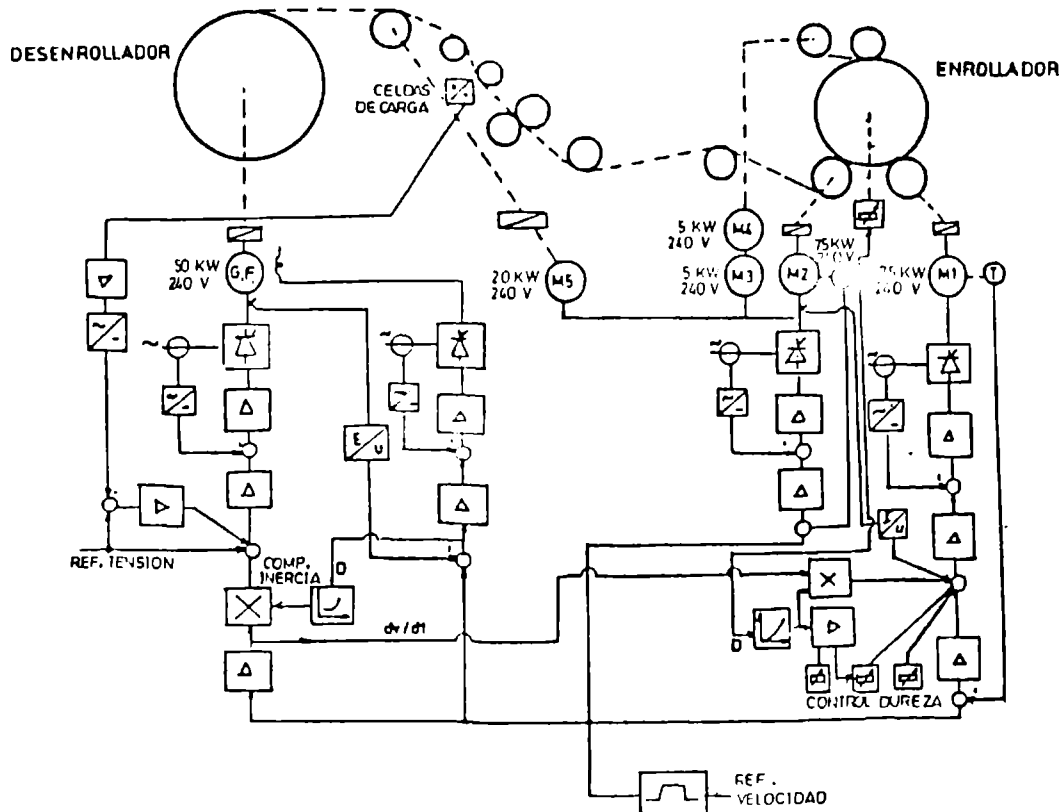


Fig.1 Esquema de control de la bobinadora

Como se aprecia en la componente de torque inercial se ha incluido también el término  $Wd$ . Para el torque total en la etapa enrolladora:

$$T_{ren} = T \cdot r + (J + K(r^4 - r_0^4)) \left( \dot{V} - \frac{hV^2}{2\pi r^3} \right) + \frac{2khrV^2}{\pi} \quad (2)$$

T : ten. cinta pap.      J : Inercia barra  
 r : Radio Rollo          r<sub>0</sub> : Radio mínimo  
 H : Espesor papel        K : Peso papel  
 V : Velocidad oper.       $\dot{V}$  : Der. Velocidad

### 2.2.- Modelación Accionamiento y Sistema de control

El modelo considera los motores, controladores P-I, limitadores y compensaciones. El convertor AC/DC y los transductores de corriente, velocidad, tensión se consideran constantes; los campos pueden incluir o no, la característica de saturación; todas las compensaciones se calculan de acuerdo a la evolución del diámetro y ciclo de trabajo. A modo de ilustración en la Fig.2 se presenta el modelo de la etapa desenrolladora.

### 3.- SITUACION DE ANALISIS

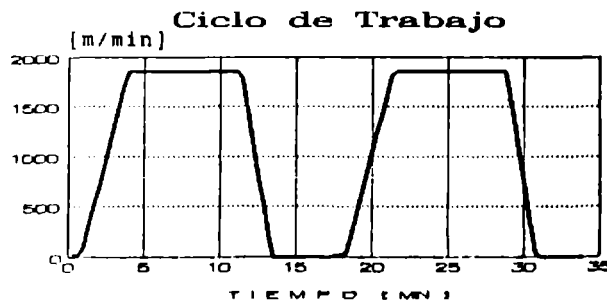
El programa desarrollado, permite efectuar un completo análisis de este accionamiento y es un auxiliar indispensable en la evaluación de la operación con un ciclo de trabajo y ajustes de operación dados. En particular, permite evidenciar las exigencias a los distintos accionamientos durante las aceleraciones y desaceleraciones y los efectos de los controles de tensión y dureza.

En este trabajo, se reportan los resultados obtenidos en la evaluación de la etapa desenrolladora de una rebobinadora de papel con generador-freno y control de tensión indirecto, por corriente de armadura.

Los datos principales de la bobinadora analizada son:

Velocidad de operación : 1829 (m/min)  
 Ancho orillas recortadas : 5.08 (m)  
 Gramaje papel : 708 (Kg/m<sup>3</sup>)  
 Aceleración : 10.16 (m/min/s)  
 Desaceleración : 15.24 (m/min/s)

El ciclo de trabajo respectivo se muestra en la Fig.3



Tpo. Aceleración : 3 (min)  
 Tpo. Operación velocidad cte. : 7.5 (min)  
 Tpo. Desaceleración : 2 (min)

Fig.3 Ciclo de Trabajo Bobinadora

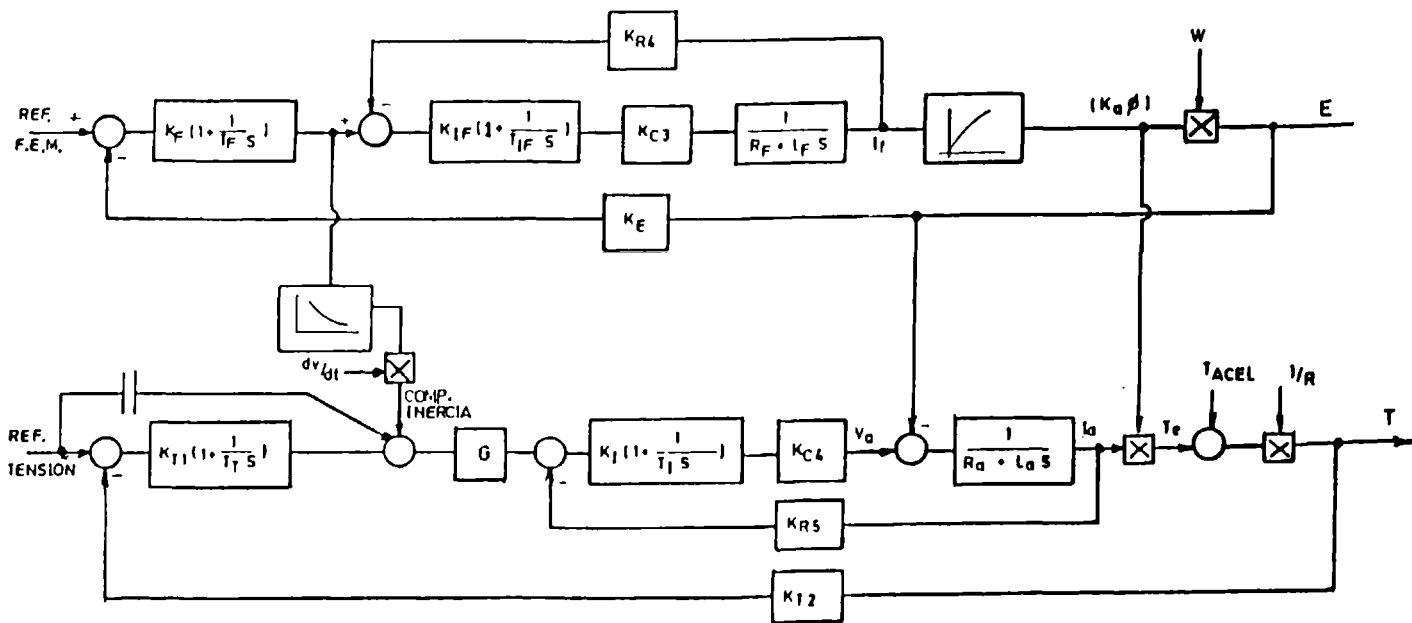
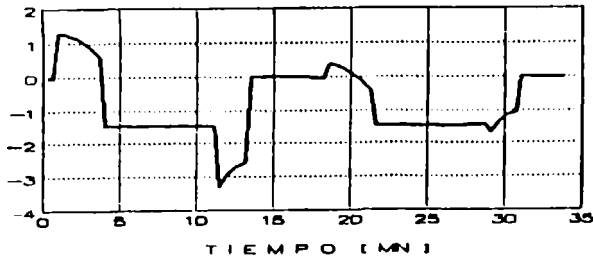


Fig.2 Modelo del Sistema Desenrollador

muestran la corriente y torque del generador-freno. En relación a los valores obtenidos para una tensión de 500 [N], se aprecia que aumentan los requerimientos durante la aceleración, subiendo la corriente de 1.2 (pu) a aproximadamente 1.6 (pu), pero bajan durante la desaceleración. En todo caso, la disminución desde 3.3 (pu) a 3.0 (pu), mantiene los niveles de sobrecorriente prohibitivos.

Corriente Armadura GEN-F



Torque tot. Desen. (0/1)

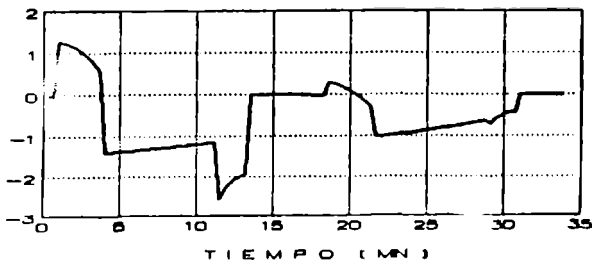


Fig.5 Torque y Corriente en generador-freno para Tensión de rebobinado de 300 [N].

4.3.- Efecto de la saturación: Otro aspecto de interés en el control de la etapa desenrolladora, es el control de f.e.m que se realiza en el campo del generador-freno. Este, permite efectuar el control de la tensión de rebobinado por medio de la corriente de armadura del generador-freno. Para ello, debe aplicarse al campo una señal función del diámetro del rollo de papel, dada por:

$$I_f(t) = k_2 \cdot R(t) \quad (3)$$

$k_2$  : Ganancia       $R$  : Radio rollo

La existencia de saturación distorciona el flujo producido por esta corriente y, por ende, la fem. Así, no se tendrá una proporcionalidad entre la corriente y la tensión de rebobinado.

Para evaluar este efecto se consideró la característica de saturación del generador-freno mostrada en la Fig.6 y se comparó las tensiones obtenidas al fijar como referencia de operación una tensión de rebobinado de 500 [N].

Las variables de interés se muestran en la Fig.7

Curva Magnet B-H, B[T]

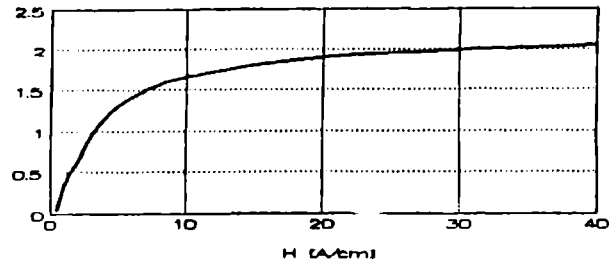
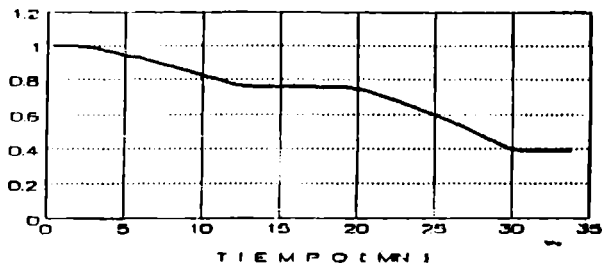


Fig.6 Característica Saturación Generador Freno

Corr. Campo GEN-F (0/1)



Tension Papel (C/saturac.)

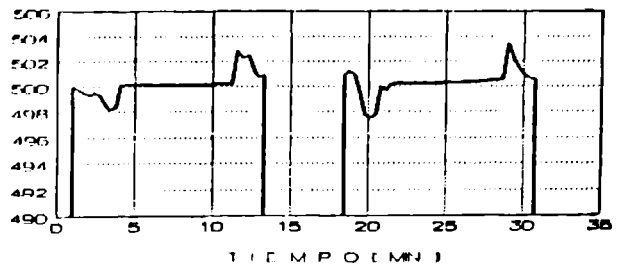


Fig.7 Efecto Saturación sobre Control de Tensión de Rebobinado

4.4.- Efecto del límite de corriente: Dado que los valores alcanzados por la corriente del generador-freno son excesivamente altos, se incluyó en la simulación el limitador de corriente ajustado a un valor de 2 (pu). En la Fig.8 se muestran los gráficos obtenidos para un ciclo de trabajo con tensión de 500 [N] y en la Fig.9 para una tensión de 300 [N]. Se observa que en ambos casos se alcanza la zona de limitación durante la primera desaceleración, con lo cual se pierde el control sobre la tensión. Esta decrece bruscamente alcanzando valores negativos de 320 [N]. Esta situación producirá una comba en el papel, dificultando el corte de las cuchillas y eventualmente, originando plegaduras en el papel.

Se analizó las siguientes situaciones:

- i) Operación en condiciones normales, sin limitadores de corriente, tensión de rebobinado de 500 [N].
- ii) Efecto de tensión de rebobinado.
- iii) Efecto de la saturación en el control de fem y en la tensión de rebobinado.
- iv) Efecto del límite de corriente en armadura del generador-freno.

#### 4.- RESULTADOS OBTENIDOS

Cada una de las situaciones señaladas se simuló en el programa integrado y se graficó las variables de mayor interés. Se obtuvo los resultados de la fig.4.

inercia, el torque y corriente en el generador-freno. En estas condiciones, la tensión de rebobinado se mantiene prácticamente constante en el valor ajustado.

En relación a estos gráficos, debe observarse que durante la primera desaceleración el torque de regeneración del generador-freno alcanza un valor de aproximadamente 2.6 (pu) y la corriente de armadura alcanza 3.3 (pu). Durante la operación a velocidad constante, la corriente es de 1.5 (pu). Estos valores evidencian que la capacidad del generador no sería adecuada para este ciclo de trabajo y además, que la sollicitación más severa ocurre durante la primera desaceleración en que la corriente prácticamente duplica su valor de operación. Naturalmente este último puede rebajarse aumentando el tiempo de

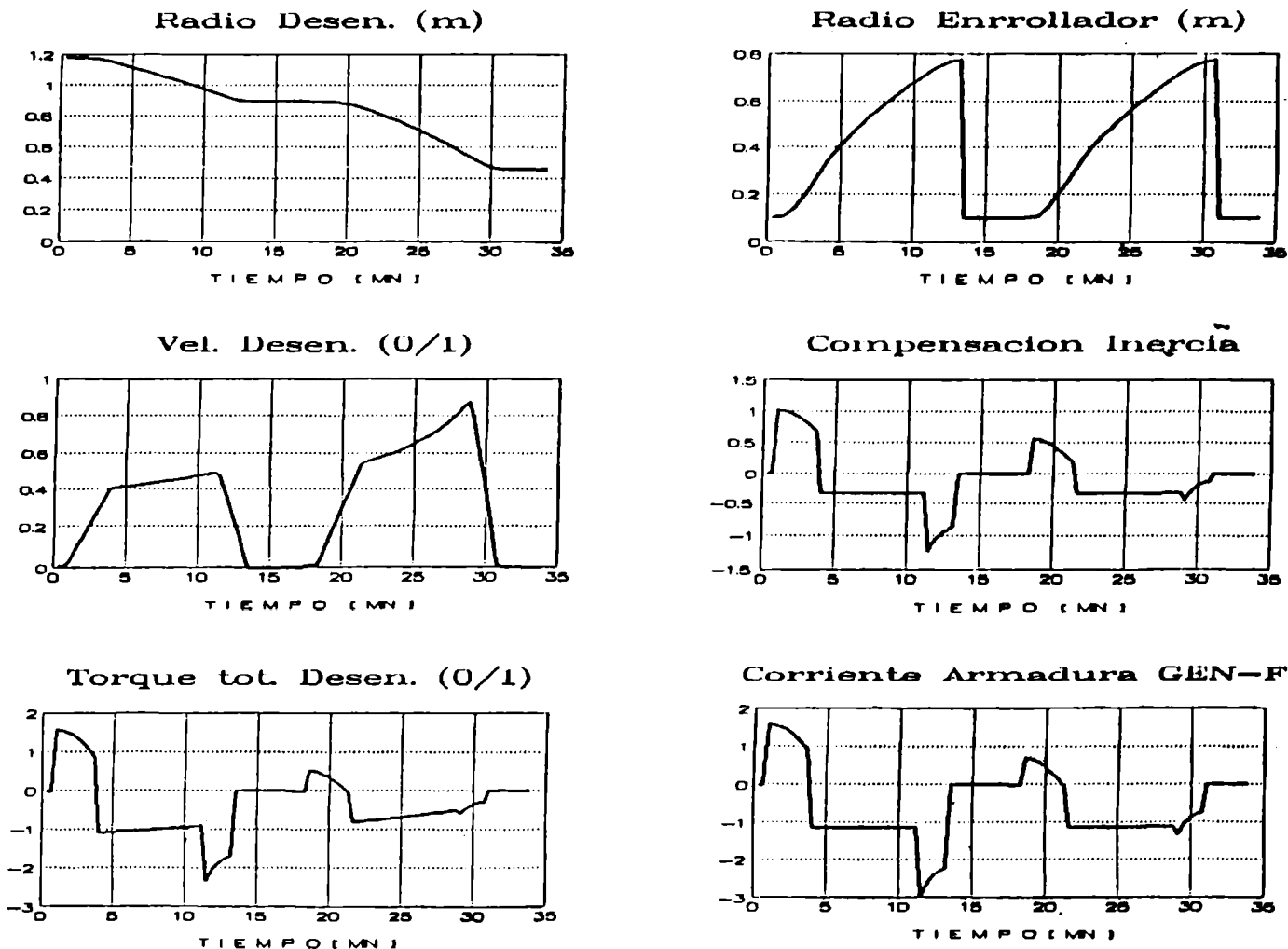


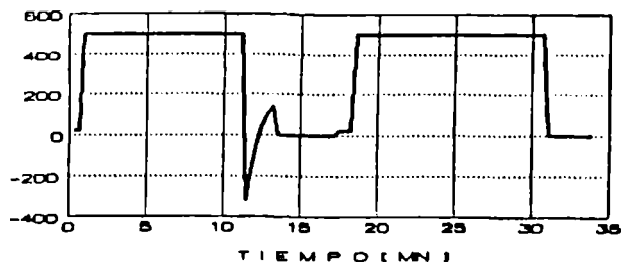
Fig.4 Evolución de algunas variables de interés durante ciclo de trabajo para una tensión de rebobinado de 500 [N].

4.1.- Condiciones de operación normal. En la Fig.4 se reportan las gráficas de algunas de las variables principales del ciclo de trabajo. Se aprecia la evolución de los radios en la etapa desenrolladora y enrolladora, el aumento de velocidad en el desenrollador para compensar la disminución del radio, la señal de compensación de

desaceleración, pero con ello se alarga el ciclo de trabajo y disminuye la cantidad de papel rebobinado.

4.2.- Efecto tensión de rebobinado. Se simuló el ciclo el trabajo con una tensión de rebobinado de 300 [N]. En la Fig.5 se

### Tension Papel [N]



### Corriente Armadura GEN-F

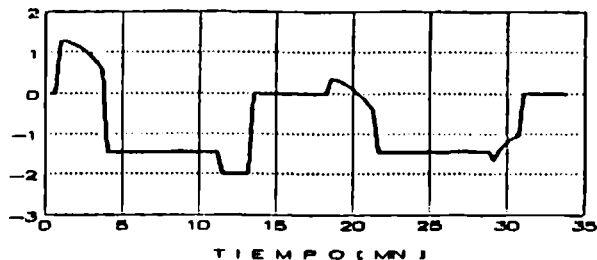
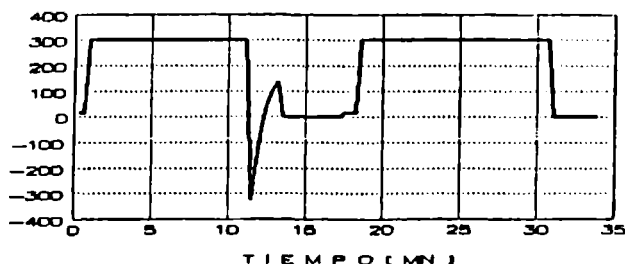


Fig.8 Efecto del límite de corriente, tensión de rebobinado de 500 [N].

### Tension Papel [N]



### Corriente Armadura GEN-F

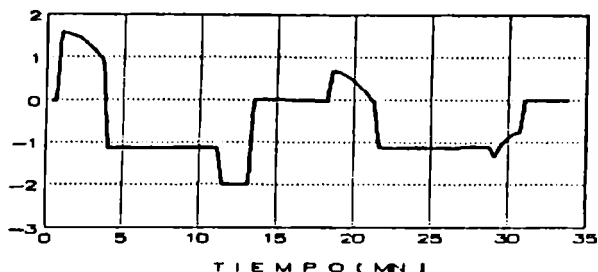


Fig.9 Efecto del límite de corriente, tensión de rebobinado de 300 [N].

## 5.- COMENTARIOS Y CONCLUSIONES

Se han presentado las características fundamentales de un programa para el análisis del accionamiento de una máquina rebobinadora de papel. Este programa tiene implementadas las diferentes opciones existentes y permite simular y analizar de una manera cómoda las distintas condiciones de operación y el efecto de los ajustes de los controles y compensaciones.

Para la rebobinadora analizada se evaluó las condiciones de operación de la etapa desenrolladora con distintas tensiones de tiro de la hoja y ajustes de límites de

corriente. Algunas conclusiones que se extraen de este análisis son:

- No tiene mayores ventajas el operar con tensiones de rebobinado altas, que pueden arriesgar cortes de hojas y sobrecargar al generador-freno. Tensiones de 300 [N] son adecuadas para obtener buenos resultados en el control de dureza en la etapa enrolladora

- La existencia de saturación en el control de f.e.m, afecta el valor de la tensión de bobinado. Sin embargo, la desviación respecto de la referencia es bastante pequeña y no se justifica agregar una etapa de compensación de su efecto.

- Debe evitarse que el ciclo de trabajo impuesto haga entrar en zona de límite al generador-freno. Si ello ocurre, no se tendrá un control afectivo sobre la tensión de rebobinado.

- La señal de compensación de inercia es gravitante en el control de tensión indirecto por corriente de armadura. Su ausencia hace que, particularmente, durante las aceleraciones y desaceleraciones la tensión fluctúe. En el caso de control de tensión directo [3], si bien, el sistema puede operar sin esta compensación, la respuesta se hace extremadamente sensible del ajuste del controlador, por lo cual sigue siendo aconsejable su inclusión.

## REFERENCIAS

- [1] R.E. Burgeson, M.E. Crawford : "Torque Control Methods for Two-Drum Winders", Pulp and Paper, September 1972, pp: 93-95
- [2] L.G. Eriksson, C. Lydig, J.A. Viglund : "Measurement of Paper Roll Density During Winding", TAPPI Journal, January 1983, pp: 63-66
- [3] H.A. Valenzuela L., R. Alvear A. : "Simulación y Análisis de Máquinas Enrolladoras de Papel", Anales III Jornadas Técnicas de la Celulosa y el Papel, Concepción-Chile Agosto 1987, Trabajo SP-4.
- [4] H.A. Valenzuela L., G. Isola O. : "Análisis de Esquemas de Control para Accionamientos Polimotores en Corriente Continua", Anales IX Congreso de la Asociación Chilena de Control Automático, Pucón-Chile, Nov. 1990, pp: 185-191.

H. Anibal Valenzuela L. : Ingeniero Civil Electricista, Magister en Ingeniería Eléctrica, Universidad de Concepción (1978). Actualmente se desempeña como Profesor Asociado en el Dpto. Ing. Eléctrica de la Universidad de Concepción. Areas de interés: Accionamientos Industriales, Estudios en Sistemas de potencia industrial

Jaime Yz O. : Memorista Ingeniería civil Eléctrica, Universidad de Concepción (1991). Areas de Interés: Sistemas Eléctricos y Accionamientos Industriales.

# SUPERVISÃO EM TEMPO REAL DE MOTORES DE INDUÇÃO TRIFÁSICOS DE GRANDE PORTE

Gabriel P. Juri\*, Jocélio Souza de Sá\*\*, João R. Cogo\*\*, Héctor Arango\*\*

## RESUMO

A importância dos motores de indução trifásicos de grande porte nas plantas industriais tem provocado uma necessidade crescente no sentido de melhorar sua disponibilidade e utilização.

Com esta finalidade, propoe-se um sistema de supervisão em tempo real para acompanhar de modo contínuo as condições de operação, mediante a interação entre os modelos elétricos e térmico do motor, através da aquisição e processamento das tensões e correntes terminais.

Apresenta-se também, alguns dos resultados obtidos na implementação do sistema em laboratório.

## ABSTRACT

In a wide variety of industrial plants, the importance of large induction motors has caused an increasing need to improve their availability and utilization.

In order to provide it, a real time supervision system is suggested, for the continuous monitoring and analysis of motor's operating conditions, by electrical and thermal motor's models interactions through input voltage and current acquisition and processing.

Some experimental results are presented, from the system implementation.

## 1. INTRODUÇÃO

A automação dos processos industriais teve como uma de suas consequências, o desenvolvimento da aquisição de dados (neste caso as tensões e correntes nos terminais do motor), por meio da qual são obtidas informações necessárias para, depois do correspondente processamento, criar as ferramentas que permitam a supervisão e/ou o controle de um determinado processo.

É nesta linha que foi desenvolvido o presente trabalho, cujo objetivo é a supervisão do funcionamento daqueles motores de indução trifásicos, cuja importância provoca a necessidade de trabalhar com um sistema de alta confiabilidade.

Na figura 1 é mostrado o diagrama de blocos geral do sistema implementado em laboratório [ 1 ].

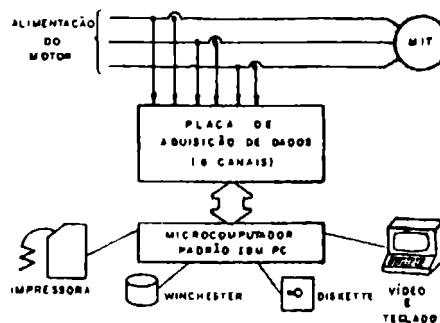


Figura 1

Diagrama de blocos geral do sistema de supervisão em tempo real do motor de indução trifásico.

## 2. AQUISIÇÃO DE DADOS [ 3 ]

Os dados de entrada necessários para o seguimento contínuo da operação do motor, isto é, as tensões e correntes nos terminais da máquina, são obtidos por meio de uma placa de aquisição, cujo diagrama de blocos, para uma das três fases de alimentação, é mostrado na figura 2.

Como um dos requisitos impostos ao sistema é a medição de potência, a placa de aquisição de dados deverá ler os valores instantâneos das correntes e tensões nas três fases de forma simultânea, caso contrário, a medição estará sujeita a erros, devido a imposição (pela placa) de defasagens inexistentes entre as grandezas elétricas.

Assim, a placa de aquisição deverá ter seis conversores A/D, ou seja, dois canais independentes por fase, como mostrado na figura 2.

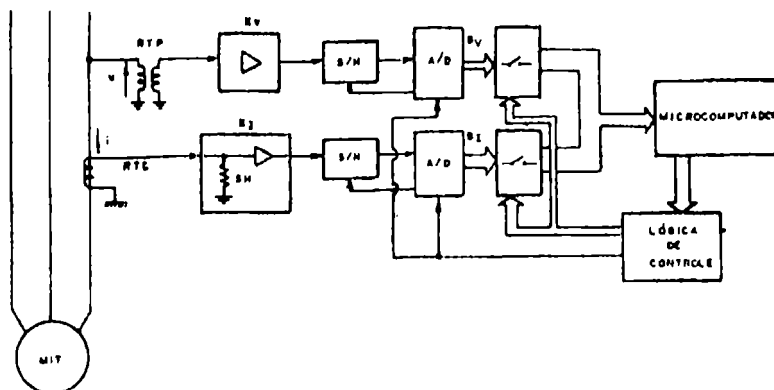


Figura 2

Diagrama de blocos do sistema de aquisição de dados, para uma fase de alimentação do motor.

\* Dpto. de Electrónica - Universidad Nacional de Córdoba - Casilla de Correo: 755 - Correo Central - 5000 - Córdoba - República Argentina.

\*\* Escola Federal de Engenharia de Itajubá - Ca. Postal: 50 - 37500 - Itajubá (MG) - Brasil.

- RTP - relação de transformação do TP [pu]
- RTC - relação de transformação do TC [pu]
- $K_V$  - ganho do amplificador do canal de tensão [pu]
- $K_I$  - produto entre a relação corrente/tensão do shunt SH, vezes o ganho do amplificador do canal de corrente (A/V)
- $B_V$  - valor em base decimal à saída do conversor A/D, do canal de tensão
- $B_I$  - idem, para o canal de corrente.

Mediante esta placa de aquisição, são obtidas por canal, 128 amostras por período da tensão de alimentação, apresentando em consequência, uma frequência de amostragem de 7680 [Hz].

Para recuperação dos valores reais das amostras no programa de supervisão, são utilizadas as equações (1) e (2), segundo corresponda a uma amostra de tensão ou corrente, respectivamente.

$$u = \left[ \frac{2}{(2)^b - 1} \cdot B_V - 1 \right] \cdot FE \cdot RTP \cdot K_V \quad (1)$$

$$i = \left[ \frac{2}{(2)^b - 1} \cdot B_I - 1 \right] FE \cdot RTC \cdot K_I \quad (2)$$

onde:

- b - número de bits da saída dos conversores A/D
- FE - tensão de fundo de escala dos conversores A/D [V]

### 3. MODELOS DO MOTOR DE INDUÇÃO TRIFÁSICO COM ROTOR DO TIPO GAIOLA

Desde que a supervisão da máquina é feita com base nas principais grandezas que determinam seu comportamento, calculadas a partir da interação entre os modelos elétrico e térmico do motor, apresenta-se, a seguir, estes circuitos equivalentes, assim como as equações dos parâmetros variáveis com o escorregamento e/ou as elevações médias de temperatura nos enrolamentos do estator, e do rotor.

#### 3.1 MODELO ELÉTRICO [1]

O modelo elétrico utilizado para o motor, permite avaliar sistemas inclusive onde a alimentação é desequilibrada, assim como o caso particular da falta de uma fase de alimentação, através do método das componentes simétricas.

Os circuitos elétricos equivalentes por fase do motor para as componentes de sequência positiva e negativa são mostrados nas figuras 3 e 4, respectivamente.

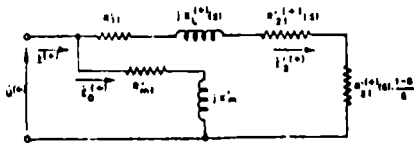


Figura 3: Circuito equivalente por fase do motor de indução trifásico, para sequência positiva.

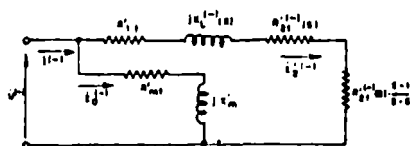


Figura 4: Circuito equivalente por fase do motor de indução trifásico, para sequência negativa.

Nas figuras 3 e 4, tem-se:

- $\hat{u}^{(+)}, \hat{u}^{(-)}$  - componentes simétricas das tensões de fase nos terminais do motor [V].
- $\hat{i}^{(+)}, \hat{i}^{(-)}$  - componentes simétricas das correntes nos terminais do motor [A].
- s - escorregamento de operação [pu].

As equações que definem os parâmetros das figuras 3 e 4, são dadas a seguir, além da restância para representação do fluxo magnético principal  $X'_m$ , por ser esta uma grandeza constante.

$$R'_{1t} = R'_{10} \cdot (1 + \alpha_1 \cdot \theta_e) \quad (3)$$

$$R'_{2t} = R'_{20} \cdot (1 + \alpha_1 \cdot \theta_e) + R_{MS} \quad (4)$$

$$X'_L^{(+)}(s) = X'_{L0} \cdot e^{(g_{XL} \cdot \sqrt{s})} \quad (5)$$

$$R'_{2t}^{(+)}(s) = R'_{20} \cdot (1 + \alpha_2 \cdot \theta_r) \cdot e^{(g_R \cdot \sqrt{s})} \quad (6)$$

$$X'_L^{(-)}(s) = X'_{L0} \cdot e^{(g_{XL} \cdot \sqrt{2-s})} \quad (7)$$

$$R'_{2t}^{(-)}(s) = R'_{20} \cdot (1 + \alpha_2 \cdot \theta_r) \cdot e^{(g_R \cdot \sqrt{2-s})} \quad (8)$$

Os parâmetros  $R'_{1t}$  e  $R'_{2t}$  são dependentes das elevações médias de temperatura dos enrolamentos do estator  $\theta_e$ . As restâncias representativas do fluxo de dispersão total  $X'_L^{(+)}(s)$  e  $X'_L^{(-)}(s)$ , são variáveis com o escorregamento devido tanto ao efeito pelicular [2] (atua somente sobre o fluxo de dispersão do rotor), quanto a saturação magnética. Já as resistências do enrolamento do rotor  $R'_{2t}^{(+)}(s)$  e  $R'_{2t}^{(-)}(s)$  variam com o escorregamento devido ao efeito pelicular [2], assim como com as elevações de temperatura desse enrolamento  $\theta_r$ .

É importante observar que estes parâmetros são obtidos a partir de dados de catálogo dos fabricantes.

As entradas destes circuitos, ou seja,  $U^{(+)}, U^{(-)}, I^{(+)}$  e  $I^{(-)}$ , são obtidas a partir dos valores eficazes das tensões e correntes nos terminais do motor, calculados a cada período de varredura do programa de supervisão, mediante as amostras aquiritadas.

Por outro lado, o valor do escorregamento s, necessário para o cálculo dos parâmetros dependentes dele, assim como para a análise do comportamento do motor, é estimado a partir dos valores da tensão e corrente de sequência positiva  $U^{(+)}$  e  $U^{(-)}$ , respectivamente, assim como do valor do fator de potência  $FP_T$ , calculados a partir das amostras aquiritadas.

A equação (9) é obtida com base no circuito da figura 3, com os parâmetros dependentes do escorregamento correspondentes à condição nominal.

$$s = \frac{R'_{2Nt}}{\left[ \frac{(Z'_m)^2 \cdot (Z'_e)^2}{(Z'_m)^2 + (Z'_e)^2 - 2 \cdot (R'_{mt} \cdot R_e + X'_m \cdot X_e)} - (X'_{LN})^2 \right]^{1/2}} - R'_{1t} \quad (9)$$

sendo:

$$Z'_m = \sqrt{(R'_{mt})^2 + (X'_m)^2} \quad (10)$$



$$R'_{2Nt} = R'_{20} \cdot (1 + \alpha_2 \cdot \theta_r) \cdot e^{(R_R \cdot \sqrt{S_N})} \quad (11)$$

$$X_{Ln} = X_{L0} \cdot e^{(R_{XL} \cdot \sqrt{S_N})} \quad (12)$$

$$S_N = \frac{n_1 - n_N}{n_1} \quad (13)$$

onde:

$n_N$  - velocidade nominal do motor [rpm]

$n_1$  - velocidade síncrona [rpm]

Os parâmetros calculados a partir das amostras são:

$$Z_c = U^{(+)} / I^{(+)} \quad (14)$$

$$R_c = Z_c \cdot FP_T \quad (15)$$

$$X_e = Z_c \cdot \text{sen}[\cos^{-1}(FP_T)] \quad (16)$$

onde:

$FP_T$  - fator de potência calculado a partir das amostras [pu]

Obtido o escorregamento, é possível o cálculo das perdas nos enrolamentos do estator  $V_1$ , do rotor  $V_2$ , e a vazia,  $V_0$ , a partir dos circuitos das figuras 3 e 4.

$$V_0 = 3 \cdot [(I_0^{(+)} )^2 + (I_0^{(-)} )^2] \cdot R'_{mt} \quad (17)$$

$$V_1 = 3 \cdot [(I_2^{(+)} )^2 + (I_2^{(-)} )^2] \cdot R'_{1t} \quad (18)$$

$$V_2 = 3 \cdot [(I_2^{(+)} )^2 \cdot R'_{2t}(s) + (I_2^{(-)} )^2 \cdot R'_{2t}(s)] \quad (19)$$

Assim, calculada a potência ativa total  $P_T$  a partir das amostras aquisitadas, pode-se calcular a potência entregue à carga  $P_m$ , o rendimento  $\eta$ , e o conjugado  $M$ , através das equações (20), (21) e (22), respectivamente.

$$P_m = P_T - (V_0 + V_1 + V_2) \quad (20)$$

$$\eta = P_m / P_T \quad (21)$$

$$M = (30/\pi) \cdot P_m / n \quad (22)$$

sendo:

$$n = n_1 \cdot (1 - s) \quad (23)$$

onde:

$n$  - velocidade estimada de operação [rpm].

### 3.2 MODELO TÉRMICO [1]

A análise térmica da máquina é feita mediante o modelo térmico mostrado na figura 5, o qual permite a estimação das elevações médias de temperatura dos enrolamentos e núcleo do estator  $\theta_e$  e  $\theta_{nc}$ , assim como do enrolamento e núcleo do rotor,  $\theta_r$  e  $\theta_{nr}$ , respectivamente.

Os parâmetros variáveis da figura 5, além das fontes de calor, são:

$$K_{ea}(S) = R_{ear} / pV \quad (24)$$

$$R_{ra}(S) = R_{rar} / pV \quad (25)$$

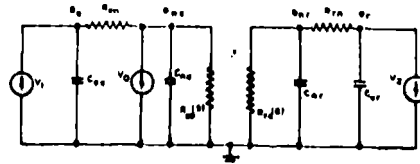


Figura 5: Modelo térmico do motor de indução trifásico, admitindo que a temperatura do ar no entreferro é constante e igual à ambiente [2].

Onde o fator de ventilação  $pV$  é dado por [2]:

- Motor sem ventilação:  $pV = 0,3$

- Motor autoventilado:

$$pV = 0,3 + K_V \cdot (1 - s)^{0,7} \quad (26)$$

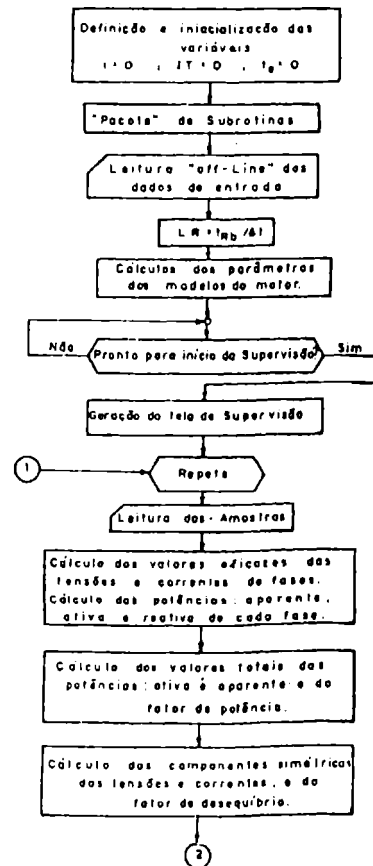
- Motores com ventilação independente:  $pV = 1$

As entradas do modelo térmico são as três fontes de calor  $V_0$ ,  $V_1$  e  $V_2$ , as quais são calculadas a cada período de varredura do programa de supervisão, por meio das equações (17), (18) e (19), respectivamente.

Este modelo permite a obtenção de quatro equações de estado, as quais são resolvidas de forma discreta, mediante o método de Euler.

### 4. SOFTWARE UTILIZADO PARA A SUPERVISÃO DO MOTOR

As funções principais do software implementado, são mostradas no fluxograma da figura 6.



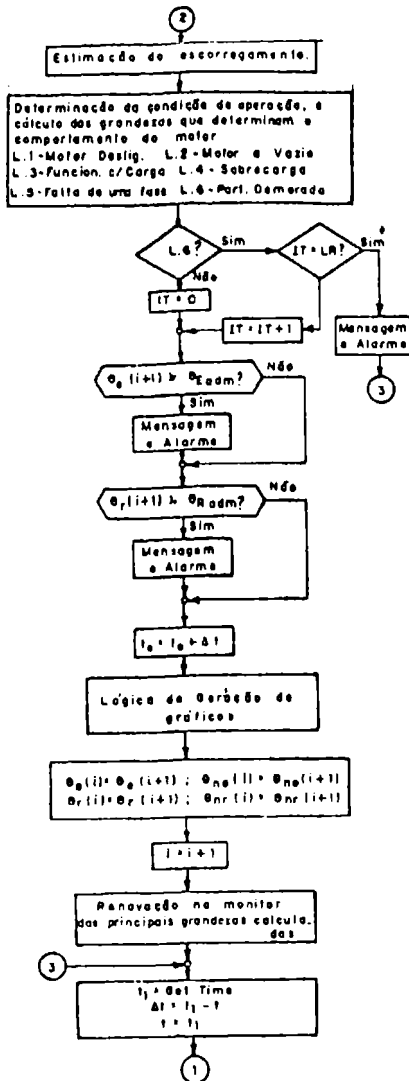


Figura 6: Fluxograma das funções principais do software para a supervisão em tempo real de motores de indução trifásicos.

As variáveis utilizadas no fluxograma da figura 6 são:

- 1 - variável inteira que representa o número de ciclos do programa, usada para a geração de gráficos.
- IT - variável inteira utilizada para a detecção de partida demorada.
- LR - valor inteiro para o qual, o tempo de partida é aproximadamente igual ao de rotor bloqueado (S)
- $\theta_{sadm}$  - valor da elevação média admissível de temperatura nos enrolamentos do estator [ $^{\circ}\text{C}$ ]
- $\theta_{radm}$  - ídem, para o enrolamento do rotor [ $^{\circ}\text{C}$ ]
- $t_1$  - Hora atual, obtida através da subrotina "Get Time" do sistema operacional [S]
- $t_0$  - ídem, correspondente ao ciclo anterior [S]
- $t_e$  - tempo de funcionamento, utilizado para os gráficos das elevações de temperatura [S]
- $\Delta t$  - período de varredura do programa, utilizado para o cálculo das elevações de temperatura [S].

O software foi desenvolvido em linguagem Turbo Pascal versão 5.5, além da subrotina de aquisição de dados, a qual está em Assembler [3], visando aumentar a velocidade de processamento dessa tarefa.

## 5. RESULTADOS EXPERIMENTAIS

A seguir, são mostrados alguns dos resultados obtidos na implementação do sistema em laboratório, como parte experimental do trabalho da referência [1].

Os dados de placa do motor utilizado são:

Potência nominal: 30 [CV]  
 Frequência nominal: 60 [Hz]  
 Tensão nominal: 440 [V]  
 Regime: S1  
 Categoria: N

Entrada de Dados:

Os dados de entrada necessários para o cálculo dos parâmetros constantes dos modelos elétricos e térmico, os quais são obtidos junto ao catálogo do fabricante, são listados a seguir:

Potência nominal [CV]	30.00
Velocidade nominal [rpm]	1765.00
Velocidade síncrona [rpm]	1800.00
Rendimento nominal [%]	88.00
Fator de potência nominal [pu]	0.86
Tensão nominal de linha [V]	440.00
Corrente de partida [pu]	8.00
Conjugado de partida [pu]	2.80
Conjugado máximo [pu]	2.50
Rendimento para 50% da potência nominal [%]	87.00
Fator de potência para 50% da potência nominal [pu]	0.77
Classe de temperatura do isolamento	B
Fator de serviço [pu]	1.15
Tempo de rotor bloqueado [s]	9.00
Peso dos enrolamentos do estator [kg]	10.00
Peso do enrolamento do rotor [kg]	2.70
Peso do núcleo do estator [kg]	49.50
Peso do núcleo do rotor [kg]	24.75

Resultados:

Com base nos dados fornecidos, obteve-se os seguintes resultados:

Parâmetros constantes do modelo elétrico:

$R'_{10} = 0,356262 [\Omega]$  ;  $X'_m = 17,379935 [\Omega]$   
 $R_{10} = 0,340762 [\Omega]$  ;  $RM_s = 1,616573 [\Omega]$   
 $X_{L0} = 1,872547 [\Omega]$  ;  $g_{XL} = -1,250144 [\Omega]$   
 $R'_{20} = 0,117055 [\Omega]$  ;  $\epsilon_R = 0,942332 [\Omega]$

Parâmetros constantes do modelo térmico:

$C_{ee} = 4074,00 [\text{W.s}/^{\circ}\text{C}]$  ;  $R_{en} = 0,005566 [^{\circ}\text{C}/\text{W}]$   
 $C_{ne} = 22770,00 [\text{W.s}/^{\circ}\text{C}]$  ;  $R_{ear} = 0,022567 [^{\circ}\text{C}/\text{W}]$   
 $C_{er} = 2376,00 [\text{W.s}/^{\circ}\text{C}]$  ;  $R_{rn} = 0,019677 [^{\circ}\text{C}/\text{W}]$   
 $C_{nr} = 11385,00 [\text{W.s}/^{\circ}\text{C}]$  ;  $R_{rar} = 0,022567 [^{\circ}\text{C}/\text{W}]$   
 Constante de ventilação:  $K_v = 0,709688$

### 5.1 ELEVAÇÕES DE TEMPERATURA REGISTRADAS NO ENSAIO DE AQUECIMENTO COM ALIMENTAÇÃO EQUILIBRADA E CARGA CONSTANTE E IGUAL A NOMINAL

Deve-se observar que a curva da elevação média de temperatura nos enrolamentos do estator foi obtida a partir da elevação final medida pelo método da resistência, a qual foi corrigida para regime mediante a seguinte equação:

$$\theta_{Ereg} = \frac{\theta_{ER}(T_L)}{1 - e^{-T_e/\tau_a}} \quad (27)$$

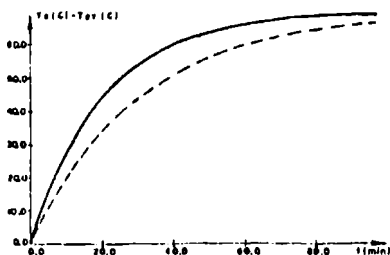
onde:

- $\theta_{ER}(T_t)$  - Elevação média de temperatura nos enrolamentos do estator ao final do ensaio, medida pelo método da resistência, conforme a norma NEMA MG1-12 [°C].
- $T_t$  - Duração do ensaio de aquecimento [min].
- $\tau_a$  - Constante de tempo de aquecimento do motor [min].

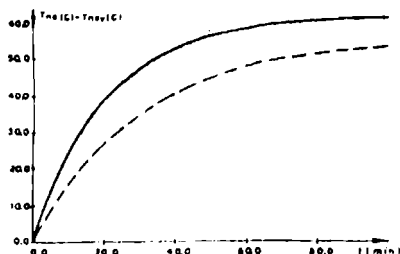
Com isto, obtém-se a curva  $T_{ev}$ , da seguinte forma:

$$T_{ev} = \theta_{ER} \cdot (1 - e^{-t/\tau_a}) \quad (28)$$

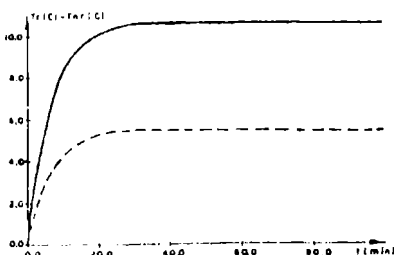
- Curva de variação das elevações médias de temperatura nos enrolamentos do estator. Valores estimados em tempo real:  $T_e$  [°C]; e obtidos mediante a equação (28):  $T_{ev}$  [°C].



- Curvas comparativas das elevações médias de temperatura no núcleo do estator, sendo que  $T_{ne}$  corresponde aos valores estimados em tempo real, enquanto que  $T_{nev}$  foi medida mediante transdutor de temperatura colocado na superfície externa do pacote de chapas do núcleo do estator.



- Elevações médias de temperatura estimadas, correspondentes ao enrolamento do rotor:  $T_r$ , e do núcleo do rotor:  $T_{nr}$ .

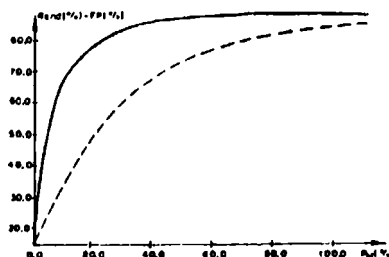


## 5.2 ENSAIO PARA DETERMINAÇÃO DO COMPORTAMENTO DO MOTOR, SOB CARGA VARIÁVEL

Para a realização dos ensaios, o motor foi acoplado a uma máquina de correspondente contínua de excitação independente, regenerando energia para a rede, sob controle de corrente.

### 5.2.1 VARIAÇÃO DO RENDIMENTO (Rend) E DO FATOR DE POTÊNCIA (FP), EM FUNÇÃO DA POTÊNCIA NO EIXO (P<sub>m</sub>)

O comportamento destas grandezas foi obtido mediante a variação contínua da carga, através do controle da máquina de corrente contínua, e sob tensões equilibradas e de valor igual ao nominal.



Deve-se observar que este ensaio foi realizado após o ensaio de aquecimento, item 5.1.

### 5.2.2 COMPARAÇÃO ENTRE OS VALORES MEDIDOS ( $n_e$ ) E ESTIMADOS ( $n_e$ ) DA VELOCIDADE DE OPERAÇÃO DO MOTOR

Durante o ensaio descrito no item 5.2 foram obtidos os valores listados na tabela 1. Os valores da velocidade  $n_e$  foram medidos com um tacômetro digital de não contato, enquanto que o resto deles são valores disponíveis no monitor, isto é, calculados em tempo real.

Segundo descrito anteriormente, os valores de  $n_e$  são calculados mediante a equação (29), sendo que os valores do escorregamento e são estimados a partir das equações (9) e (16).

$$n_e = n_1 \cdot (1 - s) \quad (29)$$

TABELA 1:

U <sup>(+)</sup> [V]	I <sup>(+)</sup> [A]	FP <sub>T</sub> [pu]	$n_e$ [rpm]	$n_t$ [rpm]	Erro (%)
253,18	12,90	0,023	1797,9	1800,0	-0,116
253,55	14,88	0,459	1794,5	1796,4	-0,105
252,53	20,49	0,726	1785,9	1788,6	-0,150
251,95	22,79	0,774	1782,8	1785,4	-0,145
252,05	27,73	0,825	1776,7	1778,5	-0,101
252,18	30,21	0,842	1773,7	1774,9	-0,067
251,82	32,79	0,853	1770,6	1771,4	-0,045
251,67	35,23	0,861	1767,6	1767,9	-0,017
252,58	37,54	0,865	1765,0	1764,8	+0,011
250,85	40,39	0,873	1761,0	1760,8	+0,011
251,41	42,16	0,877	1758,8	1758,4	+0,022

### 5.3 COMPARAÇÃO ENTRE AS VELOCIDADES MEDIDA E ESTIMADA SOB CARGA NOMINAL

Na tabela 2 são comparados os valores da velocidade de operação sob carga nominal, com alimentação equilibrada, sendo que as tensões são dadas em por cento do valor nominal de fase.

TABELA 2

U(%)	I(%) [A]	FP <sub>γ</sub> [pu]	n <sub>c</sub> [rpm]	n <sub>i</sub> [rpm]	erro[%]
90	41,38	0,895	1753,9	1754,0	-0,005
95	39,60	0,889	1759,6	1760,0	-0,022
100	37,83	0,877	1764,4	1763,0	+0,079
105	36,51	0,860	1769,7	1767,3	+0,135
110	36,13	0,836	1770,0	1768,9	+0,062

Finalmente, deve-se observar que o algoritmo proposto para se estimar o valor do escorregamento de operação não tem validade quando o motor estiver submetido a alimentação com tensões desequilibradas, já que nesse caso as equações (15) e (16) já não podem ser usadas, pois o fator de potência de sequência positiva não coincidiria com aquele calculado por definição e com base nas amostras das tensões e correntes nos terminais do motor.

Este inconveniente foi solucionado utilizando um outro algoritmo alternativo [1], cuja hipótese é a linearidade da variação da corrente em função da velocidade na região normal de operação do motor. Então, medida a corrente se calcula o escorregamento, mas isto é aplicado somente no caso de tensões desequilibradas.

## 6. CONCLUSÕES

O sistema de supervisão implementado permitiu a avaliação das grandezas principais que definem o comportamento do motor em condições tais como: variação do valor eficaz da tensão, sobrecargas, tensões desequilibradas e operação com falta de uma fase. A partir dos ensaios realizados, conclui-se que o sistema proposto pode substituir as proteções convencionais utilizadas nas situações descritas.

A grande vantagem para o uso deste sistema, desde o ponto de vista da confiabilidade da máquina, é o fato de que o motor somente é desligado da rede somente em caso de elevações de temperatura acima dos valores tidos como admissíveis.

Os resultados obtidos em relação às elevações de temperatura nos enrolamentos e núcleo do estator mostraram boa convergência entre os valores medidos e os estimados em tempo real. No caso do rotor, não foram feitas medições para fins de comparação devido às dificuldades de instalação de transdutores nos rotores do tipo gaiola. Porém, tanto os valores obtidos nos ensaios como nas simulações de partidas demoradas, foram coerentes com aqueles fornecidos na literatura técnica existente [7, 8, 9].

Finalmente é importante observar que os modelos do motor usados na supervisão (cujos parâmetros são calculados a partir de dados de catálogo do fabricante) consideram o efeito pelicular, saturação magnética, variação das resistências do estator e do rotor com a temperatura, além do efeito da velocidade sobre a ventilação no modelo térmico [1].

## REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] G.F. Juri: "Supervisão em Tempo Real de Motores de Indução Trifásicos". Tese de M. Sc. defendida na EPEI, Itajubá (MG), Brasil, Fevereiro 1991.
- [2] J. S. de Sá: "Contribuição à análise do comportamento térmico de M.I.T. com rotor do tipo gaiola". Tese de Ph. D. defendida na UNICAMP, Campinas (SP), Brasil, Abril de 1989.
- [3] J. R. Cogo: "Sistemas de Aquisição de Dados". Projeto financiado pelos organismos CNPq e FINEP, EPEI, Itajubá (MG), Brasil.
- [4] S.E. Zocholl; E. O. Schweitzer III; A. Zegarra-Aliaga: "Thermal protection of Induction Motors Enhanced by Interactive Electrical and Thermal Models", IEEE Trans. on PAS, Vol. PAS-103, n° 7, July 1984, pp. 1749-1755.
- [5] P.H. Mellor and D.R. Turner: "Real-time Prediction of Temperatures in an Induction Motor Using a Microprocessor", Electric Machines and Power Systems, 15 : 333-352, 1988.
- [6] J. R. Cogo et al: "Avaliação dos Desempenhos de Motores Eléctricos Trifásicos". Convênio EPEI / FUPAI / CEMIG, Itajubá (MG), Brasil, Maio/87 à Julho/90.
- [7] W. T. Martiny, R. M. Mc Coy and H. B. Margolis: "Thermal Relationships in an Induction Motor Under Normal and Abnormal Operation". Trans. IEEE on P.A.S.; Part II, Vol. 80, pp. 66-78, April 1961.
- [8] S. Iskierka and R. Parkitny: "Analysis of Temperature and Stress Field in Bars of Induction Motor Cage During Starting", Archiv fur Elektrotechnik, Vol. 72, pp. 443-450. Springer-Verlag, 1989.
- [9] J. P. Heidbreder: "Induction Motor Temperature Characteristics". AIEE Trans. on P.A.S.; Vol. 77, N° 4, pp. 800-804, Oct. 1958.

**II**

**SISTEMAS ELECTRICOS DE POTENCIA**

# MODELAGEM DE REDES DE POTÊNCIA PARA SIMULAÇÃO DE TRANSITÓRIOS ELETROMAGNÉTICOS USANDO TRANSFORMADA Z

Jacques Sscupak  
Dept. de Eng. Elétrica da PUC-RJ  
CP 38063, CEP 22452  
Rio de Janeiro, RJ, Brasil

Carlos Augusto Duque  
Dept. de Eng. Elétrica da UFJF  
OP 422, CEP 36001  
Juiz de Fora, MG, Brasil

## RESUMO

Este trabalho apresenta um método para a construção de redes digitais visando a simulação de transitórios eletromagnéticos em sistemas de potência. Estas redes são construídas utilizando técnicas de filtragem digital e transformada z. Para uma configuração multinodal do sistema de potência, a rede digital é facilmente construída e simulada em software específico. Apresentam-se também resultados de simulação em tempo real utilizando Processador Digital de Sinal.

**PALAVRAS CHAVES:** Simulação, Tempo Real, Filtros Digitais, Sistemas de Potência.

## ABSTRACT

This paper introduced a digital networks realization methods for simulating electromagnetic transients in power systems using digital filter technics. For a multinodal power system configuration the digital network is easily implemented and simulated through a specific software. Some results of real time simulation beased a Digital Signal Processor are presented.

**KEYS WORDS:** Real Time, Simulation, Digital Filter, Power System.

## 1 - INTRODUÇÃO

Com o advento do computador digital a simulação de sistemas de potência tem assumido grande importância para a sua análise e projeto. Estas simulações são realizadas off-line e os seus resultados utilizados posteriormente. Apesar da versatilidade de programas deste tipo, como o EMTP, eles são ineficientes quando há necessidade de simulação em tempo real, que é o caso típico de muitos relés de proteção e compensadores estáticos. Para estes casos os simuladores analógicos têm assumido papel de destaque.

Simulação digital em tempo real vem sendo encarada como solução ideal para estes problemas, se associada a programabilidade. Esforços no sentido de se obter o chamado TNA-DIGITAL têm sido feitos utilizando diferentes técnicas de simulação, embora a mais empregada continua sendo o método de simulação no tempo proposto Dommel [1].

O uso de técnicas de filtragem digital tem sido sugerido em [2] como método de simulação para sistemas de potência. Neste método os parâmetros das linhas de transmissão e os modelos de todos os outros componentes do sistema são representados no domínio da frequência complexa z. Este método possui vantagens em relação aos métodos convencionais (simulação no tempo e simulação na frequência) uma vez que a representação dos parâmetros da linha englobam facilmente as dependências com a frequência e a simulação é feita, de fato, no domínio do tempo, o que permite representar fenômenos

sequenciais no tempo. Além disso, alguns resultados de simulação, usando o método da transformada z, mostram a viabilidade se conseguir simulação em tempo real [3] e [4]. Porém o processo para a construção das redes digitais é, até agora, um processo cansativo, uma vez que elas são obtidas através de muitas relações matemáticas. Isto torna fundamental o desenvolvimento de metodologias para a sua construção automática em computador.

Este artigo apresenta um método para a construção de redes digitais para sistemas de potência multinodais e um software para a simulação das estruturas digitais resultantes. Dada uma configuração qualquer do sistema de potência a rede digital pode ser construída a partir da associação dos modelos digitais das estruturas que compõem o sistema de potência. Desta forma algoritmos podem ser facilmente construídos para montar automaticamente a rede de filtragem digital.

Inicialmente apresentam-se as estruturas digitais que compõem o sistema ( inicialmente linhas de transmissão e cargas ), a seguir apresenta-se o método da rede de ligação para os casos monofásicos. É a partir deste métodos que se controla as redes digitais de maneira automática sem a necessidade do desenvolvimento de equações específicas. O método é então estendido para sistemas trifásicos. A seguir apresenta-se a estrutura do software de simulação e comparam-se resultados gerados por ele com os gerados pelo EMTP. Por fim, para destacar a vantagem do método da transformada z, apresentam-se resultados obtidos de simulação em tempo real realizada em um DSP (Processador Digital de Sinais) o TMS320C25.

## 2 - ESTRUTURAS BÁSICAS

### 2.1 Linha de transmissão

A formulação da linha de transmissão representada no domínio da variável z é dada por [2]

$$v_k - ZC_{kj} \cdot i_{kj} = FL_{kj} \left\{ v_j + ZC_{kj} \cdot i_{jk} \right\} \quad (2.1-a)$$

$$v_j - ZC_{kj} \cdot i_{jk} = FL_{kj} \left\{ v_k + ZC_{kj} \cdot i_{kj} \right\} \quad (2.1-b)$$

Estas equações são conhecidas como equações de Bergeron.

Nas Equações acima a dependência de z é omitida por

simplificação de notação.

$FL_{kj}$  representa a resposta ao impulso da linha.

$ZC_{kj}$  é a impedância característica da linha.

Para a construção do modelo digital da linha de transmissão desmembra-se  $ZC_{kj}$  em dois termos: um dependente de  $s$  e outro constante.

$$ZC_{kj} = \bar{Z}C_{kj} + \tilde{Z}C_{kj} \quad (2.2)$$

Na Eq. 2.2 o primeiro termo do lado direito é uma constante e o segundo é função de  $s$ , não contendo a potência  $s^0$  no numerador.

Na construção do modelo digital das linhas de transmissão para os sistemas multinodais é conveniente considerar como condições de contorno as tensões nos extremos da linha. Deste modo ao manipularmos as equações de Bergeron para estas condições de contorno, o modelo digital obtido é apresentado na Fig. 2.1.

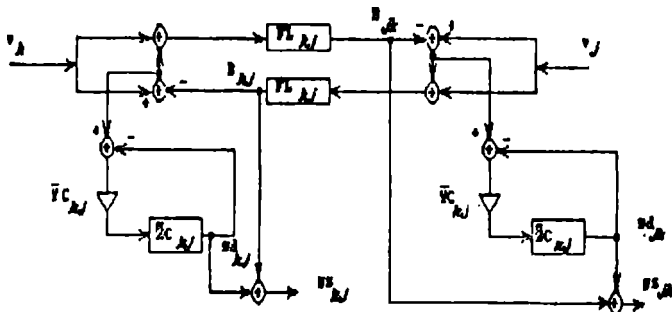


Fig. 2.1 - Rede Digital da Linha de Transmissão

As linhas ligadas ao nó  $k$  injetam neste nó a corrente  $i_{kj}$  sendo que  $j$  representa o outro extremo da linha. Da Eq. 2.1-b vem que

$$-[\bar{Z}C_{kj} + \tilde{Z}C_{kj}] \cdot i_{kj} = B_{jk} - v_k \quad (2.3)$$

onde

$$B_{jk} = FL_{kj} [v_j + ZC_{kj} \cdot i_{jk}] \quad (2.4)$$

$$i_{kj} = [\bar{Z}C_{kj}]^{-1} \cdot \{v_k - \epsilon_{kj}\} \quad (2.5)$$

$$\epsilon_{kj} = B_{jk} + \epsilon_{kj}^d \quad (2.6-a)$$

e

$$\epsilon_{kj}^d = ZC_{kj} \cdot i_{kj} \quad (2.6-b)$$

## 2.2 - Carga

Considerando uma carga RL ligada entre os nós  $k$  e  $l$  e considerando a sua admitância, pode-se escrever no domínio da

frequência  $s$

$$i_{kl} = YL_{kl} [v_k - v_l] \quad (2.7)$$

Do mesmo modo como foi feito para a impedância característica da linha de transmissão, desmembra-se a admitância da carga numa parte constante e outra dependente de  $s$ , mas sem a potência  $s^0$  no numerador

$$YL_{kl} = \bar{Y}L_{kl} + \tilde{Y}L_{kl} \quad (2.8)$$

substituindo a Eq. 2.8 na Eq. 2.7 obtém-se

$$i_{kl} = \bar{Y}L_{kl} [v_k - v_l] + \tilde{Y}L_{kl} [v_k - v_l] \quad (2.9)$$

Na Equação acima as variáveis são funções de  $s$ , exceto

$\bar{Y}L$  que é constante:

Em termos de diagrama de blocos a Fig. 2.2 mostra uma admitância RL ligada entre os nós  $k$  e  $l$ .

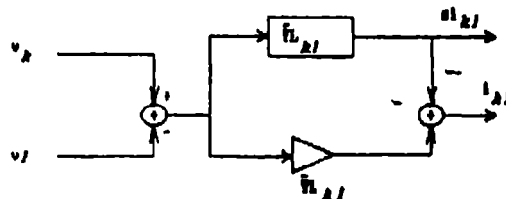


Fig. 2.2 - Rede Digital para a Carga

Reescrevendo a Eq. 2.9 de modo mais conveniente segue que

$$i_{kl} = \bar{Y}L_{kl} [v_k - v_l] + \epsilon_{kl} \quad (2.10)$$

onde

$$\epsilon_{kl} = \tilde{Y}L_{kl} [v_k - v_l] \quad (2.11)$$

## 3-REDES DE LIGAÇÃO PARA O CASO MONOFÁSICO

A Fig. 3.1 mostra um nó do sistema de potência onde estão conectadas linhas de transmissão e cargas RL. De um modo geral existem  $d$  linhas ligadas entre os nós  $k$  e  $l$ ,  $l$  cargas concentradas ligadas a este nó e possivelmente uma fonte de tensão.

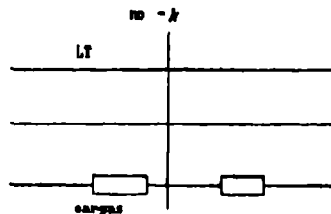


Fig. 3.1 Nó típico de um S.P.

As condições de contorno no nó  $k$  são:

$$(1) \text{ Tensão no nó } k = v_k \quad (3.1)$$

$$(2) \sum i_{kj} + \sum i_{kl} = 0 \quad (3.2)$$

Quando um nó é nó fonte, ou seja possui uma fonte conectada a ele, a tensão deste nó é conhecida em qualquer instante, porém se não for um nó fonte é preciso construir sua rede de ligação de modo a gerar esta variável. Isto é conseguido utilizando a Eq. 3.2 e isolando  $v_k$  nas relações resultantes da interligação. Isto será visto a seguir.

### 3.1 - A rede de ligação para o nó $k$

Para obter a rede de ligação para o nó  $k$  deve-se utilizar as condições de contorno para este nó descritas nas Eqs. 3.1 e 3.2, e isolar a tensão do nó. A rede de ligação para o nó  $k$  é então definida por:

$$v_k = ZT_k \left\{ \sum_j^{d1} [\bar{Y}C_{kj} g_{kj}] + \sum_l^{l1} [-g_{kl} + \bar{Y}L_{kl} v_l] \right\} \quad (3.4-a)$$

onde

$$ZT_k = \left\{ \sum_j^{d1} \bar{Y}C_{kj} + \sum_l^{l1} \bar{Y}L_{kl} \right\}^{-1} \quad (3.4-b)$$

e

$$\text{onde } \bar{Y}C_{kj} = [\bar{Z}C_{kj}]^{-1} \quad (3.4-c)$$

Nas equações acima,  $\bar{Y}C_{kj}$  e  $\bar{Y}L_{kl}$  serão iguais a zero caso não haja conexão do nó  $j$  ao nó  $k$  e do nó  $l$  ao nó  $k$ , respectivamente.

Para cada nó a rede de ligação deve ser montada. Observe que para obter  $v_k$  no instante  $n$  é preciso conhecer apenas informações passadas da rede digital, já que a utilização de  $g_s$  e  $g_l$  impedem a formação de circuitos sem atraso [5].

A Fig. 3.2 ilustra o uso deste método. Na Fig. 3.2-a mostra-se o sistema de potência. Na Fig. 3.2-b substituiu-se cada elemento do sistema pelo seu modelo digital. O modelo digital requer que as tensões nos extremos sejam conhecidas. Porém a tensão nos nós 2 e 3 não são conhecidas o que tornaria o modelo sem solução. A Fig. 3.2-c mostra como a rede de ligação resolve o problema anterior. A rede de ligação tem como entrada quantidades que já foram calculadas previamente e como saída a tensão no nó  $k$  no instante corrente.

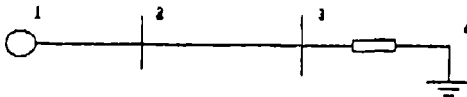


Fig. 3.2-a - Caso Ilustrativo

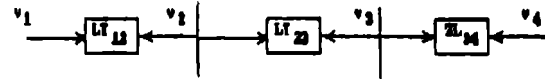


Fig. 3.2-b - Rede Digital Intermediária

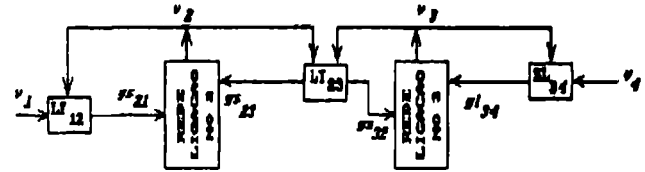


Fig. 3.2-c - Rede Digital Completa

Na Fig. 3.3 mostra-se o modelo geral da rede de ligação para o nó arbitrário  $k$ .

Note que a rede de ligação tem como entrada as saídas de funções da linha que possuem atrasos, o que garante a não formação de caminhos com circuitos sem atraso [5] e portanto a realizabilidade da rede.

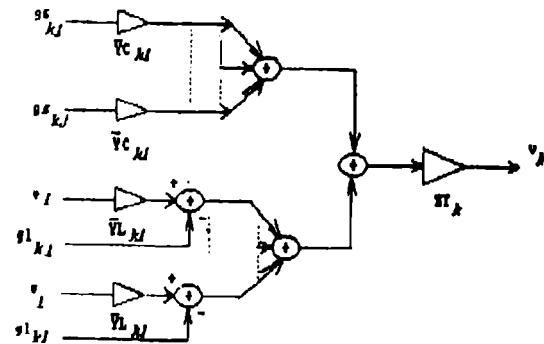


Fig. 3.3- Rede de Ligação- Caso Geral

## 4 - CASO TRIFÁSICO

Para o caso trifásico utiliza-se a teoria modal para desacoplar o sistema em 3 sistemas monofásicos [6].

A condição de contorno para este caso é



$$\sum i_{kj}^p + \sum i_{kl}^p = 0 \quad (4.1)$$

onde o índice superior  $p$  indica fase e a barra inferior vetor.

Utilizando as matrizes de transformação modal nas Equações 3.5 e 3.7 fica

$$i^p = \underline{Q} i \quad (4.2-a)$$

$$v^p = \underline{S} v \quad (4.2-b)$$

Onde  $\underline{S}$  e  $\underline{Q}$  são as matrizes de transformação modal e  $i$  e  $v$  são os vetores de corrente e tensão, respectivamente, no domínio dos modos.

$$\underline{Q}_{kj}^{-1} \cdot i_{kj}^p = [\underline{Z}_{kj}^{-1}]^{-1} \{ \underline{S}_{kj}^{-1} \cdot v_k^p - g_{kj} \} \quad (4.3-a)$$

$$\underline{Q}_{kl}^{-1} \cdot i_{kl}^p = [\underline{Z}_{kl}^{-1}]^{-1} \{ \underline{S}_{kl}^{-1} \cdot v_k^p - v_l \} + g_{kl} \quad (4.3-b)$$

Isolando  $i_{kj}^p$  e  $i_{kl}^p$  destas equações

$$i_{kj}^p = \underline{Q}_{kj}^{-1} [\underline{Z}_{kj}^{-1}]^{-1} \{ \underline{S}_{kj}^{-1} \cdot v_k^p - g_{kj} \} \quad (4.4-a)$$

$$i_{kl}^p = \underline{Q}_{kl}^{-1} [\underline{Z}_{kl}^{-1}]^{-1} \{ \underline{S}_{kl}^{-1} \cdot v_k^p - v_l \} + g_{kl} \quad (4.4-b)$$

reescrevendo as Equações em forma simplificada vem que

$$i_{kj}^p = \underline{Y}_{kj}^p \cdot v_k^p - \underline{Y}_{kj}^f \cdot g_{kj} \quad (4.5-a)$$

$$i_{kl}^p = \underline{Y}_{kl}^p \cdot v_k^p - \underline{Y}_{kl}^f \cdot v_l + g_{kl} \quad (4.5-b)$$

onde

$$\underline{Y}_{kj}^p = \underline{Q}_{kj}^{-1} [\underline{Z}_{kj}^{-1}]^{-1} \underline{S}_{kj}^{-1} \quad (4.6-a)$$

$$\underline{Y}_{kl}^p = \underline{Q}_{kl}^{-1} [\underline{Z}_{kl}^{-1}]^{-1} \underline{S}_{kl}^{-1} \quad (4.6-b)$$

$$\underline{Y}_{kj}^f = \underline{Q}_{kj}^{-1} [\underline{Z}_{kj}^{-1}]^{-1} \quad (4.6-c)$$

$$\underline{Y}_{kl}^f = \underline{Q}_{kl}^{-1} [\underline{Z}_{kl}^{-1}]^{-1} \quad (4.6-d)$$

Substituindo as Eqs. 4.5-a e 4.5-b na Eq. 4.1 obtém-se, após isolar a tensão  $v_k$

$$v_k^p = \underline{Z}_{kk}^p \cdot \left\{ \sum [\underline{Y}_{kj}^f \cdot g_{kj}] + \sum [-g_{kl} + \underline{Y}_{kl}^f \cdot v_l] \right\} \quad (4.7-a)$$

$$\underline{Z}_{kk}^p = \left\{ \sum \underline{Y}_{kj}^p + \sum \underline{Y}_{kl}^p \right\}^{-1} \quad (4.7-b)$$

As Eqs. 4.7-a e 4.7-b definem a rede de ligação para sistemas de potência trifásicos. Observe que a rede de ligação para o caso trifásico possui a mesma estrutura que aquela mostrada na Fig. 3.3 sendo que a única diferença está na definição dos parâmetros da rede.

## 5 - SSP - PROGRAMA DE SIMULAÇÃO

Para testar a validade do método de simulação construiu-se um software para a simulação das redes digitais (SSP). Este software possui definido internamente os blocos digitais básicos que compõem a rede digital: FL, ZO, ZC, YL, YL, somadores, matrizes de transformação modo-fase e fase-modo e outros. Tudo que o usuário precisa fazer é interconectar estes blocos num arquivo de entrada através de uma numeração adequada dos nós, onde o bloco estará conectado. Além do arquivo de interconecção da rede, o usuário deve fornecer um segundo arquivo ao programa contendo a descrição dos parâmetros da rede no domínio s.

Como caso ilustrativo considere a energização de uma linha monofásica por uma fonte ideal e tendo o outro extremo aberto. O arquivo de interconexão da rede é

```

FL
7 2 ; nó entrada - nó saída
FL
2 3
INV ; INV - inversor
3 4
SOM ; SOM - somador
4 5 6 ;
SOM
5 6 7
OUT ; armazenar os nós
1 2
FIM

```

A Fig. 5.1 mostra os resultados da simulação do programa SSP para a rede acima, juntamente com os gerados pelo programa ATP [7].

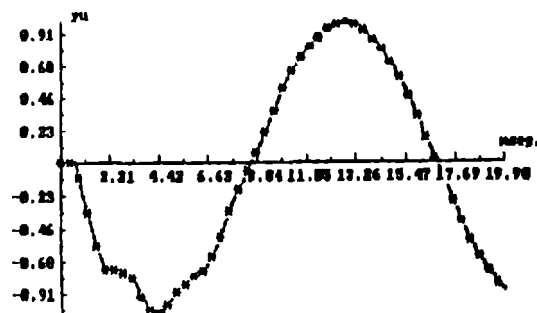


Fig 5.1- Comparação entre ATP e SSP

## 6 - SIMULAÇÃO EM TEMPO REAL

A configuração da Fig. 3-3a foi implementada em linguagem assembly do microprocessador TMS 320C25 [8]. Os parâmetros do sistema no domínio da variável discreta  $s$  são

determinados num microcomputador IBM PC compatível e transferidos para a placa com o DSP, onde se dá a simulação em tempo real.

A Fig. 6.1 compara os resultados gerados pela simulação em tempo real com os gerados pelo SSP. As distorções existentes entre as duas curvas estão no fato que a simulação no TMS é feita utilizando aritmética de ponto fixo e tamanho de palavras de 16 bits. O ganho alcançado por permitir estas pequenas distorções está no fato que o processo em tempo real foi simulado com uma taxa de amostragem de 4.6 KHz o que permite um alcance em frequência de 2.3 KHz [9]. Este alcance é comparável à resposta em frequência de grande parte dos transformadores convencionais de proteção.

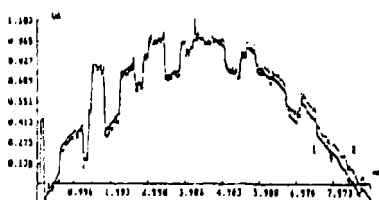


Fig. 6.1 - Comparação Entre o TMS e SSP

## 7 - CONCLUSÕES

Neste trabalho apresentou-se um método de geração automática das redes digitais para simulação de sistemas de potência: o método da rede de ligação. Embora tenha-se limitado aos modelos de linhas de transmissão e cargas a parâmetros concentrados, o método pode ser estendido a outros elementos do sistema. Situações que aparentemente invalidam o método podem ser contornadas modificando o modelo da linha de transmissão de modo a evitar os circuitos sem atraso.

Outros elementos do sistema merecem estudos no que diz respeito a sua modelagem digital, sobretudo modelos não lineares como os de transformadores, pára-raios, etc. .

A simulação destas redes em tempo real é outro objetivo que pretende-se alcançar através de uso de arquiteturas paralelas contendo processadores DSPs. Resultados apresentados neste trabalho mostraram a viabilidade de se atingir este resultado.

## AGRADECIMENTOS

Os autores agradecem aos órgãos financiadores que possibilitaram a realização deste trabalho: ONPq, Eletrobrás, FAPEMIG e SCT.

## REFERÊNCIAS

[1] H. W. Dommel, "Digital Computer Solution of Electromagnetic Transients in Single and Multiphase Networks". IEEE Trans. PAS-68, n<sup>o</sup> 4, Abril de 1985.

[2] W.D. Humpage e altri, "Z-Transform Electromagnetic Transient Analysis in Power systems", Proceedings IEE, Part C, vol. 127, n<sup>o</sup> 6, 1980, pag. 370-378.

[3] J. Szczipak e C. Pereira, "Sistema de Teste Automático para Relés de Proteção: Implementação de Redes Digitais Visando a Geração em Tempo Real dos Sinais de Testes". Anais do Terceiro ERLAO-05/89.

[4] J. Szczipak e C. A. Duque, "Teste de Relés de Proteção por Sinais de Falha com Espectro Conhecido-Simulação em Tempo Real". Anais do 1<sup>o</sup> Encontro Luso-Afro-Brasileiro de Planejamento e Exploração de Redes de Distribuição de Energia. Porto, Portugal (1991)

[5] J.Szczipak and S. K. Mitra, "Detection, Location, and Removal of Delay-Free Loops in Digital Filter Configurations". IEEE Trans. Acoustics Speech and Signal Processing. ASSP-23, pp 558-562, (Dec. 1975)

[6] L. M. Wedephol, "Applications of Matrix Methods to the Solution of Travelling Wave Phenomena in Polyphase Systems", Proceedings IEE, vol. 110, n<sup>o</sup> 12, 1966

[7] LEUVEN EMTF CENTER (LEC)- Alternative Transients Program Rule Book, 1987

[8] Texas Instruments- "TMS320C25 User's Guide", 1986

[9] A. V. Oppenheim e R. W. Schaffer, Digital Signal Processing, Prentice Hall, Englewood Cliffs, New Jersey, 1975

Jacques Szczipak formou-se em Eng. Elétrica em 1964 pela UFRJ. Em 1967 recebeu o título de M.Sc pelo programa de Engenharia Elétrica da COPPE-UFRJ e em 1975 o Título de Ph.D pela Universidade da Califórnia. De 75 a 77 trabalhou como professor do programa de Engenharia Elétrica da COPPE-UFRJ, recebendo o Título de Professor Titular em 77. De 77 a 85 trabalhou como pesquisador do Centro de Pesquisas da Eletrobrás (CEPEL). De 85 a 87 retornou ao Programa de Engenharia Elétrica da COPPE. Atualmente é Professor Titular do Departamento de Eng. Elétrica da PUC-RJ. Suas principais áreas de interesse são: Instrumentação Eletrônica, Processamento Digital de Sinais, Teoria de Circuitos e Simulação.

Carlos A. Duque formou-se em Eng. Elétrica em 1986 pela Universidade Federal de Juiz de Fora (UFJF). Em 1990 recebeu o Título de M. Sc. pela PUC-RJ. Atualmente é professor Assistente do Departamento de Engenharia Elétrica da UFJF. Suas áreas de interesse são: Instrumentação Eletrônica, Processamento Digital de Sinais, Simulação e Arquiteturas de Computadores.

# EQUILIBRIO CALIDAD TECNICA-RENTABILIDAD EN PROYECTOS DE LOS SISTEMAS DE TRANSMISION Y TRANSFORMACION

Walter Martínez M.  
CHILECTRA V Región S.A.  
Gral. Cruz 222  
Valparaíso

Juan Carlos Araneda T.  
COLBUN S.A.  
11 de Septiembre N° 2353 Piso 6  
Santiago

## RESUMEN

Este trabajo presenta la determinación de la solución técnica para resolver los problemas que enfrentaba el Sistema Eléctrico Costa de CHILECTRA V REGION, abarcando la expansión del sistema de transmisión y transformación en 110 y 66 kV que da suministro al Litoral Central y a Casablanca.

Para realizar el estudio de factibilidad de este proyecto se formó un grupo de trabajo multidisciplinario y autónomo, que utilizó una metodología estructurada para plantear alternativas de solución, efectuar su evaluación técnica y económica, y optimizar inversiones para satisfacer los requisitos de rentabilidad esperados por los accionistas de la empresa.

El proyecto fue implementado en su primera etapa (1988-1990) con una inversión de US\$ 1.8 millones.

## ABSTRACT

This paper presents the determination of the technical solution to solve the problems confronted by CHILECTRA V Region's Coast Electric System, including the expansion of the 110-66 kV transmission and transformation system that gives electricity supply to Litoral Central and Casablanca.

An autonomous multitask team was established to develop the feasibility study of this project. The team used a structured methodology to formulate solution alternatives, performing the technical and economic evaluation of the project and realizing the optimization of investments to satisfy the return on equity expectation of the company shareholders.

The first stage of the project (1988-1990) was realized with an investment of US\$ 1.8 millions.

## 1. INTRODUCCION

Cada día adquiere mayor importancia para las empresas eléctricas de distribución el desarrollo de proyectos en los sistemas de transmisión y transformación ya sea para satisfacer el crecimiento de la demanda abastecida por éste o para reducir los costos de suministro a través de compras en un nivel de voltaje superior.

Estos proyectos tienen como característica una elevada inversión inicial en comparación con los proyectos habituales en distribución y un bajo factor de utilización de las instalaciones durante los primeros años de funcionamiento. Esto conduce a buscar soluciones técnicas que cumplan con los criterios de calidad y continuidad de servicio exigidos por la autoridad y que además satisfagan las expectativas de rentabilidad esperada por los accionistas.

En este trabajo se presenta el caso del Proyecto Sistema Eléctrico Costa de CHILECTRA V Región S.A. que da suministro al Litoral Central y Casablanca, el cual presentaba condiciones especiales que hacían difícil compatibilizar la calidad técnica de las instalaciones con la rentabilidad del proyecto.

Estas condiciones se pueden resumir como:

- Localización de los consumos alejados del centro de carga del Sistema CHILECTRA V Región.
- Recargos por transmisión incluidos en las tarifas a clientes finales que corresponden a una longitud promedio de líneas del Sistema CHILECTRA V Región, inferior a la longitud de las líneas del Sistema Costa.
- Demanda máxima de naturaleza estacional en los meses de verano, que es un 75% mayor que la registrada en las horas de punta.

Para enfrentar este proyecto, se creó un grupo de trabajo multidisciplinario y autónomo con la participación de ingenieros especialistas en planificación, operación, diseño, comercialización y evaluación de proyectos. La metodología de trabajo consistió en efectuar un diagnóstico de los problemas que enfrentaría el Sistema Costa a partir de 1988, se plantearon alternativas de solución a los problemas detectados, los cuales fueron evaluados desde el punto de vista técnico y económico, finalizando con un proceso de optimización de inversiones para satisfacer los requisitos de rentabilidad esperados por la empresa.

## 2. ANALISIS DEL CASO SISTEMA ELECTRICO COSTA

### 2.2. DESCRIPCION DEL SISTEMA COSTA

El Sistema Eléctrico Costa comprende el conjunto de instalaciones de transmisión, transformación y distribución que dan suministro a los clientes de CHILECTRA V Región ubicados al sur de Valparaíso, en la zona costera denominada Litoral Central y en la comuna de Casablanca. En la figura N° 1 se muestra la disposición geográfica de las instalaciones eléctricas del Sistema Costa.

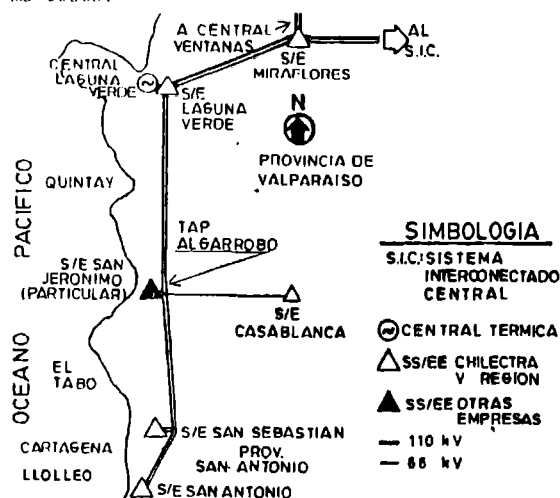


Fig. 1.- Instalaciones eléctricas Sistema Eléctrico Costa.

Para abastecer la zona CHILECTRA V REGION posee dos líneas de transmisión 66 kV simple circuito que en forma radial unen la subestación Laguna Verde con la subestación San Antonio.

Conectadas a estas líneas se encuentran las siguientes subestaciones receptoras: Casablanca, San Sebastián y San Antonio, además de la subestación San Jerónimo de propiedad de la empresa distribuidora que atiende la zona de Algarrobo. En el Cuadro N° 1 se resumen las principales características de las líneas de transmisión y subestaciones del Sistema Costa.

Las técnicas:

- La regulación de voltaje en barras 12 kV de subestaciones receptoras deberá ser inferior a 5%, para no exceder el límite de regulación fijado por la autoridad para el cliente final.
- Los transformadores de poder no serán sometidos a sobrecarga.
- Se consideró potencia firme en líneas de transmisión doble circuito.
- Se consideró que debía mantenerse el concepto de potencia firme en la subestación 110/66 kV Laguna Ver

#### CUADRO N° 1

#### CARACTERISTICAS DE LINEAS Y SUBESTACIONES DEL SISTEMA COSTA

##### CARACTERISTICAS DE LINEAS DE TRANSMISION

LINEAS 66 KV	TIPO ESTRUCTURA	TIPO CONDUCTOR	LONGITUD (KM)	CAPACIDAD TERMICA (MVA)
L. Verde-S. Antonio N°1	Metálica	Cu 2/0 AWG	57.3	45
L. Verde-S. Antonio N°2	Madera	Cu 1/0 AWG	58.0	39
Algarrobo-Casablanca	Metálica	Cu 2 AWG	18.0	29

##### CARACTERISTICAS DE LAS SUBESTACIONES

SUBESTACION	RELACION TRANSFORMACION	TRANSFORMADOR	CAPACIDAD (MVA)
Laguna Verde	110/66 kV	N° 1	34.5
Casablanca	66/12 kV	N° 1	5.0
San Jerónimo (Partic.)	66/12 kV	--	8.1
San Sebastián	66/12 kV	N° 1	7.0
		N° 2	3.5
San Antonio	66/12 kV	N° 1	10.0
		N° 2	10.0

Al momento de realizar el estudio el Sistema Costa daba suministro a 26 732 clientes, equivalente a un 11% del total de CHILECTRA V Región, de los cuales un 92% son clientes residenciales. Las ventas de energía anuales eran de 71 436 MWh, lo que representaba un 8.5% del total de ventas de CHILECTRA V Región, de las cuales el 58% fue demandado por 7 mayores clientes de la zona.

La demanda máxima del Sistema Costa era de 25.8 MVA con un factor de carga cercano al 40%, la cual se produce típicamente en el mes de febrero producto de la población turística flotante que acude a las playas y balnearios de la zona.

#### 2.2. DIAGNOSTICO DEL SISTEMA COSTA

La proyección de demanda del Sistema Costa se realizó tomando como base las proyecciones individuales por subestación, calculadas a partir del análisis del crecimiento histórico de la demanda y de aspectos cualitativos tales como el desarrollo potencial de las actividades económicas asociadas al puerto de San Antonio, las expectativas de desarrollo industrial y agroindustrial de Casablanca y el potencial turístico del Litoral Central. La tasa de crecimiento promedio resultante para la demanda del Sistema Costa fue de un 4% anual.

El análisis del comportamiento eléctrico del Sistema Costa se realizó considerando los resultados de los flujos de potencia proyectados para los siguientes 10 años, en condiciones de operación normales y de contingencia, y teniendo en cuenta las siguientes premi-

de debido a que el suministro de todo el Sistema Costa depende de dicha unidad transformadora. Cabe destacar que esa unidad era un banco de autotransformadores monofásicos con una unidad de reserva.

El diagnóstico permitió detectar los siguientes problemas para el año 1990 a partir de los resultados presentados en el Cuadro N° 2 para el período 1988-1997:

- Se excede en 10% la capacidad máxima del sistema de transmisión-transformación (29 MVA) determinada por regulación de voltaje en las subestaciones receptoras. Debido a esto la regulación de voltaje en barras 12 kV de los transformadores N° 2 de las subestaciones San Antonio y San Sebastián quedan fuera del rango permisible de 5%.
- Se alcanza un nivel crítico de carga de 97% en el autotransformador de la subestación Laguna Verde y de 95% en el transformador N° 2 de la subestación San Antonio.

Las causas de los problemas antes indicados corresponden a las siguientes:

- Ninguno de los transformadores del Sistema Costa cuenta con cambiador de derivaciones bajo carga (CDBC)
- Longitud de las líneas de transmisión 66 kV, conjuntamente con la distribución de cargas en ella (un 65% de la carga se demanda en el extremo final).
- Imposibilidad de continuar regulando voltaje por medio de compensación reactiva (en total 10.2 MVAR instalados en las subestaciones receptoras), que se conectan automáticamente en bloques discretos de acuerdo a una consigna de voltaje en barras.

CUADRO N° 2

DIAGNOSTICO SISTEMA COSTA (1988-1997)

REGULACION DE VOLTAJE EN BARRAS FUERA DE RANGO

SUBESTACION	TRANSF.	REGULACION (%)		AÑO CRITICO
		LIMITE	CALCULADA	
Laguna Verde	N° 1	1.1	3.6	1990
Casablanca	N° 1	5.0	5.0	1991
San Sebastián	N° 1	5.0	5.0	1991
	N° 2	5.0	5.1	1990
San Antonio	N° 1	5.0	5.0	1991
	N° 2	5.0	7.8	1990

TRANSFORMADORES DE PODER CON CAPACIDAD EXCEDIDA

SUBESTACION	TRANSF.	CAPACIDAD (MVA)		AÑO CRITICO
		(NVA)		
Laguna Verde	N° 1	34.5		1991
Casablanca	N° 2	5.0		1996
San Sebastián	N° 1	7.0		> 1997
	N° 2	3.5		1996
San Antonio	N° 1	10.0		1992
	N° 2	10.0		> 1997

CAPACIDAD DE TRANSMISION POR REGULACION DE VOLTAJE

LINEA 66 KV	CAPACIDAD (MVA)		AÑO CRITICO
	TERMICA	POR REGUL.	
L. Verde-S. Antonio N°1	45	22	1992
L. Verde-S. Antonio N°2	39	20	1994

Un aspecto que se tuvo en cuenta en el análisis de los problemas mencionados y posteriormente en la búsqueda de las soluciones fue el comportamiento de la demanda del Sistema Costa, que se muestra a través de su curva de duración en la figura N° 2.

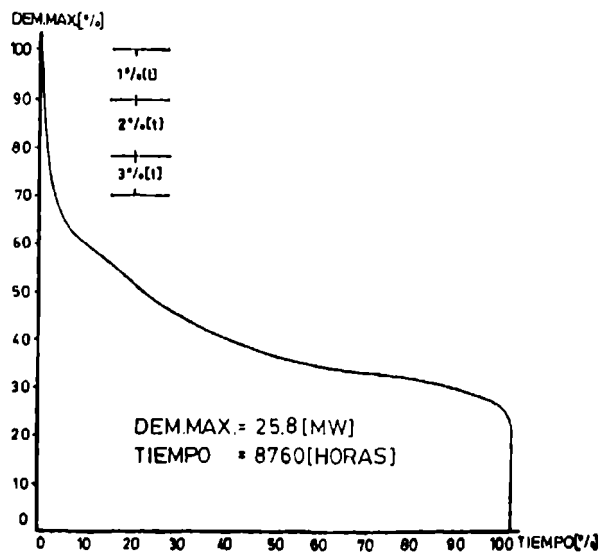


Fig. 2.- Curva de duración de la demanda Sistema Eléctrico Costa año 1967.

Las principales características son las siguientes:

- Demanda máxima del sistema en el mes de febrero (en horas fuera de punta del Sistema Interconectado Central), la cual supera en un 75% la demanda máxima en horas de punta.
- Fluctuaciones de demanda diaria de 115% entre mínima y máxima en el período de demanda máxima.
- Curva de duración anual que muestra que el sistema tiene una demanda superior al 90% de la máxima en sólo un 1% del tiempo y una demanda superior al 70% de la máxima en un 3% del tiempo.

Adicionalmente se efectuó un análisis del estado de conservación de las instalaciones concluyéndose que la Línea Laguna Verde-San Antonio 66 kV N° 2 requería del reemplazo del 40% de su postación de madera debido a que éstas presentaban signos de pudrición que habían disminuido a un 88% la tensión mecánica de diseño.

3. METODOLOGIA DE SOLUCION A LOS PROBLEMAS DEL SISTEMA COSTA

Con el fin de resolver los problemas previstos para el Sistema Costa se consideró un horizonte de estudio de 25 años (1990-2015) y se utilizó la metodología estructurada en el Cuadro N° 3 que consideró los siguientes aspectos:

- Se plantearon macroalternativas de acuerdo al desarrollo del sistema de transmisión y transformación. Una vez definidos los costos de inversión y los beneficios asociados a cada una de ellas se realizó su evaluación económica preliminar, descartándose aquellas que presentaban índices de rentabilidad menores a los entregados por estudios anteriores que recomendaban desde el punto de vista técnico una alternativa del tipo C con una inversión actualizada de 9 millones de US\$.
- A partir de las macroalternativas que resultaban más convenientes (A, B y C) se generaron alternativas de solución específicas, las que se analizaron mediante modelación con flujos de potencia para determinar su alcance en el tiempo. Conjuntamente con lo anterior fue necesario confeccionar presupuestos de obras modulares de manera de disponer de una base de comparación común en la determinación de las inversiones.
- Debido a que la mayor parte de las alternativas de solución planteadas (con excepción de C1) no tenían un alcance en el tiempo que superara el horizonte de estudio, fue necesario definir programas de obras que combinaban las alternativas para resolver esta limitación.

**CUADRO N° 3**

**GENERACION DE ALTERNATIVAS DE SOLUCION**

<b>1. MACROALTERNATIVAS:</b>						
<u>TRANSMISION</u>			<u>TRANSFORMACION</u>			
A.-	Mantiene 66 kV				Aumenta capacidad 110/66 kV con CDBC	
B.-	Línea 110 kV L. Verde-Algarrobo				Nueva S/E 110/66 kV con CDBC en Algarrobo	
C.-	Línea 110 kV L. Verde-San Antonio				Nueva S/E 110/12 kV en San Antonio	
D.-	Línea 110 kV Miraflores-Casablanca				Nueva S/E 110/66 kV con CDBC en Casablanca	
E.-	Línea 110 kV San Pedro-San Antonio				Nueva S/E 110/12 kV en San Antonio y Casablanca	
F.-					Unidad turbinas en San Antonio	
G.-	Interconexión San Antonio con sistema ENDESA-Rapel.					
<b>2. ALTERNATIVAS</b>						
A:	A1 - Mejoras y refuerzo de conductor de Línea L. Verde-S. Antonio N° 2					
	A2 - Línea 2 x 110 kV operada en 66 kV L. Verde-Algarrobo (1 circuito)					
	A3 - Línea 2 x 110 kV operada en 66 kV L. Verde-Algarrobo (2 circuitos)					
B:	B1 - S/E 110/66 kV 60 MVA con CDBC en Algarrobo					
	B2 - S/E 110/66 kV 60 MVA con CDBC y 34.5 MVA en Algarrobo					
C:	C1 - Línea 2 x 110 kV Laguna Verde-San Antonio					
<b>3. PROGRAMAS DE OBRAS:</b>						
		<u>1990</u>	<u>1995</u>	<u>2000</u>	<u>2005</u>	<u>2010</u>
1:	A1	A3	B1	B2	C1	
2:	A2	A3	B1	B2	C1	
3:	A3	A3	B1	B2	C1	
4:	B1	B1	B1	B2	C1	
5:	C1	C1	C1	C1	C1	

Para los programas de obras N° 1 al N° 5 se cuantificaron sus inversiones, costos de operación y mantenimiento y costo de las pérdidas eléctricas, con el fin de determinar el costo actualizado de cada uno de ellos. En el Cuadro N° 4 se presentan estos resultados.

Paralelamente se cuantificaron los beneficios por venta de potencia y energía por subestación, considerando sus respectivas tasas de crecimiento de la demanda, cuyo valor actualizado correspondía al costo máximo que permitía rentar los programas de obras con una tasa de 10%. Este valor alcanzaba la suma de MUS\$ 5 200.

**CUADRO N° 4**  
**INVERSIONES Y COSTOS PROGRAMAS DE OBRAS**

PROGRAMAS DE OBRAS	INVERSION INICIAL (MILES US\$)	INVERSION ACTUALIZADA (MILES US\$)	COSTO ACTUALIZADO (MILES US\$)
1	2 970	6 144	5 375
2	4 980	6 653	5 679
3	5 605	6 888	5 856
4	6 245	6 944	5 977
5	8 220	8 612	7 587

Como se aprecia en el Cuadro N° 4 el costo actualizado de todos los programas de obras superaban el monto máximo de MUS\$ 5 200, en consecuencia ninguno de ellos era rentable para la empresa.

**4. REFORMULACION DE LAS ALTERNATIVAS DE SOLUCION**

En vista de los resultados obtenidos existían dos

estrategias para resolver el problema:

- a) Solicitar a la autoridad una revisión de las tarifas eléctricas aplicadas a los clientes de precio regulado y empresas distribuidoras en la zona abastecida por el Sistema Costa.
- b) Redefinir las premisas técnicas aplicables al Sistema Costa en condiciones de contingencia, aceptando la posibilidad de no contar con potencia firme en líneas de transmisión en algunos periodos del horizonte de estudio.

Se determinó en una primera etapa utilizar la segunda estrategia debido a que la estadística de desconexiones forzadas en la Línea 66 kV Laguna Verde-San Antonio indicaba una probabilidad de falla muy baja durante las horas de demanda máxima del Sistema Costa, también a la fecha de realización del estudio se determinó que ante una salida de servicio de la Línea 66 kV N° 1 el sistema de transmisión sólo podría abastecer una carga equivalente al 78% de la demanda máxima, situación que estaría presente en el 2% de las horas del año. Cabe destacar además, que ninguna de las subestaciones del Sistema Costa contaba con transferencia automática en 66 kV.

En consecuencia se reformularon los programas de obras antes indicados considerando restricciones de potencia firme en líneas de transmisión, reutilizando equipos existentes y optimizando obras específicas, lo que derivó en 3 programas de obras reformulados a partir de los programas de obras N° 1, 4 y 5. Las inversiones y costos actualizados de estos programas se muestran en el Cuadro N° 5

**CUADRO N° 5**  
**INVERSIONES Y COSTOS PROGRAMAS DE OBRAS REFORMULADOS**

PROGRAMAS DE OBRAS	INVERSION INICIAL (MILES US\$)	INVERSION ACTUALIZADA (MILES US\$)	COSTO ACTUALIZADO (MILES US\$)
1R	1 810	4 823	4 257
4R	4 360	5 424	4 538
5R	5 990	7 423	6 370

La evaluación económica de estos programas permitió determinar sus índices de rentabilidad, que se presentaban en el Cuadro N° 6.

**CUADRO N° 6**  
**EVALUACION ECONOMICA DE LOS PROGRAMAS DE OBRAS REFORMULADOS**

PROGRAMAS DE OBRAS	VAN (10%) (MILES US\$)	TIR (%)
1R	943	12.4
4R	662	11.2
5R	- 1 170	8.4

Además se efectuó una análisis de sensibilidad de la evaluación económica ante variaciones de los montos de inversión, presencia de una carga puntual de 5 MW en San Antonio y horizonte de evaluación.

El análisis económico permitió concluir que el mejor programa de obras corresponde al 1R, que presenta el menor costo actualizado, la menor inversión inicial y los mejores índices de rentabilidad. Desde el punto de vista técnico este programa de obras presenta la mejor adaptación de la capacidad instalada respecto a la demanda, debido a que la construcción de las obras se efectúan en el momento previo a que el sistema presente déficit de capacidad o problemas de regulación de voltaje derivados del crecimiento de la demanda. La figura N° 3 muestra gráficamente esta situación

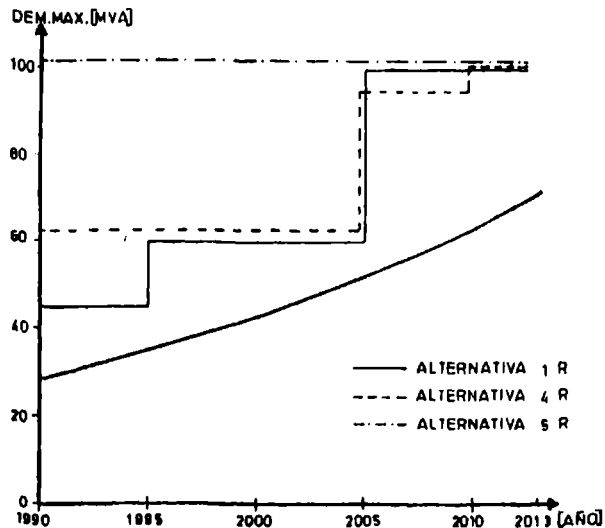


Fig. 3.- Adaptación de la capacidad instalada a la demanda del Sistema Costa.

En las figuras N° 4 y N° 5 se presentan los diagramas unilineales simplificados correspondientes a la situación que presentaba el Sistema eléctrico Costa antes del Estudio y la situación proyectada para 1990 correspondiente al programa de obras 1R.

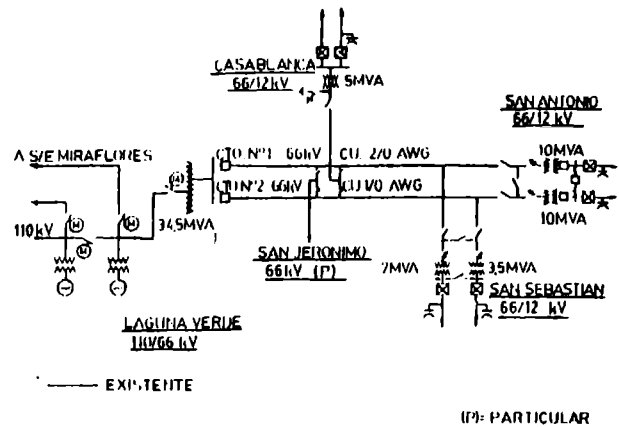


Fig. 4.- Diagrama Unilineal Sistema Eléctrico Costa situación Existente en 1987.

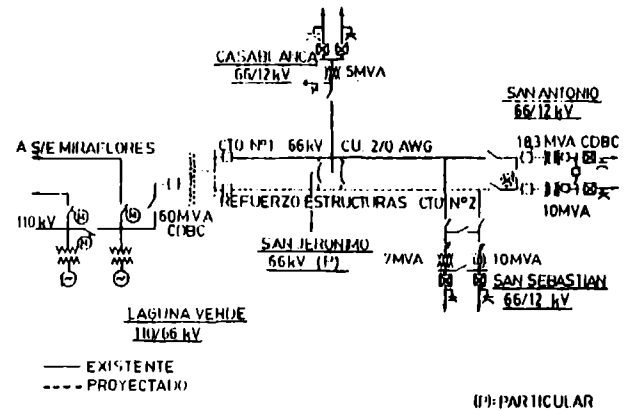


Fig. 5.- Diagrama Unilineal Sistema Eléctrico Costa situación Proyectada 1990.

**5. CONCLUSIONES**

- Para cualquier empresa de distribución eléctrica los recursos financieros son escasos, esto tiene mayor importancia en el caso de proyectos en los sistemas de transmisión y transformación debido al nivel de inversiones involucrado y al bajo factor de utilización de las instalaciones durante los primeros años. En consecuencia la materialización de un proyecto debe estar sustentada por un estudio que asegure un adecuado equilibrio entre calidad técnica y rentabilidad.
- El desarrollo del estudio del proyecto Sistema Eléctrico Costa mediante un grupo de trabajo multidisciplinario permitió no sólo alcanzar la meta fijada de dar una solución global a los problemas que presentaría el suministro a partir de 1990, de déficit de capacidad de las instalaciones, deficiente regulación de voltaje a clientes finales y deterioro progresivo de las instalaciones de transmisión, obteniéndose una rentabilidad adecuada, sino que

además se obtuvo una serie de resultados adicionales entre los cuales se encuentra la definición de un criterio de tarificación a grandes clientes fuera de punta y disponer de costos modulares para obras en sistemas de transmisión y transformación aplicables a futuros estudios.

- c) Este proyecto fue desarrollado en su primera etapa (1988-1990) con una inversión encuadrada en el presupuesto y donde destacaban las siguientes obras :

1988 Instalación banco de condensadores en S/E Casablanca operados automáticamente de acuerdo al voltaje en barras 12 kV.

1989 Refuerzo de estructuras y aislación Líneas 66 kV Laguna Verde-San Antonio N° 1 y N° 2.

1990 Puesta en servicio de la nueva Subestación Laguna Verde 110/66 kV con una potencia de 60 MVA a través de un banco de autotransformadores monofásicos con CDBC. La subestación cuenta además, con un sistema de teled medida y telecomando desde el Centro de operaciones del Sistema de CHILECTRA V Región.

1991 Se pondrá en servicio la obra de aumento de capacidad de la subestación San Antonio 66/12 kV mediante la instalación de un transformador de 18.3 MVA con CDBC.

#### BIOGRAFIA DE LOS AUTORES

Walter Martínez M.: Ingeniero Civil Electricista de la Universidad de Chile (1981), Diplomado en Ingeniería Industrial de la Universidad Católica de Valparaíso (1986), OPI LTDA. (1978-1980) desempeñándose como Ingeniero de Proyectos en el área eléctrica, ingresó a CHILECTRA V Región en 1981, desempeñándose en los cargos de Ingeniero de distribución primaria, Jefe de Estudios y (desde 1987) en el cargo de Jefe del Departamento de Ingeniería Eléctrica.

Juan Carlos Araneda T.: Ingeniero Civil Electricista de la Universidad Técnica Federico Santa María (1983), ayudante de investigación Departamento Electrónica UTFSM (1983), CHILECTRA V Región (1984-89) desempeñándose en los cargos de Ingeniero de Análisis de Gestión en la Gerencia Comercial, Ingeniero de Estudios en la Gerencia Técnica e Ingeniero de Planificación y en COLBUN S.A. (desde 1989) en el cargo de Ingeniero del Departamento de Planificación.



EXPERIENCIA EN EL USO DE TRANSFORMADORES DESFASADORES  
EN EL SISTEMA ELÉCTRICO TOCOPILLA-CHUQUICAMATA

E. Cúneo H. - M. Sepúlveda C.  
Superintendencia Servicios Eléctricos  
CODELCO-CHILE División Chuquicamata  
CHUQUICAMATA

RESUMEN

Debido al aumento de la capacidad de transmisión y generación del Sistema Eléctrico Tocopilla Chuquicamata, lo cual se tradujo en la incorporación de dos Transformadores Desfasadores o Boosters, la Superintendencia Servicios Eléctricos de CODELCO-CHILE División Chuquicamata, desarrolló numerosos estudios tendientes a determinar con exactitud la influencia de estos nuevos equipos en la operación del sistema eléctrico. Dada la experiencia recogida con su incorporación, se dan a conocer algunos aspectos técnicos de los equipos, como también resultados de ciertos estudios de la operación del sistema eléctrico.

ABSTRACT

Due the increase of the transmission and generation capacity of Tocopilla-Chuquicamata's Electric System which lead to the incorporation of new regulated appliances of the active power flow, the so called drillers transformers, the Electrical Department of Chuquicamata Division developed many studies leading to determine exactly the influence in the operation of the electrical system of these new equipment. Due to the given experience in this actual article some performed studies are shown as the obtained results included in the practical way as the theoretical one.

1. INTRODUCCION

Producto de la caída de las leyes minerales, y ante la necesidad de mantener los niveles de producción de la División Chuquicamata, CODELCO-CHILE ha debido realizar cuantiosas inversiones con el fin de aumentar su capacidad de tratamiento de mineral. Esto último se tradujo en aumentos significativos en la demanda por energía eléctrica, lo cual llevó a modificar la capacidad instalada de generación como de transmisión del sistema eléctrico. Este aumento en la capacidad de generación y transmisión se manifiesta entre otras cosas, en la incorporación de autotransformadores desfasadores, los únicos existentes en el país, los cuales por ser de características operativas bien determinadas, lo hacen ser de un interés especial. El presente artículo tiene por objetivo dar a conocer la experiencia ganada por profesionales de la Superintendencia Servicios Eléctricos de la División Chuquicamata, en el estudio y operación del sistema eléctrico, que incorpora estos nuevos equipos.

2. SISTEMA ELÉCTRICO TOCOPILLA-CHUQUICAMATA

CODELCO-CHILE, a través de sus Divisiones Tocopilla y Chuquicamata, es responsable de la operación y mantención del Sistema Eléctrico, constituido por la Central Termoeléctrica Tocopilla (CTT), líneas de transmisión y sistema de distribución al interior del Mineral.

Hasta el año 1978 el sistema eléctrico de transmisión estaba constituido por tres (3) líneas de transmisión en 110 kV, con una potencia instalada en la Central Termoeléctrica Tocopilla de 255 MW.

El diagrama unilíneal de la Figura Nº 1 muestra la red equivalente para el año indicado.

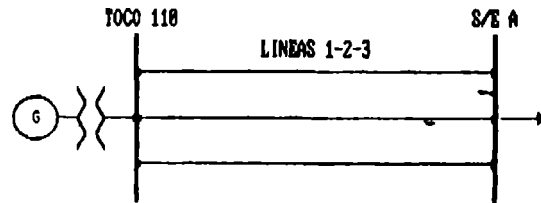


Fig. Nº 1: Sistema Eléctrico Tocopilla-Chuquicamata, Año 1978

Para satisfacer la mayor demanda de energía eléctrica, debido al aumento de la capacidad de tratamiento de mineral, el año 1986 se inicia la ejecución del proyecto "Expansión Sistema Eléctrico Tocopilla-Chuquicamata". Simultáneamente a ello se determina su conexión al Sistema Eléctrico EDELNOR, dando origen así al denominado "Sistema Interconectado del Norte Grande (SING)".

Este proyecto contempló la construcción de dos líneas de transmisión en 220 kV, adicional a las de 110 kV existentes, más la puesta en servicio de dos unidades generadoras de 125 MW cada una en Tocopilla.

El diagrama unilíneal de la Figura Nº 2 muestra un esquema simplificado del actual sistema eléctrico.

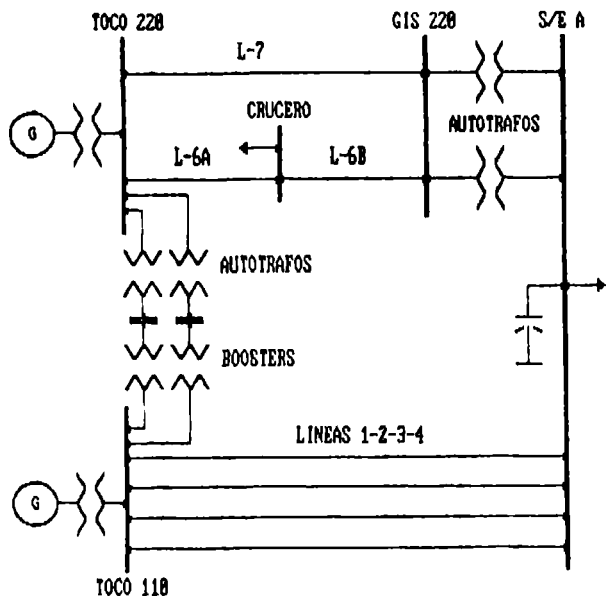


Fig. Nº 2: Diagrama Unilineal Simplificado del Actual Sistema Eléctrico Tocopilla-Chuquicamata

Para conectar las barras de 110 y 220 kV en Tocopilla se instalaron dos autotransformadores de 100 MVA, 220/110 kV cada uno, con cambio de derivaciones bajo carga. Asimismo, en Chuquicamata se instalaron dos unidades de 120 MVA cada una, 220/100 kV, también con cambiadores de taps bajo carga.

Adicionalmente, en Tocopilla se instalaron dos transformadores desfasadores en serie con los autotransformadores en el nivel de 110 kV.

Uno de los circuitos de 220 kV se interrumpe y se conecta a la S/E Crucero, permitiendo con esto transmitir parte de la energía generada por la Central Tocopilla hacia Pozo Almonte y Mejillones.

### 3. TRANSFORMADORES DESFASADORES (BOOSTERS)

La existencia de un sistema de transmisión con circuitos en distintos niveles de tensión y en paralelo, plantea la necesidad de regular el flujo de potencia activa para modificar la distribución natural de la carga, la cual generalmente no corresponde a la distribución óptima, esto es mínimas pérdidas de transmisión con adecuado perfil de tensiones.

Para este propósito, el sistema eléctrico Tocopilla-Chuquicamata cuenta con dos transformadores desfasadores en el nivel de 110 kV, instalados en CTT, cuyas características principales se entregan en la Tabla Nº 1.

Potencia Nominal: 100/70 MVA (ONAF/ONAN)

#### Tensiones y Corrientes (ONAF/ONAN)

Devanado	Tensión(kV)	Corriente(A)
Posición 1	114,9	503/352
AT Posición 8	111,4	518/363
Posición 16	110,0	525/367
BT	110,0	525/367

Número Derivaciones	: 16
Impedancia (Posición 1)	: 4,5%
Pérdidas en Vacío	: 24 KW
Pérdidas Cortocircuito (Pos. 1):	135 KW

Tabla 1: Características Técnicas Boosters

Para producir la modificación en el flujo de potencia activa, el transformador desfasador introduce una tensión en cuadratura con la tensión primaria, de tal forma que de la suma fasorial resultante se obtiene un voltaje secundario de magnitud y fase regulable.

Para entender lo anterior considérese el esquema indicado en la Figura Nº 3.

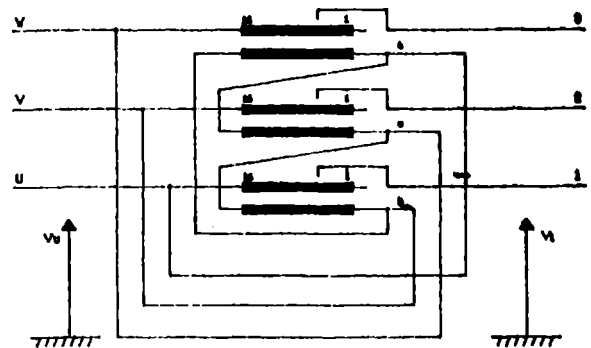


Fig. Nº 3: Diagrama de Conexión Transformadores Desfasadores

Con el esquema de conexión indicado en la Figura Nº 3, es posible obtener un desfase máximo entre primario-secundario de  $16,70^\circ$  a través de 16 escalones; el taps final de operación del equipo quedará fijado de acuerdo a las condiciones de operación del Sistema Eléctrico. La Tabla #2 indica los desfases asociados a cada paso, de cada uno de los Boosters.

Pos.	Desfase	Pos.	Desfase	Pos.	Desfase
1	16,70	6	11,31	12	4,58
2	15,65	7	10,21	13	3,44
3	14,58	8	9,09	14	2,29
4	13,50	9	7,97	15	1,15
5	12,41	10	6,85	16	0,00
		11	5,71		

Tabla 2: Desfases Asociados a cada Paso

### 3.1 Ajuste de la Relación de Transformación

El cambio de derivaciones se efectúa a través de un cambiador de taps bajo carga que permite variar la tensión y el ángulo de fase en el lado secundario del equipo.

El cambiador de taps es del tipo contactos escalonados con resistencia de paso. Está instalado en un recipiente aislante bajo presión, separado del estanque del transformador, pudiendo conducir permanentemente 1,1 veces la corriente nominal máxima, y su vida útil es función de la corriente de carga y la cantidad de conmutaciones.

Cada conmutación bajo carga genera un calentamiento del aceite en el estanque del cambiador de taps, debido a las pérdidas en las resistencias de paso. En transformadores con un número normal de conmutaciones, la elevación de temperatura es reducida debido a la buena conducción del calor en el estanque del cambiador de taps. En transformadores con un número alto de conmutaciones, la elevación de temperatura es mayor, por lo cual se establece limitar el número de operaciones, según se muestra en la Tabla #3.

CORRIENTE EN DERIVACION DEL TRAF0	TENSION POR ESCALON DEL TRAF0	POTENCIA POR ESCALON DEL CONMUTADOR	Nro. CONMUTACIONES POR HORA	
			PROM.	MAX. INTER.
500 A	0,5 KV	0,10 MVA	75	210
	1,1 KV	0,22 MVA	35	95
500 A	1,1 KV	0,33 MVA	25	75
	1,5 KV	0,55 MVA	15	45
500 A	1,1 KV	0,55 MVA	15	45
	1,5 KV	0,75 MVA	10	35

Tabla 3: N° de Conmutaciones según nivel de Corriente

El cambiador de taps bajo carga incluye una protección contra ondas de presión que permite detectar desperfectos, así como evitar un crecimiento peligroso de la presión en el estanque durante fallas. Este dispositivo actúa sobre un contacto de acción rápida que da orden de operación a los interruptores de potencia; si la presión continúa aumentando, se abre una válvula de escape.

### 3.2 Equipos de Supervisión:

Los transformadores desfasadores cuentan con los dispositivos habituales de supervisión que se usan en transformadores de poder, como ser:

- Relé Bucholz
- Detección sobrettemperatura de aceite
- Detección sobrettemperatura devanados
- Control nivel de aceite

- Control circulación del aceite
- Control de circulación de agua
- Protección de sobrepresión en el estanque del transformador

## 4. MODELACION TEORICA DE LOS DESFASADORES

Producto de la incorporación de estos nuevos equipos, como a la necesidad de disponer de una herramienta computacional que permitiese estudiar y apoyar la operación del Sistema Eléctrico, la Superintendencia Servicios Eléctricos desarrolló un programa de Flujo de Carga que simula la operación de los desfasadores y de los autotransformadores dentro del sistema. La modelación de cada uno de estos equipos se hizo como función de la posición del cambiador de taps.

Para entender la modelación de los desfasadores, considérese el siguiente esquema:

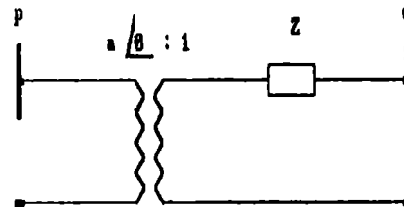


Fig. N° 4: Representación Simplificada de los Desfasadores

De la red simplificada mostrada en la Figura N° 4, los valores de la matriz de admitancia de barra asociada a las barras "p" y "q" son:

$$Y_{pp} = \sum_{\substack{i=1 \\ i \neq p}}^n y_{ii} + \frac{1}{z * a^2} \quad (1)$$

$$Y_{qq} = \sum_{\substack{i=1 \\ i \neq q}}^n y_{ii} + \frac{1}{z} \quad (2)$$

$$Y_{pq} = \frac{1}{z * a \angle -\theta} \quad (3)$$

$$Y_{qp} = \frac{1}{z * a \angle \theta} \quad (4)$$

Como un caso especial de los tradicionalmente encontrados en el estudio de sistemas eléctricos de potencia, se tiene de (3) y (4) que:

$$Y_{pq} \neq Y_{qp} \quad (5)$$

Lo expresado en (5) implica que la matriz de admitancia de barra de sistemas no es simétrica respecto de la diagonal principal, por lo que los métodos tradicionales de inversión, y que hacen uso de la simetría de la matriz no son directamente aplicables. Ante esto, y puesto que se requerirá una herramienta de análisis off-line, se optó por utilizar un método de inversión clásico que considera a la matriz globalmente.

Aún cuando no se ha indicado directamente, la obtención del desfase artificial como función de cada taps obliga a una alteración en la razón de vueltas equivalentes del devanado serie (ver Figura Nº 3), lo cual se traduce necesariamente en dos eventos significativos.

- Variación en la razón de magnitudes de tensión entre el primario y el secundario del equipo.
- Alteración de la impedancia de cortocircuito equivalente, lo cual variará de acuerdo al taps de operación. Un ejemplo concreto de esto corresponde al taps 16, en el cual el primario y secundario quedan directamente unidos, esto es, igualdad de tensión en magnitud y fase.

Los dos hechos indicados anteriormente se reflejan en la ecuaciones (1) a la (4), en que los factores "a" y "z" se alteran en la medida en que se varíe el taps del equipo. Ante lo anterior, y con el fin de obtener una mayor exactitud en las simulaciones, se optó por incorporarlas como función del taps.

En el caso de la impedancia serie "z", incorporarla como función del taps, en un principio esto no fue posible dado que no se disponía del valor de ella de acuerdo al paso, salvo en las posiciones 1 ( $Z=4,5\%$ ) y 16 ( $Z=0\%$ ). Ante esto, se optó por estimar los valores de los pasos intermedios, a partir de los valores conocidos en los pasos 1 y 16. El desarrollo matemático para obtener "z" como función de los taps, se entrega en el Apéndice.

## 5. ESTUDIOS Y CASOS PRACTICOS

### 5.1 Influencia de los Desfasadores en la Operación del Sistema Eléctrico:

Para entender la influencia de los desfasadores dentro de la operación del sistema eléctrico, se ha considerado de interés la presentación de dos casos, los cuales reflejan claramente la influencia de los equipos estudiados, como las cualidades de los métodos teóricos desarrollados para simular la operación del sistema eléctrico. Los casos estudiados son los siguientes:

### a) Operación del Sistema Eléctrico en condiciones normales, Desfasadores en Taps 3 (14,58°).

El diagrama unilíneal de la Figura Nº 5 indica los valores de las principales variables del sistema eléctrico, determinados tanto por el programa de flujo de carga, como los reales obtenidos a través del Sistema SCADA.

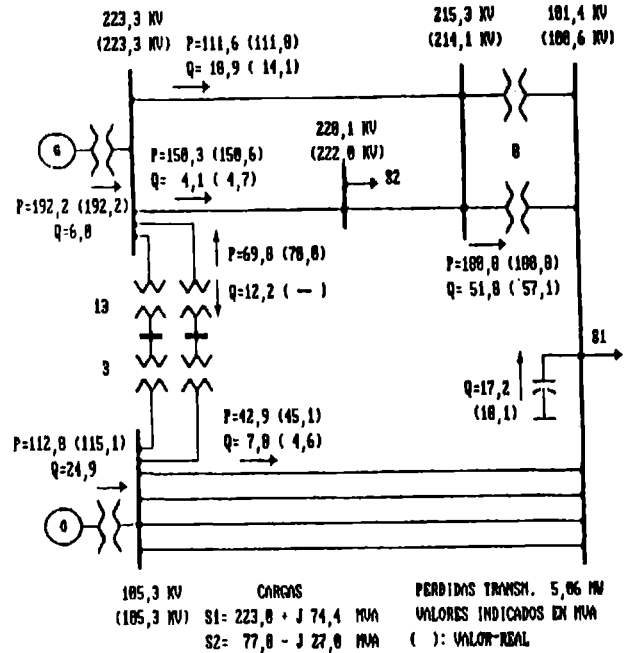


Fig. Nº 5: Flujo de Carga Sistema Eléctrico Tocopilla-Chuquicamata

### b) Operación Sistema Eléctrico con Desfasadores en Taps 16 (transmisión natural).

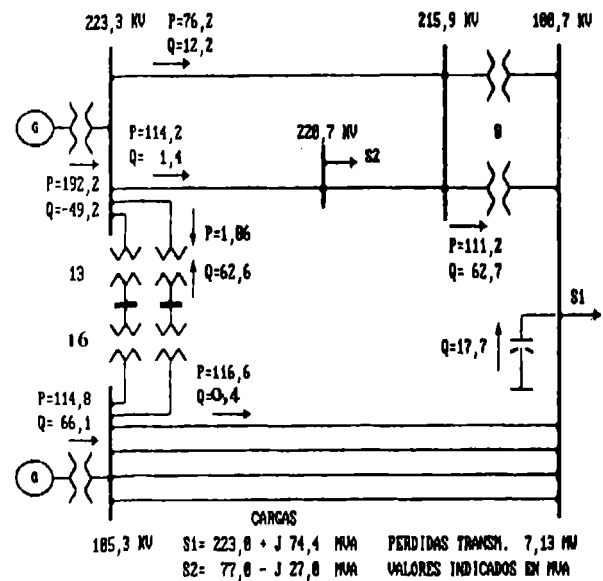


Fig. Nº 6: Operación Sistema Eléctrico con Transmisión Natural de Potencia

La Figura Nº 6 muestra los valores alcanzados por las variables del sistema eléctrico, al cambiar únicamente los taps de los desfases a taps 16, esto es desfase 0° entre primario y secundario, para el mismo nivel de carga del caso a). Los resultados indicados fueron obtenidos vía simulación.

De los dos casos mostrados se deduce:

- La modelación teórica de los diversos equipos de regulación del sistema eléctrico han permitido obtener resultados que se asemejan bastante a los reales. Esto ha sido demostrado en los resultados indicados como en otras tantas simulaciones que han debido realizarse para apoyar la gestión de la operación del sistema eléctrico.
- La modificación de los taps de los boosters origina una alteración de las potencias activas transmitidas por el sistema de 220 y de 110 kV. Esto redundará necesariamente en una alteración de las pérdidas de transmisión.
- La modificación en las potencias reactivas que circulan por el sistema resulta ser un efecto lateral de la modificación de los taps de los boosters, en efecto, el hecho de transmitir más o menos potencia por uno u otro sistema, origina una modificación en las pérdidas reactivas por las líneas, las cuales se traducirán, dependiendo de las potencias a transmitir, en alteraciones de importancia en las tensiones de barras. Producto de esto, es que en la práctica cada dos o tres pasos de los desfases, y dependiendo del nivel de demanda del sistema, se regula tensión con los generadores de Tocopilla o con los autotransformadores existentes en el sistema.

## 5.2 Minimas Pérdidas de Transmisión:

En los diagramas unilineales mostrados en las Figuras Nº 5 y Nº 6, se indica claramente como, se alteran las pérdidas de transmisión al cambiar los taps de los boosters. Dada la importancia de este punto, se desarrolló un programa computacional que permite determinar los ajustes de las diferentes variables de control del sistema, incluyendo los desfases, de manera que para un determinado nivel de demanda, se opere con mínimas pérdidas de transmisión.

Una aplicación concreta de lo anterior se explica en [1], y corresponde a un caso práctico realizado en Septiembre 1989. En dicha fecha, la unidad generadora base conectada a la barra de 220 kV de Tocopilla, sale a mantención general por un periodo aproximado de 35 días. Producto de esto, se realizó un estudio tendiente a determinar la posición de taps de los desfases y autotransformadores, con el fin de obtener mínimas pérdidas de transmisión

con un adecuado perfil de tensiones. Los resultados del estudio se informaron a personal de Tocopilla, quienes modificaron los taps de los desfases. Esto llevó a una alteración en el nivel de pérdidas del sistema.

La Figura Nº 7 muestra la variación de las pérdidas diarias de transmisión, tanto reales como estimadas, estas últimas de no modificar los taps de los equipos de regulación.

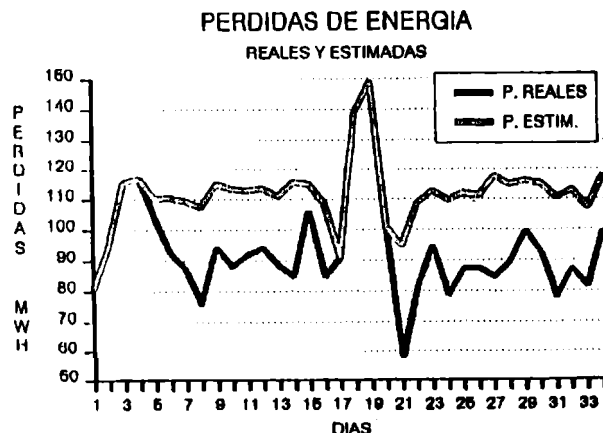


Fig. Nº 7: Pérdidas Diarias de Energía (MWH) Reales y Estimadas

El ahorro final de energía por el estudio realizado, arrojó los siguientes montos:

- Ahorro Estimado Energía : 610 MWH
- Costo MWH (Septbre.1989): US\$ 32
- Monto Estimado de Ahorro: US\$ 19.520

El monto del ahorro indicado se alcanzó exclusivamente con un ajuste adecuado de los taps de los desfases y de los autotransformadores, avalando por ende los modelos utilizados en las diversas simulaciones y premiando con el éxito el esfuerzo realizado.

## 5.3 Sincronización Sistema 220 y 100 kV:

En condiciones normales de operación, la red mostrada en la Figura Nº 2, conforma un anillo cerrado, permitiendo con esto una mayor confiabilidad y seguridad del sistema eléctrico.

Estudios realizados con el fin de coordinar protecciones de sobrecorriente en un nivel de 220 y 100 kV, han demostrado que al abrir el anillo en Chuquicamata, se originan corrientes de energización importantes al cerrar las líneas que unen el GIS de 100 kV con la Subestación "A". Al estudiar tal fenómeno, se determinó que la magnitud de estas corrientes eran fuertemente dependientes del taps de los boosters. En efecto, al tener la red

abierta, el desfase artificial entre primario-secundario se transmite a las barras que han de ser unidas en Chuquicamata y, por estar fuera de fase, originan las corrientes detectadas. Para atenuar este efecto se optó, en el caso de realizar la maniobra indicada, de llevar los boosters a taps 16, de manera de no tener desfase artificial, así cualquier peak de corriente que se origine será fundamentalmente debido a diferencias en las magnitudes de las tensiones de barra a unir.

## 6. CONCLUSIONES

- Los modelos teóricos utilizados para los desfasadores, como para el resto de los equipos de regulación existentes en el sistema confirman su validez en base a los resultados obtenidos en las diversas simulaciones efectuadas.
- El principal uso de los desfasadores corresponde al control del flujo de la potencia activa, logrando así obtener una operación óptima del Sistema Eléctrico con mínimas pérdidas de transmisión.
- Dependiendo de la magnitud del desfase originado por los equipos estudiados, habrá que tomar las precauciones del caso al cerrar posibles redes en anillo, dada la posible presencia de corrientes de magnitud importantes al unir las barras que cierran el anillo y que están conectadas al primario y secundario de estos equipos.
- La experiencia práctica ganada con la instalación de estos nuevos equipos, en conjunto con personal de la Central Tocopilla, resulta ser valiosa dado el gran número de maniobras que a la fecha han debido realizarse en el S.E.P. como los diversos estudios efectuados hasta la fecha.

## REFERENCIAS:

- [1] E. Cúneo H., "Minimización de Pérdidas de Transmisión Sistema Eléctrico Tocopilla-Chuquicamata", Anales del Tercer Seminario IEEE Ingeniería de Potencia, pp. 167-171, Valparaíso, Noviembre 1990.
- [2] Glenn W. Stagg - Ahmed H. El-Abiad "Computer Methods in Power System Analysis", New York, McGraw Hill, 1968.

## BIOGRAFIAS

**Elio Cúneo H.**, Ingeniero Civil Electricista de la Universidad Santa María (1986). En 1988 se incorpora como Ingeniero en Entrenamiento a CODELCO-CHILE, División Chuquicamata. En una primera etapa trabaja en áreas de mantención de Fundición de Concentrado, Planta Termoeléctrica y Mantención Mina. Posteriormente se incorpora en forma definitiva al staff técnico de la Superintendencia Servicios Eléctricos, desarrollando una serie de estudios en el área de Protecciones

Eléctricas y de Análisis de la Operación del Sistema Eléctrico.

**Mario Sepúlveda Castillo**, nació en Temuco, Chile, el 10 de Marzo de 1959. Ingeniero Civil Electricista de la Universidad de Santiago de Chile, 1987. Ese mismo año se incorpora al staff técnico de la Superintendencia Servicios Eléctricos de CODELCO-CHILE División Chuquicamata, en el área de Distribución y Subestaciones, como Ingeniero de Planificación Operaciones y Distribución de Energía Eléctrica.

## APENDICE

Cálculo Reactancia Dispersión por Taps del Transformador Desfasador:

$$XL = 2\pi f * L \quad (1)$$

$$L = F(u_f, d_f, N^2q) \quad (2)$$

donde:  $u_f$  = permeabilidad del fierro  
 $d_f$  = dimensiones físicas asociadas a la disposición del devanado  
 $Nq$  = Número de vueltas del devanado

Asumiendo que al cambiar el taps del equipo, la variación cuadrática del número de vueltas prevalece por sobre el cambio de las dimensiones físicas del devanado efectivamente utilizado, se puede plantear:

$$L \approx K_0 * N^2q / * 2\pi F \quad (3)$$

$$XL \approx 2\pi f * K_0 * N^2q \quad (4)$$

$$XL \approx K_1 * N^2q \quad (5)$$

donde  $K_0$  y  $K_1$ , constantes

Adicionalmente, de la Fig. N° 3, y de acuerdo a la relación fasorial para el devanado serie, se tiene:

$$(Vq)^2 = (V1)^2 - (Vu)^2 \quad (6)$$

$$\frac{V_{wv}}{Vq} = \frac{N1}{Nq} \quad (7)$$

$$Nq = Vq * \frac{N1}{V_{wv}} \quad (8)$$

Reemplazando en (5):

$$XL \approx K_1 * (N1/V_{wv})^2 * Vq^2 \quad (9)$$

Sea:

$$K_2 \approx K_1 * (N1/V_{wv})^2 = Cte. \quad (10)$$

Luego:

$$XL \approx K_2 * Vq^2 \quad (11)$$

y de (6)  $XL \approx K_2 * [(V1)^2 - (Vu)^2]$  (12)

y utilizando el valor de XL para Taps 1, se determina  $K_2$ , permitiendo con ello calcular XL para cada uno de los pasos del transformador.

THE USE OF DIGITAL FILTER TECHNIQUES ON THE REAL TIME SIGNAL GENERATION  
FOR AUTOMATIC TESTS OF TRANSMISSION LINE STATIC PROTECTIVE RELAYS

Cleber S. Pereira (URMG)  
Federal Univ. of Minas Gerais  
Belo Horizonte - Brazil

Jacques Szczupak (PUC/RJ)  
Catholic Univ. of Rio de Janeiro  
Rio de Janeiro - Brazil

Sandoval Carneiro Jr. (COFPE)  
Federal Univ. of Rio de Janeiro  
Rio de Janeiro - Brazil

**Abstract.** This work describes the first results in our researches on the use of digital filter techniques in order to simulate electric transients for real time generation of automatic test signals for transmission line static protective relays. With this aim, the equations that describe the power transmission line behavior are transformed from the frequency domain to the Z domain. These equations lead to digital networks, whose recursive sequences can be implemented by computer programs. Specifying the boundary conditions, transmission line short-circuit and no load energization models are achieved. The four basic steps necessary to generate automatic test signals using digital filter networks are stated. It is showed that the use of a dedicated microprocessor for real time simulation of primary system contingencies is essential. The presented technique is applied to a single-phase transmission line. The results of simulations using ASSEMBLY language programs are showed. It is concluded that the use of this technique lead to good results and real time generation of the test signals.

**Keywords.** Real time simulation; signal processing; transmission line; automatic testing; protective relaying.

#### INTRODUCTION

The expansion occurred in the power electric systems has caused the adoption of severe operation criteria concern to availability and reliability of these systems. For the protective systems, this fact led the selectivity and speed specifications to such levels that only static relays could reach, mainly due to the great number of functions they must execute in a small period of time. Because of this, the protective relays became very complex equipments and their number of failures has increased, reducing their global reliability. As a consequence, both manufacturers and utility companies had to take measures that conducted the reliability indices to levels demanded by the consumers. Among these measures, it can be mentioned the primary protective system duplication, the use of a detector fault relay with the main relay and the adoption of supervisory and automatic test techniques built in their relays.

In this work the interest lies on the last measure, mainly in the part concerning to the automatic tests for static transmission line protective relays. Usually, this type of test consists on the application of sinusoidal signals that simulate a certain impedance seen by the relay, or those resultant of a short-circuit on a series RL network, modelling the protected transmission line. However, there are some difficulties in the modelling of distributed parameter systems that have non-linear frequency dependence using lumped elements like

resistances, inductances and capacitances. In the case of a transmission line, these models lead to erroneous results basically due to: (a) they can't duplicate the travelling wave phenomena; (b) there is a remarkable non-linear frequency dependence on the longitudinal parameters, that will conduct to conservative results, mainly in the cases where the ground mode has effective participation. These errors can lead us to judge a relay as a suitable one and when it is submitted to a real contingency, it is in a failure state, mainly in the case of high speed static relays (Pereira, 1989).

It is our opinion that the test signals must assure such a good duplication of the real conditions, with the main objective to confirm the correct dynamic behavior of the protective relays tested.

#### TRANSMISSION LINE DIGITAL MODELS

##### Transmission Line Equations

The basic equations that describe the transmission line behavior in the Z domain are (Humpage, 1980):

$$\begin{aligned} B_s(z) &= F_l(z) F_r(z) \\ B_r(z) &= F_l(z) F_s(z) \end{aligned} \quad (01)$$

where "s" and "r" are respectively the sending and receiving ends of the transmission line, and

$$\begin{aligned}
 B_s(z) &= v_s(z) - Z_c(z) i_s(z) \\
 B_r(z) &= v_r(z) - Z_c(z) i_r(z) \\
 F_s(z) &= v_s(z) + Z_c(z) i_s(z) \\
 F_r(z) &= v_r(z) + Z_c(z) i_r(z) \\
 F_l(z) &= \exp[-\lambda_m(z) \cdot l]
 \end{aligned}
 \tag{02}$$

where  $F_l(z)$  is the modal forward impulse response matrix,  $\lambda_m(z)$  is the modal propagation function matrix,  $Z_c(z)$  is the modal characteristic impedance matrix and "l" is the transmission line length. The matrices have dimension three and are diagonal, which confirms the existent decoupling on the three modes of propagation (Wedepohl, 1965). Thus, each mode can be treated independently and is permitted to write the Eq. (01) in the scalar form as

$$\begin{aligned}
 B_s(z) &= F_l(z) F_r(z) \\
 B_r(z) &= F_l(z) F_s(z)
 \end{aligned}
 \tag{03}$$

which are the same equations of a single-phase transmission line.

### Transmission Line Functions

The functions  $F_l(z)$  and  $Z_c(z)$  are obtained by approximations of the functions  $F_l(w)$  and  $Z_c(w)$ , that can be calculated for a given transmission line. They can be expressed as (Humpage, 1980):

$$F_l(z) = A z^{-m} \prod_{k=1}^N \frac{1+a_k z^{-1}+b_k z^{-2}}{1+c_k z^{-1}+d_k z^{-2}}
 \tag{04}$$

$$Z_c(z) = B \prod_{k=1}^M \frac{1+e_k z^{-1}+f_k z^{-2}}{1+g_k z^{-1}+h_k z^{-2}}
 \tag{05}$$

In the above equations: (a) the term  $z^{-m}$ , appeared in Eq. (04), means the time that the wave spends to travel from one side to the other, on numbers of sample interval units; (b) the choice of the cascade form for both functions is due to the fact that the coefficients "ak, ..., hk" will be always real for this form (Humpage, 1980); (c) during the execution of the approximation routine, it is necessary to impose stability and minimum phase conditions for the calculated functions.

It can be seen in Eq. (05) that as  $z \rightarrow \infty$ , the value of  $Z_c \rightarrow B$ . It means that B is the surge impedance of the transmission line, for the considered mode, that is

$$B = Z_o = \lim_{w \rightarrow \infty} Z_c(w)
 \tag{06}$$

In this moment it is important to consider the transmission line modal characteristic admittance function. This function is

defined as the inverse of the transmission line modal characteristic impedance function. In the Z plane, it can be expressed as

$$Y_c(z) = C \prod_{k=1}^M \frac{1+q_k z^{-1}+h_k z^{-2}}{1+e_k z^{-1}+f_k z^{-2}}
 \tag{07}$$

where the term C is defined as

$$C = 1/B = 1/Z_o = Y_o
 \tag{08}$$

In the above equation,  $Y_o$  is the transmission line surge admittance for a given mode, defined as

$$Y_o = \lim_{w \rightarrow \infty} Y_c(w)
 \tag{09}$$

## TRANSMISSION LINE DIGITAL NETWORKS

### Introduction

In terms of digital filter design, the Eqs. (04) and (05) denote realizations in the cascade form of N and M blocks and frequently it can be found numbers like 30 or greater for these coefficients. However, for transmission lines, good approximations can be obtained using values of 1 or 2. The choice of these values must be done taking into account the considered mode and the desired accuracy and speed for the simulations. For the aerial modes, unitary values are good, but for the ground mode, sometimes M and N must be equal 2.

### Forward Impulse Response Digital Filter

The realization of the Eq. (04) in the canonic form, when  $N=1$ , is shown in Fig. (1). For the case when  $N=2$ , it is necessary to cascade another similar structure (without the term  $z^{-m}$ ). The operation  $z^{-1}$  corresponds to a time delay  $\Delta t$  equal to the used sample interval.

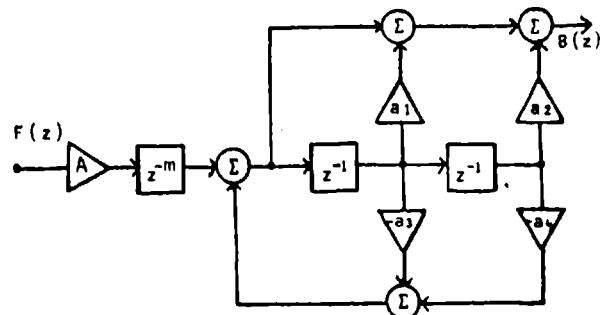


Fig. 1 - Forward impulse response digital filter.



Modal Characteristic Impedance  
and Admittance Digital Filters

It is shown in Fig. (2) the realization of the modal characteristic impedance function expressed by the Eq. (05), when  $M=1$ . As expected, it can be noted the similarity between the realization of the Eq. (04), previously displayed.

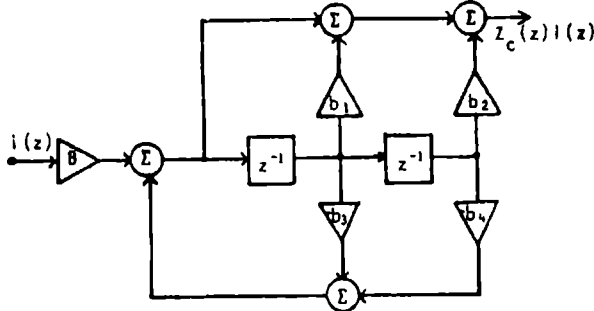


Fig. 2 - Characteristic Impedance digital filter.

The network of Fig. (3) is the realization of the modal characteristic admittance function, expressed by Eq. (07), when  $M=1$ . Note that this network (and related function) will be stable if the zeros of the modal characteristic impedance function are within the unit radius circle (Oppenheim, 1975).

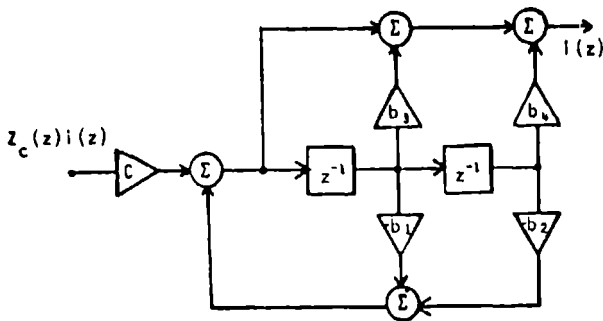


Fig. 3 - Characteristic admittance digital filter.

General Transmission Line  
Digital Filter

The digital filter shown in Fig. (1) basically represents the transmission line digital model for one mode (or for a single-phase transmission line). Note that the input and output variables of this model are not currents and voltages. To obtain a model in terms of this variables, it is necessary to add new components, depending on the boundary conditions. Thus, to obtain a general transmission line digital model, it seems reasonable to suppose the terminal voltages  $v_s(z)$  and  $v_r(z)$  known. This assumption leads to the realization shown in Fig. (4).

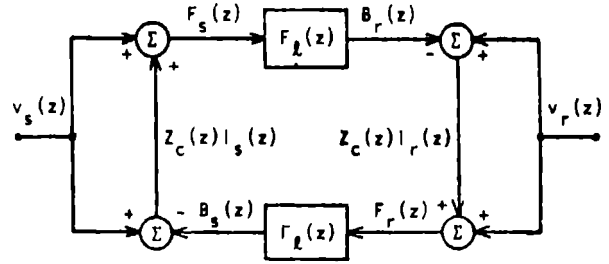


Fig. 4 - General transmission line digital filter.

Open-circuited Transmission Line  
Energization Digital Filter

In the way to establish the transmission line digital model for a open-circuited transmission line energization, it is necessary to consider that  $i_r(z)=0$  in Fig. (4). Thus, it can be obtained the simplified network of Fig. (5) bellow.

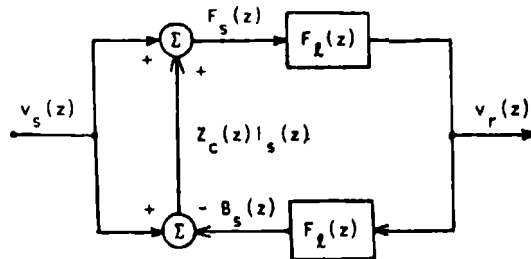


Fig. 5 - Open-circuited transmission line energization digital filter.

Short-circuited Transmission Line  
Digital Filter

In the case of a short-circuit, it must be considered that  $v_r(z)=0$  in Fig. (4). The realization is showed in Fig. (6).

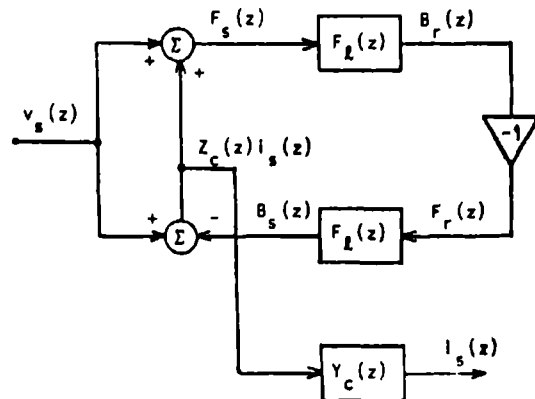


Fig. 6 - Short-circuited transmission line digital filter.

REAL TIME GENERATION OF TEST SIGNALS

The generation of the test signals for transmission line static relays basically consists of four steps:

1. Calculation of the frequency dependent transmission line parameters;
2. Determination of  $F1(\omega)$  and  $Zc(\omega)$ ;
3. Approximation of these functions in the Z domain, obtaining functions with the same forms of Eqs. (04) and (05);
4. Simulation of the contingencies necessary to obtain the test signals.

The first three steps are executed off-line and only one time for a given transmission line. In order to execute these three steps, personal microcomputer FORTRAN language programs were developed, with the aim of flexibility and saving.

The fourth step can also be executed the same as the three steps previously described. But, when real time generation is desired, it is essential to use an ASSEMBLY language program of a dedicated microprocessor (a DSP, for example). So, we had to choose the second option. The TMS-32010 was the microprocessor initially choosed and later the TMS-32020. They are both high speed digital signal processors, where addition and multiplication tasks, which are very common in a digital filter structure, are made in time intervals of nanoseconds (T.I.,1988). In this way, ASSEMBLY programs that could process the recursive sequences of networks showed in Figs. (5) and (6) were developed.

The results were obtained by simulations executed in simulator programs that simulate the TMS-32010 and TMS-32020 processors by means of a PC microcomputer. These simulators use the object codes resulted from the ASSEMBLY program like the microprocessor itself, allowing the verification of the source program correct working. They also permit to associate files to the I/O ports, in order to store the results of the simulations. All the internal registers can also be followed during the process.

For the numerical results, with the aim of investigate the viability of the proposed technique described in this paper, we used the ground mode functions of the three-phase transmission line showed in the Appendix, as a single-phase one.

RESULTS OF THE SIMULATIONS

It was initially implemented the open-circuited single-phase transmission line energization, which digital network is seen in Fig. (5). The voltage "vs(n)" was assumed sinusoidal with amplitude of 1.0 pu. The considered sample interval was 28  $\mu$ s. The obtained results are in Fig. (7), where it can be seen the receiving-end voltage "vr(n)" for simulations executed by: (a) PASCAL and (b) TMS-320 ASSEMBLY.

In Fig. (8) it is presented the results of a short-circuit case, where it was used the digital network shown in Fig. (6). Note that, in order to obtain the short-circuit primary current at the relay

point, we had to introduce the transmission line characteristic admittance digital filter. In this figure it can be seen the current "is(n)" for simulations executed by: (a) PASCAL and (b) TMS-320 ASSEMBLY.

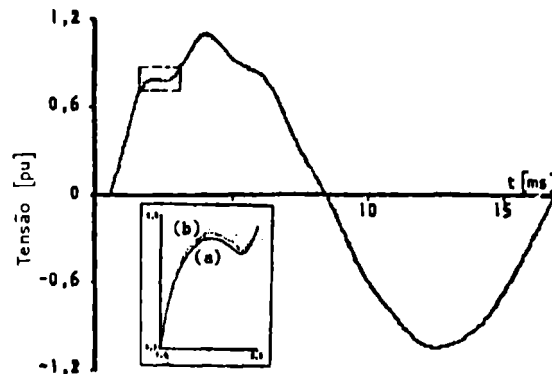


Fig. 7 - Primary voltage at the receiving-end for simulations in: (a) PASCAL; (b) TMS-320 ASSEMBLY.

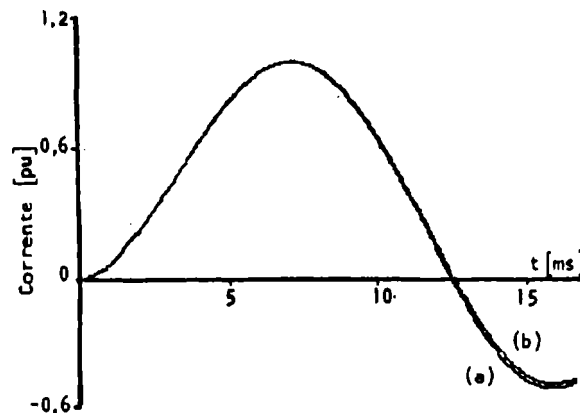


Fig. 8 - Primary current at the relay point for simulations in: (a) PASCAL; (b) TMS-320 ASSEMBLY.

The Table 1 bellow, shows the ratio between the time wasted by the microprocessor in a simulation and the simulated time interval, for the following cases: (1) energization and (2) short-circuit. In the first and second columns we can see the time ratios for the TMS-32010 and TMS-32020 processors. In the third column, the time ratios that the TMS-32030 would spend if it had been used.

Table 1 - Processing Time Ratios

PROCESSOR	TMS-320		
	10	20	30
GENERATION	10	20	30
ENERGIZATION	1.509	0.943	0.566
SHORT-CIRCUIT	1.594	0.956	0.598

Related to Table 1 it is necessary to clarify that the simulations with the TMS-32030 were not executed and the values were extrapolated from the results of the TMS-32010 simulations, maintaining the same numbers of clock pulses and multiplying by the ratio of their clock periods (T.I.,1988).

#### ANALYSIS OF THE RESULTS

The analysis can be made taking into account two points: (a) the accuracy and (b) the processing time.

It is known that the TMS-32010 and TMS-32020 processors don't work with real numbers. They have only integer, hexadecimal and string type variables. These integer variables must lie on the interval of -32768 to 32767. When any operation exceeds these values, underflow or overflow will occur. Thus, the real values of the coefficients presented in Eqs. (04) and (05) had to be converted to integer numbers. Another problem is the fact that the validity interval of this integer numbers is small. So, we had to normalize these equations in order to work with good values for the signals. If we use the TMS-32030 processor these problems will disappear because it works with real float-point variables. Despite this, the values obtained in all simulations were very accurate when compared with those resultants of high-level language simulations.

Related to the processing time, it can be seen that the values displayed in the first column of Table 1 certify the impossibility of real time signal generation using the TMS-32010 processor. However, using the TMS-32020 processor we have obtained success in real time processing. This will allow memory saving in the test execution, because it will not be necessary to store a great number of data in memory, to execute the tests.

#### CONCLUSIONS

The use of digital filter techniques on the transmission line modelling have led to accurate results for transients (short-circuit and energization) simulations. This approach allow us to consider the non-linear frequency dependence of the transmission line longitudinal parameters and the transmission line distributed characteristic.

The implementation of this technique by means of a digital signal processor have confirmed the viability of the real time generation of transient signals for automatic tests of protective relays with great saving in memory usage.

These facts permit to incorporate low-cost and efficient auto-test equipment to the protective relays, in order to detect promptly their failure states. This technique can also be applied to construct portable field test equipments which can produce signals with a high frequency spectrum.

Finally, it confirms the possibility to construct a digital transient network analyser for power electric system studies.

#### APPENDIX

##### Transmission line parameters:

(a) Length [km] .....	170
(b) Nominal voltage [kV] .....	345
(c) Conductors per phase .....	2
(d) Ground conductors .....	2
(e) Arrangement .....	FLAT
(f) Phase conductors data:	
- Bundle spacing [m] .....	0.4572
- Average height [m] .....	12.5
- Distance [m] .....	7.5
- Type .....	ACSR
- Code name .....	RAIL
(g) Ground conductors data:	
- Average height [m] .....	22.2
- Horizontal distance [m] ..	9.4
- Type .....	ALUMOWELD
- Code .....	7 No. 8
(h) Soil resistivity [ $\Omega$ .m] .....	600

#### REFERENCES

- Wedepohl, L.M. (1965). Application of matrix methods to the solution of travelling wave phenomena in polyphase systems. Proceedings IEE, Vol. 110, No. 12, pp. 2200-2212.
- Oppenheim, A.V. and R.W. Schaffer (1975). Digital Signal Processing, Prentice-Hall Inc., New Jersey.
- Humpage, W.D. and others (1980). Z-Transform electromagnetic transient analysis in power systems. Proceedings IEE, Part C, Vol. 127, No. 6, pp. 370-378.
- Texas Instruments (1983). TMS-32010 User's Guide. Texas Instruments Inc., New Jersey.
- T.I. Digital Signal Processing Engineering Staff (1988). Second Generation TMS-320 User's Guide, Prentice-Hall Inc., New Jersey.
- Pereira, C.S. and J. Szcupak (1989). Sistema de Teste Automático para Relés de Proteção: Utilização de Técnicas de Filtração Digital na Geração de Sinais para Testes Dinâmicos. Anais do 3o Encontro Regional Latino-Americano da CIGRE - 3o ERLAC, CE-34, pp. 34.02.1-34.02.5.

Cleber S. Pereira was born in Belo Horizonte, Brazil, on October 25, 1955. He received the B.S.E.E. degree from Federal University of Minas Gerais (UFMG) in 1978 and the M.Sc. degree from Federal University of Rio de Janeiro (COPE/UFRJ) in 1983. In 1982, from January to June, he was Assistant Professor of Electrical Engineering.

Dept. of Catholic University of Minas Gerais. From July, 1982, up to now, he has been with the Electrical Engineering Dept. of UFMG as a Full Professor and Resarcher. His areas of interest include power system protection, digital protective relays, digital filters and computer applications in power system analysis. Currently he has been working in his Ph.D. thesis on real time digital simulation of electromagnetic transient phenomena at COPPE/UFRJ.

Jacques Szczupak received the B.S.E.E. degree from Federal University of Rio de Janeiro (UFRJ), in 1964, the M.Sc. degree from COPPE/UFRJ in 1967 and the Ph.D. degree from Univ. of California in 1975. He was professor of the Electrical Engineering Program of COPPE/UFRJ from 1967 to 1977, when he left as Full Professor. From 1977 to 1985 he was with the Electronics Department of CEPEL as a Senior Resarcher, returning to COPPE (1985-1987). From 1987 up to now he is with the Electrical Engineering Department of the Pontificia Universidade Católica do Rio de Janeiro as a Full Professor. His areas of interest include

signal processing, digital and active filters, instrumentation, simulation and network theory.

Sandoval Carneiro Jr. was born in Brasil in 1945. He received the degree of Electrical Engineer from the Catholic University of São Paulo (FEI), Brazil, in 1968, the M.Sc. from COPPE - Federal University of Rio de Janeiro in 1971 and the Ph.D. degree in Electrical Engineering from University of Nottingham, England, in 1976. From 1971 to date he has been a lecturer at the Federal University of Rio de Janeiro and Director (from 1982 to 1985) of its Graduate School of Engineering COPPE. From 1987 to 1988 he was a Visiting Professor with the University of British Columbia, Canada. Dr. Carneiro's reaserch interests include saturation effects in machines and transformers and simulation of electromagnetic transients in power systems. Dr. Carneiro is Senior Member of IEEE, and Membre of SBPC (Brazilian Society of Scientific Furtherment) and SBA (Brazilian Society of Automation).

DETERMINACION EXPERIMENTAL DE PARAMETROS DE CARGA Y SU EMPLEO EN ESTUDIOS DE FLUJO DE POTENCIA EN UN SISTEMA DE DISTRIBUCION.

ARTURO PALMA R. HERNAN BAHUEZA H. MIGUEL ARIAS A.

JUAN URBINA R.

Departamento de Ingeniería Eléctrica  
Universidad de Santiago de Chile

Compañía Distribuidora Chilectra  
Metropolitana S.A.

RESUMEN.- En este trabajo se informa sobre la determinación experimental de los parámetros de un modelo exponencial de carga, en las diversas subestaciones del sistema de distribución de la Compañía Distribuidora Chilectra Metropolitana S.A. El método utilizado fue el de variaciones de tensión aplicadas. Para determinar la respuesta de la potencia a las variaciones de tensión, se empleó cambio de taps en transformadores y conexión de bancos de condensadores. Se presentan valores numéricos de los parámetros calculados a partir de los datos experimentales, para las diversas subestaciones clasificadas de acuerdo a los tipos de consumo. Como una aplicación de los parámetros obtenidos, se incluyen los resultados comparativos de un estudio de flujo de potencia incorporando modelación de carga.

ABSTRACT.- The paper is concerned with the experimental determination of an exponential model parameters, in the distribution substations system of Compañía Distribuidora Chilectra Metropolitana S.A. The field test-based approach used was the applied voltage variations method. Taps changing transformers and switching capacitors were used to determine the power response to voltage variations. Starting from the experimental data, numerical values of the parameters were calculated, for the several substations classified according to load class. As an application of calculated parameters, the comparative results of a load flow study including load modelling are presented.

## 1.- INTRODUCCION.

La importancia de la modelación de cargas en el análisis de sistemas eléctricos de potencia ha sido objeto de numerosas investigaciones durante las últimas décadas. La mayor parte de los trabajos se han orientado a determinar modelos adecuados para realizar estudios de estabilidad transitoria, considerando los efectos de variación de tensión y frecuencia en las potencias activas y reactivas asociadas a los consumos [1-5].

Diversos trabajos han establecido que la modelación de cargas, en función de la tensión, es también importante en los estudios de flujo de potencia [6-10]. Específicamente, se ha comprobado que el comportamiento de las cargas en determinados casos, puede tener efectos significativos en la precisión de los resultados de un estudio de flujo de potencia convencional [7] y en el flujo óptimo de po-

tencia [10].

En un sistema de distribución la naturaleza de la carga en una barra cualquiera no es uniforme en general. Puede estar formada por diferentes porcentajes de distintas clases, tales como: residencial, comercial, industrial, etc. A su vez, cada una de estas clases se puede subdividir en categorías menores; por ejemplo, la residencial se puede considerar formada por iluminación, calefacción, aparatos electrodomésticos, etc. Estas componentes presentan distintas sensibilidades a los cambios de tensión, lo cual debe ser considerado al definir un modelo para la carga global [11].

Históricamente las características de las cargas se han dividido en dos categorías principales: características dinámicas y características estáticas. En los estudios de flujo de potencia que incluyen modelación de cargas, interesan las características estáticas; es decir, aquellas que se pueden representar mediante polinomios u otra función algebraica tal como la exponencial [3].

Para determinar los modelos de carga y sus parámetros asociados, se han empleado dos métodos principales:

- a) Método basado en los componentes de la carga (también denominado "método de agregación"). El modelo global se establece a partir de las características básicas de sus partes constituyentes, que se suponen conocidas [9,11,12].
- b) Método basado en mediciones experimentales. En este caso es posible determinar modelos específicos registrando la respuesta de la carga a variaciones aplicadas [1,2,6,13], o bien, detectando mediante procedimientos adecuados de medición, las variaciones naturales de la carga respecto a las variables de interés (tensión y/o frecuencia) [14].

Cada uno de los procedimientos indicados tiene sus propias ventajas y limitaciones. El método basado en los componentes es el más simple y directo en su aplicación; sin embargo, presenta el inconveniente que es necesario conocer o estimar, la incidencia porcentual de cada componente fundamental de la carga. Los métodos experimentales, aunque presentan dificultades de implementación práctica, tienen la ventaja de su realismo inherente.

En una compañía de distribución eléctrica

es importante conocer, además de las variaciones horarias y estacionales de la curva de demanda, como se modifican las cargas frente a cambios de tensión, ya sean eventuales o producidos planificadamente con el objeto de afrontar situaciones de déficit de potencia y/o energía [15].

Sobre la base de las ideas expuestas, la Compañía Distribuidora Chilectra Metropolitana S.A. decidió efectuar un estudio relativo a las características de sus consumos para fines de modelación y análisis. En el presente trabajo, que constituye una etapa inicial, se presentan valores numéricos de parámetros característicos obtenidos para diferentes tipos de consumo, y los resultados comparativos de un estudio típico de flujo de potencia realizado primero mediante el método convencional, y luego empleando modelos de carga. El método experimental empleado corresponde al de variaciones aplicadas y el modelo de carga es el denominado exponencial [16].

De acuerdo al mejor conocimiento de los autores del presente trabajo, en nuestro país no se ha informado hasta la fecha de la obtención experimental de parámetros característicos de cargas y su empleo en estudios de flujo de potencia.

## 2.- DETERMINACION DE PARAMETROS DE CARGA.

### 2.1. Modelos de carga.-

Adicionalmente a los modelos clásicos: impedancia constante, potencia constante y corriente constante, durante los últimos años se han propuesto diferentes modelos de distintos grados de complejidad [1,6,11-17]. Un modelo usualmente empleado para modelar

cargas en estudios de flujo de potencia es el denominado modelo exponencial [7] definido por las relaciones siguientes:

$$P = P_0 (V/V_0)^p$$

$$Q = Q_0 (V/V_0)^q$$

donde el subíndice (0) identifica los valores de referencia y los exponentes p, q se denominan parámetros característicos los cuales se deben determinar experimentalmente para los diferentes tipos de carga.

Este modelo presenta ventajas computacionales ya que el número de parámetros a determinar es menor que otros modelos; por ejemplo, el tipo polinomial. Además, su incorporación en un programa de flujo de potencia resulta muy simple y su comportamiento frente a variaciones de tensión del orden de  $\pm 10\%$  es bastante adecuado [4].

### 2.2. Clasificación de las cargas.

El sistema de distribución distribución de la Compañía Distribuidora Chilectra Metropolitana (ver anexo A) se encuentra dividido en 13 sectores geográficos del Gran Santiago. Suministra energía a un millón de clientes aproximadamente a través de 33 subestaciones (SS/EE) de poder; el nivel de tensión de la distribución primaria es 12 kV. Para los fines del presente estudio las cargas fueron clasificadas en: residencial alto (RA), residencial bajo (RB), industrial (I), comercial (C) y combinaciones de las anteriores. La Tabla 1 muestra el número de subestaciones correspondientes a los diferentes tipos de carga.

TABLA 1.- SS/EE Y TIPOS DE CARGA

	Tipo de carga								
	RA	RB	I	C	RA/C	RA/I	RB/C	RB/I	Mixto
Nº de SS/EE	6	8	2	2	1	2	1	10	1

### 2.3. Pruebas y resultados experimentales.

El método de las variaciones aplicadas consiste en producir variaciones controladas de tensión en los consumos y registrar los correspondientes cambios que se producen en las potencias activa y reactiva.

En el presente trabajo las pruebas experimentales se realizaron en el nivel de 12 kV de las SS/EE empleando cambios de taps de transformadores y conexión/desconexión de bancos de condensadores en aquellas que no disponían de transformadores con cambios de taps bajo carga. Las variaciones de tensión aplicadas fueron restringidas a  $\pm 5\%$  de la tensión de servicio; las mediciones se realizaron en días de semana y en horas de punta de la curva de carga diaria (12 y 22 horas aproximadamente)

en época de verano.

Para la adquisición de datos se empleó el sistema SCADA del Centro de Operación del Sistema (COS), desde donde se efectuó la lectura y procesamiento de las variables de interés en cada subestación: tensión, potencia activa y potencia reactiva, en función del tiempo. El tiempo de muestreo fue programado de modo de obtener lecturas cada segundo.

La Figura 1 corresponde a los resultados obtenidos en una subestación típica comercial en la hora de punta del medio día, al producir variaciones de tensión mediante cambio de taps.

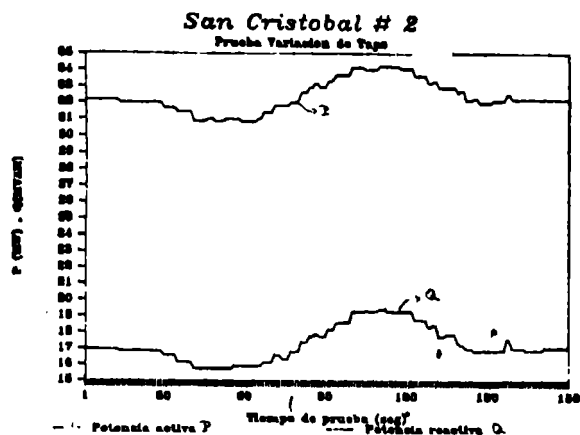


Fig. 1a-Variación de la potencia activa P y reactiva Q.

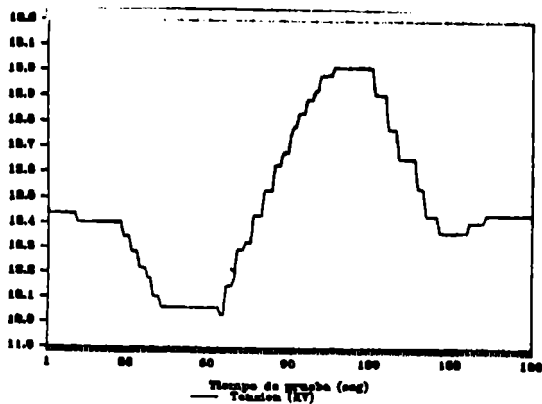


Fig. 1b- Variación de la tensión aplicada V.

La respuesta estática de P y Q obtenidas de las curvas anteriores se muestra en la Figura 2.

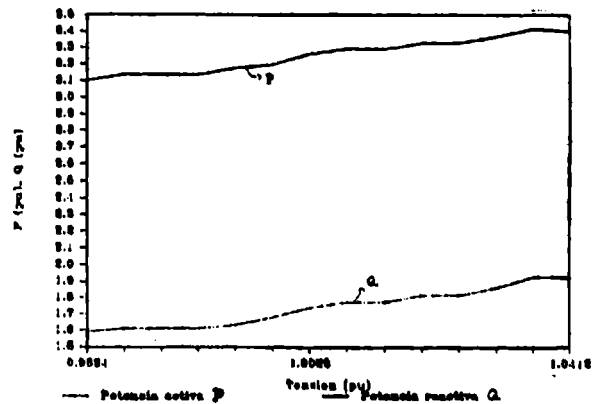


Fig. 2.- Respuesta de la potencia a las variaciones de tensión.

A partir del tipo de curvas mostrado en la Fig. 2 y empleando el método de los mínimos cuadrados logarítmicos (ver anexo B), se determinaron los parámetros característicos de la carga en las diferentes SS/EE. Un resumen se muestra en las Tablas 2 y 3, donde se indican los valores mínimos y máximos calculados para cada tipo de carga.

En general, se pudo verificar una marcada diferencia en la sensibilidad a los cambios de tensión de los diferentes tipos de consumos, lo cual queda reflejado en los valores de los parámetros respectivos. Se observa que, de acuerdo a los resultados obtenidos, el valor del parámetro (p) varía entre 0,6 y 1,6; y (q) entre 2,7 y 4,4. Estos valores se encuentran dentro del intervalo de variación publicados por diversos investigadores [3,8].

Tabla 2.- Valores de parámetros (hora: punta mediodía)

Parámetros	Tipo de carga								
	RA	RB	I	C	RA/C	RA/I	RB/C	RB/I	Mixto
P	1,10	0,90	0,60	1,20	1,10	0,90	0,95	0,85	0,80
	1,53	1,25	0,85	1,45	1,40	1,30	1,25	1,20	0,95
Q	2,80	2,70	3,60	4,10	3,80	3,30	2,90	2,80	3,15
	3,20	3,10	4,00	4,40	4,20	3,70	3,20	3,30	3,30

Tabla 3.- Valores de parámetros (hora: punta de noche)

Parámetros	Tipo de carga									
	RA	RB	I	C	RA/C	RA/I	RB/C	RB/I	Mixto	
p	0,75	0,90	0,90	1,45	1,20	0,80	1,00	0,80	0,80	
	1,30	1,00	1,20	1,60	1,40	1,20	1,30	1,00	1,25	
Iq	3,30	3,00	2,90	3,50	3,20	3,00	3,40	3,00	2,90	
	3,50	3,50	3,40	3,90	3,60	3,30	3,80	3,40	3,10	

2.4.-Análisis de los resultados.

Es evidente que los resultados obtenidos incluyen errores producidos por distintas fuentes. Se considera que los principales provienen de los errores de medición y del tratamiento de la información asociados a las unidades terminales remotas (UTR) del sistema SCADA, y del proceso de estimación numérica de los parámetros. También existe la posibilidad que la carga varíe en forma natural durante el período de prueba; sin embargo, este efecto se considera despreciable, debido a que durante las horas de punta la curva de carga diaria presenta una demanda sustancialmente constante durante un tiempo mucho mayor que el empleado en las pruebas (2 a 3 minutos).

Se considera que el método de los mínimos cuadrados logarítmicos empleado en la estimación numérica de los parámetros es adecuado, ya que se pudo comprobar que los valores obtenidos mediante el modelo y los experimentales no difieren sustancialmente. La Figura 3 muestra las curvas de respuestas correspondientes a la misma subestación de características señaladas en la Figura 2.

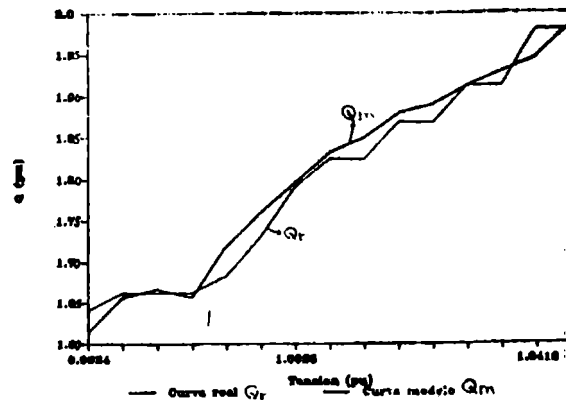


Fig. 3b- Comparación de valores de potencia reactiva.

**San Cristobal # 2**

Hora 12:00:40

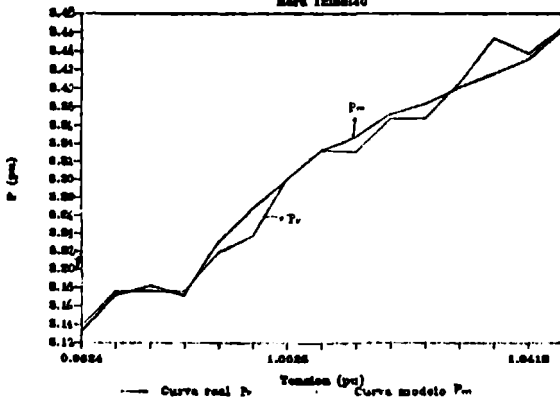


Fig: 3a. Comparación de valores de potencia activa.

La desviación máxima encontrada, entre el modelo y las medidas experimentales, fué del orden de 3% para la relación P-V, y 4% para la relación Q-V. Ambas correspondientes a las pruebas realizadas durante la hora de punta nocturna.

3.-Flujo de potencia.

Los modelos exponenciales de carga correspondientes a las diversas SS/EE fueron incorporados a un estudio de flujo de potencia realizado para el sistema de distribución de la Compañía Distribuidora Chilectra Metropolitana. El propósito fué comparar los resultados obtenidos con los correspondientes a un flujo de potencia convencional (sin modelación). Al emplear el método de Newton-Raphson como algoritmo de solución, y modelos exponenciales de carga, resulta necesario modificar algunos elementos del jacobiano convencional. En este trabajo se empleó la aplicación (PWRFLOW) del sistema SCADA-EMS de la Compañía, el cual permite incluir modelos exponenciales.

En un estudio de flujo de potencia correspondiente a una condición típica de operación del sistema se obtuvieron los resultados que se comparan a continuación. La comparación se realiza considerando las diferencias absolutas entre el flujo de potencia convencional y con modelación de cargas.



### Tensiones de barras.

Diferencia promedio ..... 0,0040 (pu)  
Diferencia máxima ..... 0,0215 (pu)

### Ángulos de fase.-

Diferencia promedio ..... 0,2°  
Diferencia máxima ..... 0,7°

### Flujo de potencia.-

Diferencia máxima en potencia activa .....  
0,02 (pu)

Diferencia máxima en potencia reactiva.....-  
0,03 (pu).

$S_b = 100$  MVA

No fue posible realizar una comparación muy precisa de los flujos de potencia activa y reactiva debido a que el software de aplicación PWRFLOW entrega sólo valores enteros.

### CONCLUSIONES

Se ha presentado los resultados de un estudio inicial de modelación de cargas, el cual ha permitido evaluar los parámetros característicos de un modelo exponencial para diversos tipos de carga en una empresa de distribución de energía eléctrica. Se considera que el principal aporte del presente trabajo radica en los resultados numéricos obtenidos mediante la implementación práctica del método de variaciones aplicadas, en un sistema de distribución de gran magnitud a nivel nacional.

Los parámetros obtenidos serán de gran utilidad en estudios de modelación y análisis. En particular, los resultados de un estudio de flujo de potencia en el sistema considerado indican, en primera aproximación, que no se producen diferencias muy significativas al introducir modelos de cargas. Sin embargo, esta no es una conclusión general ya que se debe tener presente lo informado sobre esta materia en distintas referencias [7, 10].

### REFERENCIAS

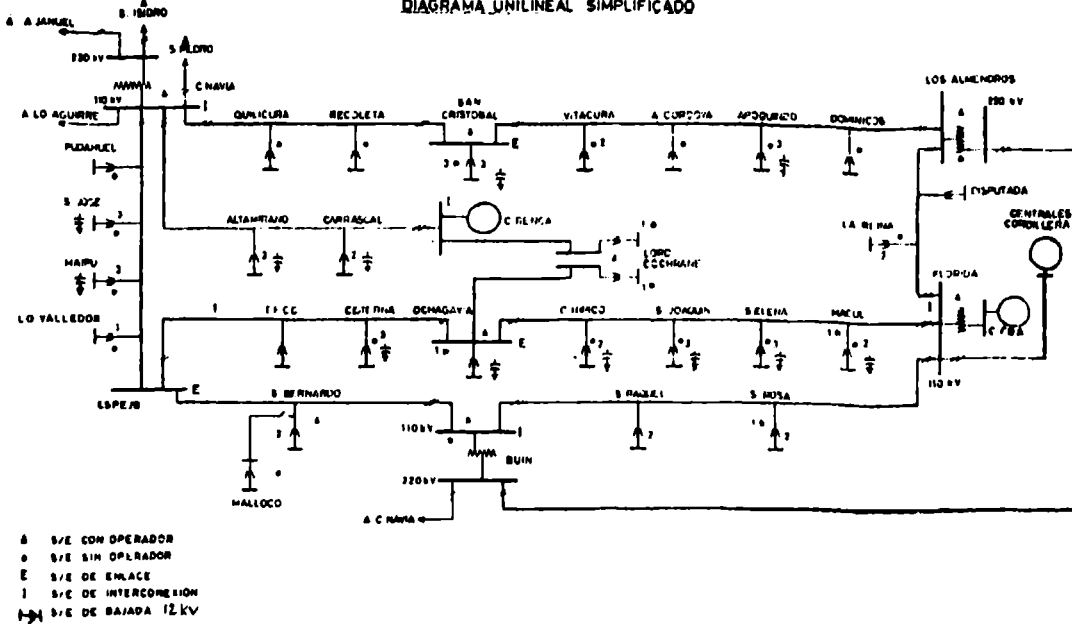
1. M.H. Kent, W.R. Schmus, F.A. Mc. Crackin and L.M. Wheeler, "Dynamic modelling of loads in stability studies", IEEE Trans. Vol. PAS-88, N° 5, May 1969, pp. 756-763.
2. IEEE Computer Analysis of Power Working Group, "System load Dynamics - Simulation effects and determination of load constants IEEE Trans on Power Systems, March 1973, pp. 600-609.
3. C. Concordia, S. Ihara, "Load representation in power system stability studies", IEEE Trans., Vol. PAS-101, N° 4 April 1982, pp. 969-977.
4. R. Sandoval; H. Soto, "Determinación de

modelos de carga para estudios de estabilidad", Anales VI Congreso Chileno de Ingeniería Eléctrica, Noviembre 1985, pp. 34-39.

5. E. Vaahedi, H.M.Z. El-Din, W.N. Price, "Dynamic load modeling in large scale stability studies", IEEE Trans. on Power Systems, August 1988, pp. 1039-1044.
6. T. Franz, T. Gentile, S. Ihara, N. Simons, M. Waldron, "Load Behavior Observed in LILCO and RGE Systems", IEEE Trans., Vol. PAS-103, N° 4, April 1984, pp. 819-831.
7. M.E. El-Hawary, L.G. Dias, "Incorporation of load model in load-flow studies: form of model effects", IEE Proc., Vol. 134, Pt.C, N° 1, January 1987, pp. 27-30.
8. M.E. El-Hawary, L.G. Dias, "Bus sensitivity to load-model parameters in load-flow studies", IEE Proc, Vol. 134 Pt.C, N° 4, July 1987, pp. 302-304.
9. W.W. Price, K.A. Wirgan, A. Murdoch, J.V. Mitsche, E. Vaahedi, M.A. El-Kady, "Load modeling for power flow and transient stability computer studies", IEEE Trans. on Power Systems, February 1988, pp 180-187.
10. L. G. Dias, M.E. El-Hawary, "Effects of active and reactive power modeling in optimal load-flow studies", IEE Proc., Vol. 136 Pt.C, N° 5, September 1989, pp. 259-263.
11. G.J. Berg, "Power-system load representation", Proc. IEE, Vol. 120, N° 3, March 1973, pp. 344-348.
12. J.R. Ribeiro, F.J. Lange, "A new aggregation method for determining composite load characteristics", IEEE Trans., Vol. PAS-101, N° 8, August 1982. pp.2869-2875.
13. G. Shackshaft, D.C. Symons, J.G. Hadwick, "General-purpose model of power-system loads", Proc. IEEE., Vol. 124, N° 8, August 1977, pp. 715-724.
14. K. Srinivasan, C.T. Nguyen, Y. Robihaud, "On-line load behaviour modelling from natural variations", Paper A78- 0440 IEEE Winter Power Meeting, 1978.
15. T.J. Kruppa, H. Asgeirsson, "The effects of reduced voltage on distribution circuit loads", IEEE Trans on Power Systems, Vol. PWR-2, N° 4, November 1987, pp. 1013-1018.
16. Arturo Palma R., "Modelación de cargas para el sistema de distribución de Distribuidora Chilectra Metropolitana S.A., Trabajo de Titulación Ing. Civil Electricista, Universidad de Santiago de Chile, 1990."
17. D.T. Rizy, J.S. Lawler, J.B. Patton, N.H. Fortson, "Distribution automation applications software for the Athens utilities Board", IEEE Trans. on Power Delivery, Vol. 4, N° 1, January 1989, pp. 715-724.-

ANEXO A

SISTEMA ELECTRICO DISTRIBUIDORA CHILECTRA METROPOLITANA S.A.  
DIAGRAMA UNILINEAL SIMPLIFICADO



ANEXO B

Estimación de los parámetros (p,q) empleando el método de los mínimos cuadrados

Sean,  $P_i$  : valor experimental de la potencia efectiva (i-ésima muestra).

$P_i'$  : valor calculado según el modelo.

El método de los mínimos cuadrados consiste en minimizar la suma:

$$S = \sum_{i=1}^n (P_i - P_i')^2 \quad (1)$$

Sin embargo, con el objeto que las ecuaciones normales resulten lineales al considerar el modelo exponencial, conviene emplear la diferencia de los logaritmos; luego,

$$S = \sum_{i=1}^n (\log P_i - (\log P_0 + p \log V_i))^2 \quad (2)$$

derivando esta expresión respecto a  $P_0$  y  $p$ , e igualando a cero, se obtiene:

$$dS/dp = 2 \sum (\log P_i - \log P_0 - p \log V_i) (-\log V_i) = 0$$

$$dS/dP_0 = 2 \sum (\log P_i - \log P_0 - p \log V_i) (-1/P_0) = 0$$

de donde, las ecuaciones normales resultan iguales a:

$$\begin{aligned} n \log P_0 + p \sum \log V_i &= \sum \log P_i \\ \sum \log V_i \log P_0 + p \sum (\log V_i)^2 &= \sum \log P_i \log V_i \end{aligned} \quad (3)$$

Resolviendo (3) para (p), se obtiene:

$$p = \frac{n \sum \log P_i \log V_i - \sum \log V_i \sum \log P_i}{n \sum (\log V_i)^2 - (\sum \log V_i)^2} \quad (4)$$

Para calcular el parámetro q, se procede en forma análoga.

Arturo Palma Roca, Ingeniero Civil Electricista, Universidad de Santiago de Chile (USACH). Actualmente Ingeniero de Proyectos en Empresa MINMETAL.

Hernán Sanhueza Hardy, Ingeniero Civil Electricista, Universidad Técnica del Estado (actual USACH), Magister en Ingeniería Universidad de Toronto (Canadá). Profesor del Departamento de Ingeniería Eléctrica USACH.

Miguel Arias Albornoz, Ingeniero Civil Electricista USACH, Doctor en Ciencias de la Ingeniería Eléctrica, Universidad Federal de Río de Janeiro (Brasil). Profesor del Departamento de Ingeniería Eléctrica USACH.

Juan Urbina Reyes, Ingeniero Civil Electricista Universidad Técnica del Estado (actual USACH). Jefe de Sección software del Departamento Movimiento de Energía y Sistema Supervisor.

REPRESENTAÇÃO DA HIDROLOGIA EM ESTUDOS DE CONFIABILIDADE  
DE SISTEMAS DE GRANDE PORTE

JORGE COELHO  
UFSC/BRASIL

ARMANDO M. LEITE DA SILVA  
ONTARIO HYDRO/CANADA

RESUMO

Este trabalho apresenta uma técnica que visa representar a aleatoriedade das afluências de usinas hidrelétricas na determinação da confiabilidade de sistemas hidrotérmicos através do método da Frequência e Duração. Neste estudo as seqüências hidrológicas do histórico recebem um agrupamento estatístico de modo a viabilizar sua aplicação em sistemas de grande porte. São modeladas unidades geradoras com estados operativos de capacidade reduzida, simultaneamente com todos possíveis estados de carga. O valor esperado e a variância dos índices de frequência e duração da perda de carga são calculados, tratando as taxas de transição entre estados de geração e também os picos de carga previstos como variáveis aleatórias. Sob este aspecto, estes índices de confiabilidade são também variáveis aleatórias. O estudo é realizado sobre o Sistema Sul-Sudeste Brasileiro de geração. Todos os resultados obtidos com este modelo analítico são confrontados com aqueles obtidos com técnicas de Simulação Monte Carlo.

ABSTRACT

This work presents a technique concerned with modelling inflow uncertainties for hydroelectric power plants in order to compute the reliability of hydrothermal systems with the Frequency and Duration approach. In this study the past hydrological sequences are subject to a statistical grouping which allows their use in large-scale systems. The generating units are modelled with operating states of reduced capacity simultaneously with all possible load states. The expected value and variance of the loss of load frequency and duration indices are computed considering the transition rates among generation states as well the load peaks as random variables. Under this assumption, the resulting reliability indices are also random variables. The study is performed on the South-Southeast Brazilian Generation System. All the obtained results with this analytic method are checked with those obtained via Monte Carlo Simulation.

1- INTRODUÇÃO

O método da Frequência e Duração (F&D) é, sem dúvida, uma das técnicas mais completas para se avaliar a adequação estática de um determinado sistema de geração, pois além de determinar índices tais como LOLE (Loss of Load Expectation), LOLP (Loss of Load Probability), EPNS (Expected Power Not Supplied) e EENS (Expected Energy Not Supplied), informa ainda sobre a frequência de uma condição de insuficiência de capacidade de geração, LOLF (Loss of Load Frequency), e a duração desta condição, LOLD (Loss of Load Duration). Basicamente, o método F&D combina, através de técnicas de Markov, os estados de capacidade de geração e carga para obter estados de reserva. Uma vez identificadas todas as reservas negativas (estados de falha), são avaliados os índices de confiabilidade acima citados.

Utilizando o método F&D, estes índices são definidos através das capacidades das unidades de geração com suas respectivas taxas de indisponibilidade forçada e dos picos de cargas previstos. As taxas de transição entre os estados do sistema também devem ser especificadas. Inicialmente, todos estes parâmetros eram representados através

de valores esperados de dados históricos disponíveis e de previsão futuras. É evidente que esta hipótese é irreal devido às incertezas relacionadas com a compilação e coleta destes dados, das prováveis avaliações subjetivas das previsões, etc. [1-4].

Em 1988 foi apresentado um método simples, geral e eficiente, em que os picos de carga e as taxas de transição entre estados de geração são tratados como variáveis aleatórias [4]. As principais características deste método são: média e variância são calculadas não só para a LOLE mas também para a EENS; uma técnica eficiente de arredondamento (padronização) foi utilizada para se obter o vetor do valor esperado e da matriz de covariância associados com a tabela de probabilidade de capacidade indisponível; unidades geradoras com qualquer número de estados são corretamente e facilmente considerados.

Em [5] estes conceitos foram estendidos para tratar todos os índices F&D, como variáveis aleatórias. Deste modo, foram avaliados os valores esperados e as matrizes de covariância das probabilidades e frequências, associados com os estados de geração e de risco, sendo representadas as incertezas relacionadas aos geradores (AG) e

aos picos de carga ( $\Delta L$ ). As principais características deste modelo serão apresentadas na próxima seção.

A avaliação da Confiabilidade da Capacidade de Geração em sistemas predominantemente hidrelétricos possui uma complexidade adicional, já que a capacidade total disponível de uma usina hidráulica depende não só das taxas de indisponibilidade forçada das unidades, mas também dos deplecionamentos do reservatório. Contudo, foi demonstrado em [6], que em grandes sistemas hidrelétricos existe um desacoplamento entre os deplecionamentos dos reservatórios e as saídas forçadas devidas aos equipamentos das unidades. Assim, pode-se avaliar os índices CCG vinculados a cada possível condição hidrológica.

Com o propósito de diminuir o conjunto das seqüências hidrológicas prováveis, são propostas neste trabalho, técnicas de agregação que viabilizem não só a utilização de Frequência e Duração com incertezas [5] em sistemas de grande porte, mas também outras metodologias que se utilizem de seqüências hidrológicas.

O desempenho do método proposto é analisado com o sistema de geração Sul-Sudeste Brasileiro. Com a finalidade de analisar este sistema hidrotérmico, técnicas de agregação são aplicadas. Finalmente, todos os resultados obtidos com o método analítico proposto são confrontados com aqueles obtidos com técnicas de Simulação Monte Carlo (SMC).

## 2. MÉTODO DA FREQUÊNCIA E DURAÇÃO NA PRESENÇA DE INCERTEZAS

Como já foi mencionado anteriormente, o modelo apresentado em [5] mede analiticamente o impacto das incertezas dos parâmetros dos geradores e dos picos de carga na determinação dos índices de confiabilidade da capacidade de geração. Maiores detalhes podem ser vistos em [15]. Suas principais características são:

a) Os seguintes parâmetros de entrada são considerados como variáveis aleatórias: as taxas de transição entre os estados dos geradores (taxas de falha e de reparo) e os picos de carga previstos.

b) A geração e a carga são tratadas como modelos multi-estados desbalanceados em frequência.

c) São avaliadas a média e a variância dos índices de perda de carga, tais como, probabilidade, energia, frequência e duração.

d) O método é baseado em convolução discreta padronizada.

A grande vantagem da técnica de convolução discreta padronizada é que a precisão e o esforço computacional na obtenção dos índices resultantes podem ser consistentemente controlados, através de um incremento de capacidade e de uma probabilidade de truncamento pré-definidos. Estes são parâmetros de controle fundamentais para viabilizar a avaliação dos índices de confiabilidade em sistemas de grande porte.

A Figura 2.1 ilustra os principais passos deste algoritmo.

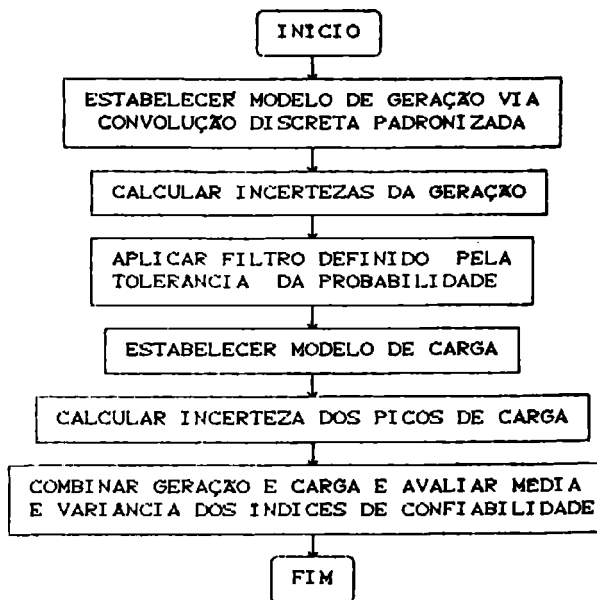


Figura 2.1- Fluxograma do Programa de Frequência e Duração com Incertezas nos Dados.

## 3- MODELAGEM DA HIDROLOGIA

### 3.1- INFLUENCIA DA VARIAÇÃO HIDROLÓGICA

Em um estudo realizado em [7], são relacionados índices de confiabilidade calculados pela metodologia de F&D, condicionados a 50 séries hidrológicas do histórico do Sistema Sul-Sudeste Brasileiro. Os índices finais são estimados como a média dos índices condicionados. Constatou-se que os índices LOLE e LOLF apresentam uma variação significativa diante de cada cenário hidrológico: 76% das condições hidrológicas levam a índices inferiores à média, enquanto umas poucas seqüências produzem índices muito maiores que a média. Estas últimas seqüências geralmente correspondem aos períodos mais secos, e são usualmente denominadas de "seqüências hidrológicas críticas" [8].

A agregação das aflúencias, com a finalidade de modelar sua aleatoriedade, será apresentada a seguir.

### 3.2- AGREGAÇÃO HIERÁRQUICA E NÃO HIERÁRQUICA

O modelo de agregação referido nesta seção é denominado na literatura de cluster, o qual se baseia na distância (ou similaridade) das variáveis a serem agrupadas. Resumidamente, um conjunto qualquer de clusters pode ser visto como uma proposição de organização de dados, os quais reflitam razoavelmente bem os aspectos físicos de cada problema. Podem ser classificados em Agregação Hierárquica e Agregação Não Hierárquica [9].

Em agregações do tipo hierárquico, cada variável amostral (a aflúencia de cada usina hidrelétrica ou a energia gerada por esta

afliuência) é definida como um cluster. O passo seguinte é calcular a distância entre cada variável amostral. As duas variáveis mais próximas são aglutinadas e a distância entre o novo cluster formado e todos os demais é novamente calculada. O processo continua até restar somente um cluster ou se atingir o número de agregações especificado.

Em [9] são apresentadas recomendações para a determinação da quantidade "ótima" de grupos agregados, contudo não existe uma regra geral, e cada caso possui características próprias.

Em agregações Não Hierárquicas, por exemplo Clusters Centróides [10], o procedimento é semelhante ao anterior, com a diferença de utilizar o seguinte critério de aglutinação: a soma do quadrado da distância de cada elemento do cluster a seu centróide. Assim, os elementos são transferidos de um cluster a outro, de modo a diminuir a soma quadrática destas distâncias. Quando, em uma passagem por todos os dados, não houver nenhuma transferência, o algoritmo pára.

### 3.3- AGRUPAMENTO ESTATÍSTICO DAS SÉRIES HIDROLÓGICAS

Para o caso específico da aglutinação das hidrologias, foram utilizadas 50 séries do histórico do sistema Sul-Sudeste Brasileiro. Testes realizados indicaram que a agregação não hierárquica necessita de um grande número de clusters, para reproduzir razoavelmente as 50 séries analisadas. A agregação hierárquica apresentou melhor desempenho, para o caso estudado.

A Figura 3.1 apresenta os erros da média ( $\mu$ ) e do desvio padrão ( $\sigma$ ) dos índices de confiabilidade calculados via cluster hierárquico em relação aos resultados amostrais. As 50 séries foram consideradas equiprováveis e são referentes ao mês de setembro do histórico. Pode-se observar que os erros com 6 clusters são, em média, menores que 2% para  $\mu$  e menores que 1% para  $\sigma$ .

Os resultados são ainda promissores quando aplicados em outros períodos, por exemplo, para a agregação das hidrologias durante os meses de fevereiro e dezembro com 6 clusters. Tabela 3.1.

PER	LOLP		LOLF		LOLD	
	$\mu$	$\sigma$	$\mu$	$\sigma$	$\mu$	$\sigma$
FEV	-2.10	-0.01	-2.20	-0.01	-0.05	-2.30
DEZ	-1.96	-0.25	-2.21	-0.47	0.13	-2.46

Tabela 3.1- Erros Percentuais da Técnica de Agregação Para Fevereiro e Dezembro. Nclusters=6.

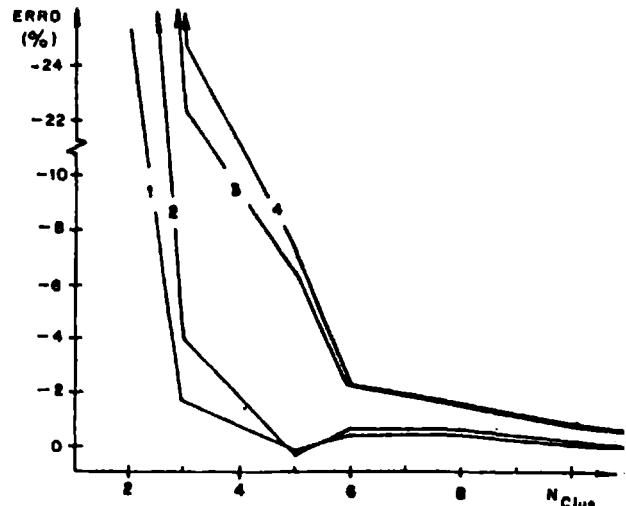


Figura 3.1- Erros Percentuais Versus Número de Agregações. Curvas: 1 =  $\sigma_{LOLP}$ , 2 =  $\sigma_{LOLP}$ , 3 =  $\mu_{LOLP}$  e 4 =  $\mu_{LOLP}$  Mês de Setembro.

### 4- APLICAÇÕES

Com a finalidade de se avaliar o impacto das incertezas num sistema de grande porte, foi feito um estudo no sistema Sul-Sudeste Brasileiro planejado para 1991. Nesta configuração aparecem 67 usinas, sendo 53 hidráulicas e 14 térmicas. O número de unidades disponíveis varia durante o ano, 287 (em janeiro) a 294 (em dezembro).

Como já foi mencionado, pode-se avaliar os índices de risco condicionados a cada uma das hidrologias possíveis. Deste modo, a operação do sistema é simulada (Modelo MSUI [11]) para determinar os volumes no fim de cada mês, bem como a capacidade de geração de cada usina, associada à respectiva sequência hidrológica. Para este caso foram simuladas 50 condições hidrológicas, obtidas dos registros históricos. É evidente que a capacidade total disponível é fortemente dependente dos eventos hidrológicos e, conseqüentemente, os índices de risco também o serão.

Com o objetivo de aumentar a confiança nos registros históricos das taxas de transição dos geradores, foram considerados dados estatísticos de várias fontes [12-13], eliminando os anos iniciais dos registros mais longos, onde ocorre o período de depuração das unidades e, removendo também a componente de tendência de algumas séries. Assim foi possível se avaliar a variância e o valor esperado das taxas de falha e reparo dos geradores. Desvios padrões maiores do que 15% dos valores esperados foram obtidos para as taxas de falha. Para as taxas de reparo, um desvio padrão maior foi alcançado, da ordem de 20%. Foi utilizada a distribuição Normal no método de SMC e evidentemente, durante o sorteio, somente foram considerados valores positivos de taxa. As taxas de transição são simuladas independentemente para cada unidade geradora de cada usina.

Na literatura tem-se sugerido que a

incerteza nos picos de carga pode ser razoavelmente bem representada por uma distribuição Normal. Assim, esta distribuição foi adotada para os picos de carga, com um desvio padrão de 1.5% do valor esperado. Foi considerada correlação plena entre os picos de carga, já que são considerados picos horários de uma semana característica. Deste modo, somente um número pseudo normal foi simulado para todos os 168 níveis de carga (uma semana) em cada SMC.

O mês de setembro foi escolhido para esta análise visto que é neste período que ocorrem os índices mais críticos. A capacidade de geração disponível varia de 42.98 GW, com a condição mais favorável, a 37.65 GW, com a menos favorável. O pico de carga equivalente [7] estimado para este mês é de 38.60 GW.

As tabelas de capacidade de geração foram avaliadas considerando um passo de padronização de 100 MW e desprezando estados com probabilidades menores que 1.E-9. Estes dois parâmetros são adequados para viabilizar a aplicação neste sistema de grande porte.

Os índices obtidos estão em base mensal, i.e., LOLE (horas/mês), EENS (MWh/mês), LOLF (oc/mês) e LOLD (horas).

Dois casos são agora examinados :

Caso  $\Delta H$ : Somente as condições hidrológicas (capacidade de geração) são incertas. Neste caso os resultados da SMC apresentados na Tabela 4.1 são, de fato, obtidos processando 50 vezes o programa F&D sem incertezas, correspondente a cada uma das 50 hidrologias amostrais equiprováveis. Portanto, esta não é uma verdadeira SMC, mas uma "simulação do histórico". A fim de reduzir consistentemente, do ponto de vista estatístico, o número de possíveis capacidades de geração de cada unidade, foram utilizadas técnicas de agregação. Portanto na

Tabela 4.1, os resultados analíticos são aqueles obtidos pelo agrupamento das 50 diferentes capacidades de geração em 6 grupos agregados. A melhor técnica de agregação, para este problema em particular, foi aquela baseada em métodos hierárquicos aglomerativos.

De acordo com a Tabela 4.1, os erros introduzidos pela técnica de agregação (com 6 clusters) foram menores que 2%. Os valores obtidos com 8 clusters apresentam erros menores ainda (Tabela 4.2). Pode-se notar que as incertezas são enormes em todos os índices, particularmente na EENS, LOLE e LOLF, nesta ordem.

Caso  $\Delta GLH$  : Todos os parâmetros são incertos, i.e., são considerados como variáveis aleatórias as taxas de transição dos geradores, os picos de carga previstos e as capacidades de geração das unidades hidráulicas, ao mesmo tempo. Neste caso foram realizados 4000 SMC, onde a precisão da estimativa do método de simulação foi da mesma ordem de grandeza de outros estudos da literatura [14] (3,0% e 4,7% para a LOLE e EENS, respectivamente). Também aqui, foram utilizados 6 agrupamentos das capacidades de geração, com a mesma técnica do caso anterior, porém inserindo incertezas nas taxas dos geradores e na demanda de cada série hidrológica agregada. Houve, portanto, a reunião das técnicas de agregação e do modelo analítico de Frequência e Duração com incertezas. Resultados adicionais com 8 agrupamentos são listados na Tabela 4.2. Visivelmente, os impactos das incertezas são extremamente elevados, havendo uma componente dominante,  $\Delta H$ , seguida por  $\Delta L$  e  $\Delta G$ . Como se pode notar na Tabela 4.1, o método analítico foi bastante preciso, com erros médios de cerca de 4%.

Índice	Método	Analítico		SMC	
		$\mu$	$\sigma$	$\mu$	$\sigma$
$\Delta H$	LOLE	4.727	10.00	4.305	10.02
	EENS	4710.	15 490	4761.	15 450
	LOLF	2.993	5.088	3.032	5.110
	LOLD	1.217	0.227	1.218	0.228
$\Delta GLH$	LOLE	5.705	10.31	5.842	11.09
	EENS	5814.	16 582	5914.	17 503
	LOLF	3.541	5.044	3.628	5.567
	LOLD	1.245	0.235	1.145	0.252

Tabela 4.1-Estatísticas dos Índices de Confiabilidade do Sistema SSB.

Índice	Método	Analítico		SMC	
		$\mu$	$\sigma$	$\mu$	$\sigma$
$\Delta H$	LOLE	4.728	10.00	4.305	10.02
	EENS	4740.	15 487	4761.	15 450
	LOLF	3.005	5.092	3.032	5.110
	LOLD	1.217	0.227	1.218	0.228
$\Delta GLH$	LOLE	5.745	10.31	5.842	11.09
	EENS	5844.	16 578	5914.	17 503
	LOLF	3.567	5.051	3.628	5.567
	LOLD	1.245	0.236	1.145	0.252

Tabela 4.2-Estatísticas dos Índices de Confiabilidade do Sistema SSB, com 8 Clusters

Todos os cálculos anteriores foram executados num computador CDC-CYBER 170-835. A Tabela 4.3 indica os tempos gastos pelos métodos analítico e SMC, sendo gastos 1,5s por simulação. A SMC gastou 1 hora e 40 minutos com as 4000 simulações, enquanto que o modelo analítico gastou 18 minutos. Este tempo pode ser reduzido para cerca de 2,6 minutos (5), se for realizado processamento paralelo, ou seja, a representação das incertezas na hidrologia é "paralelizável". Indubitavelmente a economia de tempo computacional é considerável, quando se aplica a técnica proposta.

Caso	Sistema SSB	
	Analítico	SMC
ΔH	18	110
AGLH	910	6000

Tabela 4.3 - Tempos de Processamento em Segundos de CPU.

#### 5- CONCLUSÕES

Neste artigo foi apresentado um método eficiente e geral, baseado em convolução discreta padronizada, que mede analiticamente o impacto dos parâmetros com incerteza nos índices de confiabilidade da capacidade de geração de sistemas hidrotérmicos, incluindo a frequência e a duração das falhas do sistema. As seqüências hidrológicas foram consistentemente agrupadas através de técnicas de aglutinação, ocasionando grande redução de tempo de processamento. Observe-se que a representação das incertezas da hidrologia pode ser também analisada via processamento paralelo.

Os resultados alcançados com o sistema Sul-Sudeste Brasileiro demonstram a eficácia do modelo analítico com sistemas de grande porte, que em sua versão anterior representava apenas a aleatoriedade da demanda e das taxas dos geradores, sendo incluída neste estudo também a hidrologia.

Finalmente o método proposto apresenta uma técnica eficiente para realizar estudos de sensibilidade com os índices de confiabilidade, e analisar a expansão da capacidade de geração, sob o enfoque das incertezas nos parâmetros dos geradores, da carga e da hidrologia.

#### 6- AGRADECIMENTOS

Os autores agradecem a ajuda financeira recebida pelas instituições CAPES, CNPq e FINEP em suporte a este projeto.

#### 7- BIBLIOGRAFIA

- [1] Patton, A.D. & Stasinos, A.; "Variance and Approximate Confidence Limits on LOLP for a Single-Area Systems", IEEE Trans. on PAS, Vol. PAS-94, pp. 1320-1330, Jul./Aug. 1975.
- [2] LEITE DA SILVA A.M., GEBER de MELO A.C., COELHO J., PAZO BLANCO F.A.F., CUNHA S.H.F.; "The Effects of Uncertainties in Generating Capacity Reliability Evaluation", Proc. 2nd Int. Symp. on Probabilistic Methods Applied to Electrical Power Systems, Oakland, USA, Sep. 1988.
- [3] HAMOUD G., BILLINTON R.; "Uncertainty Considerations in F&D Analysis for Radial And Two Interconnected Systems", IEEE Trans. on PAS, Vol. PAS-101, No. 10, pp. 3658-3668, Oct. 1982.
- [4] LEITE DA SILVA A.M., PAZO BLANCO F.A.F., COELHO J.; "Discrete Convolution in Generating Reliability Evaluation: LOLE Calculations and Uncertainties Aspects", IEEE Trans. on Power Systems, Vol. 3, No. 4, pp. 1618-1624, Nov. 1988.
- [5] LEITE DA SILVA A.M., COELHO J., MELO A.C.G.; "Avaliação da Confiabilidade da Capacidade de Geração Através do Método da Frequência e Duração na Presença de Incertezas", VIII Congresso Brasileiro de Automática, pp. 700-708, Belém, 1990.
- [6] CUNHA S.H.F., GOMES F.B.M., OLIVEIRA G.C., PEREIRA M.V.F.; "Reliability Evaluation in Hydrothermal Generating Systems", IEEE Trans. on PAS, Vol. PAS-101, Dec. 1982.
- [7] LEITE DA SILVA A.M., GEBER de MELO A.C., CUNHA S.H.F.; "Avaliação da Confiabilidade da Capacidade de Geração de Sistemas Hidrotérmicos através da Frequência e Duração", Revista Brasileira de Engenharia-RBE, Vol. 4, pp. 21-39, 1987.
- [8] CUNHA S.H.F., OLIVEIRA G.C., PEREIRA M.V.F., ARIENTI V.L., MELO A.C.G.; "Composite Generation/Transmission Reliability of The Brazilian Southern/Southeastern System", Proc. 2nd Int. Symp. on Probabilistic Methods Applied to Electrical Power Systems, Oakland, USA, Sep. 1988.
- [9] ANDERBERG M.R.; "Cluster Analysis for Applications", N.Y., Academic Press, 1973.
- [10] SINGH C., CHEN Q.; "Generation System Reliability Evaluation Using a Cluster Based Load Model", IEEE Trans. on PS, Vol. 4, No. 1, pp. 102-107, Feb. 1989.
- [11] ELETROBRAS/DENE; "Modelo de Simulação a Usinas Individualizadas (MSUI)- Manual de Utilização", Relatório Técnico, 1977.
- [12] CIER; "Estatísticas de Falhas em Equipamentos", Relatório Técnico, 1978.
- [13] BRASIL CAMARGO C.C., ALKAIM J.L., LUIZ da SILVA E.; "Tratamento Probabilístico no Sistema de Geração da ELETROSUL", V Congresso Brasileiro de Automática, pp. 1046-1049, Campinas, 1984.
- [14] MELO A.C.G., PEREIRA M.V.F., CUNHA S.H.F., LEITE DA SILVA A.M., PINTO L.M.V.G.; "Avaliação de Índices de Frequência e Duração no Cálculo da Confiabilidade Composta de Sistemas de Geração e Transmissão", VIII Congresso Brasileiro de Automática, pp. 691-699, Belém, 1990.
- [15] COELHO J.; "Confiabilidade de Sistemas de Geração de Grande Porte na Presença de

Incertezas nos Dados", DSc Thesis, PUC\_RJ, 1990.

J. Coelho nasceu em Tubarão, Santa Catarina, Brasil em 1955. Obteve seu BSc e MSc na Universidade Federal de Santa Catarina (UFSC) em 1977 e 1980, respectivamente, e o grau de DSc na Pontifícia Universidade Católica do Rio de Janeiro (PUC-RJ) em 1990. Atualmente é Professor Adjunto do Depto. de Engenharia Elétrica na UFSC.

A.M. Leite da Silva nasceu no Rio de Janeiro, R.J., Brasil, em 1954. Obteve seu BSc na PUC-RJ em 1975, seu BSc na Univ. Fed. do R.J. em 1977, e seu PhD na Univ. de Manchester (UMIST), England, em 1980. Ele é Professor Associado no Depto. de Eng. Elétrica na PUC-RJ. Atualmente está como pesquisador visitante na Ontario Hydro Research Division, Toronto, Canadá.



**INVESTIGATION AND DEVELOPMENT OF TOOLS FOR APPLICATION  
IN GROUNDING PROJECTS IN THE CONSTANT POTENTIAL APPROACH DOMAIN**

Silvério Visacro Filho                      Marcelo Aguiar de Campos  
Grounding and Lightning Laboratory - Electrical Eng. Dept.  
U. F. M. G. - Federal University of Minas Gerais - BRAZIL  
Av. Contorno, 842 - 10<sup>o</sup> andar - CEP: 30110 - Belo Horizonte

**ABSTRACT**

In this work, the authors present the development of a computational modelling for grounding at low frequencies range. The results generated by simulation for basic electrodes configurations were compared to those obtained by measurements in conditions of homogeneous soil (resembled by reduced scale models tested in electrolytic tank) and in conditions of two-layer stratified soil (in this case with a real scale model). The strict accordance of results showed that the developed model is a powerful tool for application in grounding projects.

**1. INTRODUCTION**

The technical literature presents calculations procedures for electrical grounding projects [1,2]. Meanwhile, it is noticed the lack of an efficient evaluation for them. Mainly, the practical confirmation of these techniques results is requested. Also, only their final formulations to be employed are generally presented. As the steps to reach them are omitted, there is some hesitation on their application.

This research began with the grounding modelling development. For the purpose of our research, the interest is related to the slow phenomena, whose representative frequencies are near the industrial one. In this condition, and for grounding dimension not excessively large, the constant potential approach for the electrodes is very reasonable. So, within this assumption, a physical representation for the grounding was proposed.

In order to evaluate the modelling, it was necessary to develop some empirical implementation for actual conditions of grounding plants. Some usual electrode configurations were considered embedded in an homogeneous soil and in a two-layer stratified soil. Scale reduced models in electrolytic tank were used to resemble the first condition and a real scale model was really implanted in a two-layer earth. Measurement data could be obtained for comparison with results of the same configurations simulated by the computational program developed from the modelling.

**2. COMPUTATIONAL MODELLING**

**2.1. Analytical Development**

In order to establish the mathematical grounding representation, some analytical deductions were necessary. The formulation evolved from basic electromagnetic considerations:

. Potential generated at point "p" of an infinite medium of resistivity "ρ" by a punctual current source "i", at a distance "r".

$$V_p = \frac{i}{2\pi r} \quad (1)$$

. Potential generated at point "p" for the same conditions by a linear source whose linear current density is i' = I/L ("I" is the total dispersed current along the length "L").

$$V_{pj} = \int_{L_j/2}^{L_j/2} \rho \frac{I}{4\pi L_j} \frac{1}{r} dx \quad (2)$$

("x" is the direction of the conductor).

. Potential generated at conductor segment by the same linear current source. It is reasonable to suppose that the conductor is well approached as the medium value of potential when all segment points are considered. This potential can be obtained by integration of the previous equation along the conductor axis (x<sub>o</sub> and x<sub>f</sub> are the initial and final segment coordinates):

$$V_{ij} = \frac{1}{L} \int_{x_o}^{x_f} V_{pj} dx \quad (3)$$

If the conductor lies in another direction, as for example, orthogonal to the linear source, a similar integration should be done along the direction. In the appendix, the solution of all equations are presented for parallel and orthogonal conductors.

**2.2. Grounding Expression by a Matricial Formulation**

An efficient way of grounding modelling in the assumption of constant potential for electrodes consists in the electrodes partition into small conductor pieces. Each one of them is substituted by a segment of the same conductor length from which a determined value of current is dispersed to the soil. The boundary condition imposed at the conductor surface is a constant potential along all the grounding electrodes.

As the concept of mutual resistance "R<sub>m</sub>" between two electrodes embedded in an infinite soil is just the potential generated in one of them by the unitary current dispersed by the other, we can use the formulas (9) and (10) to determine this value: R<sub>m</sub> = V<sub>ij</sub>/I<sub>j</sub>. If we consider the potential generated at the electrode surface by its own current, it is established the self-resistance conductor concept: R<sub>p</sub> = V<sub>ij</sub>/I<sub>j</sub>.

Now, if we consider all the segments that compose the grounding system, the problem of grounding calculation can be resumed in the solution of a linear matricial system  $[V] = [R] [I]$ :

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \\ \vdots \\ V_n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_{11} & R_{12} & \dots & R_{1n} \\ R_{12} & R_{22} & \dots & R_{2n} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ R_{n1} & \dots & \dots & R_{nn} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \\ \vdots \\ I_n \end{bmatrix} \quad (4)$$

It is possible to take into account the soil discontinuity considering an image for each segment. If we have stratified soil, several images should be considered. The geometric positions of this images can be found in classical electromagnetic texts or in reference [3]. As the resulting potential in a conductor due to a set of current sources is the algebraic sum of the potential generated at its surface by each one of the sources, in order to compute the images effect in the mutual and self-resistance terms, it is only necessary to add the mutual resistance between the segment and each image.

For solution of the system, we consider the potential of each segment to have the same value and so, the total current of each segment can be determined. From this solution, some important results can be derived:

- Grounding resistance, which can be calculated by the relation between electrodes potential value and the sum of all segments current. Yet, if the elements of the inverse matrix (called the admittance matrix  $G = R^{-1}$ ) are available, the resistance can be also expressed by the inverse of the summatory of all elements of the admittance matrix.

$$R_t = \frac{V}{R} \quad (5) \quad \text{or} \quad R_t = \frac{1}{\sum_{i,j} G_{ij}} \quad (6)$$

- Potential at any point at grounding surroundings. This can be calculated as the result of successive application of equation (8) for all segments (included images), whose current and position are already known.

### 2.3. Matricial Solution

To solve the previous system, two direct methods were employed: Gauss-Jordan Elimination and Cholesky Factoration Algorithms. The first one presents as advantage, the admittance matrix preservation; meanwhile, the second is more efficient in terms of processing time and memory requirements.

### 2.4. Computational Modelling

Though the physical modelling concept is already presented, there is a long way from it to final computational implementation. Some questions rise, as for example, which the proper number of segments for the grounding partition is. It is necessary much care to make efficient the computational processing in terms of time and memory, too.

It was developed a computational program dedicated to IBM-PC microcomputer and, due to memory and processing time efficiency restrictions, its application was limited to the partition of grounding in 250 segments. During this work, there were no specific worries about grounding dimensions, but strictly about modelling evaluation. However, it can be noticed that the program application may

contemplate dimensions of conventional grids (regular meshes), even superior to 1000 m. Meanwhile, this tool is just adequate to explore the irregularities of current density at soil, which determine the positioning of more spaced conductors in regions of lower voltage gradient. Thus, with irregular meshes we suppose that the program application can be extended to grids about 2500 m.

## 3. PRACTICAL DEVELOPMENTS

### 3.1. Reduced Scale Model

In order to resemble with accuracy the condition of grounding placed in an homogeneous soil, it can be employed reduced scale models. The use of this technique makes possible the decrease of grounding influence area by means of a scale factor. This corresponds to the reduction of the distance we assume for the remote earth by the same factor. In the translation of results to real scale, this factor must be computed. An additional reduction in the area of interest can be obtained by the use of an electrolytic tank. The principle of this practice derives from the substitution of an equipotential surface near the reduced model by a metallic surface which constitute the internal limits of an electrolytic tank. Evidently, it is necessary to compute this by an additioning factor.

The electrolytic tank of the Grounding and Lightning Research Laboratory of UFMG Electrical Engineering Department was employed. It consists of a 37.5 cm radius hemisphere filled with water (whose resistivity can be controlled by addition of salts), where the reduced model was immersed. The dimensions of this model must be limited so that if the medium were infinite, it would generate, at the place corresponding to the tank surface, an equipotential of the same shape of this one.

During the measurements, a potential difference " $\Delta V$ " was applied between the model and the tank surface, resulting in a current of magnitude " $I$ ". The potential of the scale model related to infinite is determined by adding to " $\Delta V$ " the potential difference between the surface and infinite, which would result from the flux of current " $I$ " in the external medium, if this medium were identical to the one inside. As the resistance of an " $r$ " radius hemisphere placed in a medium of resistivity " $\rho$ " is given by  $R = \rho/2\pi r$ , the voltage additioning factor ( $S$ ) can be directly obtained from:  $S = \rho I/2\pi r$ . The potential referred to infinite is given by:

$$V_t = \Delta V + \frac{\rho I}{2\pi r} \quad (7)$$

### 3.2. Real Scale Model

For consideration of the usual condition of two-layer earth, we implanted a ground grid into a soil whose 1.1 m deep first layer had 330  $\Omega \cdot m$  resistivity and the second layer was 1230  $\Omega \cdot m$ . The grid was 8.0 m long and 3.2 m wide, placed at 0.3 m deep, and it had 24 meshes (1.0 m x 0.8 m). Although this grid was relatively small compared to those used in substations, it was perfect for our purposes of modelling evaluation, once this size allows us to know exactly the surrounding soil conditions in the region of interest (about five times the longest grid linear dimension), which would be very difficult for a larger one.

The same configuration, modified by the insertion of ten 0.5 m long rods were tested at the same depth, in a two-layer stratified soil of 200  $\Omega \cdot m$  and 1200  $\Omega \cdot m$  resistivity values for first and second layers, respectively. Also in this case, the depth of the first layer was 1.1 meter.

### 3.3 Measurements

Two types of measurements were performed in order to evaluate results:

- Voltage at medium surface;
- Grounding resistance.

The measurements to determine the potential at medium surface were done in each case for the points along several directions. The distance between adjacent points was 1cm in the area above the reduced scale model and proximities, and 2 cm for the distant external region. These distances were respectively 20 cm and 50 cm for the two-layer soil measurements.

The values of each point potential were measured directly from the point to remote earth in the two-layer soil. For the reduced scale, the potential difference, measured between the point and the tank surface, should have to be corrected to result in the absolute potential for the point.

The resistance was determined by the relation of the absolute potential grid and the measured current. Measurements were also done with an earth tester instrument for the stratified case. The measurement set up is presented for the two cases:

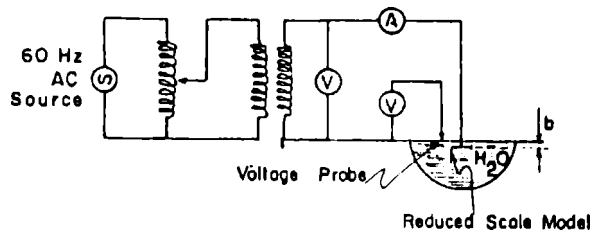


Fig.1 - Measurement set up for reduced scale models

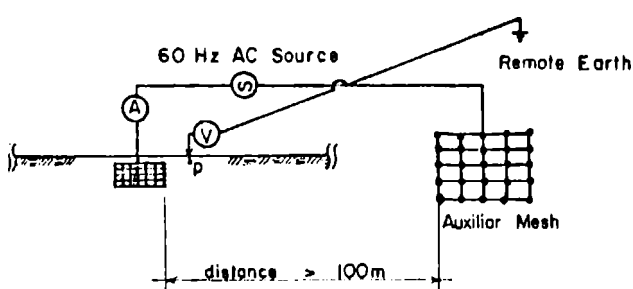


Fig.2 - Measurement set up for real scale models

While for the two-layer soil we tested only the referred configurations, eight different basic reduced scale model configurations were tested at different depth. In each case, about 150 points were measured.

## 4. MODELLING EVALUATION

In order to evaluate the developed modelling,

several grounding configurations were simulated by computational program and the results were compared to those obtained by measurements.

### 4.1 Results

As there is not enough space to present all simulated and measured data, we selected some cases we consider illustrative. Meanwhile, the analysis that is following presented, take the entire data into account.

Figure 3 shows a summary of simulation results along indicated directions (A,B,C,D,E,F) for three configurations. Figures 4 and 5 presents a comparison between simulated and measured results for two cases, the first for homogeneous soil and the other for a two-layer earth. The continuous lines correspond to the simulated values, while the crosses, to the measured. The direction is indicated by the letters, "H" refers to the first layer depth, "b" is the grid depth,  $R_c$  is the calculated grid resistance and  $R_m$  is the measured one.

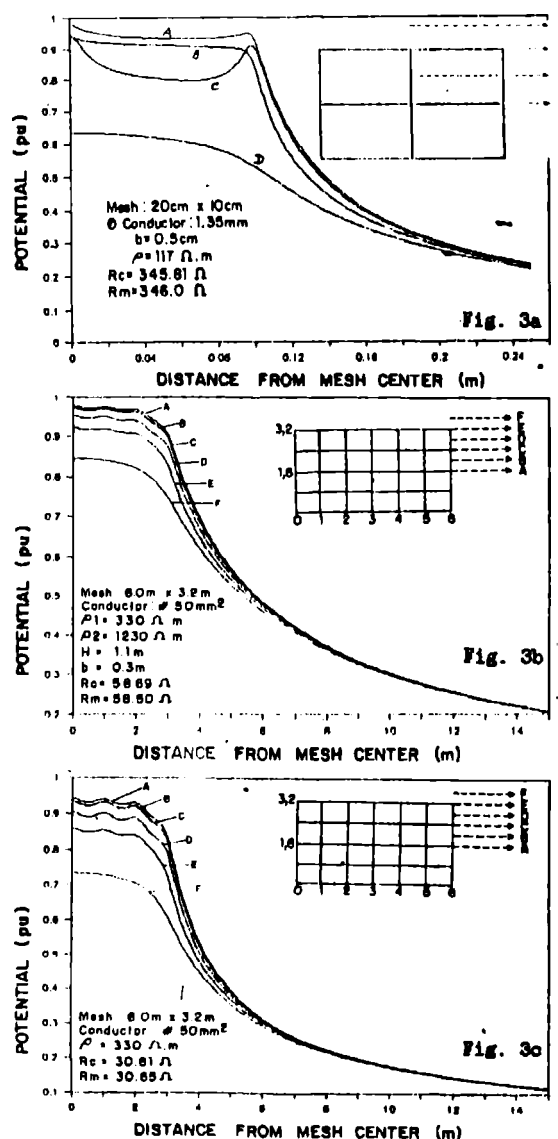


Fig.3 - Resume of simulation results

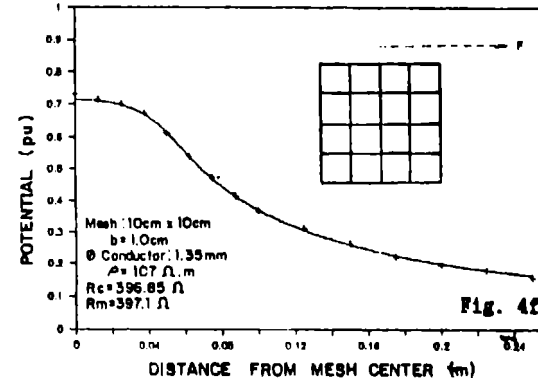
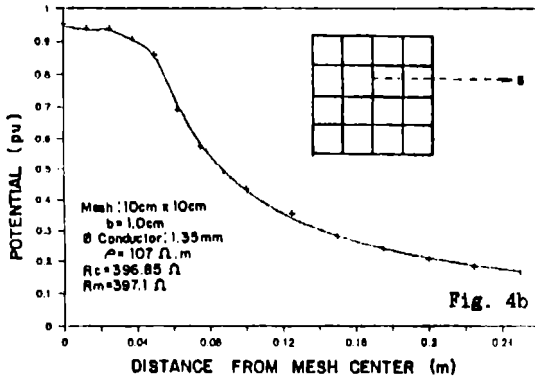
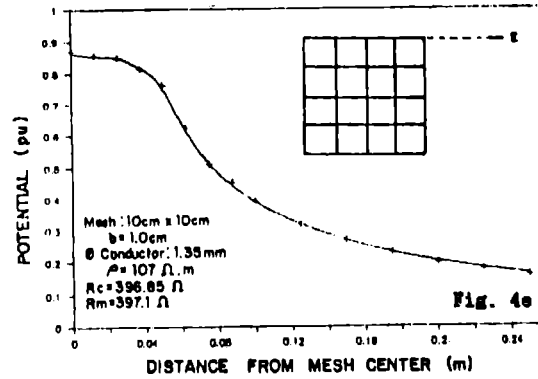
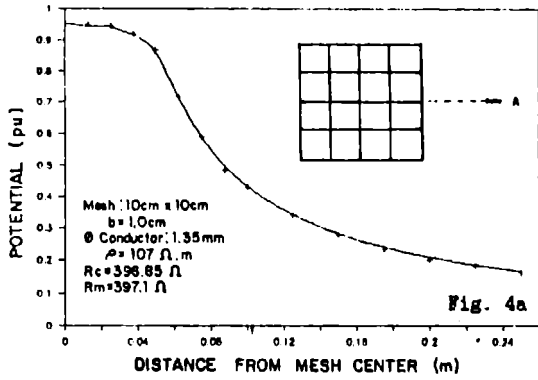
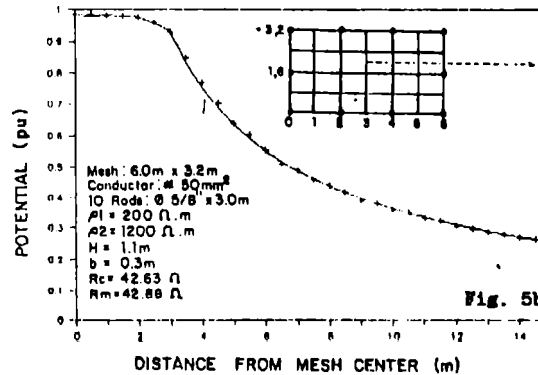
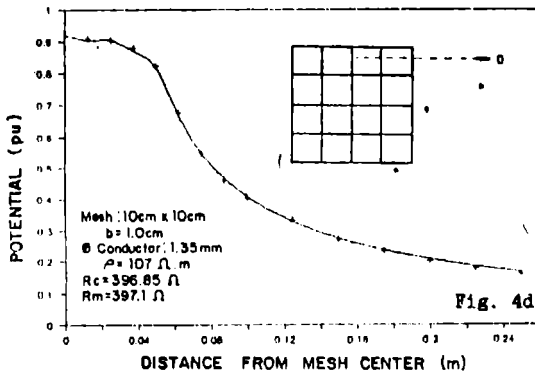
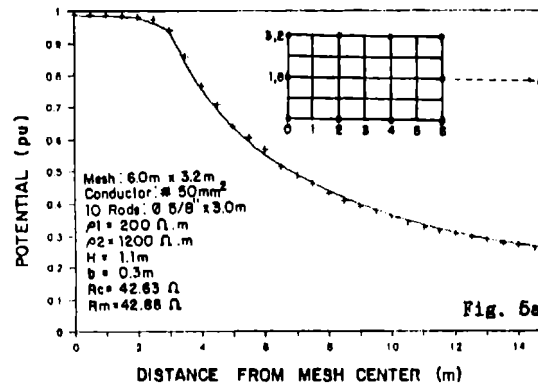
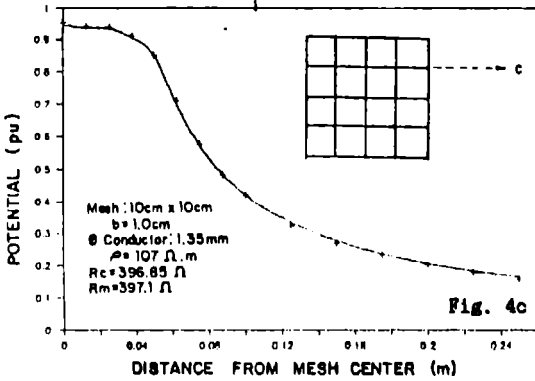


Fig. 4 - Comparison of results for reduced scale model



## 4.2 Result Analysis

For comparison of simulation results and measurement data, two factors must have to be taken into account:

- the source and dimension order of measurement errors;
- confiability of input data for simulation.

Concerning the first factor, all the employed instruments were selected in order to reduce the errors with 0.5% range. A critical error source is the voltage probe position deviation from that position intended for measurement at the surface of the medium. Although special care were taken, it was almost impossible to avoid deviations about 1 mm for the measurements at the tank. This can result in errors higher than 1.5% at grid extremities. The influence of this error for the two-layer case is reduced.

About the input data provided for simulation, the critical point is just the accuracy of soil model (resistivities values and layers' depths), which depends on the instrumentation and cares provided during resistivity measurements. As it is so easy to determine the resistivity of the tank water, this problem can influence the results only for stratified soils.

For the homogeneous soil condition (resembled by reduced models in tanks), practically all measured points (for all configurations) presented errors lower than 1%, when the corresponding values were compared to those generated by simulation. Only a very few points had this limit exceeded by a very little amount and, in this case, our analysis attributes this behavior to the factors previously referred. We really estimate an error about 0.5% for the results of the developed modelling. This estimative can be promptly extended to the stratified earth case, once the computation of the stratification derived from analytical formulation and we expect that the successive image terms cut should not introduce errors greater than 0.1%. The graphics data showed strict accordance with this expectative. As the physical quantities related to grounding behavior presents wide variation during the year and some uncertainties, there is no meaning in looking for a so reduced error value. Meanwhile, it is worthwhile to denote that this value was a natural consequence of the modelling development and no additional efforts were done to obtain it.

## 5. CONCLUSION

The authors described a theoretical and computational work to generate grounding modelling to general configurations at constant potential approach. Though in literature similar computational modelling based on grounding partition are presented, the evaluation of their precision is done by comparison of results generated by a determined number of electrodes partition for the grid, with those generated by a higher number of segments. In this way, several approaches necessary to implement the computational modelling and even numeric errors can deviate the result generated from the exact one. The practical confirmation of modelling results are essential.

We implemented the evaluation of modelling for usual grounding conditions by means of reduced scale

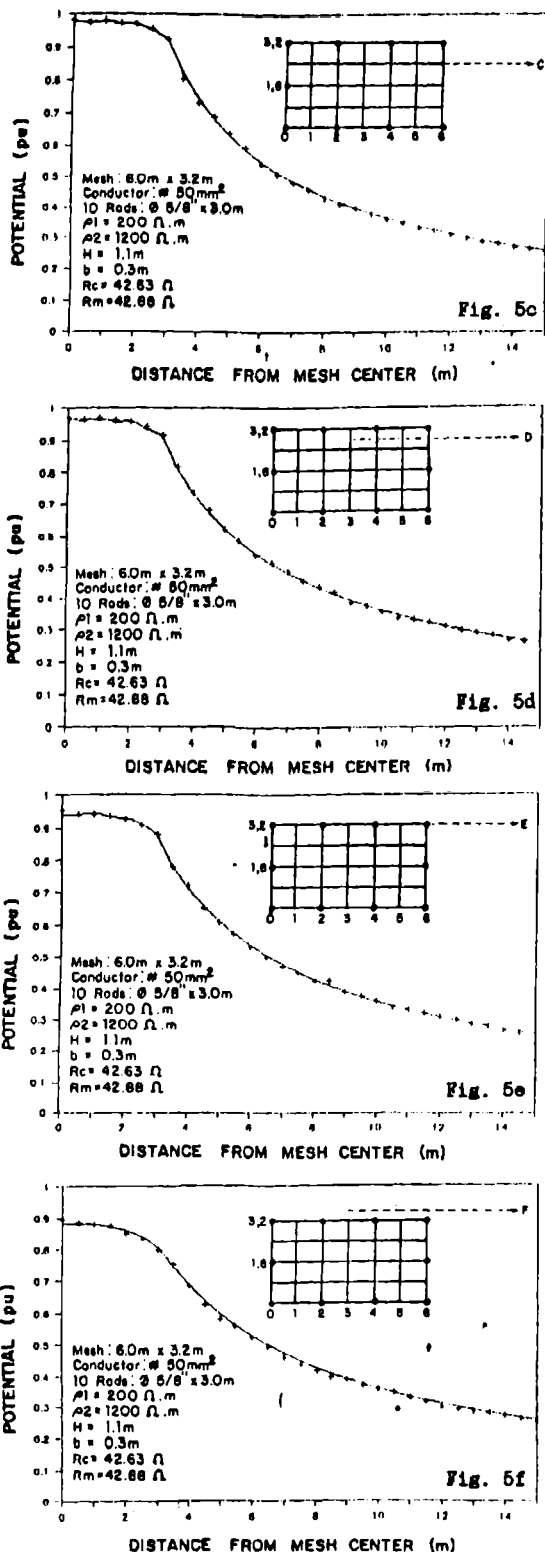


Fig.5 - Comparison of results for real scale model

model placed into electrolytic tanks (which resembles perfectly homogeneous soil) and real scale model embedded in a two-layer soil.

The results of the measurements confirm the accuracy of the grounding modelling at the constant potential approach domain. The errors values were practically lower than 1%.

The authors are, at the moment, just working to increase the developed program capacity, with the extension of their application to large grounding grids.

#### REFERENCES

- [1] C.M. Portela; "Cálculo de Parâmetros e Comportamento de Malhas de Terra", ABNT - COBEE-IEEE Section Rio de Janeiro, Brazil - March 1985.
- [2] R.J. Heppe; "Computation of Potential at Surface Above an Energized Grid or Other Electrode, Allowing for Non-Uniform Current Distribution", IEEE Transaction of PAS, Vol. PAS-98, No.6, pp. 1978/1989, Nov./Dec. 1978.
- [3] M.A. Campos; "Modelagem Computacional e Experimental de Sistemas de Aterramentos", M. Sc. Thesis (Adviser: S. Visacro) UFMG Belo Horizonte, Brazil, April 1991.
- [4] R. Caldecott, D.G. Kasten; "Scale Model Studies of Station Grounding Grids", IEEE Transaction on PAS, Vol. PAS-102, No. 3, March 1983.
- [5] S. Visacro, M.A. Campos; "Aplicação da Aproximação Potencial Constante no Projeto de Malhas de Aterramento: Análise de Sensibilidade; Testes Experimentais com Modelos Reduzidos", X SNTPEE, Grupo VIII, CTBA GSE/23, Curitiba (PR), Brazil, 1989.
- [6] M.R.M. Scoralick, R.F.G. Gonçalves; "Estudo de Desempenho de Malhas de Aterramento, através de Modelo em Escala Reduzida", 3rd. ERLAC (CIGRÉ), 25-04, Foz de Iguaçu, Brazil, 1989.

#### APPENDIX

$$V_{p,j} = \frac{\rho I}{4\pi L_j} \text{LN} \frac{\sqrt{(L_j/2 - x)^2 + r^2} + (L_j/2 - x)}{\sqrt{(L_j/2 + x)^2 + r^2} - (L_j/2 + x)} \quad (8)$$

$$r = \sqrt{y^2 + z^2}$$

For parallel segments

$$V_{i,j} = \rho \frac{I}{4\pi L_i L_j} (\lambda_1 - \lambda_2) \quad (9)$$

$$\lambda_1 = A_k \cdot \text{LN} \left[ \frac{1}{r_i} (\sqrt{A_k^2 + r_i^2} + A_k) \right] - \sqrt{A_k^2 + r_i^2}$$

$$- C_k \cdot \text{LN} \left[ \frac{1}{r_i} (\sqrt{C_k^2 + r_i^2} + C_k) \right] + \sqrt{C_k^2 + r_i^2}$$

$$\lambda_2 = B_k \cdot \text{LN} \left[ \frac{1}{r_i} (\sqrt{B_k^2 + r_i^2} - B_k) \right] - \sqrt{B_k^2 + r_i^2}$$

$$+ D_k \cdot \text{LN} \left[ \frac{1}{r_i} (\sqrt{D_k^2 + r_i^2} - D_k) \right] + \sqrt{D_k^2 + r_i^2}$$

onde:  $A_k = (L_j/2) - x_0$   $B_k = (L_j/2) + x_0$   
 $C_k = (L_j/2) - x_f$   $D_k = (L_j/2) + x_f$   
 $r_i^2 = y_i^2 + z_i^2$

For orthogonal segments

$$V_{i,j} = \rho \frac{I}{4\pi L_i L_j} (\lambda_n) \quad (10)$$

$$\lambda_n = z_f \cdot \left[ \frac{\sqrt{M_k^2 + y_i^2 + z_f^2} + M_k}{\sqrt{N_k^2 + y_i^2 + z_f^2} - N_k} \right] + z_0 \cdot \text{LN} \left[ \frac{\sqrt{N_k^2 + y_i^2 + z_0^2} - N_k}{\sqrt{M_k^2 + y_i^2 + z_0^2} + M_k} \right]$$

$$+ M_k \cdot \text{LN} \left[ \frac{\sqrt{M_k^2 + y_i^2 + z_f^2} + z_f}{\sqrt{M_k^2 + y_i^2 + z_0^2} + z_0} \right] + N_k \cdot \text{LN} \left[ \frac{\sqrt{N_k^2 + y_i^2 + z_f^2} + z_f}{\sqrt{N_k^2 + y_i^2 + z_0^2} + z_0} \right]$$

$$+ 2|y_i| \cdot \text{TAN}^{-1} \left[ \frac{\sqrt{M_k^2 + y_i^2} - M_k}{\sqrt{M_k^2 + y_i^2} + M_k} \right] \cdot \text{TAN} \left[ \frac{1}{2} \text{TAN}^{-1} \frac{z_f}{\sqrt{M_k^2 + y_i^2}} \right]$$

$$- \text{TAN}^{-1} \left[ \frac{\sqrt{N_k^2 + y_i^2} + N_k}{\sqrt{N_k^2 + y_i^2} - N_k} \right] \cdot \text{TAN} \left[ \frac{1}{2} \text{TAN}^{-1} \frac{z_f}{\sqrt{N_k^2 + y_i^2}} \right]$$

$$+ \text{TAN}^{-1} \left[ \frac{\sqrt{N_k^2 + y_i^2} + N_k}{\sqrt{N_k^2 + y_i^2} - N_k} \right] \cdot \text{TAN} \left[ \frac{1}{2} \text{TAN}^{-1} \frac{z_0}{\sqrt{N_k^2 + y_i^2}} \right]$$

$$- \text{TAN}^{-1} \left[ \frac{\sqrt{M_k^2 + y_i^2} - M_k}{\sqrt{M_k^2 + y_i^2} + M_k} \right] \cdot \text{TAN} \left[ \frac{1}{2} \text{TAN}^{-1} \frac{z_0}{\sqrt{M_k^2 + y_i^2}} \right]$$

$L_j/2 - x_i = M_k$   $L_j/2 + x_i = N_k$

(the medium point of linear source is supposed to be located at origin of coordinate system)

- j - refers to current source segment
- i - refers to conductor segment where potential is being calculated
- x,y,z - coordinates of point "p"
- x<sub>i</sub>,y<sub>i</sub>,z<sub>i</sub> - coordinates of conductor segment medium point
- x<sub>0</sub>,x<sub>f</sub> or z<sub>0</sub>,z<sub>f</sub> - coordinates of initial and final point for the conductor segment
- L<sub>i</sub> - conductor segment length

**Silvério Visacro Filho** was born in Belo Horizonte, Brazil, on August 30th., 1956. He received the BSEE Degree in 1979 and M.Sc. Degree in 1983 from Federal University of Minas Gerais (UFMG). He has been with UFMG since 1980 as an Associate Professor at the Electrical Engineering Dept.. His major interest concerns Lightning, Electromagnetic Transients and Grounding, which is just the subject of his Ph.D. Thesis on development at COPPE/UFRJ.

**Marcelo Aguiar de Campos** was born in Belo Horizonte on July 28th, 1957. He received the BSEE Degree in 1981 from Catholic University of Minas Gerais and the M.Sc. Degree from UFMG. Since 1982, he works as an electrical engineer at the Engineering Dept. of Banco do Brasil. His activities relates to installation and maintenance of electrical systems, with particular interest at grounding.

# ANÁLISE DO DESEMPENHO DE MEDIDORES DE ENERGIA DO TIPO INDUÇÃO SUBMETIDO AS DISTORÇÕES HARMÔNICAS

ALOÍSIO DE OLIVEIRA

JOSÉ CARLOS DE OLIVEIRA

Departamento de Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Uberlândia  
38400 - Uberlândia - MG - Brasil

## ABSTRACT

This article aims to present and discuss computational analysis results of the influence of distorted voltage and current on the operation of conventional or electromechanical energy meters. These are modelled in such a way to permit the observation of display error arising by alterations in any specified harmonic distortion variable. The error estimate is obtained by the comparison of two different velocities of the meter disc which result by the application of purely, sinusoidal voltage and current signals and distorted ones.

### Resumo:

Este artigo tem por objetivo apresentar resultados de investigações computacionais, conduzidas no sentido de analisar a influência de tensões e correntes distorcidas, na operação de medidores de energia. São considerados apenas os instrumentos convencionais ou eletromecânicos, os quais são modelados de forma bastante completa, de modo a permitir a avaliação dos erros de leitura sob qualquer alteração das variáveis de definição das distorções harmônicas. O princípio da estimativa dos erros baseia-se na diferença das velocidades de rotação do disco, sob a ação de sinais de tensão e corrente puramente senoidais e distorcidos. Resultados extraídos de um programa computacional permitem avaliar as influências individuais dos diferentes parâmetros de definição das distorções.

### 1. INTRODUÇÃO:

Nos últimos anos vários tipos de cargas elétricas especiais foram implantados nos mais diferentes sistemas elétricos. Como exemplos destas citam-se: conversores estáticos, fornos a arco, compensadores estáticos, etc. Estas, apesar de terem funções diversas em um sistema elétrico, têm em comum, além das vantagens técnicas e econômicas em relação às suas alternativas antecessoras, a grande desvantagem de produzir tensões e correntes não-senoidais que são responsáveis pela geração de correspondentes componentes harmônicas. A presença destas harmônicas já são significativas e apresentam tendências de aumentos progressivos. Os efeitos negativos provocados pelas harmônicas dos mais diferentes equipamentos elétricos podem causar diferentes efeitos que, de um modo geral resultam em: sobreaquecimentos diversos, solicitações adicionais dos isolamentos e má operação de vários dispositivos.

A Eletrobrás e demais órgãos competentes, a exemplo do DNAEE, tendo conhecimento de que o problema é grave, e se faz, sentir no sistema elétrico nacional, têm discutido o assunto, culminando por elaborar critérios que determinam os níveis máximos permitíveis para os harmônicos.

Em vista destes fatos, surge a necessidade de estudos minuciosos relacionados com a geração, propagação e efeitos dos harmônicos nos sistemas elétricos. Destes, destacam-se as investigações sobre o desempenho de instrumentos de medição face à presença de sinais distorcidos.

Várias publicações [1], [2], [3], [4] e [5], relatam sobre os erros encontrados na operação de medidores de energia, quando estes são conectados a barramentos contendo distorções harmônicas. Estas referências estão, em sua maioria, associadas a estudos experimentais. A Referência [1], em particular, mostra erros na operação de medidores do tipo indução, em função de diferentes níveis de distorções harmônicas, considerando-se as frequências de 180 Hz, 300 Hz e 420 Hz. Os resultados relatados são considerados importantíssimos, pois são poucos os artigos da literatura clássica que mostram situações práticas. O artigo em essência retrata a operação e o registro do erro de leitura de seis medidores de energia do tipo indução, sendo um de classe 0.5 e cinco de classe 2.0, empregada numa rede elétrica de alta tensão da Suíça, contendo as citadas ordens harmônicas, tanto para a tensão quanto para a corrente. Outros trabalhos [6] e [7], analisam estes efeitos, porém, procuraram desenvolver tratamentos matemáticos mais efetivos com vistas a avaliação e análise das consequências de diversos parâmetros no funcionamento do medidor.

A estrutura deste artigo fundamentou-se na busca de registros técnicos mais significativos sobre os erros encontrados por medidores de kWh-tipo indução, e, principalmente, objetiva alertar os especialistas envolvidos com esta sub-área da engenharia elétrica, no tocante a necessidade de substituir os medidores convencionais, por aqueles que empregam técnicas digitais. A partir do modelo analítico de um medidor de energia, elaborou-se um programa digital que permitiu simular a influência de harmônicas e as consequentes avaliações de erros de leitura.

### 2. FUNDAMENTOS ANALÍTICOS PARA A AVALIAÇÃO DOS ERROS DE MEDIDORES DE KWH TIPO INDUÇÃO

Os desenvolvimentos a seguir utilizam do modelo analítico focado na referência [6] para estudos dos medidores sob a ação de sinais distorcidos.

Os fundamentos físicos considerados no modelo são:

(i) O fluxo magnético entre o disco e a bobina para a compensação em carga leve é relativamente pequeno, e não altera os fluxos de corrente e tensão.

(ii) O pequeno atraso verificado entre os fluxos de

tensão e corrente e suas respectivas correntes de excitação, devido às perdas no núcleo, é desprezível.

- (iii) As impedâncias equivalentes do disco para as correntes induzidas pelos fluxos de tensão e corrente são iguais.
- (iv) As irregularidades no disco são ignoradas.
- (v) Qualquer componente contínua presente na tensão ou corrente é ignorada.
- (vi) A pequena fricção mecânica nos pontos de apoio e mecanismo de registro é considerada independente da velocidade do disco, e totalmente compensada pela ação do ajuste em carga leve.
- (vii) Os elementos para o ajuste de carga leve e sobrecorrentes não são levados em consideração.
- (viii) A bobina de compensação associada a bobina de tensão, determina um defasamento de 90° de  $\phi_v(t)$  em relação a tensão fundamental que o originou.
- (ix) As resistências são corrigidas para as frequências harmônicas.

Objetivando uma formulação genérica para o erro, as equações (1) e (2) expressam, respectivamente, tensões e correntes que admitem quaisquer distorções superpostas às correspondentes fundamentais.

$$v(t) = \sum_{n=1}^{\infty} \hat{V}_n \cos(n\omega_1 t - \theta_{vn}) \quad (1)$$

$$i(t) = \sum_{n=1}^{\infty} \hat{I}_n \cos(n\omega_1 t - \theta_{in}) \quad (2)$$

onde:

- $\hat{V}_n$  = valor máximo da tensão de ordem "n"
- $\hat{I}_n$  = valor máximo da corrente de ordem "n"
- $\theta_{vn}$  = ângulo de fase para a tensão de ordem "n"
- $\theta_{in}$  = ângulo de fase para a corrente de ordem "n"
- $\omega_1$  = frequência angular fundamental
- $n$  = ordem harmônica

A tensão e corrente dadas pelas equações (1) e (2), aplicadas às respectivas bobinas de tensão e corrente do medidor, produzem dois fluxos inerentes à operação deste equipamento e, dadas respectivamente por:

$$\phi_v(t) = \sum_{n=1}^{\infty} \hat{\phi}_v(n) \cos[n\omega_1 t - (\theta_{vn} + \alpha_{vn})] \quad (3)$$

$$\phi_i(t) = \sum_{n=1}^{\infty} \hat{\phi}_i(n) \cos[n\omega_1 t - (\theta_{in})] \quad (4)$$

onde:

- $\hat{\phi}_v(n)$  = valor máximo do fluxo de ordem n, produzido pela bobina de tensão
- $\hat{\phi}_i(n)$  = valor máximo do fluxo de ordem n, produzido pela bobina de corrente
- $\alpha_{vn}$  = defasagem angular para o fluxo  $\phi_v(t)$ . Devido às características construtivas do medidor, este ângulo é de aproximadamente 90°.

A partir destas equações diversas expressões podem ser estabelecidas para definir os erros introduzidos pelas distorções harmônicas no registro de energia. Os desenvolvimentos apresentados posteriormente avallam o erro em função da velocidade do disco. Essencialmente, a formulação relaciona uma velocidade "S1" referente às componentes fundamentais, com uma velocidade "S2", que inclui as distorções harmônicas. As expressões são apresentadas em "pu", tomando-se as tensões, correntes e fluxos fundamentais, como as grandezas base. O símbolo "barra" sobre as variáveis indica que as mesmas devem ser interpretadas como em pu.

De acordo com a teoria clássica, sabe-se que a interação entre fluxos e correntes produzidas por bobinas distintas, por exemplo, o fluxo da bobina de tensão e a corrente de disco associada a bobina de corrente, produzem dois torques motores, nos discos dos medidores, quais sejam: o médio e o de amortecimento (função da velocidade do disco). As equações associadas a estes torques e que levam em conta as distorções harmônicas são fornecidas pela referência [8]. As expressões (5) e (6), a seguir, transcrevem tais resultados para situações práticas envolvidas com distorções harmônicas de ordens 3, 5 e 7.

$$C_{médio} = \sum_{k=1,3,5,\dots,35} \sum_{h=1,3,5,\dots,21} \left\{ K \frac{1}{R_d [1 + (k \bar{L}_d / \bar{R}_d)^2]^{1/2}} \cdot \frac{[1 + (k \bar{L}_d / \bar{R}_d)^2]^{1/2}}{[1 + (k_n \bar{L}_d / \bar{R}_d)^2]^{1/2}} \cdot \hat{\phi}_{vkh} \cdot \hat{\phi}_{ikh} \cdot \sin(\beta_{vkh} - \beta_{ikh}) \right\} \quad (5)$$

e

$$C_{amortecimento} = \frac{1}{S} \left\{ \tau_a \cdot \frac{\hat{\phi}_m^2}{R_m} + \sum_{k=1,3,5,\dots,35} \sum_{h=1,3,5,\dots} \left[ \frac{1}{R_d [1 + (k \frac{\bar{L}_d}{\bar{R}_d})^2]^{1/2}} \cdot \frac{[1 + (k \frac{\bar{L}_d}{\bar{R}_d})^2]^{1/2}}{[1 + (k_n \frac{\bar{L}_d}{\bar{R}_d})^2]^{1/2}} \cdot (\tau_B \hat{\phi}_{vkh}^2 + \tau_C \hat{\phi}_{ikh}^2) \right] \right\} \quad (6)$$

onde:

- $k$  = ordem dos termos obtidos no desenvolvimento dos fluxos levando-se em conta os harmônicos de ordem "n".
- $h$  = ordem dos diferentes ângulos de fase que constituem uma mesma componente harmônica originada nos desenvolvimentos dos fluxos de tensão e corrente.
- $n$  = ordem das harmônicas superpostas a tensão e correntes fundamentais.
- $\bar{R}_d$  = resistência, em pu, do disco do medidor.
- $\bar{L}_d$  = indutância, em pu, do disco do medidor.
- $\hat{\phi}_{vkh}$  = valor de pico em [pu] do fluxo de corrente, referente a cada termo "k".



$\beta_{vkh}$  = ângulo de fase correspondente a cada termo "k" obtido do desenvolvimento da expressão do fluxo de tensão

$\beta_{ikh}$  = ângulo de fase correspondente a cada termo "k" obtido no desenvolvimento da expressão de corrente.

$T_A, T_B, T_C$  = constantes relacionadas às características de projeto do medidor.

Os valores máximos de  $\hat{\phi}_{vkh}$  e  $\hat{\phi}_{ikh}$  e os ângulos de fase  $\beta_{vkh}$  e  $\beta_{ikh}$ , são mostrados na tabela 1, que considera:  $\gamma_n = \theta_{vn} + \alpha_{vn}$ ,  $\theta_n = \theta_{in}$ ,  $n = 1, 3, 5$  e 7.

k	n	$\phi_{ikh}$	$\beta_{ikh}$ [rad]	$\beta_{vkh}$ [rad]
1	1	$\frac{1}{2} \phi_{11}^2 \phi_{12}^2 \phi_{13}^2 \phi_{14}^2 \phi_{15}^2 \phi_{16}^2 \phi_{17}^2 \phi_{18}^2 \phi_{19}^2 \phi_{20}^2 \phi_{21}^2 \phi_{22}^2 \phi_{23}^2 \phi_{24}^2 \phi_{25}^2 \phi_{26}^2 \phi_{27}^2 \phi_{28}^2 \phi_{29}^2 \phi_{30}^2$	$\frac{1}{2}$	$\theta_1$
2	2	$\frac{1}{2} \phi_{11}^2 \phi_{12}^2 \phi_{13}^2 \phi_{14}^2 \phi_{15}^2 \phi_{16}^2 \phi_{17}^2 \phi_{18}^2 \phi_{19}^2 \phi_{20}^2 \phi_{21}^2 \phi_{22}^2 \phi_{23}^2 \phi_{24}^2 \phi_{25}^2 \phi_{26}^2 \phi_{27}^2 \phi_{28}^2 \phi_{29}^2 \phi_{30}^2$	$\gamma_2 - \gamma_1 - \frac{1}{2}$	$\theta_2 - \theta_1$
3	3	$\frac{1}{2} \phi_{11}^2 \phi_{12}^2 \phi_{13}^2 \phi_{14}^2 \phi_{15}^2 \phi_{16}^2 \phi_{17}^2 \phi_{18}^2 \phi_{19}^2 \phi_{20}^2 \phi_{21}^2 \phi_{22}^2 \phi_{23}^2 \phi_{24}^2 \phi_{25}^2 \phi_{26}^2 \phi_{27}^2 \phi_{28}^2 \phi_{29}^2 \phi_{30}^2$	$\gamma_3 - \gamma_2 - \frac{1}{2}$	$\theta_3 - \theta_2 - \theta_1$
4	4	$\frac{1}{16} \phi_{11}^4 \phi_{12}^4 \phi_{13}^4 \phi_{14}^4 \phi_{15}^4 \phi_{16}^4 \phi_{17}^4 \phi_{18}^4 \phi_{19}^4 \phi_{20}^4 \phi_{21}^4 \phi_{22}^4 \phi_{23}^4 \phi_{24}^4 \phi_{25}^4 \phi_{26}^4 \phi_{27}^4 \phi_{28}^4 \phi_{29}^4 \phi_{30}^4$	$-\gamma_4$	$\theta_4 - \theta_3$
5	5	$\frac{1}{16} \phi_{11}^4 \phi_{12}^4 \phi_{13}^4 \phi_{14}^4 \phi_{15}^4 \phi_{16}^4 \phi_{17}^4 \phi_{18}^4 \phi_{19}^4 \phi_{20}^4 \phi_{21}^4 \phi_{22}^4 \phi_{23}^4 \phi_{24}^4 \phi_{25}^4 \phi_{26}^4 \phi_{27}^4 \phi_{28}^4 \phi_{29}^4 \phi_{30}^4$	$\gamma_5$	$\theta_5 - \theta_4$
6	6	$\frac{1}{2} \phi_{11}^2 \phi_{12}^2 \phi_{13}^2 \phi_{14}^2 \phi_{15}^2 \phi_{16}^2 \phi_{17}^2 \phi_{18}^2 \phi_{19}^2 \phi_{20}^2 \phi_{21}^2 \phi_{22}^2 \phi_{23}^2 \phi_{24}^2 \phi_{25}^2 \phi_{26}^2 \phi_{27}^2 \phi_{28}^2 \phi_{29}^2 \phi_{30}^2$	$\gamma_6 - \gamma_5$	$\theta_6 - \theta_5$
7	7	$\frac{1}{2} \phi_{11}^2 \phi_{12}^2 \phi_{13}^2 \phi_{14}^2 \phi_{15}^2 \phi_{16}^2 \phi_{17}^2 \phi_{18}^2 \phi_{19}^2 \phi_{20}^2 \phi_{21}^2 \phi_{22}^2 \phi_{23}^2 \phi_{24}^2 \phi_{25}^2 \phi_{26}^2 \phi_{27}^2 \phi_{28}^2 \phi_{29}^2 \phi_{30}^2$	$2\gamma_7 - \gamma_6$	$2\theta_7 - \theta_6$
8	8	$\frac{1}{2} \phi_{11}^2 \phi_{12}^2 \phi_{13}^2 \phi_{14}^2 \phi_{15}^2 \phi_{16}^2 \phi_{17}^2 \phi_{18}^2 \phi_{19}^2 \phi_{20}^2 \phi_{21}^2 \phi_{22}^2 \phi_{23}^2 \phi_{24}^2 \phi_{25}^2 \phi_{26}^2 \phi_{27}^2 \phi_{28}^2 \phi_{29}^2 \phi_{30}^2$	$\gamma_7 - 2\gamma_3$	$\theta_7 - 2\theta_3$
9	9	$\frac{1}{2} \phi_{11}^2 \phi_{12}^2 \phi_{13}^2 \phi_{14}^2 \phi_{15}^2 \phi_{16}^2 \phi_{17}^2 \phi_{18}^2 \phi_{19}^2 \phi_{20}^2 \phi_{21}^2 \phi_{22}^2 \phi_{23}^2 \phi_{24}^2 \phi_{25}^2 \phi_{26}^2 \phi_{27}^2 \phi_{28}^2 \phi_{29}^2 \phi_{30}^2$	$\gamma_8 - \gamma_6 - \gamma_7$	$\theta_8 - \theta_6 - \theta_7$
10	10	$\frac{1}{2} \phi_{11}^2 \phi_{12}^2 \phi_{13}^2 \phi_{14}^2 \phi_{15}^2 \phi_{16}^2 \phi_{17}^2 \phi_{18}^2 \phi_{19}^2 \phi_{20}^2 \phi_{21}^2 \phi_{22}^2 \phi_{23}^2 \phi_{24}^2 \phi_{25}^2 \phi_{26}^2 \phi_{27}^2 \phi_{28}^2 \phi_{29}^2 \phi_{30}^2$	$2\gamma_9 - 2\gamma_3$	$2\theta_9 - 2\theta_3$
11	11	$\frac{1}{8} \phi_{11}^3 \phi_{12}^3 \phi_{13}^3 \phi_{14}^3 \phi_{15}^3 \phi_{16}^3 \phi_{17}^3 \phi_{18}^3 \phi_{19}^3 \phi_{20}^3 \phi_{21}^3 \phi_{22}^3 \phi_{23}^3 \phi_{24}^3 \phi_{25}^3 \phi_{26}^3 \phi_{27}^3 \phi_{28}^3 \phi_{29}^3 \phi_{30}^3$	$2\gamma_9 - 2\gamma_7$	$2\theta_9 - 2\theta_7$
12	12	$\frac{1}{8} \phi_{11}^3 \phi_{12}^3 \phi_{13}^3 \phi_{14}^3 \phi_{15}^3 \phi_{16}^3 \phi_{17}^3 \phi_{18}^3 \phi_{19}^3 \phi_{20}^3 \phi_{21}^3 \phi_{22}^3 \phi_{23}^3 \phi_{24}^3 \phi_{25}^3 \phi_{26}^3 \phi_{27}^3 \phi_{28}^3 \phi_{29}^3 \phi_{30}^3$	$\gamma_9 - \gamma_6 - \frac{1}{2}$	$\theta_9 - \theta_6 - 2\theta_1$
13	13	$\frac{1}{8} \phi_{11}^3 \phi_{12}^3 \phi_{13}^3 \phi_{14}^3 \phi_{15}^3 \phi_{16}^3 \phi_{17}^3 \phi_{18}^3 \phi_{19}^3 \phi_{20}^3 \phi_{21}^3 \phi_{22}^3 \phi_{23}^3 \phi_{24}^3 \phi_{25}^3 \phi_{26}^3 \phi_{27}^3 \phi_{28}^3 \phi_{29}^3 \phi_{30}^3$	$\gamma_9 - \gamma_7 - \frac{1}{2}$	$\theta_9 - \theta_7 - 2\theta_1$
14	14	$\frac{1}{8} \phi_{11}^3 \phi_{12}^3 \phi_{13}^3 \phi_{14}^3 \phi_{15}^3 \phi_{16}^3 \phi_{17}^3 \phi_{18}^3 \phi_{19}^3 \phi_{20}^3 \phi_{21}^3 \phi_{22}^3 \phi_{23}^3 \phi_{24}^3 \phi_{25}^3 \phi_{26}^3 \phi_{27}^3 \phi_{28}^3 \phi_{29}^3 \phi_{30}^3$	$\gamma_8 - \gamma_7 - \frac{1}{2}$	$\theta_8 - \theta_7 - 2\theta_1$
15	15	$\frac{1}{8} \phi_{11}^3 \phi_{12}^3 \phi_{13}^3 \phi_{14}^3 \phi_{15}^3 \phi_{16}^3 \phi_{17}^3 \phi_{18}^3 \phi_{19}^3 \phi_{20}^3 \phi_{21}^3 \phi_{22}^3 \phi_{23}^3 \phi_{24}^3 \phi_{25}^3 \phi_{26}^3 \phi_{27}^3 \phi_{28}^3 \phi_{29}^3 \phi_{30}^3$	$2\gamma_9 - \gamma_7 - \frac{1}{2}$	$2\theta_9 - \theta_7 - \theta_1$
16	16	$\frac{15}{16} \phi_{11}^2 \phi_{12}^2 \phi_{13}^2 \phi_{14}^2 \phi_{15}^2 \phi_{16}^2 \phi_{17}^2 \phi_{18}^2 \phi_{19}^2 \phi_{20}^2 \phi_{21}^2 \phi_{22}^2 \phi_{23}^2 \phi_{24}^2 \phi_{25}^2 \phi_{26}^2 \phi_{27}^2 \phi_{28}^2 \phi_{29}^2 \phi_{30}^2$	$2\gamma_9 - \gamma_7 - \theta$	$2\theta_9 - \theta_7 - 2\theta_1$
17	17	$\frac{15}{16} \phi_{11}^2 \phi_{12}^2 \phi_{13}^2 \phi_{14}^2 \phi_{15}^2 \phi_{16}^2 \phi_{17}^2 \phi_{18}^2 \phi_{19}^2 \phi_{20}^2 \phi_{21}^2 \phi_{22}^2 \phi_{23}^2 \phi_{24}^2 \phi_{25}^2 \phi_{26}^2 \phi_{27}^2 \phi_{28}^2 \phi_{29}^2 \phi_{30}^2$	$2\gamma_9 - \gamma_7 - \theta$	$2\theta_9 - \theta_7 - 2\theta_1$
18	18	$\frac{1}{16} \phi_{11}^4 \phi_{12}^4 \phi_{13}^4 \phi_{14}^4 \phi_{15}^4 \phi_{16}^4 \phi_{17}^4 \phi_{18}^4 \phi_{19}^4 \phi_{20}^4 \phi_{21}^4 \phi_{22}^4 \phi_{23}^4 \phi_{24}^4 \phi_{25}^4 \phi_{26}^4 \phi_{27}^4 \phi_{28}^4 \phi_{29}^4 \phi_{30}^4$	$2\gamma_9 - 2\gamma_3 - \gamma_7$	$2\theta_9 - 2\theta_3 - \theta_7$
19	19	$\frac{15}{8} \phi_{11}^2 \phi_{12}^2 \phi_{13}^2 \phi_{14}^2 \phi_{15}^2 \phi_{16}^2 \phi_{17}^2 \phi_{18}^2 \phi_{19}^2 \phi_{20}^2 \phi_{21}^2 \phi_{22}^2 \phi_{23}^2 \phi_{24}^2 \phi_{25}^2 \phi_{26}^2 \phi_{27}^2 \phi_{28}^2 \phi_{29}^2 \phi_{30}^2$	$\gamma_9 - \gamma_7 - 2\gamma_3 - \frac{1}{2}$	$\theta_9 - \theta_7 - 2\theta_3 - \theta_1$

TABELA 1 - Expressões para os fluxos associados às bobinas voltimétrica e amperimétrica.

Atraves das duas equações (5) e (6) bem como pela imposição da condição de equilíbrio do medidor, para a qual deve ocorrer um equilíbrio entre os dois citados torques, obtém-se a expressão da velocidade do disco em função das frequências fundamentais e harmônicas, conforme estabelece a equação (7).

$$s = \frac{\sum_{k=1,3,5,\dots,35} \sum_{h=1,3,5,\dots,21} \left( k \cdot \frac{1}{R_d \cdot X} \cdot \gamma (\hat{\phi}'_{vkh} \hat{\phi}'_{ikh} \cos(\beta_{vkh} - \beta_{ikh})) \right)}{\sum_{k=1,3,5,\dots,35} \sum_{h=1,3,5,\dots,21} \left( \frac{1}{R_d \cdot X} \cdot \gamma (\cos^2 \beta_{vkh} + \cos^2 \beta_{ikh}) \right)} \quad (7)$$

Sendo as variáveis X e  $\gamma$  dadas respectivamente por:

$$X = \frac{1}{R_d \left[ 1 + \left( k \frac{\bar{L}_d}{R_d} \right)^2 \right]} \quad (8)$$

$$\gamma = \frac{\left[ 1 + \left( k \frac{\bar{L}_d}{R_d} \right)^2 \right]^2}{\left[ 1 + \left( kn \frac{\bar{L}_d}{R_d} \right)^2 \right]} \quad (9)$$

Estabelecida a equação genérica da velocidade do disco, pode-se então obter o erro na operação do medidor, em valores percentuais, segundo a expressão (10).

$$\text{Erro\%} = \frac{\bar{S}_1 - \bar{S}_2}{\bar{S}_1} \cdot 100 \quad (10)$$

onde:  
 $\bar{S}_1$  = velocidade do disco, considerando somente as componentes fundamentais de tensão e corrente.  
 $\bar{S}_2$  = velocidade do disco, considerando as componentes fundamentais e harmônicas de Ja., Sa. e 7a. ordem.

A partir desta estratégia, desenvolveu-se um programa computacional, que permite analisar a influência de ondas distorcidas de tensão e corrente na operação de medidores de KWh do tipo disco.

### 3. RESULTADOS COMPUTACIONAIS

Utilizando-se do programa computacional desenvolvido investigou-se as conseqüências e efeitos das seguintes variáveis na operação do medidor de KWh:

- níveis e ordens das harmônicas presentes nas distorções
- valores dos ângulos de fase das componentes fundamentais e harmônicas
- questões vinculadas ao sentido direcional do fluxo harmônico

Para os estudos utilizou-se um medidor com as seguintes características nominais:

- Tensão fase-neutro : 127(V)
- Corrente de linha : 5(A)
- Frequência fundamental : 60(Hz)

$$\begin{aligned} \bar{r}_A &= 0,945 & \bar{a}_{v1} &= 0,96 & \bar{a}_{i1} &= 0,97 \\ \bar{r}_B &= 0,05 & \bar{a}_{v3} &= 0,60 & \bar{a}_{i3} &= 0,05 \\ \bar{r}_C &= 0,005 & \bar{a}_{v5} &= -0,02 & \bar{a}_{i5} &= -0,02 \\ \frac{\bar{L}_v}{\bar{R}_v} &= 0,0303 & \frac{\bar{L}_d}{\bar{R}_v} &= 0,06 \end{aligned}$$

Os resultados discutidos a seguir apresentam um resumo dos inúmeros casos processados.

### 3.1 Influência dos níveis de distorções harmônicas

Através de casos simulados, procurou-se estimar o erro registrado pelo medidor de KWh, quando este opera com diferentes distorções de tensão e corrente.

Alguns resultados são ilustrados na tabela 2. Estas indicam a influência de distorções de 5.º harmônico na tensão e corrente, mantendo-se seus ângulos de fase e variando-se suas amplitudes.

Para todas as situações utilizou-se:

$$\begin{aligned} V_1 &= 1\text{pu}, I_1 = 1\text{pu}, \theta_1 = \pi/6 \text{ rd}, \\ n &= 5, \theta_{1n} = 7\pi/36 \text{ rd}, \alpha_{vn} = \pi/36 \end{aligned}$$

CARACTERÍSTICAS		RESULTADOS
$V_n$ [pu]	$I_n$ [pu]	ERRO (%)
0	0	0
0,02	0,06	-0,1001
0,05	0,12	-0,4977
0,10	0,24	-1,9507
0,15	0,30	-3,5762
0,005	0,05	-0,0200
0,005	0,10	-0,0400
0,005	0,15	-0,0600
0,005	0,20	-0,0800
0,005	0,25	-0,1000
0,005	0,30	-0,1200

TABELA 2 - Erros para o medidor simulado considerando variações das magnitudes das distorções de 5.º harmônico.

### 3.2 - Influência dos ângulos de fase das distorções harmônicas

Estes estudos tiveram por meta determinar a intensidade do erro, sob condições de distorção tais que, os níveis das mesmas se mantiveram constantes e seus ângulos de fase foram variados. Dentre as características que foram consideradas como constantes para os estudos destacam-se:

$$V_1 = 1[\text{pu}], I_1 = 1[\text{pu}], \theta_1 = \pi/6 \text{ rd}, n = 5,$$

$$V_n = 0,02[\text{pu}], I_n = 0,06[\text{pu}]$$

As figuras 1 e 2 ilustram, respectivamente, as influências dos ângulos  $\theta_{vn}$  e  $\theta_{in}$ .

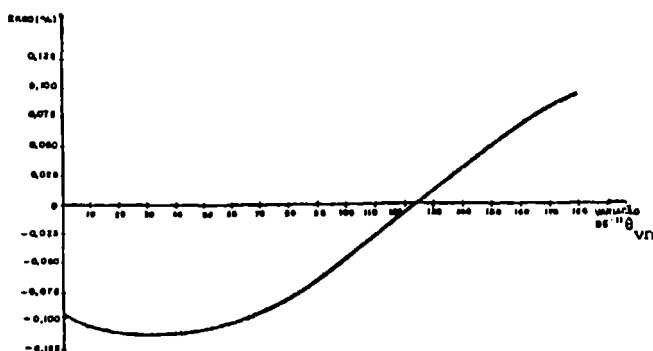


Figura 1 - Erros devidos à variação do ângulo  $\theta_{vn}$ , com  $\theta_{in}$  constante e igual a  $\pi/36$ .

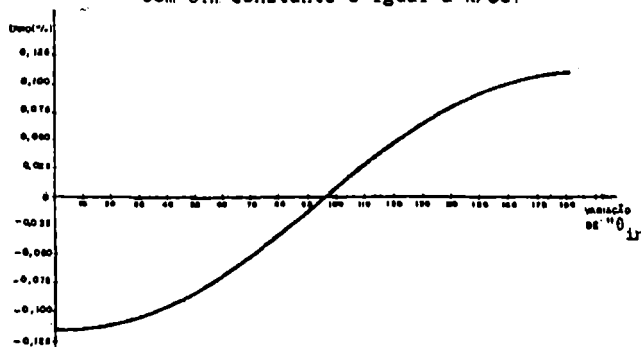


Figura 2 - Erros devidos à variação do ângulo  $\theta_{in}$ , com  $\theta_{vn}$  constante e igual a  $7\pi/36$ .

### 3.3 - Influência do ângulo de fase entre a tensão e corrente fundamental

Estes estudos destinam-se a investigação da intensidade e variação do erro, quando da variação do ângulo de fase entre as componentes fundamentais. Os resultados mostrados pela tabela 2 e os relacionados com níveis de distorções típicas e individuais de 3.º, 5.º e 7.º ordem ilustram tais dependências.

Para todos os resultados admitiu-se:

$$\bar{V}_1 = \bar{I}_1 = 1\text{pu}, \theta_{vn} = 0^\circ, \theta_{in} = 7\pi/6 \text{ rd}$$

$$\bar{V}_n = 0,025, \bar{I}_n = 0,05$$

CARACTERÍSTICAS		RESULTADOS
$\theta_1$	$n$	ERRO (%)
0	3	0,0759
10	3	0,0771
20	3	0,0809
30	3	0,0878
40	3	0,0991
50	3	0,1181
60	3	0,1319
70	3	0,2224
80	3	0,4394
0	5	0,0847
10	5	0,0867
20	5	0,0888
30	5	0,0980
40	5	0,1104
50	5	0,1219
60	5	0,1874
70	5	0,2482
80	5	0,4903
0	7	0,0907
10	7	0,0908
20	7	0,0909
30	7	0,1049
40	7	0,1186
50	7	0,1412
60	7	0,2009
70	7	0,2461
80	7	0,5250

TABELA 2 - Erros para o medidor simulado considerando variações dos ângulos de fase entre  $V_1$  e  $I_1$ , para  $n = 3, 5$  e  $7$ .

### 3.4 - Influência das ordens harmônicas

Estes estudos tiveram por meta a avaliação da intensidade do erro para diferentes ordens harmônicas, mantendo-se todas as demais características inalteradas. Nestas condições:

$$\bar{V}_1 = 1[\text{pu}], \bar{I}_1 = 1[\text{pu}], \theta_1 = \pi/6,$$

$$V_n = 0,05, I_n = 0,20, \theta_{vn} = 0^\circ, \theta_{in} = \pi$$

Os resultados para diferentes ordens harmônicas são indicados na tabela 4.

ORDEN n	1	2	3	5	7	11	13	17	19	23	25
ERRO (%)	0,000	0,603	0,804	0,964	1,033	1,09	1,112	1,135	1,142	1,153	1,157

TABELA 4 - Erros para o medidor simulado, considerando-se distorções individuais de diferentes ordens com mesmos níveis de ângulos de fase.

#### 4. CONCLUSÕES

A utilização de um modelo matemático para o medidor de energia, sob certas condições de contorno, permitiu o desenvolvimento de um programa computacional, requerendo conhecimentos das constantes do dispositivo, dos parâmetros de saturação do circuito magnético e das amplitudes harmônicas associadas aos respectivos ângulos de fase. Ao final estabeleceu-se a formulação que permitiu analisar as principais interdependências entre erros, parâmetros e harmônicos associados a este equipamento. Com isto, obteve-se meios analíticos para a avaliação do desempenho de medidores de energia, tipo indução.

As várias situações simuladas permitiram que se verificasse de forma significativa várias conclusões, dentre as quais destacam-se:

- (i) A existência de um baixo fator de distorção de tensão gera erros na medição, devido a interação da não-linearidade do circuito magnético com as correntes harmônicas envolvidas.
- (ii) Existe uma dependência apreciável do erro em função das ordens harmônicas.
- (iii) O erro é função das magnitudes e ângulos de fase das harmônicas.
- (iv) O erro negativo (desaceleração do disco) é relacionado ao fluxo harmônico na mesma direção do fluxo fundamental. O erro positivo (aceleração do disco) é relacionado a fluxo harmônico contrário ao da fundamental.
- (v) Através de vários casos simulados, embora não ilustrados no artigo, observou-se que há uma dependência direta do erro em função dos tipos de conexões YY/ΔΔ e YΔ/ΔY dos transformadores de potencial para medição. Isto sem dúvida, constitui um fator significativo para a questão do aumento ou diminuição dos erros encontrados.

De uma forma geral é observado que nos casos onde as formas de ondas da tensão e corrente são distorcidas, o erro é relativamente apreciável.

Verificou-se que o erro é função de um numero considerável de variáveis, o que torna pouco provável a solução do problema, através de modificações no projeto convencional do medidor.

Resaltando-se os avanços atuais nos desenvolvimentos da eletrônica digital, acredita-se que o problema abordado neste artigo, será em breve solucionado ao se substituir os medidores convencionais por medidores eletrônicos. Esta substituição inclusive é interessante sob o ponto de vista de um novo tipo de medição de energia elétrica, ou seja, a aplicação de uma técnica que permite medir o consumo de energia à distância. Esta substituição além de modernizar o clássico sistema de medição que envolve leituristas e seus problemas, apresenta a vantagem de eliminar os inconvenientes devido a ação dos sinais elétricos distorcidos.

Em essência, o artigo procura novamente chamar a atenção dos especialistas sobre os efeitos que as componentes harmônicas podem causar sobre os medidores de energia tipo indução. Pois, embora os engenheiros saibam que tópicos como o aqui abordado, devam ser priorizados quanto a investigações, neste particular, pode-se afirmar que o tema sobre efeitos de harmônicos em componentes do sistema elétrico, tem sido praticamente esquecido na América Latina.

#### 5. BIBLIOGRAFIA

- [1] TSHAPPU, F. "Problems of the Exact Measurement of Electrical Energy in the Networks Having Harmonic Content in the Current", *Lafdis & Gyr Review* 28(1981), pp. 8-17.
- [2] SAUL GOLDBERG and WILLIAM F. HORTON, "Induction Watthour Meter Accuracy With Non Sinusoidal Currents", *IEEE Transactions on PAS*, Vol. n°3, July, 1987, pp. 683-690.
- [3] HIRANO, T. and WADA, H. "Effect of Waveform Distortion on Characteristics of Watthour Induction Meter", *Electrical Engineering in Japan*, Vol. 89, n° 4, April, 1969, pp. 29-39.
- [4] ADLY A. GIRGIS; THOMAS L. BALDWIN. "Testing the Performance of Three - Phase Induction Watthour Meters in the Presence of Harmonic Distortion", *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 26, n° 4, July/August 1990, pp. 689-695.
- [5] EMANUEL A.E. and LEVITSKY, F.J., "Induction Watthour Meter Performance on Rectifier/Inverter Circuits", *IEE Trans. on PAS*, Vol. 100, n° 11, November, 1981, pp. 4422-27.
- [6] BAGHZOUS Y. and OWEN T. TAN "Harmonic Analysis of Induction Watthour Meter Performance", *IEEE Transactions on PAS*, Vol. , n° 2, February, 1985, pp. 399-406.
- [7] AUGER, M. et BERGEROT, J.L., "Influence des Harmoniques sur la Précision des Compteurs (Watheur - Meters) a Induction", *EDF Bulletin de la Direction et Recherches, Serie B, Reseaux Electriques, Matériels, Electriques*, n° 2, 1972, pp. 5-44.

#### CURRICULUM VITAE RESUMIDO

ALOÍSIO DE OLIVEIRA  
 Graduação em Engenharia Elétrica (INATEL/1979);  
 Mestrado em Engenharia Elétrica (UNICAMP/1983);  
 Doutorado na Área de Harmônicos (UNICAMP/1989);  
 Ex-professor da Faculdade de Engenharia de Barretos - SP; Ex-professor da Faculdade de Engenharia de Ituiutaba - MG; Professor Adjunto 4 na Universidade Federal de Uberlândia - MG nos cursos de graduação e mestrado; Instrutor de Cursos da Eletrobrás e Coordenador do convênio UFU/ELETROBRÁS.

**EFFECTO DEL FLUJO DE CARGA A FRECUENCIA NOMINAL  
EN LA PREDICCIÓN DE DISTORSIÓN ARMÓNICA**

Ricardo E. Leal M.  
Departamento Ing. Eléctrica  
Universidad de Chile  
Casilla 412-3, Santiago

Juan C. Delgado N.  
Departamento Ing. Eléctrica  
Universidad Del Bío-Bío  
Casilla 5-C, Concepción

Oscar Noya A.  
Departamento Ing. Eléctrica  
Universidad de Chile  
Casilla 412-3, Santiago

**RESUMEN:** En este trabajo se presenta un análisis comparativo de la influencia de las consideraciones realizadas para la determinación de las condiciones de operación a frecuencia nominal, dadas por el flujo de potencia en el análisis trifásico de penetración armónica en un Sistema Eléctrico de Potencia (SEP) debido a la presencia de convertidores de potencia AC/DC.

Se realiza una modelación trifásica del convertidor AC/DC como elemento generador de corrientes armónicas en el sistema y se incorpora el efecto de la conmutación por fase. También se realiza una modelación trifásica en función de la frecuencia para los otros elementos del sistema.

Se cuantifica la influencia del desfase relativo entre las fuentes convertidoras ubicadas en distintas barras del sistema dado por el flujo de potencia, sobre el nivel de distorsión armónica.

Finalmente se cuantifica la aplicabilidad del concepto de multiplicación de fase, para convertidores ubicados en distintas barras del sistema.

## 1 INTRODUCCION

La correcta operación del sistema puede ser afectada por la presencia de perturbaciones armónicas, provocadas por tensiones de frecuencias distintas de la frecuencia nominal y a corrientes de forma no sinusoidal originada por los convertidores AC/DC.

Debido a la presencia de líneas sin traspaso y a las condiciones de operación desequilibradas en el sistema, es necesario realizar un Análisis Trifásico de Penetración Armónica a través de una modelación trifásica en función de la frecuencia de cada uno de los componentes que forman el sistema.

Para determinar las condiciones de operación del sistema a frecuencia nominal se debe realizar un estudio de flujo de carga trifásico.

Para analizar el efecto del flujo de carga a frecuencia nominal en la predicción de la distorsión armónica, se ensaya un sistema eléctrico de 8 barras con dos S/E rectificadoras tal como se muestra en la fig.(1), utilizando un módulo computacional de estudio armónico trifásico.

Las diferentes consideraciones a frecuencia fundamental empleadas en el análisis comparativo se dividen en tres. La primera, considera que todas las barras del sistema a tensión nominal están en fase respecto de la barra de oscilación, situación que usualmente se ha utilizado en la literatura para el estudio armónico. La segunda, considera los desfases

relativos entre las barras del sistema, pero no se incorpora el ángulo de conmutación al cálculo de la potencia demandada por las S/E rectificadoras. La tercera, incorpora los desfases entre las barras del sistema y el ángulo de conmutación para el cálculo de la potencia demandada por el convertidor para el estudio de flujo de potencia.

## 2 PREDICCIÓN DE PENETRACIÓN ARMÓNICA EN SISTEMAS DESEQUILIBRADOS

### 2.1 Modelación de los componentes del sistema eléctrico

#### 2.1.1 Modelación de S/E rectificadora

Debido a condiciones de desbalance en las tensiones de alimentación al convertidor, la modelación de las corrientes inyectadas al sistema, se realiza por fase [7].

Para efectos del análisis se asume que el inductor del filtro de enlace DC es suficientemente grande, de modo que la corriente de carga se puede considerar sin ripple y de valor Id. Además, debido a la presencia de la inductancia de dispersión del transformador de la S/E rectificadora y a la del sistema equivalente vista desde el lado primario, la conmutación de la corriente entre los semiconductores no es instantánea, por lo que se debe incorporar el ángulo de conmutación.

Las expresiones que representan la inyección de corrientes de la S/E rectificadora al sistema se detallan en el ANEXO A.

#### 2.1.2 Modelación de componentes pasivos

##### Modelo de Líneas

El modelo utilizado es el circuito  $\pi$  nominal [8], modificado para frecuencias mayores que la nominal, con acoplamientos mutuos entre las ramas shunt y serie para las tres fases. El cálculo en función de la frecuencia, de las matrices de impedancia longitudinal [ZL]h y admitancia transversal [YT]h se realizan considerando líneas no tranpuestas.

##### Modelo del transformador trifásico

Asumiendo que el transformador trifásico está formado por tres unidades monofásicas idénticas, el modelo a frecuencia nominal se puede emplear en el estudio de penetración armónica [8], incorporando los parámetros del modelo monofásico [9].

La representación del transformador trifásico se realiza a través de la matriz de admitancia de barras, esto es:

$$\begin{bmatrix} I_p \\ I_s \end{bmatrix}_h = \begin{bmatrix} [Y_{pp}] & [Y_{ps}] \\ [Y_{sp}] & [Y_{ss}] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_p \\ V_s \end{bmatrix}_h \quad (1)$$

Donde las submatrices de la ec.(1) se calculan de acuerdo al tipo de conexión del transformador.

En ANEXO B se muestran las submatrices apropiadas para las seis conexiones más comunes del transformador. Al considerar al transformador con cambio de derivación, las expresiones para las matrices de admitancia serie y paralelo son :

$$[Y_{ser}] = \frac{-[Y_{sp}]}{\Gamma_1 \Gamma_2} \quad (2)$$

$$[Y_{p1}] = \frac{[Y_{pp}]}{\Gamma_1^2} + \frac{[Y_{sp}]}{\Gamma_1 \Gamma_2} \quad (3)$$

$$[Y_{p2}] = \frac{[Y_{ss}]}{\Gamma_2^2} + \frac{[Y_{sp}]}{\Gamma_1 \Gamma_2} \quad (4)$$

Donde  $\Gamma_1$  y  $\Gamma_2$  son las razones de vueltas de enrollados primario-secundario.

#### Modelo de máquinas rotatoria

Asumiendo que la máquina es un elemento pasivo respecto de la inyección de armónicas y conocidas sus impedancias en componentes de secuencia, la matriz de impedancia en componentes de fase a frecuencia nominal se obtiene como:

$$[Z]_{abc} = [F] \begin{bmatrix} 0 & 12 & -1 \\ 12 & 0 & 0 \\ -1 & 0 & 0 \end{bmatrix} [F] \quad (5)$$

Donde :

$[Z]_{012}$  : Matriz de impedancia de la máquina en componentes de secuencia  
 $[F]$  : Matriz de Fortescue

Determinada la matriz de impedancia de la máquina en componentes de fase a frecuencia nominal, el valor de ésta para la h-ésima armónica se obtiene afectando la impedancias por el armónico correspondiente.

#### Modelo de bancos de condensadores, cargas y filtros sintonizados

Los bancos de condensadores, cargas y filtros sintonizados se modelan mediante tres ramas, una por cada fase. El valor de la admitancia  $Y_{ch}$  para la h-ésima armónica se calcula utilizando un modelo monofásico.

### 3 EJEMPLO DE APLICACION

El sistema a estudiar, es un sistema de 8 barras con dos S/E rectificadores, cuyo diagrama unilíneal se muestra en la fig.(1).

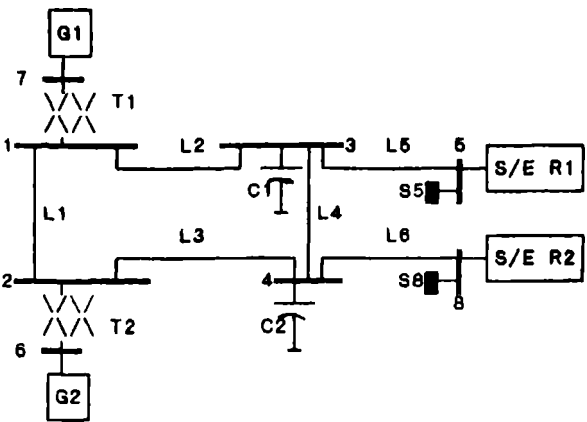


Fig.(1). Configuración del sistema de prueba.

Datos: G1 : 15 KV 250 MVA  $x_1=1.25$   $r_1=0.0125$   
 $x_2=0.48$   $r_2=0.0375$   
 $x_0=0.19$   $r_0=0.2000$   
G2 : 15 KV 150 MVA  $x_1=1.25$   $r_1=0.0125$   
 $x_2=0.48$   $r_2=0.0375$   
 $x_0=0.19$   $r_0=0.2000$   
T1 : 15/115 250 MVA  $x=0.10$   $r=0.01$   
T2 : 15/115 150 MVA  $x=0.10$   $r=0.01$   
C1 : 9 MVAR 115 KV  
C2 : 18 MVAR 115 KV  
S/E R1 : 115/15 KV DC: 4500 A  $\alpha=10^\circ$   
conexión estrella-estrella  
S/E R2 : 115/15 KV DC: 4500 A  $\alpha=10^\circ$   
conexión delta-estrella  
S5 : 5 + j 3 MVA en fase a  
S8 : 5 + j 3 MVA en fase a  
Líneas: ACSR 795 MCM 26 hilos  
6.2 - 3.1 - 4 - 9.3 - 2 - 10 Km  
a b c  
— o 3m o 3m o  
10 m

El sistema se ensaya bajo las siguientes consideraciones:

**CASO A:** Sistema con tensiones de barras proporcionadas por el flujo de carga trifásico y con el ángulo de conmutación de los SCR de las S/E rectificadoras calculado a partir de los MVA de cortocircuito trifásico en el secundario de la respectiva S/E.

**CASO B:** Sistema con tensiones de barras proporcionadas por el flujo de carga trifásico y con el ángulo de conmutación de los SCR de las S/E rectificadoras iguales a cero.

**CASO C:** Sistema con tensiones de barras iguales a  $1/0_0$  pu. y con el ángulo de conmutación de los SCR de las S/E rectificadoras iguales a cero.

**CASO D:** Similar a la consideración de A., pero con la S/E rectificadora de la barra 8 en conexión estrella-estrella.

Los resultados obtenidos por simulación de las variables de interés se muestran en forma gráfica en la figs.(2-3-4 y 5).

### 4 CONCLUSIONES

Este trabajo contribuye con nuevos elementos y a dar una visión más detallada del problema de contaminación armónica, debido a la presencia de convertidores AC/DC, frente a condiciones de operación desequilibradas del sistema.

De los resultados de simulación de los

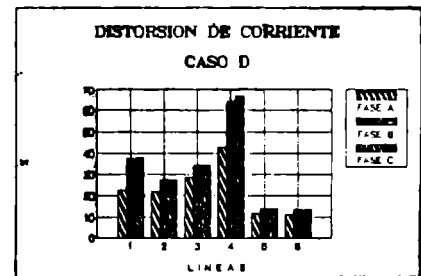
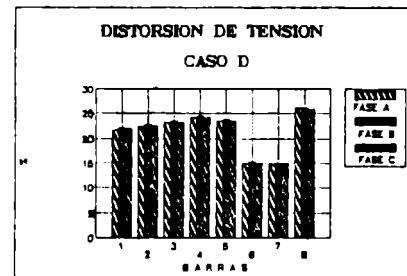
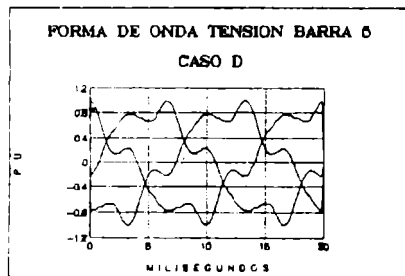
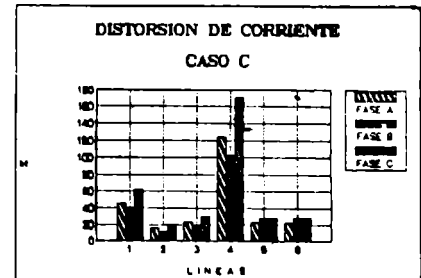
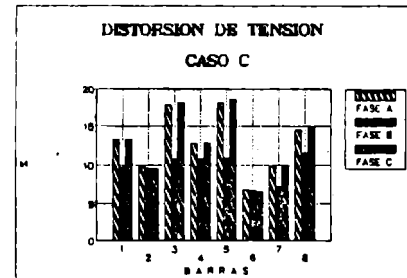
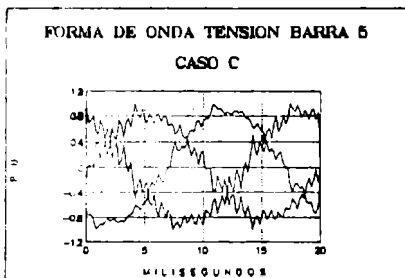
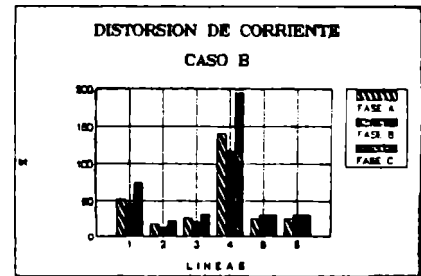
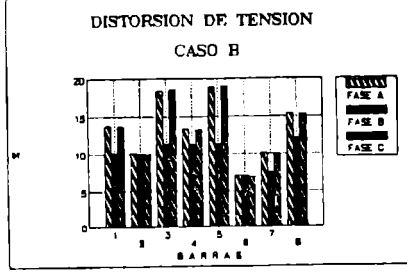
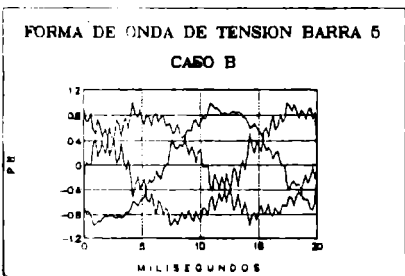
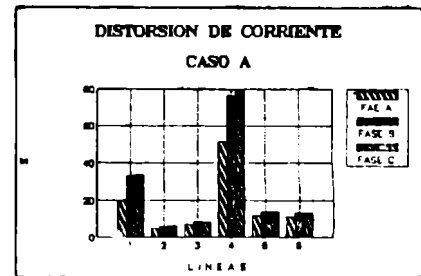
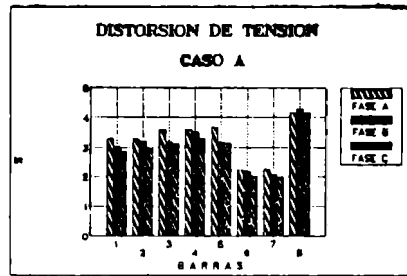
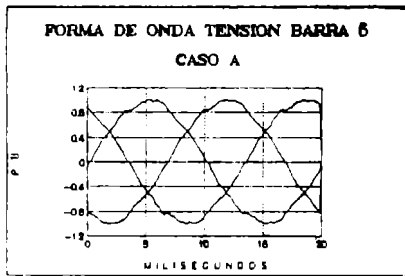


Fig.(2) |

Forma de onda tensión en barra 5. CASOS A, B, C y D.

Fig.(3)

Distorsión de tensión en barras del sistema. CASOS A, B, C y D

Fig.(4)

Distorsión de corriente en líneas del sistema. CASOS A, B, C y D

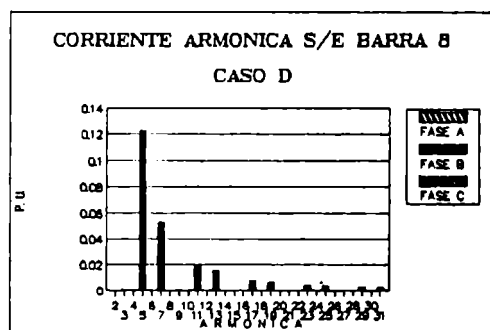
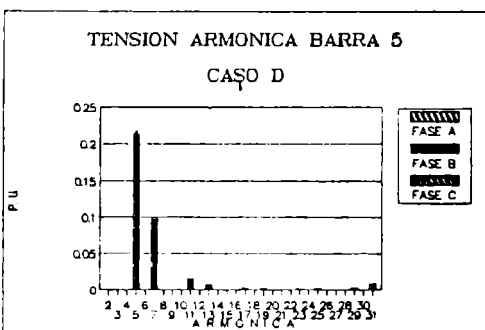
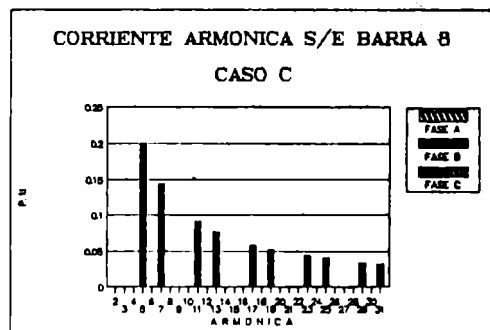
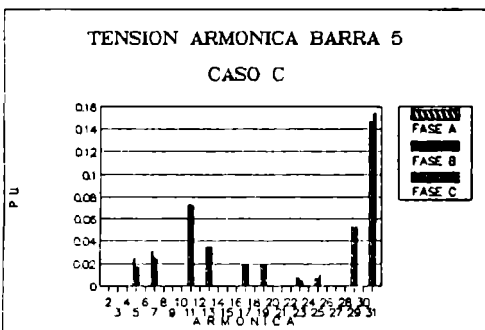
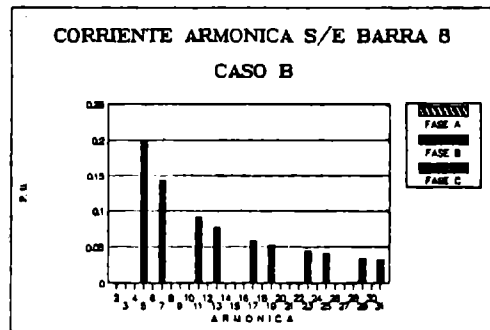
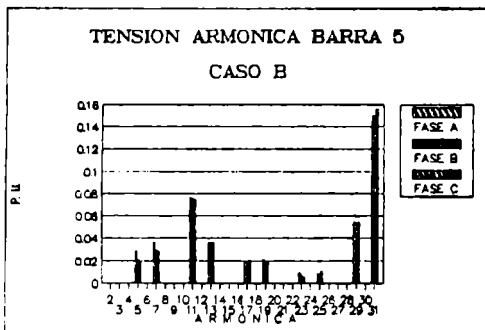
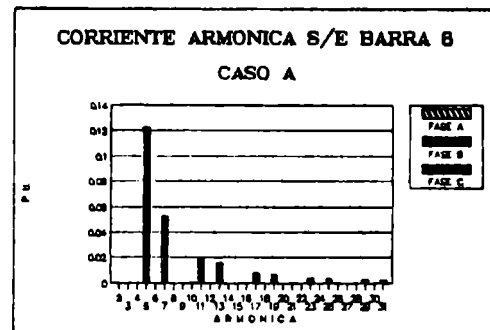
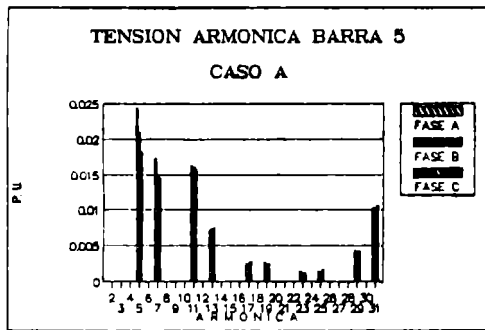


Fig.(5)

Tensiones armónica en barra 5.  
Valores en pu. de tensión de frecuencia nominal.  
CASOS A, B, C, y D

Fig.(6)

Corrientes armónicas inyectada por S/E de barra 8. Valores en pu. de corriente de frecuencia nominal.  
CASOS A, B, C, y D

diferentes caso se concluye que:

- Al considerar el ángulo de conmutación de las S/E rectificadoras, tanto en el modelo del convertidor como en la determinación de las tensiones y corrientes a frecuencia fundamental, se obtiene valores de distorsión menores que en los otros casos y por lo tanto más reales (CASO A).
- Al no considerar el ángulo de conmutación de las S/E rectificadoras y el desfase de las tensiones de barras, no existen mayores diferencias en los resultados obtenidos, esto se debe a que el desfase entre las barras del sistema es pequeño. Este desfase, es función de las longitudes de las líneas y del flujo de potencia activa (CASOS B Y C).
- Al cambiar la conexión de la S/E rectificadora de la barra 8, de delta a estrella, los valores de distorsión aumentan significativamente, esto se debe a que las armónicas de corriente de orden 5, 7, 17, 19, 29, 31, ...,  $(12K \pm 1)$ , tienden a cancelarse entre las dos S/E rectificadoras cuando una de ellas tiene conexión Y-Y y la otra una conexión D-Y, debido a que las dos S/E en esta forma de conexión tienen un comportamiento equivalente a una S/E rectificadora de 12 pulsos. Por lo tanto, si en un sistema existen varias S/E rectificadoras, se recomienda que éstas tienen que alternarse en sus conexiones (CASO D).

#### ANEXO A

#### DEFINICION DE EXPRESIONES PARA CALCULO DE CORRIENTES INYECTADAS POR CONVERTOR DE PODER

La expresión general de las corrientes armónicas inyectadas por el convertidor es:

$$I_{abc} = [a_1'^2 + b_1'^2]^{1/2} \sin(\omega t + \delta_1) + \sum_{k=2}^{\infty} [a_k'^2 + b_k'^2]^{1/2} \sin(k\omega t + \delta_k) \quad (A.1)$$

Donde:

$$a_k' = a_k \sin(k\beta) + b_k \cos(k\beta) \quad (A.2)$$

$$b_k' = a_k \cos(k\beta) - b_k \sin(k\beta)$$

$$\delta_k = \arctan(b_k'/a_k')$$

$$k=1,2,3,4,5,\dots,N, N \text{ entero}$$

Con:

$$\beta = \begin{cases} a & \text{fase a} \\ a - 120 & \text{fase b} \\ a - 240 & \text{fase c} \end{cases} \quad (A.3)$$

Donde  $a$  es el ángulo de disparo del convertidor de potencia.

La forma de onda general de la corriente inyectada por el convertidor en el lado secundario del transformador se muestra en la fig.(A1).

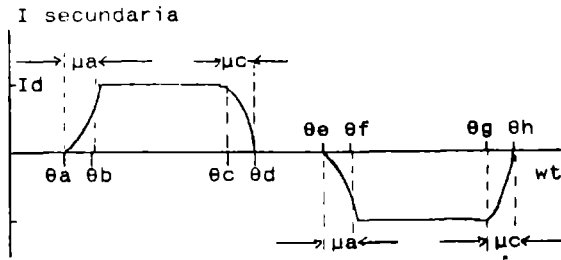


Fig.(A1). Forma de Onda de la Corriente secundaria inyectada por S/E rectificadora.

Los ángulos indicados en la fig.(A1), tienen diferentes valores en cada fase. Las expresiones que definen a los ángulos se entregan en la TABA A1.

TABLA A1

ANGULO	FASE A	FASE B	FASE C
$\theta_a$	$\pi/6 + \tau_a$	$5\pi/6 + \tau_a$	$3\pi/2 + \tau_a$
$\theta_b$	$\theta_a + \mu_a$	$\theta_a + \mu_a$	$\theta_a + \mu_a$
$\theta_c$	$5\pi/6 + \tau_c$	$\pi/2 + \tau_c$	$\pi/6 + \tau_c$
$\theta_d$	$\theta_c + \mu_c$	$\theta_c + \mu_c$	$\theta_c + \mu_c$
$\theta_e$	$7\pi/6 + \tau_e$	$11\pi/6 + \tau_e$	$\pi/2 + \tau_e$
$\theta_f$	$\theta_e + \mu_e$	$\theta_e + \mu_e$	$\theta_e + \mu_e$
$\theta_g$	$11\pi/6 + \tau_g$	$\pi/2 + \tau_g$	$7\pi/6 + \tau_g$
$\theta_h$	$\theta_g + \mu_g$	$\theta_g + \mu_g$	$\theta_g + \mu_g$
$\mu_a$	$\mu_1$	$\mu_2$	$\mu_3$
$\mu_c$	$\mu_2$	$\mu_3$	$\mu_1$
$\tau_a$	$\tau_1$	$\tau_3$	$\tau_5$
$\tau_c$	$\tau_3$	$\tau_5$	$\tau_1$
$\tau_e$	$\tau_4$	$\tau_6$	$\tau_2$
$\tau_g$	$\tau_6$	$\tau_2$	$\tau_4$

Donde:

$\tau_i$ : Ángulos que representan la desviación de los ángulos de intersección de las tensiones de línea en la barra de conexión del convertidor de poder.

$\mu_1$ : Ángulo de conmutación asociado a las fases C y A.

$\mu_2$ : Ángulo de conmutación asociado a las fases A y B.

$\mu_3$ : Ángulo de conmutación asociado a las fases B y C.

Los ángulos de conmutación se determinan de acuerdo a las siguientes expresiones:

$$\mu_a = \arccos\left[\cos(a+\tau_a) - \frac{X_a \cdot I_d}{I_{dnom}}\right] - (a+\tau_a) \quad (A.4)$$

$$\mu_c = \arccos\left[\cos(a+\tau_c) - \frac{X_c \cdot I_d}{I_{dnom}}\right] - (a+\tau_c) \quad (A.5)$$

Definiendo:

$$\delta_i = \theta_i - \tau_i \quad (A.6)$$

$$D_i = \cos(\tau_i) - \cos(\tau_i + \mu_i) \quad (A.7)$$

$$K_i = [\cos(\tau_i)]/D_i \quad (A.8)$$

$$O_{ij} = [K_i \sin(h\theta_i) - K_j \sin(h\theta_j)] \quad (A.9)$$

$$Q_{ij} = (1-K_i) \sin(h\theta_j) \quad (A.10)$$

$$X_{ij} = [K_i \cos(h\theta_i) - K_j \cos(h\theta_j)] \quad (A.11)$$

$$Y_{ij} = (1-K_i) \cos(h\theta_j) \quad (A.12)$$

$$\phi_{ij} = [\delta_i + (h-1)\theta_j] \quad (A.13)$$

$$\delta_{ij} = [\delta_i - (h-1)\theta_j] \quad (A.14)$$

Se tiene:

$$R_h = \frac{1}{h} [O_{ea} + O_{cg} + Q_{ef} - Q_{ab} + Q_{cd} - Q_{gh}] \quad (A.15)$$

$$P_h = \frac{1}{h} [X_{ae} + X_{gc} + Y_{ab} - Y_{ef} + Y_{gh} - Y_{cd}] \quad (A.16)$$

$$K_{ij} = \frac{\mu_i \cos(\delta_i)}{D_i} - \frac{\mu_j \cos(\delta_j)}{D_j} \quad (A.17)$$

$$M_{ij} = \frac{D_i \sin(2\theta_i - \delta_j) - D_j \sin(2\theta_j - \delta_i)}{D_j} \quad (A.18)$$

$$L_{ij} = \frac{\mu_i \sin(\delta_i)}{D_i} - \frac{\mu_j \sin(\delta_j)}{D_j} \quad (A.19)$$

$$N_{ij} = \frac{D_i \cos(2\theta_j - \delta_j) - D_j \cos(2\theta_i - \delta_j)}{D_j} \quad (A.20)$$



$$S_{ij} = \frac{\sin[\phi_{1i}] - \sin[\phi_{1j}]}{D_1} \quad (\text{A.21})$$

$$T_{ij} = \frac{\sin[\delta_{1j}] - \sin[\delta_{1i}]}{D_1} \quad (\text{A.22})$$

$$U_{ij} = \frac{\cos[\phi_{1j}] - \cos[\phi_{1i}]}{D_1} \quad (\text{A.23})$$

$$W_{ij} = \frac{\cos[\delta_{1j}] - \cos[\delta_{1i}]}{D_1} \quad (\text{A.24})$$

Por lo tanto, las expresiones para los coeficientes de las expresiones de la corriente trifásica inyectada por el convertidor son:

$$a_1 = \frac{I_d}{\pi} \left[ R_1 + \frac{1}{2} [K_{ca} + K_{eg}] + \frac{1}{4} [M_{dc} - M_{ba} + M_{fe} - M_{hg}] \right] \quad (\text{A.25})$$

$$b_1 = \frac{I_d}{\pi} \left[ P_1 + \frac{1}{2} [L_{ca} + L_{eg}] + \frac{1}{4} [N_{dc} - N_{ba} + N_{fe} - N_{hg}] \right] \quad (\text{A.26})$$

$$a_h = \frac{I_d}{\pi} \left[ R_h + \frac{1}{2^{*(h-1)}} [S_{ab} - S_{cd} - S_{ef} + S_{gh}] + \frac{1}{2^{*(h+1)}} [T_{ab} - T_{cd} - T_{ef} + T_{gh}] \right] \quad (\text{A.27})$$

$$b_h = \frac{I_d}{\pi} \left[ P_h + \frac{1}{2^{*(h-1)}} [U_{ab} - U_{cd} - U_{ef} + U_{gh}] + \frac{1}{2^{*(h+1)}} [W_{ab} - W_{cd} - W_{ef} + W_{gh}] \right] \quad (\text{A.28})$$

Las corrientes en el lado primario del transformador se determinan de acuerdo a:

$$I_a = (I_a - I_b) / (\sqrt{3} \cdot a) \quad (\text{A.29})$$

$$I_b = (I_b - I_c) / (\sqrt{3} \cdot a) \quad (\text{A.30})$$

$$I_c = (I_c - I_a) / (\sqrt{3} \cdot a) \quad (\text{A.31})$$

#### ANEXO B

#### SUBMATRICES BASICAS DEL MODELO TRIFASICO DEL TRANSFORMADOR

Las Submatrices básicas empleadas para el modelo  $\pi$  del transformador trifásico para las seis conexiones más comunes, se muestran en la TABLA B1.

TABLA B1

CONEXION DEL TRANSFORMADOR		SUBMATRIZ ADM. PROPIA		SUBMATRIZ ADM. MUTUA
BARRA P	BARRA S	P	S	[ Y ps ]
EST. ATE.	EST. ATE.	Y <sub>i</sub>	Y <sub>i</sub>	- Y <sub>i</sub>
EST. ATE.	ESTRELLA	Y <sub>ii</sub> /3	Y <sub>ii</sub> /3	- Y <sub>ii</sub> /3
EST. ATE.	DELTA	Y <sub>i</sub>	Y <sub>ii</sub> /3	$\sqrt{3}$ Y <sub>ii</sub> /3
ESTRELLA	ESTRELLA	Y <sub>ii</sub> /3	Y <sub>ii</sub> /3	- Y <sub>ii</sub> /3
ESTRELLA	DELTA	Y <sub>ii</sub> /3	Y <sub>ii</sub> /3	$\sqrt{3}$ Y <sub>ii</sub> /3
DELTA	DELTA	Y <sub>ii</sub> /3	Y <sub>ii</sub> /3	- Y <sub>ii</sub> /3

Los tres tipos básicos de submatrices son:

$$\begin{matrix}
 Y_i & & & & & \\
 & Y_{ii} & & & & \\
 & & Y_{iii} & & & \\
 \left[ \begin{matrix} Y_t & 0 & 0 \\ 0 & Y_t & 0 \\ 0 & 0 & Y_t \end{matrix} \right] & \left[ \begin{matrix} 2Y_t & -Y_t & -Y_t \\ -Y_t & 2Y_t & -Y_t \\ -Y_t & -Y_t & 2Y_t \end{matrix} \right] & \left[ \begin{matrix} -Y_t & Y_t & 0 \\ 0 & -Y_t & Y_t \\ Y_t & 0 & -Y_t \end{matrix} \right]
 \end{matrix}$$

Donde Y<sub>t</sub> es la admitancia de dispersión del transformador determinada a partir del modelo monofásico para la h-ésima armónica.

#### REFERENCIAS BIBLIOGRAFICAS

- [1] CIGRE. Groupe de Travail 36-05. "Harmonique, Paramètres Caractéristiques, Méthodes D'étude, Estimation de Valeurs Existantes en Réseau." Electra N° 77 :35-40. Julio, 1981.
- [2] PILEGGI, D.J. et al. "Predictions of Harmonic Voltages in Distribution Systems." IEEE Trans. on PAS, (100): 1307-1315. March, 1981.
- [3] STEVENSON, W.D. "Elements of Power Systems Analysis" U.S.A., McGraw-Hill, New York 1962.
- [4] MAHMOUD, Aly A. & R.D. Shultz. "A Method for Analyzing Harmonic Distribution in A.C. Power Systems." IEEE Trans. on PAS, (101). June, 1982.
- [5] HART, P. M. & W. Bonwick. "Harmonic Modelling of Synchronous Machines." IEE Proceedings, (135). March, 1988.
- [6] PHADKE, A. G. & J. Harlow. "Generation of Abnormal Harmonics in High AC-DC Power Systems." IEEE Trans. on PAS, (101) :873-883. March, 1968.
- [7] CHEN, Mo-Shing & W. Dillon. "Power System Modeling." IEE Proceedings, (62). July, 1974.
- [8] ARRILLAGA, J. et al. "Zero Sequence Harmonic Current Generation in Transmission Lines connected to Large Converter Plant". IEEE Trans. on PAS, (102). June, 1983.
- [9] DENSEM, J et al. "Three Phase Transmission System Modelling for Harmonic Penetration Studies." IEEE Trans. on PAS, (103). February, 1984.
- [10] ARRILLAGA, J. & B. Harker. "Fast Decoupled Three Phase Load Flow." IEE Proceedings, (125). June, 1978.
- [11] STRATFORD, Ray P.. "Analysis and Control of Harmonic in Systems with Static Power Converters." IEEE Trans. on IA (17) : 71-81. January/February, 1981.
- [12] ALVIN, Day & Mahmoud A. A.. "Methods of Evaluation of Harmonic Levels in Industrial Plant Distribution Systems." IEEE Trans. on IA (23) : 498-503. May, 1987.
- [13] TAMBY, J. P. & John V.I.. "Q'HARM-A Harmonic Powerflow Program for small Power Systems." IEEE Trans. on PAS (3): 949-956. August, 1988.
- [14] XIA, Daozhi & Heydt G. T.. "Harmonic Power Flow Studies Part II. Implementation and Practical Application." IEEE Trans. on PAS. (101) : 1266-1270. June, 1982.

#### AGRADECIMIENTOS

Los autores expresan su agradecimiento al Fondo de Desarrollo Científico y Tecnológico FONDECYT, Proyecto 1313/88.

**EVALUACION DE POTENCIALES SUPERFICIALES EN UN SISTEMA DE TIERRA**

Alejandro Rodríguez E.; J.L. Espinoza V.; José De Lapeira C.  
 Departamento de Electrónica  
 Facultad de Ingeniería  
 Universidad de Tarapacá  
 Arica-Chile

**RESUMEN**

Este trabajo presenta un programa que permite calcular potenciales superficiales producidos por una malla energizada considerando densidad de corriente no-uniforme, malla asimétrica y representando el terreno en forma biestratificada. También se considera el efecto de conductores cercanos a la malla estudiada.

**ABSTRACT**

This paper presents a computer program procedure to determine voltages at the surface of the earth near a buried energized electrode grid. A two layer soil stratification is assumed, along with non-uniform current density and asymmetric grid. The transfer potential induced by nearby conductors is also considered.

The program is faster than any other known to the authors.

**INTRODUCCION**

Una de las principales funciones de una malla de tierra son presentar una baja resistencia de cortocircuito para producir una corriente que permita una rápida operación de las protecciones. Además debe intentar aproximar a una superficie equipotencial toda la extensión del terreno donde se encuentra la malla, evitando diferencias de potencial en un entorno donde opera el personal. Este trabajo permite estudiar esta última situación, calculando los potenciales superficiales inducidos por una malla de tierra simétrica o no simétrica ante una falla del sistema en que esta involucrada. Además permite visualizar como se afectan estos potenciales agregando electrodos y/o barras y como influye la existencia de elementos conductores cercanos a la malla.

Finalmente se discuten y comparan los resultados con el Std 80 de la IEEE y otros trabajos conocidos en la literatura.

**METODO**

Este trabajo representa un sistema de tierra por un conjunto de electrodos elementales lineales con una densidad de corriente particular para cada uno de éstos. Fundamentado en el modelo de Robert J. Hepper [1] y en un conjunto de ecuaciones corregidas de M. Loeloeiaan, R. Velásquez y Dinkas Mukhedkar [2],[3],[4], al modificar estas ecuaciones se permite la inclusión de conductores verticales en la evaluación y los potenciales transferidos por elementos conductores adyacentes a la malla.

**Distribución de la corriente en un electrodo de tierra**

Para encontrar la distribución de corriente de falla en un electrodo de tierra, se procede a dividir el electrodo en muchos segmentos lineales, en cada segmento se considera una densidad de corriente constante, pero que puede variar entre un segmento y otro.

Para calcular el potencial inducido en algún punto de la superficie, se suma la corriente individual asociada a cada elemento que conforma el electrodo.

La corriente de falla de una malla puede ser sub-dividida desde el largo total del conductor "L" en "n" segmentos lineales de largo  $L_k$  con una corriente  $I_k$ .

$$L = \sum_{k=1}^n L_k \quad \text{y} \quad I_e = \sum_{k=1}^n I_k \quad \text{con } k=1,2,3,\dots,n \quad - - - 1$$

donde

$L$  : Largo total del conductor que conforma el sistema.

$L_k$  : Largo de los segmentos lineales que conforman el sistema de tierra.

$I_e$  : Corriente de falla del sistema.

$I_k$  : Corriente de falla individual de los segmentos.

**Construcción del Modelo Matricial**

Simplemente al aplicar la Ley Ohm en un punto localizado en la superficie de un segmento conductor se tiene que:

$$V_{e1} = \sum_{j=1}^n R_{1j} \times I_j \quad i = 1,2,3,\dots,n \quad - - - 2$$

Como los segmentos son parte de un mismo electrodo, puede considerarse que los potenciales de los segmentos son iguales a la tensión de la malla en condición de falla.

$$V_{e1} = V_e \quad i = 1,2,3,\dots,n \quad - - - 3$$

luego

$$\{I_1 I_2 \dots I_n\}_n = V_e \times \{R_{1j}\}_n \quad - - - 4$$

El potencial del sistema de tierra está dado por

$$V_e = R_g I_e \quad \text{--- 5}$$

donde  $R_g$  es la resistencia de la malla de tierra. Como  $R_g$  no depende de la tensión aplicada y calculando la corriente de los segmentos considerando  $V_e$  como unidad de referencia se tiene:

$$I_1 I_2 \dots I_n I_{n+1} = n = (R_{12})_{n \times n} \quad \text{--- 6}$$

$$R_g = \left[ \begin{matrix} n \\ E \\ I_k \end{matrix} \right]^{-1} \quad \text{--- 7}$$

para considerar conductores periféricos se incluye

$$I_t = \sum_{h=1}^u I_{h,t} = 0 \quad \begin{matrix} h = 1, 2, \dots, u \\ t = 1, 2, \dots, w \end{matrix} \quad \text{--- 8}$$

donde:

- t : conductor periférico
- h segmento lineal que conforma el conductor periférico t.
- w : número total de conductores periféricos en el sistema.
- u : número total de segmentos que conforman a t.
- $I_t$  corriente del conductor periférico t.
- $I_h$  corriente del segmentos h que conforma al conductor periférico t.

lo que resulta en el siguiente sistema matricial:

$M_a$	:	0	$V_e$
$\frac{\partial}{\partial t}$	:	0	$V_e$
tierra	:	1	0
-----			
	:	1	0
	:	1	0
0 . . . 0 . 0 . . . . . 0 .	:	0 .	1 . 0

Cálculo de la Tensión Superficial

La tensión superficial se calcula al sumar la contribución de cada uno de los segmentos lineales.

$$V(X,Y,0) = \sum_{k=1}^n V_k(X,Y,0) \quad \text{--- 9}$$

donde

$V_k(X,Y,0)$  : Potencial en el punto  $P(X,Y,0)$ , debido a la corriente de falla del segmento lineal "K" perteneciente al sistema de tierra.

$V(X,Y,0)$  : Potencial en el punto  $P(X,Y,0)$  debido a la corriente de falla en el sistema de tierra.

Para obtener el potencial  $V(X,Y,0)$  en el punto  $(X,Y)$  en la superficie de la tierra (figura 1) debido a la contribución de corriente  $I_k$  del segmento conductor  $L_k$ .

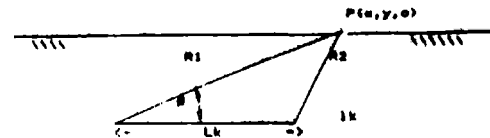


Figura 1: Tensión Superficial debido a la Corriente de  $L_k$

$$V(X,Y,0) = \frac{I_k}{4\pi L_k} \frac{L_k - R_1 \cos \phi + R_2}{R_1(1 - \cos \phi)} \quad \text{--- 10}$$

donde

$$M_w = I_k \frac{R_2(L_k + R_2) - R_1^2}{R_1(L_k - R_1) + R_1^2 - L_k^2} \quad \text{--- 11}$$

$M_w$  es el factor de tensión que depende de la ubicación relativa del punto superficial con respecto al segmento lineal y sus condiciones físicas (largo, radio y posición). Considerando el efecto imagen para terreno homogéneo resulta que:

$$V_k(X,Y,0) = I_k (M_w + M_{w1}) / 4\pi L_k \quad \text{--- 12}$$

Análisis de Resultados

Los resultados obtenidos son comparados con mediciones experimentales indicadas en las referencias (1), (9).

Ejemplo 1.

- Datos requeridos por el programa
- Resistividad la primera capa 1:200  $\Omega/m$
- Resistividad de la segunda capa 2 : 800  $\Omega/m$
- Profundidad de la primera capa H : 4 mts.

Tensión de la red  $V_e : 1000 \text{ volt}$   
 Largo de la malla  $L : 16 \text{ mts.}$   
 Ancho de la malla  $a : 16 \text{ mts.}$   
 Profundidad de enterramiento  $p_e : 0,6 \text{ mts.}$   
 Diametro de los electrodos de la malla  $\phi : 100 \text{ mm}$

Configuración :

Líneas verticales  $l_v : 3$

Líneas horizontales  $l_h : 3$

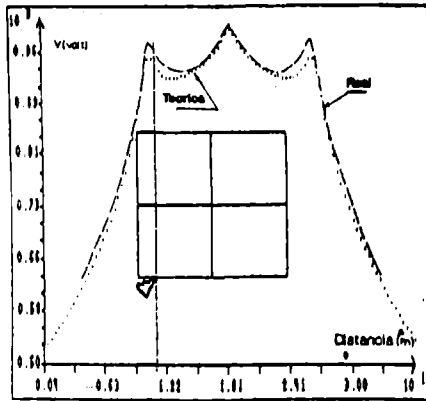


Figura 2: Tensión Superficial que corresponde a la tensión a lo largo de la línea vertical indicada con el apuntador.

Ejemplo 2:

Datos de entrada

$\rho_1 = 200 \text{ } \Omega/\text{m}$   
 $\rho_2 = 800 \text{ } \Omega/\text{m}$   
 $H = 4 \text{ m}$   
 $V_e = 1000(\text{v})$   
 $L = 16\text{m}$   
 $a = 16\text{m}$   
 $P_e = 0,6\text{m}$   
 $\phi = 100 \text{ mm.}$   
 $l_v = 5$   
 $l_h = 5$

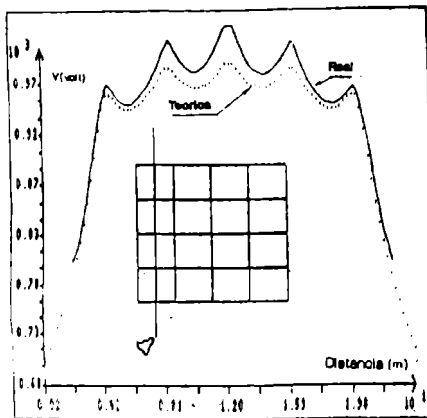


Figura 3: Tensión Superficial que corresponde al ejemplo 2.

En las figuras 2 y 3 se muestran las comparaciones de las curvas entregadas por el modelo presentado y las curvas prácticas.

La diferencia entre la curva presentada por el modelo y los resultados reales, son fuertemente influidos por el número de imágenes elegidas para el cálculo y la cantidad de segmentos, al aumentar estos factores mejoramos la aproximación en desmedro del tiempo de cálculo del programa.

Comparación con la Guía Std 80 de la IEEE

Se realiza una comparación de los valores de resistencia de tierra obtenidos del modelo con los que resultan de las relaciones entregadas por la guía Std 80 del IEEE. Se analizan los efectos para distintos tipos de reflexión "K" y resistividad equivalente " $\rho_{eq}$ ". [7].

Los ejemplos utilizados para hacer la comparación son los siguientes

$\rho_1 : 200 \text{ } \Omega/\text{m}$	y $\rho_2 = 200 \text{ } \Omega/\text{m}$
$\rho_2 : 50 \rightarrow 800 \text{ } \Omega/\text{m}$	$\rho_2 = 50 \rightarrow 800 \text{ } \Omega/\text{m}$
$H : 4 \text{ m.}$	$H = 4\text{m}$
$I_e : 100(\text{A})$	$I_e = 100(\text{A})$
$L : 16 \text{ m}$	$L = 16 \text{ m}$
$a : 16 \text{ m}$	$a = 16 \text{ m}$
$P_e : 0,6 \text{ mt}$	$P_e = 0,6 \text{ m}$
$\phi : 100 \text{ mm}$	$\phi = 100 \text{ mm}$
$l_v : 2$	$l_h = 3$
$l_h : 2$	$l_v = 3$

1.- Variación de la resistencia de tierra con la resistividad equivalente.

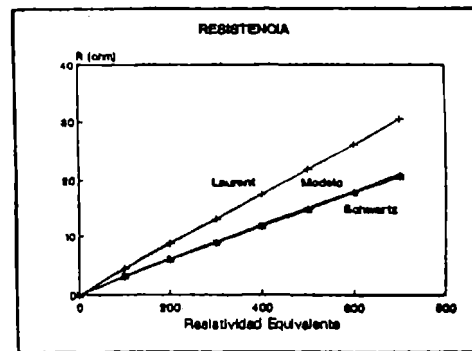


Figura 4: Resistencia de tierra v/s resistividad equivalente.

Se observa de la figura 4 que el modelo se aproxima más a la expresión de Schwartz, esto se debe que Schwartz considera un mayor número de variables que Laurent, lo que lo hace más exacto.

2.- Variación de la resistencia de tierra con respecto al factor de reflexión

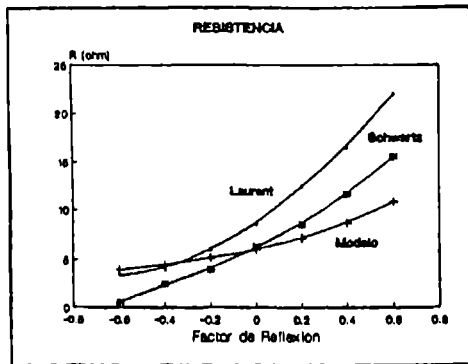


Figura 5: Variación de la resistencia de tierra del electrodo v/s el factor de reflexión.

Observamos de la figura 5 que el gráfico obtenido por el modelo se aproxima al de Schwartz. Cuando  $K=0$  la resistencia de tierra es de igual valor que el obtenido por Schwartz. Esto se debe a que Schwartz considera una representación de terreno homogéneo  $K=0$ . Sin embargo éste último entrega valores subdimensionados para  $K < 0$  debido a que considera un terreno homogéneo, con una resistividad equivalente menor de la que realmente existe en la primera capa y donde se encuentra la malla. Para  $K > 0$  los valores se sobredimensionan ya que considera que la malla se encuentra en un terreno homogéneo con una resistividad equivalente mayor de la que realmente existe en la primera capa [9].

3.- Tensión de Contacto

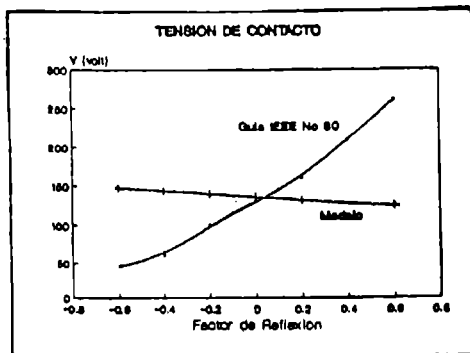


Figura 6: Variación de la tensión de contacto del electrodo v/s el factor de reflexión.

La tensión de contacto que entrega el modelo cuando  $K \rightarrow 1$  es mayor que la calculada por procedimiento de la guía Std 80 del IEEE y menor cuando  $k \rightarrow -1$ . Esto sucede cuando el terreno es no homogéneo. Recordemos que la guía sólo considera una representación de un terreno homogéneo [7].

4.- Tensión de Paso.

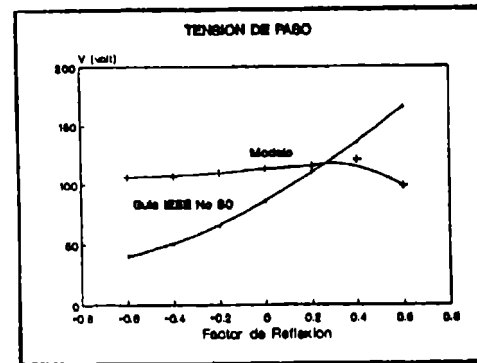


Figura 7: Variación de la tensión de paso del electrodo v/s el factor de reflexión.

Nuevamente al considerar un terreno homogéneo la guía Std 80 introduce fuertes errores en el cálculo de la tensión de paso.

Otro ejemplo Malla electrodos cercano a la instalación.

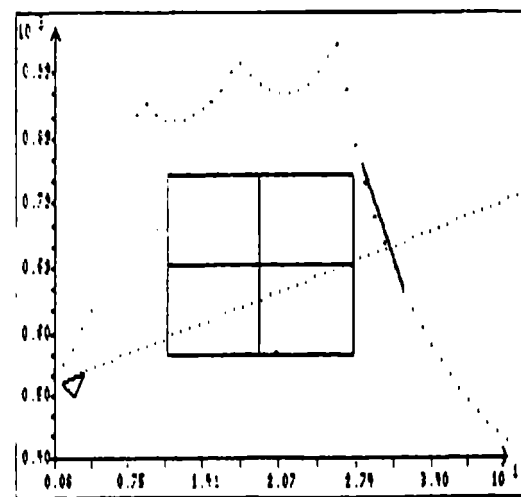


Figura 8: Tensión superficial que corresponde a una malla con un electrodo aledaño (datos corresponden al ejemplo 2)

## CONCLUSIONES

- El modelo permite analizar problemas complejos sobre los efectos de resistencia y potencial de la puesta de tierra al variar la geometría de la malla, su ubicación y las características del terreno, además considera el efecto de potenciales transferidos a electrodos o conductores cercanos a la malla y electrodos verticales.

- Es interesante notar que los resultados obtenidos son más confiables que los que se obtienen por la guía 80, al considerar un terreno de dos capas.

## REFERENCIAS

- [1] J.R. Heppar, "Computation of Potencial at Surface Above an Energised Grid or Electrodo, Allowing for Non-Uniform Current Distribution" IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems, Vol PAS-98, N° 6, pp 1978-1989 Nov/Dec 1979.
- [2] M. Loeloelan, R. Velásquez, D. Mukhedkar, "Review of Analytical Methods for Calculating the Performance of Large Grounding Electrodes", part I, Theoretical Considerations.  
  
IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems, Vol. PAS-104, No. 11, Nov. 1985.
- [3] M. Loebeian, R. Velásquez, D. Mukhedkar of Analytical Methods for Calculating the Performance of Large Grounding Electrodes, Part II-Numerical Results. IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems, Vol. PAS-104, No. 11, Nov. 1985.
- [4] Farid Dawalibi, Dinkar Mukhedkar. "Optimum Design of Substation Grounding in A two Layer Earth Structure", Part I-Analytical Study. IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems, Vol. PAS-94, N° 2, March/April 1975.
- [5] Farid Dawalibi, Dinkar Mukhedkar, "Optimum Design of Substation Grounding in a two layer Earth Structure" Part II Comparison Between Theoretical and Experimental results. IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems, Vol PAS-94, N° 2, March/April 1975.

- [6] Farid Dawalibi, Dinkar Mukhedkar, "Optimum Design of Substation Grounding in A Two Layer Earth Structure" Part III-Study of Grounding Grids Performance and New Electrodes Configuration. IEEE Transaction on Power Apparatus and Systems, Vol, PAS-94, N2, March/April 1975.
- [7] IEEE Guide for Safety in Substation Grounding. IEEE Std 80-1976.
- [8] Jaime Yáñez G. Mallas de Tierra en Terreno Biestratificado Memoria de Grado I.C.E. Universidad de Chile 1981.
- [9] Héctor Contreras, Pablo Cortes, Hugo Martínez D. "Análisis y Diseño de Mallas de Puesta a Tierra". Considerando terreno biestratificado. Anales VII Congreso Chileno de Ingeniería Eléctrica Santiago 18-20 Nov. 1987.
- [10] Farid Dawalibi, Dinkar Mukhedkar, "Multi Step Analysis of Interconnected Grounding Electrodes" IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems, Vol PAS-95 No. 1, January/February 1976.

## BIOGRAFIAS

Alejandro Rodríguez E.  
Ingeniero Civil Eléctrico, Universidad de Concepción. Actualmente es docente de la Universidad de Tarapacá.

Juan Luis Espinoza V.  
Ingeniero Civil Electricista, Universidad de Santiago, Master of Applied Science, Universidad de Toronto. Actualmente es docente de la Universidad de Tarapacá.

José M. De Lapeyra C.  
Ingeniero Civil Eléctrico, Universidad de Tarapacá.

# SIMULACION DE LA OPERACION DEL SISTEMA ELECTRICO DE CHILGENER MEDIANTE UN FLUJO DE POTENCIA EN LINEA.

Humberto Soto, Marco Arróspide, Rigoberto Mejía  
Depto. Sistema de Supervisión y Control, CHILGENER S.A.  
Miraflores 222, Santiago de Chile

## RESUMEN

Este trabajo describe el desarrollo de un ambiente de simulación en línea que permite el estudio de posibles estados de operación del sistema eléctrico a partir de la situación de tiempo real. La herramienta principal del proceso de simulación es un programa de cálculos de Flujos de Potencia basado en el algoritmo de Newton-Raphson desacoplado rápido, el que utiliza técnicas adecuadas de almacenamiento compacto y bifactorización de matrices.

El proceso de simulación incorpora la ejecución secuencial de otros dos programas previa al programa de cálculos de Flujos de Potencia: un programa de Configuración de la Red y un programa de Estimación de Estado. Esta secuencia se realiza en un proceso interactivo con el operador, a través de despliegues unilineales en los puestos de operación, siendo una característica importante el hecho de utilizar las mismas herramientas que utiliza el proceso de funciones SCADA.

En este trabajo se muestra un ejemplo del uso del ambiente de simulación en el estudio de distintos casos de operaciones simuladas en el Sistema Eléctrico de CHILGENER. En la actualidad, las capacidades derivadas de este ambiente de simulación están siendo explotadas con éxito por los despachadores encargados de la supervisión y operación de este sistema.

## ABSTRACT

This work describes the implementation of an On Line Simulation Environment that allows the study of possible states of electric system operation considering the real time situation. The main simulation process tool is a Load Flow Calculations Program based in the fast decoupled Newton-Raphson algorithm, the one which uses suitable compact storage technics and matrix bifactorization.

The simulation process incorporates the sequential execution of other two programs before the Load Flow Calculations: a Network Configurator Program and a State Estimation Program. This sequence is realized in an interactive process with the operator through the unilineal display of the operation place, being an important characteristic of this job the use of the same Man Machine Interface used by the SCADA functions.

In this work is showed an example of the use of the simulation environment in the study of different cases of the simulated operations in the CHILGENER's Power Electric System. In this moment this tool is successfully used by the CHILGENER's Dispatchers.

## 1. INTRODUCCION

El grado de desarrollo de la tecnología digital en la actualidad, permite que ya, no sólo se pueda supervisar

y controlar en tiempo real a los distintos procesos productivos, sino que además, se pueda simular en línea distintas condiciones de operación, contingencias y/o emergencias en los procesos. Esto es de fundamental importancia, ya que permite al operador del proceso estar preparado para enfrentar con éxito estas situaciones relevantes, lo que finalmente se traduce en: un mejor aprovechamiento de los recursos físicos, una prolongación de la vida útil de las instalaciones y una disminución de las probabilidades de interrupción del proceso productivo.

El proceso productivo de generación de energía eléctrica de CHILGENER cuenta desde diciembre de 1988 con un moderno Sistema de Supervisión y Control. Este sistema fue adquirido en el extranjero, sin embargo durante los años 1989 y 1990 ha sido permanentemente actualizado con nuevos desarrollos de programas, realizados con ingeniería nacional interna a la empresa que lo han ido transformando en un sistema del tipo EMS (Energy Management System).

El estado de desarrollo actual del Sistema de Supervisión y Control de CHILGENER, permite que los despachadores de generación puedan simular con antelación, situaciones de contingencias, cambios topológicos de la red eléctrica ya sean programados o imprevistos, cambios en los niveles de generación y/o aporte de los intercambios con otras empresas, aumentos de demanda eléctrica por realización de grandes eventos, etc. Todo esto se realiza en línea y a partir de la situación de tiempo real vigente en el sistema.

## 2. METODOLOGIA DE LA SIMULACION

La simulación del comportamiento operativo del sistema eléctrico, se consigue a través de la ejecución de tres programas o módulos, los que se ejecutan interactivamente con el operador de acuerdo a la secuencia descrita en la figura uno.

El primer módulo es un configurador de red, que consiste en un programa que captura en un determinado instante de tiempo el estado de todas las variables eléctricas representativas del proceso, vale decir el estado de operación de todos los equipos de maniobras como interruptores y desconectores, el valor de los flujos de potencia activa y reactiva en distintos tramos de la red tales como líneas de transmisión, alimentadores y/o generadores y los valores de voltaje en barras de subestaciones y centrales.

Este conjunto de valores del sistema en un instante del tiempo, es codificada en información matemática a través de un vector de medidas y de la matriz de admitancia nodal que representa la topología y caracterización eléctrica de la red. Esta información es luego entregada a otro módulo de programación denominado Estimador de Estado, el que a partir del método de minimización de errores cuadráticos ponderados valida el conjunto de mediciones y calcula la mejor aproximación al vector real de valores de voltaje y ángulo que reflejan el estado de la red.

La exactitud de la estimación es entregada a través de un parámetro denominado "Índice de Calidad". Este índice representa la razón entre el valor de una solución teórica según una distribución de probabilidad Chi cuadrado, con un grado de confianza del 95% y la sumatoria de los errores cuadráticos ponderados de la solución alcanzada. Por lo que, la estimación se considera apropiada cuando este índice es mayor o igual que uno.

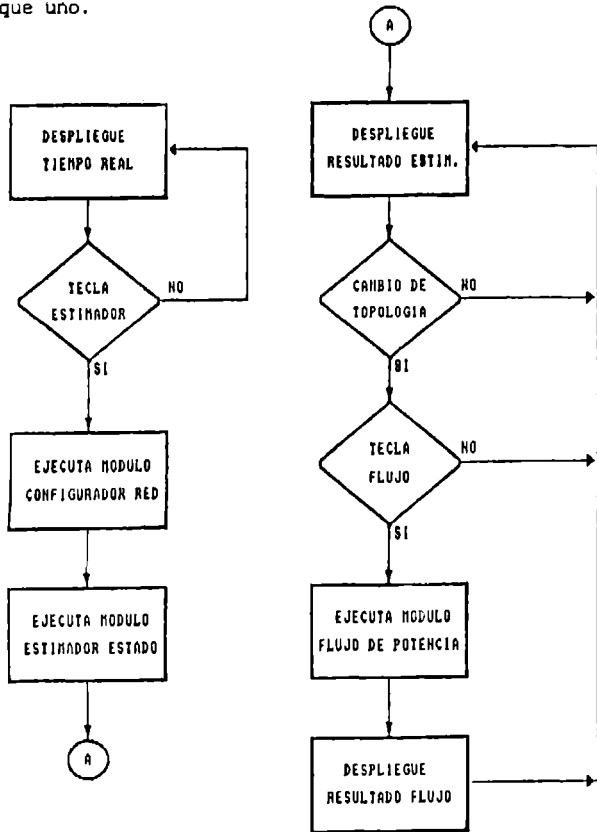


Figura uno: Metodología de la Simulación.

El resultado de la estimación de estado es presentado entonces al operador en un despliegue dedicado, que muestra una imagen similar a la de tiempo real, sólo que ésta contiene información estática. En dicho despliegue el operador realiza los cambios topológicos y/o de valores que desea simular, luego de lo cual el programa ejecuta el último y más importante módulo de programación: el "Flujo de Potencia" el que, a partir de la información del estado de la red y los cambios realizados por el operador, calcula los distintos valores de flujos de potencia activa, potencia reactiva y voltajes del nuevo estado del sistema. Estos resultados finalmente son presentados en un nuevo despliegue. La ejecución de este último módulo del ambiente de simulación de la operación de la red puede ser repetida a voluntad por operador, tantas veces como lo desee considerando nuevos cambios, los que son sobrepuestos a los anteriores.

### 3. PROGRAMA DE CALCULOS DE FLUJO DE POTENCIA

El programa de cálculo de flujos de potencia está basado en el algoritmo típico de Newton-Raphson desacoplado rápido. Su diagrama de flujo se muestra en la Figura dos.

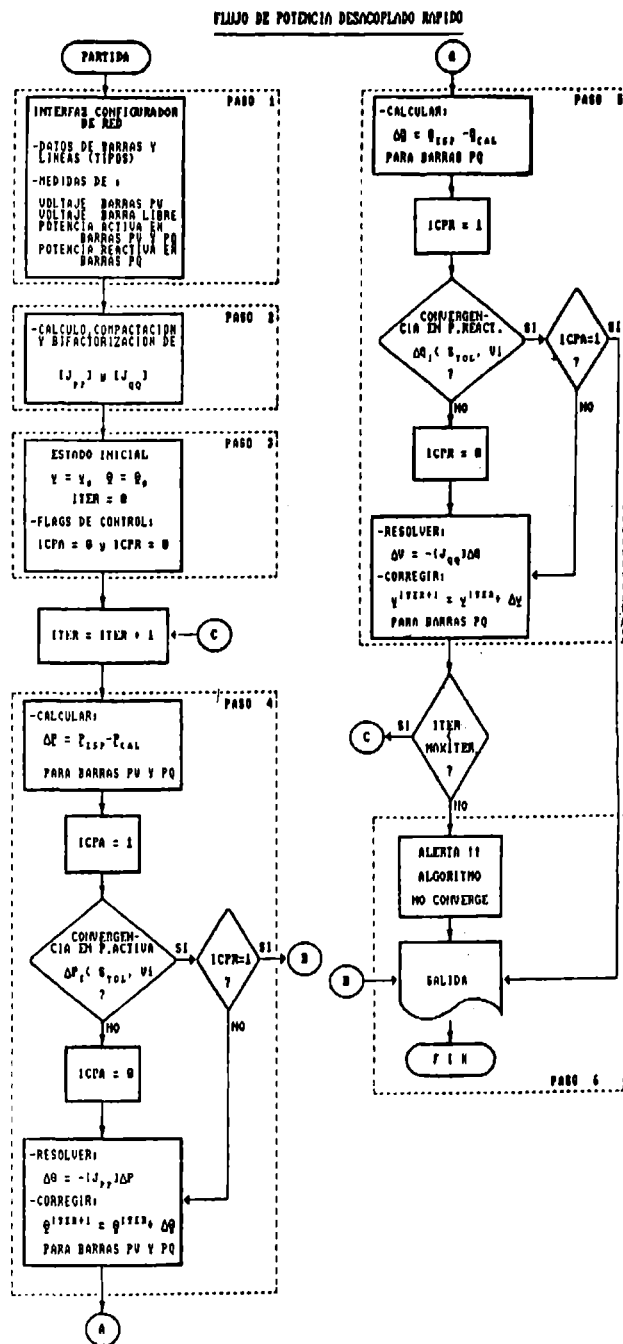


Figura dos: Cálculo del Flujo de Potencia.

En este algoritmo se realiza la solución alternada de dos problemas derivados de la suposición de desacoplamiento: la iteración "activa" (Paso 4, Fig. dos) y la iteración "reactiva" (Paso 5, Fig. dos). Las matrices jacobianas asociadas a cada problema, además de representar fracciones de la descomposición de la matriz jacobiana del modelo completo, resultan ser constantes, simétricas y dispersas.



Lo anterior posibilita la utilización de técnicas adecuadas de almacenamiento compacto y de bifactorización de matrices en la solución del problema, logrando así una utilización eficiente de los recursos computacionales, particularmente memoria principal y tiempo de CPU. Si bien con el uso de este método se pierde la característica de convergencia cuadrática asociada al método de Newton completo, lo que significa un mayor número de iteraciones, la simplicidad de los cálculos asociados a cada iteración permiten conseguir como efecto final un mejor tiempo de ejecución.

La entrada de datos al programa de cálculos de flujos de potencia la provee tanto el configurador de la red como el estimador de estado. El configurador entrega la topología de la red y la definición de los tipos de barra para la simulación (barra de generación, barra de carga, barra libre). El estimador mediante sus cálculos entrega el perfil de cargas para todas las barras de carga, el perfil de generación y los módulos de los voltajes para todas las barras de generación. No obstante lo anterior, es el configurador de la red el que provee una interfaz directa para el traspaso de la información de entrada al programa de cálculos de flujos de potencia.

Las variables eléctricas continuas y discretas que puede modificar el operador durante el proceso de simulación son: estado de interruptores y desconectores de barras y líneas, voltajes de barras de generación, inyecciones de potencia activa y reactiva absorbidas en barras de carga e inyecciones de potencia activa en barras de generación. El flujo de potencia realiza el cálculo de todas las variables eléctricas no especificadas como entradas además de otras variables de interés tales como generaciones totales, demandas totales, pérdidas totales y un índice denominado razón de convergencia. Este índice representa el valor absoluto de la razón entre la tolerancia de convergencia especificada y el máximo error de potencia alcanzado en la solución sea este activo o reactivo.

El programa fue desarrollado en lenguaje FORTRAN 77 e instalado en una configuración dual de computadores DIGITAL PDP-11 bajo sistema operativo RSX-11 PLUS. Opera en forma conjunta con el Sistema de Supervisión y Control LS-3000.

#### 4. EJEMPLO DE LA SECUENCIA DE SIMULACION

A continuación se presenta un ejemplo de uso del ambiente de simulación con que cuenta el despachador de generación de CHILGENER. Para esto se utilizó como ejemplo el subsistema Costa, que constituye una parte del sistema eléctrico de CHILGENER. En este ejemplo se simuló la operación de la línea Ventanas-San Pedro como primera contingencia y la operación de la línea Miraflores-San Pedro como segunda contingencia.

Para iniciar la secuencia de simulación, el operador sólo necesita llamar un despliegue general del sistema, el que contiene información globalizada del sistema eléctrico, en particular del sub-sistema costa (Figura tres).

En este despliegue el Sistema de Supervisión y Control, presenta una imagen del proceso que es refrescada cada dos segundos. Esto significa que cada dos segundos se dispone en el sistema computacional de una situación actualizada con el estado de todos los equipos de maniobra (interruptores y desconectores) y una gran conjunto de telemidas de flujos de potencia activa y reactiva, voltajes de barras y/o líneas y frecuencia.

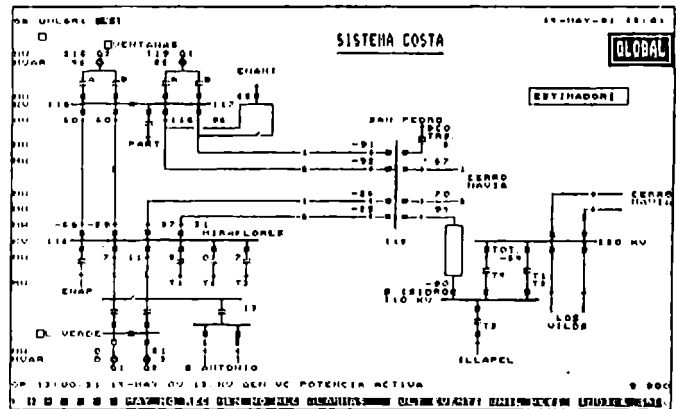


Figura tres: Unilineal Situación de Tiempo real.

El operador, entonces, posiciona el cursor en el casillero denominado "Estimador:" y ordena mediante una tecla dedicada de su teclado funcional, la ejecución del módulo de programación "Estimador de Estado". Este módulo ordena previamente la operación del módulo "Configurador de Red". Con la ejecución de ambos, en un tiempo de aproximadamente 40 segundos, el sistema computacional entrega un conjunto de datos validados, es decir, se han eliminado posibles mediciones erróneas por transductores defectuosos o descalibrados y además se dispone de valores intermedios en puntos en donde, por razones de costo, no se justificó la instalación de unidades terminales remotas para la adquisición de datos.

La información obtenida es presentada automáticamente al operador en otro despliegue (Figura cuatro), en un código de colores apropiado para resaltar el hecho que la información mostrada es resultado de un cálculo y no es aquella adquirida en tiempo real por el Sistema de Supervisión y Control.

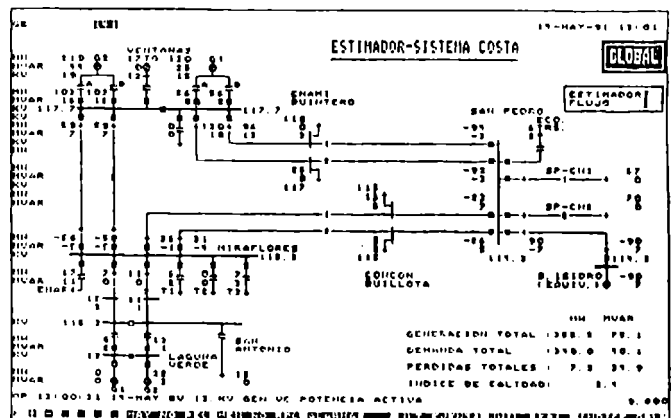


Figura cuatro: Unilineal Salida del Estimador.

En el despliegue de la Figura cuatro se puede apreciar la mayor cantidad de información que el proceso de estimación deduce a partir de la situación original de tiempo real, además se observa, que el índice de

calidad alcanzó un valor de 2.4, por lo que la estimación lograda es buena ya que representa al valor real con un grado de confianza superior al 95%.

Conjuntamente, con el cálculo y despliegue del resultado de la estimación, este módulo de programa genera la matriz admitancia representativa del sistema eléctrico y el conjunto de valores válidos, información que queda disponible para la ejecución del módulo de cálculo de flujos de potencia.

A continuación, el operador puede simular distintas situaciones hipotéticas que pudieran ocurrir en la operación del sistema eléctrico, tales como apertura y/o cierre de interruptores de maniobra, salida de líneas de transmisión por acción de protecciones, variaciones en los niveles de generación de las centrales, etc. Esta simulación se realiza en el despliegue de salida del estimador (Figura cuatro) modificando el estado o valor que se desea estudiar, a través del teclado funcional del puesto de trabajo.

Luego de realizada las variaciones deseadas, el operador ubica el cursor en la posición "Flujo:" y mediante una tecla dedicada de su teclado funcional, ordena la ejecución del módulo de programación "Flujo de Potencia". Luego, de un tiempo de aproximadamente 30 segundos, el módulo de Flujo de Potencia entrega como salida el resultado de la distribución de Flujos de Potencia activa y reactiva que se producirían en el sistema eléctrico si se diera la situación simulada en ese instante del tiempo, la que es presentada también en forma automática en otro despliegue del sistema (Figura cinco).

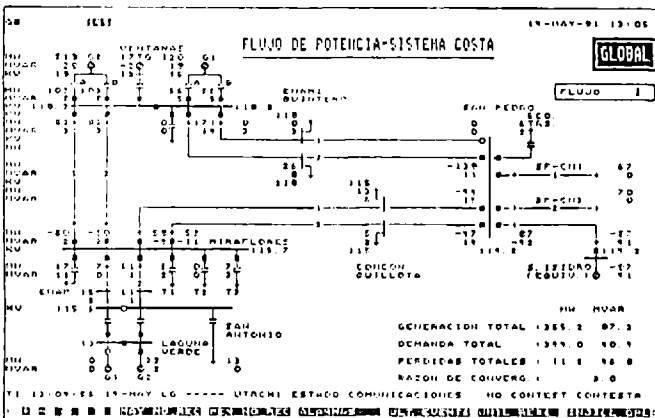


Figura cinco: Unilineal Salida del Flujo.

En el ejemplo que se presenta en este trabajo, se ha simulado en primer lugar la apertura de un extremo del Circuito NQ1 de la línea Ventanas-San Pedro, apreciándose en la Figura cinco, la nueva distribución de flujos con respecto a la situación inicial (situación de tiempo real) mostrada en las figuras tres y cuatro.

Además es posible que, a partir de esta situación simulada, el operador desee estudiar nuevas variantes y/o nuevas situaciones adicionales. El ambiente de simulación permite modificar nuevamente el estado de los equipos de maniobra y/o los valores de las variables análogas y realizar un nuevo cálculo, para lo cual el operador debe modificar las variables de interés en el despliegue de salida del módulo Flujo (Figura cinco) y luego ordenar nuevamente la ejecución del programa Flujo

de Potencia ubicando el cursor en el casillero "Flujo:".

Nuevamente, el sistema de simulación presentará el cabo de otros 30 segundos el resultado de la situación deseada. En el ejemplo, el operador simula la salida completa del Circuito NQ1 de la Línea San Pedro-Ventanas y luego observa que el nivel de carga por el Circuito NQ2 de la línea, alcanza el nivel máximo de operación 140 MW (Figura seis).

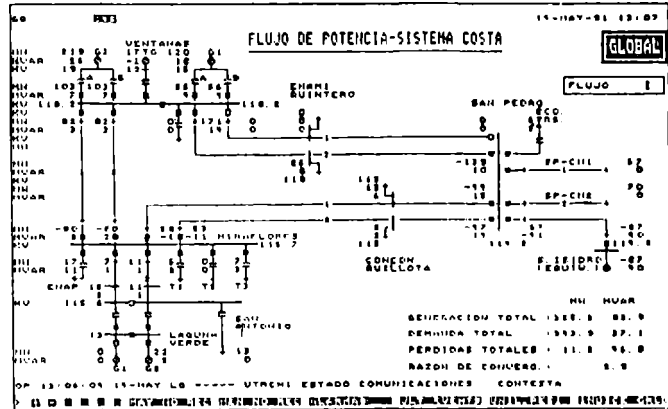


Figura seis: Unilineal Flujo Primera Contingencia.

Por lo tanto, decide estudiar como protegerse de una segunda contingencia. Para esto, en primer lugar decide que debería bajar la generación de la Unidad Ventanas NQ2 en 50 MW. Realiza la modificación simulada del valor y ejecuta el cálculo de un nuevo flujo, cuyo resultado se muestra en la Figura siete.

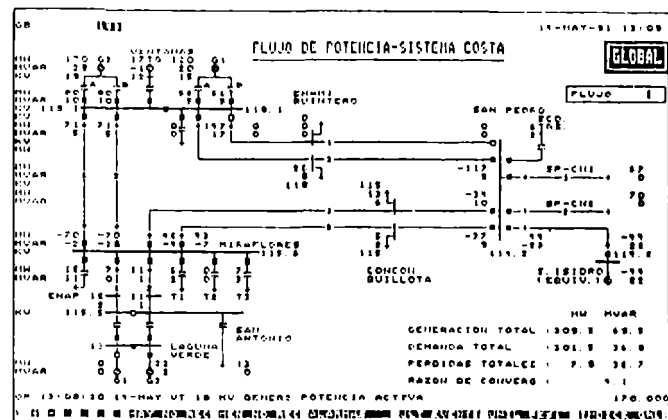


Figura siete: Unilineal Reducción de la Generación.

En este despliegue se aprecia el descenso del nivel de carga del Circuito NQ2 de la línea Ventanas-San Pedro. A continuación, el operador simula una segunda contingencia, como sería la apertura de un circuito de la línea Miraflores-San Pedro, observando en el resultado del nuevo flujo (Figura ocho) que los niveles de carga de los restantes circuitos están bajo el valor de la capacidad máxima de cada uno de ellos.

## 5. BENEFICIOS DEL AMBIENTE DE SIMULACION

El conjunto de programas de aplicación del Sistema de Supervisión y Control de CHILGENER fue entregado a explotación, en su versión 1.0 en diciembre del año 1990, es decir sólo dos años después de la puesta en servicio del sistema SCADA.

Estos programas fueron íntegramente desarrollados por personal de la empresa como parte de sus actividades en la consolidación, explotación, mantención y desarrollo del Sistema de Supervisión y Control utilizado para la operación de su sistema eléctrico de potencia. El desarrollo de estas aplicaciones significó importantes beneficios para la empresa. En primer lugar permitió que el personal a cargo del Sistema de Supervisión y Control conociera el producto adquirido en el extranjero en su detalle, tanto desde el punto de vista de equipamiento como el de programación, lo que se traduce en una mantención eficiente de la operatividad del equipo alcanzando en los dos años y medio de funcionamiento actual, una disponibilidad permanente del 100% de sus funciones.

El conocimiento del equipo, permite además, que el personal de la empresa sea capaz de enfrentar las expansiones naturales del sistema con muy poca o ninguna asesoría del proveedor original, lo cual significa una ahorro importante de recursos económicos tanto en adquisición de equipamiento, como en asesoría de ingeniería. Además de lo anterior, el beneficio más importante obtenido con las funciones de aplicación desarrolladas, es la gran utilidad de la herramienta de simulación, la que ha permitido mejorar significativamente la operación del sistema eléctrico de la empresa.

Es así como en la actualidad el operador cuenta con mayor información para valorar en cada momento sus decisiones frente a una situación de cambio en la operación del sistema eléctrico, ya sea realizando un análisis previo a un cambio programado, de modo de tener absoluta seguridad del efecto que produciría dicho cambio en el sistema. O bien, estudiando distintas situaciones de emergencia que podrían producirse en el sistema en un determinado instante con lo cual el operador está preparado, al producirse la situación contingente, para tomar de inmediato acciones tendientes a solucionar o aliviar la condición crítica de operación del sistema eléctrico.

Finalmente, el desarrollo de estos programas tiene el beneficio del ahorro de costos que habría significado su compra al proveedor original del sistema, que resulta importante dado el alto valor de la ingeniería extranjera.

## 6. CONCLUSIONES

De este trabajo podemos concluir en primer lugar que, dado el alto desarrollo tecnológico actual, es posible lograr que los sistemas de supervisión y control entreguen al operador de sistemas eléctricos mejores medios, tal como el ambiente de simulación mostrado, que le permitan realizar la función de despacho de la energía producida en forma óptima, eficiente y principalmente más segura.

El desarrollo de Sistemas de Administración de Energía (EMS) como paso evolutivo de los sistemas de Supervisión y Control (SCADA) es una realidad posible de implementar con tecnología y desarrollos propios, con lo cual se logra una mejor eficiencia de los programas y de su uso.

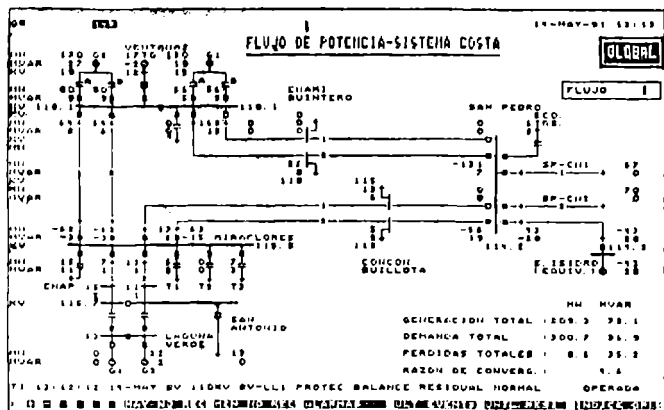


Figura ocho: Unilineal Segunda Contingencia.

Finalmente, el operador observa que es posible aumentar la generación de la unidad 2 de Ventanas, lo cual estudia simulando un aumento de 20 MW en dicha unidad y corriendo un nuevo flujo de potencia. El resultado se muestra en la Figura nueve, donde con 190 MW de generación en la Unidad N22 y con una doble contingencia, el sistema eléctrico es capaz de evacuar toda la potencia por los circuitos restantes sin sobrecargar las líneas.

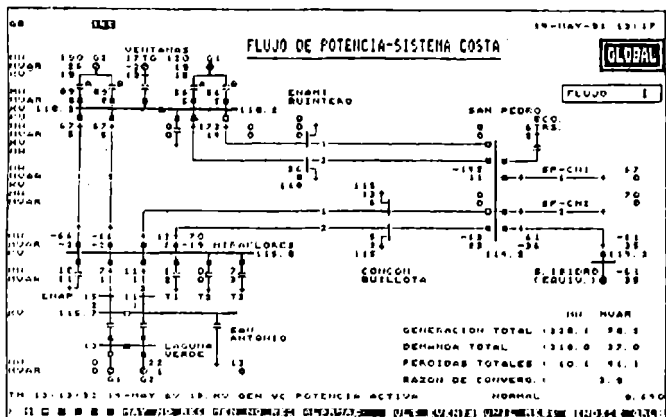


Figura nueve: Unilineal Aumento de la Generación.

Con este estudio, de aproximadamente 14 minutos, el operador sabe que dada la condición vigente de tiempo real de la Figura tres, si se produce la contingencia de apertura de uno de los circuitos de la línea Ventanas-San Pedro, el deberia ordenar una reducción de 30 MW en la Central Ventanas para poder soportar una segunda contingencia en la línea Miraflores-San Pedro.

De este modo, el operador puede estar permanentemente simulando situaciones, tanto imprevistas como programadas, con lo cual está mejor preparado para solucionar en forma exitosa y rápida situaciones de emergencia.

El tiempo de desarrollo de programas de aplicación, con ingeniería nacional, no resulta exageradamente extenso. Además, si tiene en consideración el hecho de que usualmente al comprar estos programas de aplicación al proveedor extranjero, es necesario emplear una cantidad importante de ingeniería nacional en la particularización de programas que usualmente son muy generales, a los requerimientos, topología y parametrización propias de la red del usuario, el tiempo extra empleado en la programación completa de la aplicación no resulta ser relevante.

La utilización del programa de aplicación Flujo de Potencia que permite realizar simulaciones de condiciones de operación en el Sistema Eléctrico de CHILGENER, ha resultado muy exitosa y de gran utilidad para el Centro de Despacho de Generación de la empresa, ya que ha aumentado el grado de seguridad de las operaciones y además, permite trabajar con confianza y en forma informada en condiciones cercanas al máximo operacional permitido para todo el equipamiento, logrando un mejor aprovechamiento económico de las instalaciones sin arriesgar desmedos de su vida útil.

La robustez alcanzada en el programa de cálculos de Flujo de Potencia, ha resultado muy buena lográndose un alto porcentaje de convergencia, esto significa que el programa posee una buena definición matemática y que la red eléctrica se encuentra bien calibrada en su parametrización. Además, el programa ha mostrado siempre una rápida convergencia, esto se debe al hecho que el punto de partida inicial es el estado del sistema eléctrico de potencia obtenido por el estimador de estado, a partir de la situación de tiempo real y en el caso de simulaciones sucesivas a que el punto de partida es el resultado de la situación anterior.

Finalmente es importante destacar, que con el desarrollo de estos programas y el conocimiento alcanzado, CHILGENER ha logrado obtener un mejor desempeño de su Sistema de Supervisión y Control. Además, ha conseguido un importante ahorro de recursos al poder estimar información en lugares apartados donde sería injustificable instalar una unidad terminal remota y/o transductores para adquirir una cantidad reducida de información, como es el caso de las subestaciones intermedias de líneas de transmisión.

#### REFERENCIAS

- [1] R. Wasley & W. Stadlin. "Network applications in Energy Management System". Jan 1991. IEEE Computer Application in Power. Pag 31.
- [2] Humberto Soto V. "Panel Experiencia con los Centros de Despacho en Chile". Noviembre 1990. III Seminario IEEE Ingeniería de Potencia. Universidad Técnica Federico Santa María.
- [3] Francisco Aedo M. y Humberto Soto V. "Sistema de Supervisión y Control en Tiempo Real de CHILGENER S.A." 1990 Primer Congreso Nacional de Energía. Chile. Vol. 1. Pag 71.
- [4] O. Saavedra, A García, A Monticelli "Método del Flujo de Carga Desacoplado". 1988 III Congreso Latinoamericano de Automática. Vol 1. Pag 245.
- [5] T. Gönen. "Modern Power System Analysis". 1988. Ed. John Wiley & Sons.
- [6] H. Rudnick "Flujos de Potencia". Departamento de Ingeniería Eléctrica, Universidad Católica de Chile, 1986.

[7] Y. Wallach. "Calculations and Programs for Power System Networks". 1986. Ed. Prentice Hall.

[8] A. Brameller "Real Time Power System Control: Application Functions & Security Monitoring". 1985. University of Manchester Institute of Science & Technology. England.

[9] A. Brameller, R. Allan. "Sparsity: Its Practical Application to Systems Analysis". 1977. Ed. Pitman Publishing.

#### BIOGRAFIAS

Humberto Soto nació en Santiago en julio de 1958. Recibió el grado de Licenciado en Ciencias de la Ingeniería y es titulado como Ingeniero Civil Electricista de la Universidad de Chile. Entre 1983 y 1987 se desempeñó como Ingeniero de Proyectos en ESEDEI Ingenieros y CONTAC Ingenieros. En 1987 ingresó a CHILGENER S.A. al grupo de desarrollo de Sistema SCADA donde participó en la especificación, evaluación, adquisición, entrenamiento en fábrica y pruebas del Sistema de Supervisión y Control de la empresa. Actualmente es Jefe del Departamento Sistema de Supervisión y Control de CHILGENER. Además, desde 1987 es Profesor de Cátedra del Taller de Control Automático de la U. de Chile. Sus áreas de interés son el control automático, los sistemas de potencia y los sistemas digitales.

Marco Arróspide nació en Santiago en febrero de 1964. Recibió el grado de Licenciado en Ciencias de la Ingeniería en 1988 y el título de Ingeniero Civil Electricista en 1990 de la Pontificia Universidad Católica de Chile. En la actualidad es candidato al grado de Magister en Ciencias de la Ingeniería de la misma institución. Entre 1986 y 1989 fue Ayudante de Investigación del Grupo de Sistemas Eléctricos de Potencia del Departamento de Ingeniería Eléctrica de la P.U.C. de Chile. En 1989 ingresó a CHILGENER S.A. al Departamento Sistema de Supervisión y Control en donde se ha desempeñado principalmente como ingeniero especialista en el desarrollo de programas de aplicación en tiempo real a sistemas de potencia. Sus áreas de interés son los sistemas de potencia, el control automático y los sistemas dinámicos en general.

Rigoberto Mejía nació en Santiago en noviembre de 1963. Recibió el grado de Licenciado en Ciencias de la Ingeniería en 1986 y el título de Ingeniero Civil Electricista en 1989 de la Universidad de Chile. Actualmente es candidato al grado de Magister en Ingeniería Industrial de la misma institución superior. En 1989 ingresó a CHILGENER S.A. al Departamento Sistema de Supervisión y Control donde se ha desempeñado como ingeniero de hardware y de software aplicado a sistemas de potencia. Además, desde 1990 es Profesor de Cátedra del Taller de Sistemas Digitales de la U. de Chile. Es miembro del IEEE a partir de 1986. Sus áreas de interés son los sistemas digitales, los sistemas de potencia y el control automático.

# METODO SIMPLIFICADO DE CALCULO DEL ESTADO ELECTRICO DE REDES RADIALES DE DISTRIBUCION

HUGH RUDNICK  
Pontificia Universidad Católica de Chile  
Casilla 6177, Santiago, Chile

ILDEFONSO HARNISCH  
Universidad de Tarapacá  
Casilla 6-D, Arica, Chile

## RESUMEN

Las empresas de distribución de energía eléctrica están automatizando cada vez más sus sistemas para mejorar la confiabilidad, la eficiencia y la calidad de servicio de éstos. Es entonces necesario disponer de herramientas que asistan al operador en la selección de acciones de control apropiadas. Una de estas funciones es la de reconfiguración de la red, que busca modificar la topología del sistema con el objeto de minimizar una función objetivo.

Para ello se requiere de una metodología de cálculo del estado eléctrico de la red que sea precisa, rápida y que requiera la menor memoria posible en un algoritmo computacional. En este trabajo se presenta un método simplificado no iterativo para el cálculo del estado eléctrico de redes radiales de distribución, método denominado "Suma de Potencias Simplificado".

Se desarrolló un programa computacional que se evaluó con diferentes sistemas de prueba en distintas condiciones. Los resultados obtenidos mediante el método simplificado resultan satisfactorios al ser comparados con aquellos obtenidos mediante un método iterativo. El método formulado es una alternativa práctica para incorporar en cálculos de reconfiguración de redes.

## 1. INTRODUCCION

Históricamente las redes de distribución han funcionado con un sistema de monitoreo mínimo, principalmente con control local y manual de condensadores, seccionadores y reguladores de tensión, sin un adecuado apoyo computacional para los operadores del sistema [7].

Entre un 30 y 40% del total de inversiones del sector eléctrico se orienta a los sistemas de distribución, los que sin embargo, no han recibido el impacto de la transferencia tecnológica en la misma forma que los sistemas de generación y transmisión. El desarrollo y la aplicación de métodos modernos de ingeniería a redes de distribución ha sido por lo tanto, limitada. En la actualidad existe una tendencia mundial a automatizar los sistemas de distribución para mejorar la confiabilidad, la eficiencia y calidad de servicio de éstos. La automatización es posible debido al avance de la tecnología de control por microprocesadores, a la creciente disminución de sus costos y a su uso en conjunto con tecnología de telecomunicaciones. La utilización de esas tecnologías entrega la posibilidad de instalar centros de operación de distribución donde la red sería

constantemente monitoreada y las maniobras sobre ella podrían ser realizadas en forma remota. Con ello es posible monitorear subestaciones y alimentadores para la reconfiguración de alimentadores y, para el control de tensión y potencia reactiva.

Si la reconfiguración de la red y ajustes del control de tensión y potencia reactiva llegan a ser operaciones rutinarias, los operadores no podrán confiar sólo en su criterio y experiencia para operar el sistema. Se torna necesario disponer de software dedicado a tareas de control que asista al operador para seleccionar acciones de control apropiadas. Una de estas funciones es la reconfiguración de la red, que consiste en modificar la topología del sistema mediante llaves seccionadoras controladas remotamente con la finalidad de minimizar una función objetivo, sin violar las restricciones operativas del sistema. Para resolver el problema de reconfiguración de una red, se requiere en general llevar a cabo una gran cantidad de cálculos de flujos de carga, debido a las distintas estructuras topológicas que se pueden obtener de la red.

Los métodos tradicionales de cálculo de flujos de carga como Gauss-Seidel y Newton Raphson se han diseñado pensando exclusivamente en sistemas de transmisión. Este hecho hace que la aplicación de estos algoritmos en sistemas de distribución no de buenos resultados y muchas veces difícilmente se obtiene convergencia. Se hace necesario entonces, adoptar un método de cálculo de flujos de carga orientado específicamente a los sistemas de distribución radiales, que sea rápido, que use poca memoria y posea buenas características de convergencia [2,3,4,7,8].

Khan, A.H. y otros [1] describen y comparan tres métodos usuales de cálculo de flujos de carga para redes radiales. Ellos son el método escalera o escalonado, el método Suma de Corrientes y el método Suma de Potencias. Broadwater, R.P. y otros [2] aplican el método Suma de Potencias a una red de distribución radial en coordenadas de fase. Muñoz, C. y Rudnick, H [4] hacen referencia a los métodos tradicionales de flujos de potencia usados en los sistemas de transmisión, describen los métodos usuales de cálculo de flujos de carga para redes radiales y, formulan las ecuaciones del método Suma de Potencias en coordenadas de fase en forma idéntica al método expuesto en [2].

Shirmohammadi, D. y otros [8] exponen el método Suma de Corriente aplicable a redes radiales de distribución y lo aplican a redes de distribución y transmisión débilmente enmalladas. Para ello transforman la red enmallada en una red

radial utilizando el método de compensación multi-puertas. Al mismo tiempo en una discusión se comparan los métodos Suma de Corrientes y Suma de Potencias en cuanto a la convergencia.

El método escalonado tiene como principal desventaja limitar la profundidad de los laterales, ya que se requiere para cada nivel de profundidad realizar subiteraciones en cada bifurcación [2,4]. Al aumentar el nivel de carga de la red, el método Suma de Potencias presenta mejores características de convergencia [1, 4] e incluso para redes fuertemente cargadas sólo converge este método [8]. Para mayor información de los métodos escalonado y Suma de Corrientes se sugiere consultar las referencias [1, 4].

Como se dijo, para resolver el problema de reconfiguración de redes radiales, se requiere realizar múltiples cálculos de flujos de carga. De acuerdo a lo expuesto, el estado eléctrico de la red para una estructura topológica cualquiera se puede obtener eficientemente mediante el método Suma de Potencias. Sin embargo, debido que el método es iterativo, se requiere de un gran esfuerzo computacional que evidentemente resulta ser poco práctico para ser incorporado en un algoritmo de reconfiguración de redes.

Es deseable estimar los flujos de potencia con mayor rapidez, sin ejecutar el método Suma de Potencias como tal. Para ello se propone el método Suma de Potencias Simplificado, que incorpora al método Suma de Potencias el hecho que las pérdidas de potencia activa y reactiva por las distintas ramas de la red son pequeñas comparadas con sus respectivos flujos de potencia. Esta aproximación se justifica plenamente en redes reales y transforma el método Suma de Potencias iterativo en un método simplificado no iterativo. Este método simplificado se aplica en [6] a un alimentador principal sin ramas laterales. Sin embargo, en este trabajo se expone como una consecuencia natural del método Suma de Potencias aplicable a una red radial con ramas laterales.

## 2. METODO SUMA DE POTENCIAS

Este método incorpora dos procesos en una iteración, uno aguas arriba y otro aguas abajo. En el proceso aguas arriba se toma un nodo y se determina la potencia activa y reactiva que demanda la red (incluidas las pérdidas) vista desde ese nodo aguas abajo. Es decir, se obtiene una potencia activa y reactiva equivalente conectada en dicho nodo ( $P_i, Q_i$ ). Este proceso se repite en cada nodo de la red y se inicializa supuesto un perfil inicial de tensiones.

En el proceso aguas abajo se comienza con el nodo topológicamente posterior a la barra de referencia, en la que se conoce el voltaje en ángulo y magnitud, y se recalculan los módulos de las tensiones de cada nodo aguas abajo, usando para ello las potencias equivalentes antes calculadas. La convergencia se controla solamente con las magnitudes de

las tensiones. Una vez que ellas han convergido, se pueden calcular los ángulos respectivos.

Las magnitudes de las tensiones de nodo se determinan mediante la aplicación de una ecuación algebraica cuadrática [1,7], que se deduce al aplicar la ley de tensiones de Kirchoff a la rama  $i$  de un alimentador cualquiera, como la que se ilustra en la Figura 1.



Figura 1. Rama  $i$  de un alimentador

A continuación se ilustran las expresiones algebraicas necesarias para la aplicación del método Suma de Potencias.

$$V_i^4 + A_i V_i^2 + B_i = 0 \quad (1)$$

$$A_i = 2(P_i R_i + Q_i X_i) - V_{i-1}^2 \quad (2)$$

$$B_i = (P_i^2 + Q_i^2) (R_i^2 + X_i^2) \quad (3)$$

$$\tan \beta_i = \frac{P_i X_i - Q_i R_i}{P_i R_i + Q_i X_i + V_i^2} \quad (4)$$

$$\beta_i = \text{ang}(V_{i-1}) - \text{ang}(V_i) \quad (5)$$

$$P_i = P_{Li} + \sum \frac{N_{Ai}}{P_k} + \sum \frac{N_{Ai}}{R_k} \frac{P_k^2 + Q_k^2}{V_k^2} \quad (6)$$

$$Q_i = Q_{Li} + \sum \frac{N_{Ai}}{Q_k} + \sum \frac{N_{Ai}}{X_k} \frac{P_k^2 + Q_k^2}{V_k^2} \quad (7)$$

Donde los valores están en por unidad y corresponden a  
 $V_{i-1}$  Magnitud tensión extremo transmisor del tramo  $i$   
 $V_i$  Magnitud tensión extremo receptor del tramo  $i$   
 $P_i$  Potencia activa equivalente conectada en el nodo  $i$   
 $Q_i$  Potencia reactiva equivalente conectada en el nodo  $i$   
 $R_i$  Resistencia de la rama  $i$   
 $X_i$  Reactancia inductiva de la rama  $i$   
 $P_{Li}$  Carga activa conectada en el nodo  $i$

$Q_{Li}$  Carga reactiva conectada en el nodo  $i$   
 $N_{Ai}$  Conjunto de nodos alimentados directamente por nodo  $i$   
 $\beta_i$  Diferencia angular entre los ángulos de las tensiones del extremo transmisor y receptor de la rama  $i$ .

El método iterativo consiste en utilizar las expresiones (6) y (7) en el proceso aguas arriba y, las expresiones (1), (2) y (3) en el proceso aguas abajo.

### 3. METODO SUMA DE POTENCIAS SIMPLIFICADO

Este método aproximado se basa en el hecho que las pérdidas de potencia activa y reactiva en un tramo  $i$  cualquiera de la red son pequeñas comparadas con el flujo de potencia activa y reactiva por dicha rama. La expresión (1) se puede reescribir como sigue:

$$V_i^2 + A_i + \frac{P_i^2 + Q_i^2}{V_i^2} (R_i^2 + X_i^2) = 0 \quad (8)$$

El tercer sumando de la ecuación (8) representa las pérdidas de las ramas y de acuerdo a lo expuesto se puede despreciar. Por lo tanto, las magnitudes de las tensiones de nodo se pueden determinar en forma aproximada mediante la expresión siguiente:

$$V_i^2 + A_i = 0 \quad (9)$$

Las potencias nodales equivalentes ( $P_i$ ,  $Q_i$ ) se determinan de la misma forma expuesta, salvo que ahora no se consideran las pérdidas, por lo que ellos serán solo estimaciones.

Se puede apreciar que este método simplificado es no iterativo y representa la primera iteración del método Suma de Potencias donde se han despreciado las pérdidas activas y reactivas de la red.

Una vez conocidas las magnitudes de las tensiones a través de la ecuación (9), es posible estimar las pérdidas de potencia activa y reactiva de la red mediante las expresiones que se indican a continuación:

$$P_p = \sum_{i=1}^{n-1} R_i \frac{P_i^2 + Q_i^2}{V_i^2} \quad \text{p.u.}$$

$$Q_p = \sum_{i=1}^{n-1} X_i \frac{P_i^2 + Q_i^2}{V_i^2} \quad \text{p.u.} \quad (10)$$

Más aún, es posible hacer una estimación más grosera de las pérdidas de la red, considerando que  $V_i^2 \approx 1.0$  p.u. [6]. Estas estimaciones resultan adecuadas para resolver el problema de reconfiguración de redes, donde la función objetivo a minimizar consiste en las pérdidas activas totales de la red.

### 4. DESARROLLO COMPUTACIONAL

Se desarrolló un programa computacional en lenguaje Turbo Pascal 5.5 que incorpora ambas versiones del método Suma de Potencias. La estructura topológica radial de la red se construye en forma dinámica mediante la utilización de variables punteros. Debido que el número de hijos de los nodos es variable, se prefirió representar el árbol de la red a través de un árbol binario, es decir, todo los hijos de un nodo se encadenan mediante una lista lineal.

A medida que se construye el árbol binario se van guardando en un archivo las direcciones de los punteros que apuntan a cada nodo (registro). Esta idea permite acceder directamente cualquier par de nodos de un elemento del árbol para realizar cambios topológicos en forma eficiente y rápida, evitando una metodología de búsqueda para ubicar los nodos, lo que sería inadecuado para fines prácticos.

Un aspecto interesante se refiere a las direcciones de los nodos; ellas no se modifican con los cambios topológicos que se realicen.

### 5. APLICACION A UN SISTEMA DE PRUEBA

El programa se evaluó con diferentes sistemas de prueba. Sin embargo, por brevedad aquí se presentan los resultados correspondientes a una red de distribución adaptada para los fines de este trabajo [10], cuyos datos y diagrama unilineal se exponen en el Anexo.

Como una manera de modificar las pérdidas del sistema, para evaluar el comportamiento del método Suma de Potencias simplificado, se realizaron diferentes flujos de cargas con factores de carga 0.3, 0.6, 1.0, 2.0 y 3.0 respectivamente.

Los resultados de las magnitudes de las tensiones de barra se ilustran gráficamente en las Figuras 2 a 6, en las cuales  $V_e$  representa las tensiones obtenidas mediante el método Suma de Potencias (iterativo) y  $V_a$  las tensiones a través del método simplificado. Del análisis de estas figuras se desprende que ambas versiones del método Suma de Potencias arrojan prácticamente los mismos resultados para los factores de carga considerados. Leves diferencias aparecen en el alimentador dos debido a la mayor carga que éste debe suministrar. También se puede apreciar que para un factor de carga igual a 0.3 aparecen tensiones superiores a 1.0 p.u.

debido a una carga más liviana y al efecto de los condensadores shunt existentes en la red.

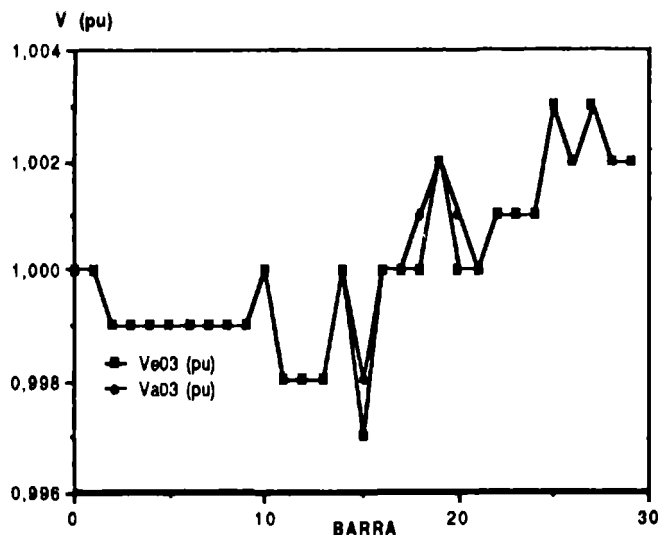


Figura 2 Tensiones de barra, factor de carga 0.3.

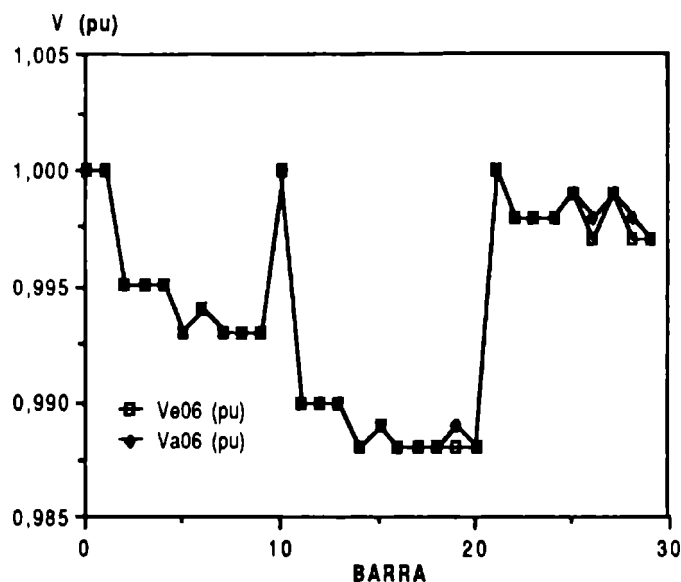


Figura 3 Tensiones de barra, factor de carga 0.6.

La Tabla 1 muestra un cuadro resumen, donde resalta el porcentaje de pérdidas respecto a la demanda total de los consumos para los factores de carga considerados. También se puede visualizar que el número de iteraciones del método Suma de Potencias se mantiene prácticamente constante en los distintos casos.

Fc	Dem. total (kW)	Pérdidas (kW)		% Pérdidas*		Δ pérd %	N° iters.
		iterativo	no iterat.	iter.	no		
0.3	8607	84.2	84.2	0.978	0.978	0.000	2
0.6	17514	187.0	186.9	1.086	1.086	0.053	2
1.0	28690	511.3	510.7	1.780	1.780	0.117	2
2.0	57380	2387.7	2375.5	4.160	4.140	0.511	2
3.0	86070	6157.8	6058.8	7.150	7.040	1.607	3

\* (Pérd. Exactas - Pérd. Aprox.) / Pérd. Exactas.

Tabla 1 Cuadro resumen

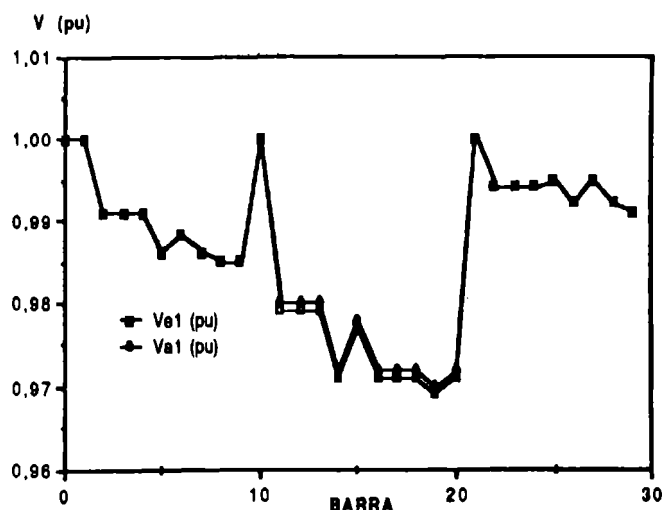


Figura 4 Tensiones de barra, factor de carga 1.0.

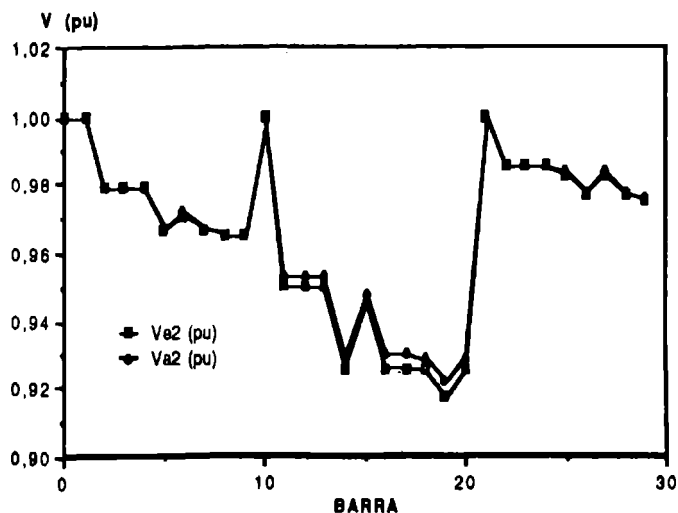


Figura 5 Tensiones de barra, factor de carga 2.0.



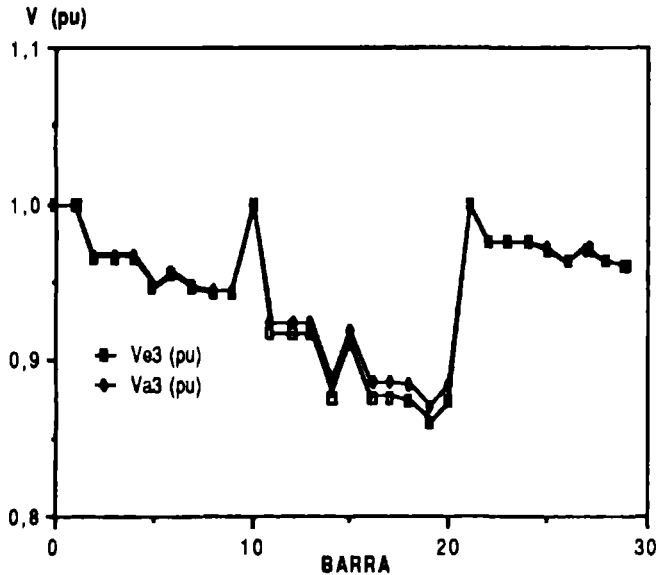


Figura 6 Tensiones de barra, factor de carga 3.0.

## 6. CONCLUSIONES

En este trabajo se presenta un método simplificado no iterativo para el cálculo del estado eléctrico de redes radiales de distribución. El método se expone como una consecuencia natural del método Suma de Potencias, razón por la cual en este trabajo se le ha denominado método Suma de Potencias Simplificado.

Se desarrolló un programa computacional en lenguaje Turbo Pascal 5.5 que incluye ambas versiones del método Suma de Potencias, cuyos algoritmos tienen contemplado cambios de la estructura topológica de la red de distribución.

El factor de carga en redes de distribución en la práctica nunca sobrepasa el valor unitario y las pérdidas de un sistema de distribución son del orden de un 6%. Lo anterior refuerza más la idea de utilizar el método simplificado como una alternativa viable para estimar con bastante precisión el estado eléctrico en redes de distribución radiales, en forma rápida y eficiente.

Ambas versiones del método Suma de Potencias se evaluaron con diferentes sistemas de pruebas en distintas condiciones y, los resultados obtenidos permiten visualizar al método simplificado como una alternativa viable con fines prácticos para incorporarlo como una herramienta eficaz de cálculo en algoritmos de reconfiguración de redes, con lo cual el esfuerzo computacional se ve drásticamente reducido en comparación al uso de la versión iterativa.

## AGRADECIMIENTOS

Se agradece el apoyo del Programa de las Naciones Unidas para el Desarrollo y de Fondecyt.

## REFERENCIAS

- [1]Khan, A.H., y otros, "A comparative study of three radial power flow methods", Proceedings of the IASTED International Symposium, High Technology in Power Industry, Arizona, Marzo 1988, pp. 262-265.
- [2]Broadwater, R.P. y otros, "Power flow analysis of unbalanced multiphase radial distribution systems", Electric Power Systems Research, 14 (1988), pp.23-33.
- [3]Ekwe, A.O. y otros, "Improved load flow method for distribution systems", Proceedings of the IASTED International Symposium, High Technology in Power Industry, Arizona, Marzo 1988, pp. 258-261.
- [4]Muñoz, C. y Rudnick, H., "Programa de flujo de potencia trifásico para sistemas de distribución", VIII Congreso Chileno de Ingeniería Eléctrica, Concepción-Chile, Octubre 1989, pp. 206-211.
- [5]Castro, C.A. "Método simplificado do cálculo de estado elétrico de redes radiais de distribuição", Anales de las Jornadas de Ingeniería Eléctrica y Electrónica, Escuela Politécnica Nacional, Facultad de Ingeniería, Quito-Ecuador, Mayo 1987, pp.31-36.
- [6]Baran, M.E. and Wu, F., "Network reconfiguration in distribution systems for loss reduction and load balancing", IEEE Transactions on Power Delivery, Vol.4, N°2, Abril 1989, pp 1401-1407.
- [7]Harnisch, I., "Reconfiguración de sistemas eléctricos de distribución", Tesis Magister en Ciencias de la Ingeniería, Departamento de Ingeniería Eléctrica, Pontificia Universidad Católica de Chile, Santiago-Chile, 1991.
- [8]Shirmohammadi, D. y otros, "A compensation based power flow method for weakly meshed distribution and transmission networks", IEEE Transactions on Power Systems, Vol.3, N°2, Mayo 1988, pág. 753-762.
- [9]Villarroel, M. y Rudnick, H. "Optimal design of distribution networks", First International Conference on Power Distribution, Noviembre 1990, Belo Horizonte-Brasil, 7 págs.
- [10]Civanlar, S. y otros, "Distribution feeder reconfiguration for loss reduction", IEEE Transactions on Power Delivery, Vol.3, N°3, Julio 1988, pp.1217-1223.

## ANEXO

En las Tablas A-1, A-2 y A-3 y en la Figura A-1, se presenta la información correspondiente a un sistema de distribución [7,10] de 12 kV que posee tres alimentadores,

treinta nodos, trece puntos de carga, dieciseis tramos de línea, y dieciseis llaves, de las cuales tres son interruptores y trece llaves seccionadoras. Existen tres llaves seccionadoras normalmente abiertas.

p	Zona	kVA	kVAr	fp	fc
1	2	2561.0	0.0	0.780	1.000
2	5	2154.0	1200.0	0.928	1.000
3	6	3354.0	1100.0	0.894	1.000
4	8	1921.0	0.0	0.780	1.000
5	11	4826.0	0.0	0.828	1.000
6	14	5831.0	1200.0	0.857	1.000
7	15	1345.0	0.0	0.743	1.000
8	18	608.3	600.0	0.986	1.000
9	19	4924.0	3700.0	0.914	1.000
10	22	1345.0	0.0	0.743	1.000
11	25	1221.0	1800.0	0.819	1.000
12	26	1345.0	0.0	0.743	1.000
13	29	2326.0	1800.0	0.903	1.000

Tabla A-1: Tabla de carga

Cod.	Tipo	Calibre	R(Ω/km)	X(Ω/km)	I(A)
1	1	1	0.1080	0.1440	1000.0
2	1	1	0.1152	0.1584	1000.0
3	1	1	0.1296	0.2592	1000.0
4	1	1	0.0576	0.0576	1000.0
5	1	1	0.1584	0.1584	1000.0
6	1	1	0.1296	0.1728	1000.0

Tabla A-2: Tabla de conductores

p	ZoAnt	ZoPost	KeyDist	Scod	SDi
1	0	1	1	0	0
2	2	3	2	0	0
3	2	4	3	0	0
4	5	7	4	0	0
5	6	20	5	1	1
6	0	10	6	0	0
7	11	12	7	0	0
8	11	13	8	0	0
9	14	16	9	0	0
10	14	17	10	0	0
11	15	27	11	1	1
12	0	21	12	0	0
13	22	23	13	0	0
14	22	24	14	0	0
15	26	28	15	0	0
16	29	9	16	1	1
17	1	2	1000.0	1	0
18	3	5	1000.0	3	0
19	4	6	1000.0	2	0
20	7	8	1000.0	4	0
21	8	9	1000.0	6	0
22	10	11	1000.0	5	0
23	12	14	1000.0	2	0
24	13	15	1000.0	5	0
25	16	18	1000.0	5	0
26	17	19	1000.0	2	0
27	18	20	1000.0	4	0
28	21	22	1000.0	5	0
29	23	25	1000.0	6	0
30	25	27	1000.0	4	0
31	24	26	1000.0	2	0
32	28	29	1000.0	4	0

Tabla A-3: Tabla de llaves

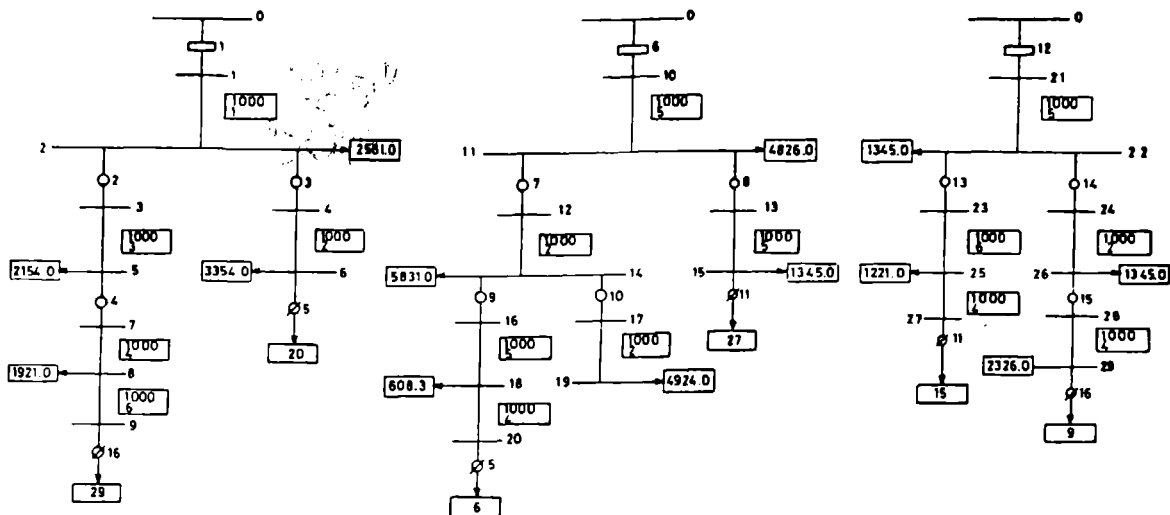


Figura A-1 Diagrama unilíneal

# PLANIFICACION PARA LA INVERSION ECONOMICA EN POTENCIA REACTIVA

Raúl Sanhueza H.    Horacio Díaz R.    Kaimin Chías B.

Departamento de Electrónica  
Universidad de Tarapacá  
ARICA - CHILE

## RESUMEN

En este trabajo se describe y desarrolla un algoritmo computacional que determina, desde el punto de vista técnico y económico, los requerimientos y ubicación de potencia reactiva en el sistema eléctrico.

El algoritmo se plantea como un problema de optimización que se resuelve mediante técnicas de programación lineal, para lo cual se define una función objetivo que considera: pérdidas de transmisión y costos de inversión en potencia reactiva, de manera de maximizar las utilidades por concepto de retorno de la inversión.

El funcionamiento normal de la red se asegura imponiendo restricciones tanto en las variaciones de la tensión como en la potencia reactiva inyectada en las barras.

El algoritmo se comprobó con distintos sistemas de prueba, de los cuales se considera un sistema de 30 barras de la IEEE.

## ABSTRACT

This paper presents and develops a computer algorithm that determines, technically and economically, the requirements and location of reactive power injection in the electric system.

The algorithm is formulated as an optimization problem solved using lineal programming. An objective function is defined considering: transmission losses and cost of investment in reactive power, so as to maximize return of investment.

For normal operation of the network restrictions are imposed to voltage variation as well as reactive power injected in the bus.

The algorithm was successfully tested with various data sets, including the 30 bus system specified by IEEE.

## 1.- INTRODUCCION

Uno de los propósitos de la planificación de la potencia reactiva es dar cumplimiento a los márgenes de tensión en las barras del sistema, frente a posibles contingencias. Esta finalidad se consigue identificando los lugares y cuantificando la cantidad de potencia reactiva necesaria para la inyección. Situación que, por su naturaleza, debe desarrollarse como un problema de optimización de modo de obtener la mejor

alternativa.

Existen numerosas publicaciones relacionadas con el control de reactivos, que en la mayor parte se orientan a la operación del sistema, a diferencia de este trabajo introducen más variables de control como taps y voltajes en barras de generación, además presentan algoritmos que en general se diferencian en dos aspectos. El primero es la manera como se determina el nuevo punto de operación en cada iteración, los casos [7], [4] y [6] utilizan la matriz de sensibilidad para el ajuste de las variables de estado, en cambio en [6] y [8] el nuevo punto de operación lo determinan resolviendo un flujo de carga. Sin duda que el alcance en cuanto a la validez de la linealización es distinta en ambos casos, pero esto se ve compensado en la mayor rapidez en el ajuste del primer método. Un segundo aspecto se presenta en la forma de resolver el problema de optimización, aunque en la mayor parte de los casos utilizan programación lineal (P.L.) se diferencian en la estrategia de solución, en [6] se utiliza programación lineal dual (P.L.D.) con lo cual se logra reducir el tamaño del problema. [8] utiliza una técnica de programación lineal penalizada (P.L.P.) con una estrategia de relajación en la consideración de los límites de las ecuaciones de restricción y además un grafo bipartito, con esto se disminuye el número de ecuaciones de restricción del problema y se determinan los elementos no ceros en la matriz de sensibilidad.

En este trabajo se ha considerado como variable independiente la potencia reactiva a inyectar en las barras y para resolver el problema de optimización se considera la utilización de la P.L. Se ha prestado la mayor atención en obtener una solución óptima en el sentido económico, para lo cual se desarrolla un funcional que relaciona la inversión realizada con la cantidad de potencia reactiva inyectada al sistema, con la posibilidad de recuperar esta inversión en el mediano plazo por concepto de ahorro de energía.

## 2.- FORMULACION DEL PROBLEMA

La formulación del método propuesto se basa en relacionar la inversión económica necesaria en potencia reactiva con el funcionamiento linealizado de la red acotado con restricciones de operación.

De esta manera como función objetivo se utiliza una expresión de costos linealizada que se compone de dos términos, el primero

considera la inversión por compra e instalación de potencia reactiva y el segundo considera la disminución de pérdidas de potencia en el sistema por la adecuada compensación en VAR.

Como hipótesis al problema se impone que durante el periodo de evaluación no se producen variaciones topológicas de la red y que la demanda se mantiene constante en un valor promedio para el periodo.

### 2.1.- FUNCION OBJETIVO

Debido a que el problema se ha presentado como una evaluación económica, la función objetivo se obtiene a través de la realización de un flujo de caja, es decir, en proyectar al momento de realizar el estudio todas las disminuciones de pérdidas de potencia anuales expresadas en unidades monetarias y sustraerle la inversión inicial en VAR instalado. Así el funcional de costos queda expresado por:

$$F = -\alpha_g Q_{ct} + \alpha_p P [1 - (1+r)^{-n}] / r \quad (1)$$

donde:

- F : Funcional de Costos
- P : Disminuciones de pérdidas de potencia anuales en el sistema.
- Qct : Inversión inicial total realizada en VAR.
- $\alpha_g$  : Costos de compra e instalación de bancos de condensadores (UM/VAR).
- $\alpha_p$  : Tarifa de potencia (UM/W).
- r : Taza de descuento.
- n : Periodo de planificación.

La expresión de pérdidas de potencia es una función no lineal de los voltajes y ángulos de fase, los cuales indirectamente dependen de los VAR instalados. Así, al aplicar técnicas de P.L. y considerar la potencia reactiva instalada como variable independiente, la expresión de pérdidas debe linealizarse respecto a todos los voltajes de barra en los cuales es posible instalar bancos de condensadores, no se consideran los terminos asociados a los ángulos de fase. Posteriormente mediante la consideración de una matriz de sensibilidad que relacione los voltajes con los VAR instalados es posible encontrar los terminos que relacionan las variaciones de pérdidas de potencia con la potencia reactiva instalada. Así, la función objetivo a utilizar que queda expresada como:

$$\Delta F = \sum_{i=1}^{nq} (-\alpha_g + \alpha_p K \frac{\partial P_L}{\partial Q_{ci}}) \Delta Q_{ci} \quad (2)$$

donde :

- PL : Pérdida de potencia en el sistema.
- Qci : Potencia reactiva inyectada en la barra i.
- K : Constante de actualización de anualidades.

nq : Número de barras con posibilidad de albergue de potencia reactiva.

De la ecuación (2) se observa que si  $\alpha_g$  es cero el funcional resultante da cuenta únicamente de la inversión realizada en VAR. Si  $\alpha_g$  es cero el funcional da cuenta sólo de la variación de pérdidas por la adquisición de VAR.

### 2.2 RESTRICCIONES PARA EL FUNCIONAMIENTO DE LA RED

En el funcionamiento de la red no se consideran la variación de voltaje en barras de tensión controlada ni los cambios de taps de transformadores, que se suponen fijos en su posición nominal.

Con esto las siguientes son las restricciones de desigualdad impuestas a las barras de la red:

$$V_i^{min} \leq V_i \leq V_i^{max} \quad i=1 \dots npq \quad (3a)$$

$$Q_{gi}^{min} \leq Q_{gi} \leq Q_{gi}^{max} \quad i=1 \dots npv \quad (3b)$$

$$0 \leq Q_{ci} \leq Q_{ci}^{max} \quad i=1 \dots nq \quad (3c)$$

El primer grupo de restricciones (3a) se impone para los voltajes en las barras de carga que están flotantes, el segundo grupo de restricciones (3b) es para la potencia reactiva generada en las barras de tensión controlada y el último grupo (3c) considera el límite de capacidad máxima de albergue de reactivo. En esta última ecuación de restricción el límite inferior es cero, pero existe la posibilidad de considerar un límite mínimo negativo, con lo cual se da la posibilidad de instalar un reactor.

Como la naturaleza del problema es de tipo iterativo estas restricciones pueden ser reescritas en forma de variaciones, resultando a la vez más apropiadas al utilizar programación lineal.

$$\Delta V_i^{min} \leq \Delta V_i \leq \Delta V_i^{max} \quad i=1 \dots npq \quad (4a)$$

$$\Delta Q_{gi}^{min} \leq \Delta Q_{gi} \leq \Delta Q_{gi}^{max} \quad i=1 \dots npv \quad (4b)$$

$$\Delta Q_{ci}^{min} \leq \Delta Q_{ci} \leq \Delta Q_{ci}^{max} \quad i=1 \dots nq \quad (4c)$$

donde:

$$\Delta V_i^{min} = V_i^{min} - V_i^{op} \quad ; \quad \Delta V_i^{max} = V_i^{max} - V_i^{op} \quad (5a)$$

$$\Delta Q_{gi}^{min} = Q_{gi}^{min} - Q_{gi}^{op} \quad ; \quad \Delta Q_{gi}^{max} = Q_{gi}^{max} - Q_{gi}^{op} \quad (5b)$$

$$\Delta Q_{ci}^{min} = - Q_{ci}^{op} \quad ; \quad \Delta Q_{ci}^{max} = Q_{ci}^{max} - Q_{ci}^{op} \quad (5c)$$

La utilización de estas ecuaciones de restricción (4) considera un funcionamiento linealizado del sistema en torno a un punto de operación, por lo que se requiere la formación de una matriz de sensibilidad, que

relacione la variación de la tensión en barras de carga y la variación de la generación de potencia reactiva en barras de tensión controlada, con la variación de VAR instalado. Conocidas estas sensibilidades la formulación final de estas restricciones es:

$$\Delta V^{min} \leq [S_1] \Delta Q_c \leq \Delta V^{max} \quad (6a)$$

$$\Delta Q_g^{min} \leq [S_2] \Delta Q_c \leq \Delta Q_g^{max} \quad (6b)$$

$$0 \leq [I] \Delta Q_c \leq \Delta Q_c^{max} \quad (6c)$$

### 2.3.- MATRIZ DE SENSIBILIDAD

El funcionamiento linealizado de la red requiere la obtención de una relación lineal entre el voltaje de barras y la potencia reactiva generada respecto a la potencia reactiva instalada, lo cual se encuentra derivando directamente la expresión de la potencia reactiva inyectada. Después de una separación de variables está relación puede expresarse para todas las barras por:

$$\begin{bmatrix} \Delta V \\ \Delta V_g \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [L_{cc}]^{-1} \\ [L_{gc}] [L_{cc}]^{-1} \end{bmatrix} [\Delta Q_c] \quad (7)$$

En esta ecuación (6):

[Lcc] : Matriz que relaciona la variación en los voltajes con los VAR instalados.  
[Lgc] : Matriz que relaciona la variación en la potencia reactiva generada con los VAR instalados.

Por comodidad se designará [S1] = [Lcc]<sup>-1</sup>  
[S2] = [Lgc][Lcc]<sup>-1</sup>

### 3.- PLANTEAMIENTO MATEMATICO DEL PROBLEMA

Basado en la formulación de la función objetivo, ecuaciones de restricción y matriz de sensibilidad, el problema de optimización es representado como sigue:

$$\text{Mín } \Delta F = \sum_{i=1}^{nq} ( \alpha_g - \alpha_p K \frac{\partial P_L}{\partial Q_{ci}} ) \Delta Q_{ci} \quad (8)$$

sujeto a :

$$\Delta V^{min} \leq [S_1] \Delta Q_c \leq \Delta V^{max} \quad (8a)$$

$$\Delta Q_g^{min} \leq [S_2] \Delta Q_c \leq \Delta Q_g^{max} \quad (8b)$$

$$\Delta Q_c^{min} \leq [I] \Delta Q_c \leq \Delta Q_c^{max} \quad (8c)$$

En este planteamiento no se ha considerado la posibilidad de instalar reactores al sistema, aunque para considerar esto sólo basta con incluir un límite mínimo para Qc y

realizar luego, por ejemplo, una traslación de manera de evitar posibles valores negativos de Qc.

### 4.- ALGORITMO COMPUTACIONAL

Los pasos del algoritmo computacional para la solución del problema se resumen en la Fig 1. y se detallan a continuación.

- Paso 1 : Ejecutar Flujo de carga determinando el punto de operación.  
Paso 2 : Utilizando la matriz jacobiana determinar las matrices de sensibilidad ec.(6).  
Paso 3 : Las pérdidas de transmisión varían en forma no lineal respecto a los voltajes, por lo tanto, ésta debe linealizarse en torno a una pequeña región del punto de operación. Con esta linealización y la matriz de sensibilidad se determina la función objetivo ec.(2).  
Paso 4 : Utilizando las matrices de sensibilidad se ajustan los límites de restricción ec.(5).  
Paso 5 : Se formula el problema de programación lineal para la función objetivo y el conjunto de restricciones. ecs (8), (8a), (8b) y (8c).  
Paso 6 : Se resuelve el problema de programación lineal utilizando los resultados para la próxima iteración.  
Paso 7 : Se chequean las variaciones en el funcional para dos iteraciones sucesivas, de esta forma el proceso se vuelve a repetir o se finaliza calculando todas las variables del problema. En caso de seguir iterando se vuelve al paso 1 dejando la posibilidad de disminuir el valor de paso máximo para ΔQci si se detecta convergencia oscilatoria.

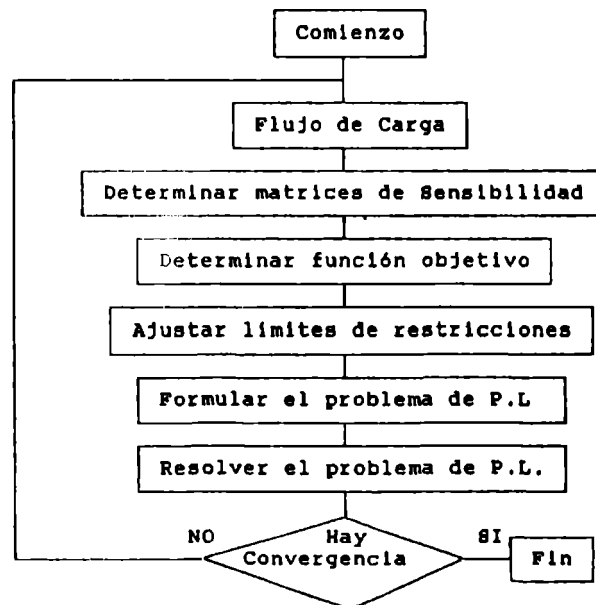


Fig. 1.- Diagrama de flujo del algoritmo

## 5.- APLICACIONES

Para el algoritmo propuesto se implementó un programa computacional en un PC compatible utilizando lenguaje Pascal y para comprobar su comportamiento se seleccionó un sistema de prueba standard de la IEEE de 30 barras [2] Fig. 2. Se consideró una sobrecarga de 50 %, un paso de variación en  $\Delta Q_{ci}$  de 0.02 y que las barras con capacidad de albergue de VAR corresponden a las numeradas de la 6 a la 23.

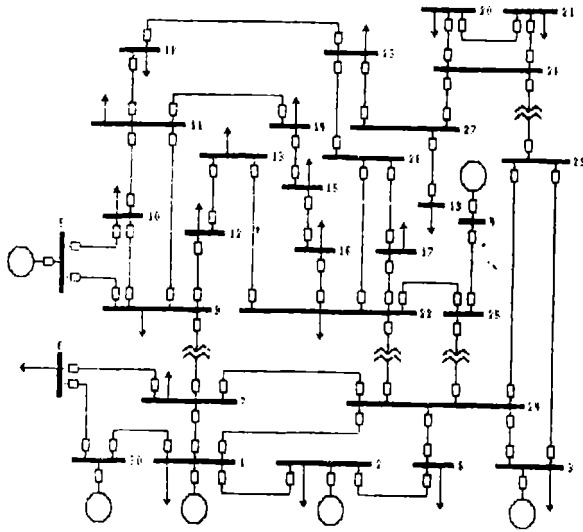


Fig. 2.- Sistema de Prueba de 30 Barras

Los ensayos consideraron tres alternativas para el funcional, estas fueron: minimizar las pérdidas de transmisión que equivale a considerar  $\alpha_g = 0$ , mínima compensación de potencia reactiva, es decir,  $\alpha_p = 0$  y por último el funcional total. Los resultados obtenidos se muestran en las tablas I, II y III.

El valor de  $n$ , periodo de planificación, juega un papel importante en los resultados, porque pondera el término asociado a las pérdidas en el funcional, un valor demasiado alto sería equivalente a considerar  $\alpha_p = 0$ . En los resultados de Tablas se consideró  $n=5$  y una tasa de retorno  $r = 15\%$ .

Observando las Tablas I y II se comprueba que existen valores de voltajes y potencia reactiva generada fuera de los márgenes establecidos, por lo que existe la necesidad de inyectar potencia reactiva. En la Tabla II se presentan las tres alternativas de solución y en tabla III las correspondientes pérdidas y número de iteraciones realizadas.

Para el caso en que  $\alpha_p = 1$  y  $\alpha_g = 0$  se disminuyó, en la iteración 5, el paso de variación de  $\Delta Q_{ci}$  a 0.01 puesto que se presentaron oscilaciones en la convergencia.

TABLA I Resultados de funcionamiento del sistema.

BARRAS	V O L T A J E S					
	Min.	Máx.	Inicio	$\alpha_p=0$ $\alpha_g=1$	$\alpha_p=1$ $\alpha_g=1$	$\alpha_p=1$ $\alpha_g=0$
6	0.95	1.05	1.0175	1.0198	1.0201	1.0237
7	0.95	1.05	1.0103	1.0131	1.0132	1.0177
8	0.95	1.05	0.9943	0.9957	0.9959	1.0087
9	0.95	1.05	1.0108	1.0206	1.0206	1.0300
10	0.95	1.05	0.9842	1.0006	1.0004	1.0104
11	0.95	1.05	0.9743	0.9906	0.9913	1.0055
12	0.95	1.05	0.9841	0.9944	0.9948	1.0113
13	0.95	1.05	0.9689	0.9793	0.9804	1.0025
14	0.95	1.05	0.9546	0.9695	0.9713	0.9882
15	0.95	1.05	0.9480	0.9616	0.9640	0.9829
16	0.95	1.05	0.9534	0.9661	0.9684	0.9885
17	0.95	1.05	0.9538	0.9662	0.9679	1.0014
18	0.95	1.05	0.9508	0.9724	0.9747	1.0008
19	0.95	1.05	0.9063	0.9521	0.9592	0.9972
20	0.95	1.05	0.9182	0.9666	0.9742	1.0074
21	0.95	1.05	0.8989	0.9503	0.9583	0.9977
22	0.95	1.05	0.9746	0.9848	0.9862	1.0105
23	0.95	1.05	0.9331	0.9543	0.9575	1.0047

TABLA II Resultados de la compensación de potencia reactiva.

BARRAS	P O T E N C I A R E A C T I V A					
	Min	Máx	Inicio	$\alpha_p=0$ $\alpha_g=1$	$\alpha_p=1$ $\alpha_g=1$	$\alpha_p=1$ $\alpha_g=0$
1	-0.15	0.40	0.4187	0.3875	0.3855	0.3270
2	-0.10	0.30	0.0425	0.0299	0.0287	0.0827
3	-0.10	0.30	0.1776	0.0936	0.0845	0.0813
4	-0.15	0.35	0.3847	0.2553	0.2514	0.1824
5	-0.15	0.35	0.4549	0.2804	0.2802	0.2002
6	0.00	0.05	0.0000	0.0085	0.0065	0.0000
7	0.00	0.05	0.0000	0.0000	0.0000	0.0000
8	0.00	0.20	0.0000	0.0000	0.0000	0.2000
9	0.00	0.10	0.0000	0.0200	0.0150	0.0622
10	0.00	0.05	0.0000	0.0259	0.0207	0.0000
11	0.00	0.05	0.0000	0.0300	0.0250	0.0000
12	0.00	0.05	0.0000	0.0016	0.0000	0.0000
13	0.00	0.05	0.0000	0.0000	0.0000	0.0000
14	0.00	0.05	0.0000	0.0026	0.0034	0.0000
15	0.00	0.05	0.0000	0.0000	0.0050	0.0000
16	0.00	0.05	0.0000	0.0000	0.0029	0.0000
17	0.00	0.20	0.0000	0.0000	0.0000	0.1011
18	0.00	0.05	0.0000	0.0256	0.0306	0.0109
19	0.00	0.05	0.0000	0.0300	0.0350	0.0368
20	0.00	0.05	0.0000	0.0300	0.0350	0.0305
21	0.00	0.10	0.0000	0.0300	0.0350	0.0618
22	0.00	0.05	0.0000	0.0000	0.0000	0.0000
23	0.00	0.20	0.0000	0.0050	0.0100	0.1891

TABLA III Resultados de Asignación total de Reactivos, Pérdidas y número de Iteraciones.

	Inic.	$\alpha_p=0$ $\alpha_g=1$	$\alpha_p=1$ $\alpha_g=1$	$\alpha_p=1$ $\alpha_g=0$
Qct	-	0.2092	0.2241	0.6924
Pérd.	12.8823	12.3755	12.3129	11.8972
Iter.	-	6	6	12

La compensación realizada en cada caso cumple la función objetivo, manteniendo los márgenes de restricciones establecidos, aunque para el caso de mínimas pérdidas se comprueba lo excesivo de la inversión en potencia reactiva. El caso contrario lo constituye la mínima inversión donde se logra economizar la cantidad total de reactivo adquirido a costo de un funcionamiento del sistema con mayor pérdida. Esta diferencia de potencia reactiva total en el sistema, se ve reflejada en los niveles de tensión (Tabla I), donde en el caso de minimizar pérdidas las tensiones están más cercana al valor máximo, lo que en forma contraria ocurre al considerar la mínima inversión.

El tener en cuenta los dos términos en la función objetivo da como resultado una solución en que los costos de inversión no son tan excesivos, para un funcionamiento de la red con pérdidas cercanas al mínimo, lo que sin duda resulta ser una alternativa atractiva.

#### CONCLUSIONES

Se comprobó que el algoritmo computacional propuesto en este trabajo realiza una compensación en potencia reactiva, el estudio de factibilidad producto de esta compensación se analizó con una perspectiva de inversión de modo que mediante un análisis de diferentes casos se proporciona una herramienta de gran apoyo a estudios y trabajos de planificación.

En cuanto al aspecto computacional se observó una rápida convergencia del algoritmo llegando a una solución en pocas iteraciones.

Respecto al alcance del trabajo, resulta interesante observar la posibilidad de ampliar la validez de las soluciones, levantando suposiciones, de manera que permitan: aumentar el periodo de planificación a varios años, considerar variación de demanda y cambios topológicos de la red, con esto la inversión y/o reubicación en potencia reactiva podría realizarse durante todo periodo de planificación y no necesariamente al inicio del proyecto.

#### BIBLIOGRAFIA

- [1] Kaimin Chias B. "Planificación para la inyección de reactivos" Proyecto para optar al título de Ingeniero Civil Eléctrico. Universidad de Tarapacá 1990
- [2] N.I. Deeb and S. M. Shahidehpour. "An Efficient Technique for Reactive Power Dispatch Using a Revised Linear Programming Approach". EPSR, March 1988.
- [3] Hughes a. et. al. "Optimal reactive Power Planning", IEEE PAS - 100 May 1981.
- [4] S. Rama Iyer et. al. "New Technique for optimal reactive - Power Allocation for loss minimization in power systems"
- [5] V. H. Quintana and R. Mota-Palomino "Sparse Linear Reactive Power Dispatch." IFAC Electric Energy Systems. Rio de Janeiro, Brasil 1985.
- [6] Kenji Iba. Practical Reactive Power allocation/operation planning using successive linear programming. IEEE T-PAS, MAY 1988.
- [7] A. Kishore and E.F Hill. "Static optimization of reactive power sources by use of sensitivity parameters". IEEE T-PAS Vol. 90 May 1971.
- [8] Mamandur, K.R.C. Chenoweth R.D. "Optimal control of reactive power flow for improvement in voltage profile and for real power loss minimization". IEEE T-PAS July 1981.

# CONTROL CARGA FRECUENCIA EN EL SISTEMA INTERCONECTADO CENTRAL

Hugh Rudnick - Leonardo Páucar C.

## RESUMEN

En este artículo se presenta el análisis de un sistema de control automático de la generación (control carga-frecuencia) en el Sistema Interconectado Central (SIC). Dado el tamaño y complejidad del SIC, se lo subdivide en cuatro áreas de control. Se analiza el adicionar control integral a la regulación primaria en uso, verificándose sus ventajas sobre el actual esquema de control.

## 1. INTRODUCCION

Cuando se planifica o se opera un sistema eléctrico de potencia (SEP), se debe satisfacer los requerimientos del consumo cumpliendo metas de calidad y seguridad de servicio. La carga de un SEP varía en cada instante, alterando el equilibrio generación-carga, y a lo menos uno de los generadores del sistema tendrá que responder al cambio de carga a fin de mantener el balance de potencia. Interesa mantener la frecuencia del sistema cerca de su valor nominal ya que la adecuada operación de la mayor parte de equipos que componen la carga depende de ello. El control automático de la generación, también referido como control carga-frecuencia o simplemente control P-f, busca mantener ese equilibrio. El problema convencional del control de carga-frecuencia se establece como "el diseño de un sistema de control para áreas individuales, actuando a través de los cambiadores de velocidad en los generadores del área, para mantener la frecuencia y el intercambio neto de carga en la línea de transmisión, así como de sus integrales, lo más cerca posible a los puntos de ajuste, con adecuado amortiguamiento e interferencia mínima con otras áreas". Además de mantener la frecuencia constante (o a valores programados) la mayor parte del tiempo posible y mantener el intercambio neto de potencia entre áreas a valores programados, el control automático de la generación debe garantizar el soporte adecuado a los subsistemas que eventualmente presenten desbalances de su generación con relación a su carga.

Actualmente en el SIC se controla la frecuencia por medio de asignar a una central la responsabilidad de responder a toda variación de carga que ocurra en el sistema, en un esquema de control primario. Una variación de carga provoca una modificación permanente de frecuencia, en un nuevo valor que puede ser diferente del nominal. Con acciones manuales se regresa al valor original de la frecuencia, con la finalidad de garantizar una adecuada calidad de servicio. El control que conseguiría retornar automáticamente la frecuencia a su valor original se denomina control secundario. Dotar al SIC de un control secundario constituye

una medida que, dado el crecimiento de la demanda, debe enfrentarse en el corto a mediano plazo.

Este trabajo analiza distintos esquemas de control carga-frecuencia en el SIC, previamente identificando distintas áreas de control. Se utiliza para la identificación el criterio de grupos coherentes, empleando técnicas modales y de respuesta de frecuencia. Los estudios reportados consideran el SIC del año 1992 operando con dos circuitos de 500 kV, e ilustran las ventajas del control secundario sobre el control primario actualmente en uso.

## 2. AREAS DE CONTROL EN EL SIC

### 2.1 Identificación de áreas de control y equivalentes electromecánicos en el SIC

Diversas razones aconsejan subdividir un sistema eléctrico de potencia multimáquina en áreas de control [2]. A menudo las áreas de control quedan definidas en base a razones de propiedad física de las redes por parte de las empresas de generación y transmisión, en conjunto con criterios de distribución geográfica. Dadas las particularidades del sistema chileno, en este trabajo se utiliza para la identificación de áreas el criterio de los grupos coherentes, empleando técnicas modales y de respuesta de frecuencia.

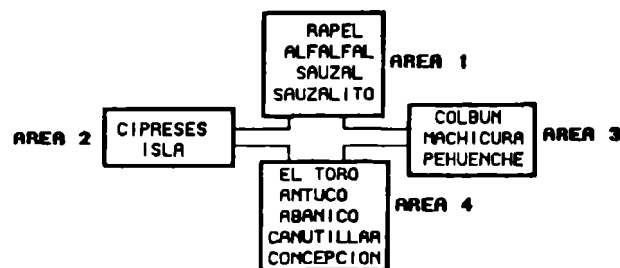


Figura 1. Areas de control del SIC de 1992 [7].

Las variaciones de frecuencia en un SEP, son todas de diferente magnitud. Sin embargo cuando dos o más barras generadoras se caracterizan por variaciones de frecuencia similares, se dice que ellas oscilan en coherencia. El software AEPSEM (Análisis de la Estabilidad a Perturbación Pequeña de Sistemas Eléctricos Multimáquina) de la Pontificia Universidad Católica de Chile (PUCCh), que emplea análisis modal, fué utilizado para determinar los grupos coherentes del SIC [7]. Se concluyó en la necesidad de utilizar cuatro áreas de control, ilustradas en la Fig. 1. Las potencias instaladas de cada área de control son:



Area 1 = 596 MW  
Area 3 = 990 MW

Area 2 = 255 MW  
Area 4 = 1003 MW

En las áreas 3 y 4 se tiene mayor generación que carga y se les puede denominar áreas de generación; el área 1 en cambio posee mayor carga que generación y sería un área de carga; el área 2 muestra un equilibrio carga vs. generación. Si se considerara tres áreas de control para el SIC, el área 2 se insertaría dentro del área 1.

La representación detallada y completa del sistema no es necesaria en estudios de control carga-frecuencia, particularmente si los tiempos de simulación se extienden por varios minutos. En tales casos se recurre a representaciones equivalentes. En los estudios informados se optó por un sistema equivalente simplificado, que se obtiene reduciendo "algebraicamente" el sistema, es decir, la inercia del equivalente será la suma de las inercias de cada unidad generadora, la potencia del equivalente será la suma de las potencias individuales, la reactancia inherente se obtendrá mediante un estudio de corto circuito, etc.

En la reducción de la red, con la finalidad de estimar los coeficientes de potencia sincronizante, se tomaron en cuenta las reactancias de mayor importancia y relevancia, despreciando las resistencias, lo que da lugar a:

Reactancias entre áreas (base 100 MVA)	Coefficientes de Potencia Sincronizante
X12 = 0.31340 pu	T12 = 0.03346
X13 = 0.01483 pu	T13 = 0.66736
X24 = 0.42340 pu	T24 = 0.02403
X34 = 0.07215 pu	T34 = 0.14208

## 2.2 Dinámica de los componentes del SIC

No se dispone de datos reales de todos los parámetros de los componentes del SIC, por lo que se debió recurrir a utilizar valores típicos aproximados [2,3,4,5,7, 8].

### a) Reguladores de velocidad

Los parámetros utilizados para modelar los reguladores son Kg=ganancia del regulador, R=regulación permanente o estatismo en pu, r=regulación transitoria en pu, Tg=tiempo característico o prontitud del regulador, m=proporción acelerante o dosificación acelerométrica. Se consideraron reguladores de velocidad equivalentes para cada área. La regulación permanente se estableció en 5% para cada unidad generadora. Las unidades generadoras de una central se las supuso conectadas en paralelo.

tipo regulador*	Area 1	Area 2	Area 3	Area 4
	T	AT	AT	AT
Kg	1.0000	1.0000	1.0000	1.0000
R	0.4166	1.0000	0.8333	0.3333
r	0.1200			
Tg	4.0000	4.0000	1.0000	1.3500
m		2.5000	2.5000	2.7000

\*T = tacométrico AT = acelerotacométrico (Fig. 2a)

### b) Turbinas

De acuerdo a las características del SIC, se consideraron turbinas equivalentes hidráulicas. El valor de la ganancia Kt se fijó en uno y las constantes de tiempo de partida del agua T $\omega$  se consideraron dentro del rango de valores recomendados y usuales (Fig. 2a).

	Area 1	Area 2	Area 3	Area 4
Kt	1.0000	1.0000	1.0000	1.0000
T $\omega$	0.8000	2.0000	1.0000	2.1300

### c) Sistema eléctrico de potencia

Para el coeficiente de amortiguamiento D (regulación propia), se tomó el valor típico 3.5; esta magnitud es difícil de calcular en todo sistema de potencia. La ganancia Kp y la constante de tiempo de la respuesta del sistema, Tp, fácilmente se estiman a partir de D y la inercia M (Fig. 2a).

	Area 1	Area 2	Area 3	Area 4
D	3.5000	3.5000	3.5000	3.5000
M	46.1380	10.7920	87.8600	66.3960
Kp	0.2857	0.2857	0.2857	0.2857
Tp	13.1823	3.0834	25.1028	18.9703

### d) Modelo dinámico incremental potencia-frecuencia de un área de control general

Se considera como área de control la parte del sistema de potencia en el cual los grupos de unidades generadoras responden a las variaciones de carga contenidas en esta porción del sistema. El control carga frecuencia debe realizarse por el esfuerzo unificado de todas las unidades generadoras dentro del área de control. Todos los generadores de un área de control constituyen un grupo coherente, y cada área suele caracterizarse por su propia frecuencia. En la Fig. 2b se indica un área de control general j, la cual es susceptible de enlazarse con otras áreas tales como k, con la inclusión de la característica de la respuesta de frecuencia del área respectiva. En tal diagrama de bloques se incluye el lazo del control primario y el del control secundario.

## 3. CONTROL DE CARGA FRECUENCIA EN EL SIC

### 3.1 Regulación primaria

Las unidades generadoras están dotadas de mecanismos de regulación de velocidad automática, que actúan para elevar o reducir la potencia de salida de la unidad cuando la velocidad (o frecuencia) se aleja de la velocidad de referencia. Tal regulación automática la ejercen los reguladores de velocidad de las máquinas y se denomina regulación primaria [1]. En la Fig. 3 se muestra el diagrama de bloques del control primario de una unidad generadora, de una central de generación o bien de un área de control.

En los análisis a menudo se desprecia la influencia del lazo de control Q-V, por ser más rápido que el lazo P-f. Esta aproximación supone que recién cuando los transitorios relativos al lazo de control de la tensión han pasado, comienza la actuación del lazo de control de la frecuencia.

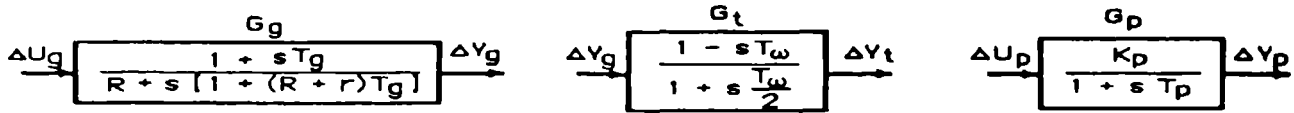


Figura 2a. Diagramas de bloques de regulador de velocidad tacométrico, turbina hidráulica y sistema eléctrico

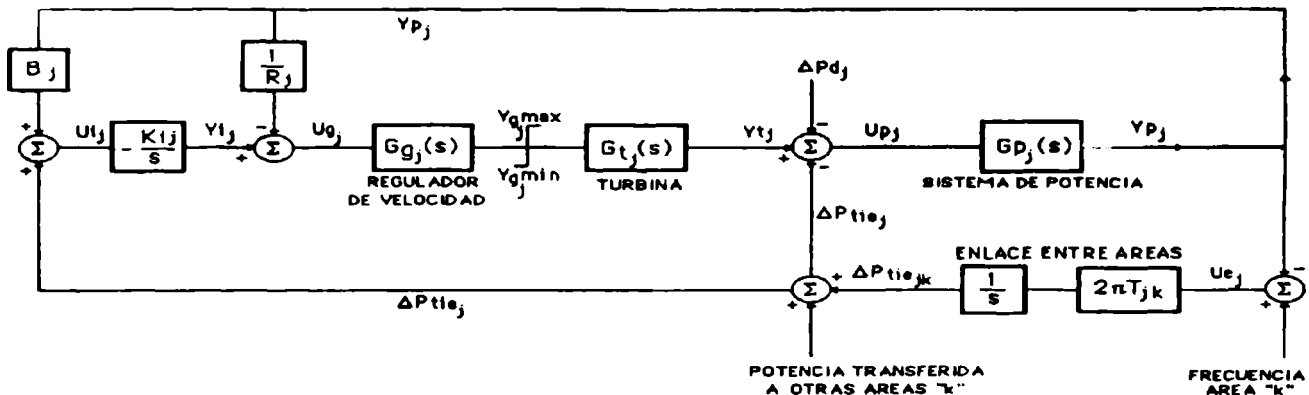


Figura 2b. Modelo dinámico incremental potencia frecuencia de un área de control general

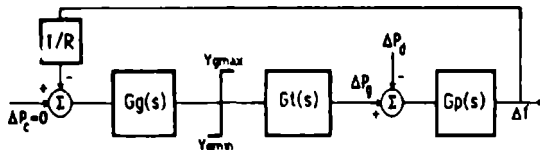


Figura 3. Diagrama de bloques para la regulación primaria de un área de control.

En la fase de regulación primaria es importante el valor de la regulación permanente  $R$ , así como el de la característica natural de control  $\beta = D + 1/R$ . El área que tenga una mayor característica natural de control (un mayor  $\beta$ ) toma la mayor parte de la variación de carga que se presenta en el sistema; cuanto menor es la regulación permanente, mayor variación de carga tomará aquella máquina o área de control.

Actualmente en el SIC se opera fijando una regulación permanente igual a cero para una de las centrales generadoras del área 4 (generalmente una máquina de la central El Toro), lo cual significa que dicha central toma toda la variación de carga y regula consiguientemente la frecuencia del sistema. El control de frecuencia opera adecuadamente, aunque existe preocupación por la pérdida de vida útil en la máquina reguladora, por el impacto económico de la restricción de generar mayor potencia en esa máquina, y por último, por los problemas dinámicos que se enfrentan ante una contingencia en la máquina reguladora. Si se tuviese regulación permanente igual a cero en más de una central, no estaría predefinida ninguna repartición de cargas en la fase de regulación primaria. El regulador de velocidad más rápido haría que la central correspondiente absorbiese toda la variación de carga, lo que favorecería la inestabilidad permanente [8].

En los estudios de regulación primaria de este trabajo se consideró que las cuatro áreas disponen de regulación primaria, con regulaciones permanentes iguales a 5%. Los valores de  $\beta$  en las cuatro áreas del SIC resultan  $\beta_1 = 243.5$ ,  $\beta_2 = 103.5$ ,  $\beta_3 = 123.5$ ,  $\beta_4 = 303.5$ . El área que debiera tomar la mayor variación de carga es el área 4 porque tiene un mayor  $\beta$ , además de un mayor nivel de generación que de carga. En las simulaciones se consideró una variación de carga de 0.01 pu en un área a la vez. Las Figs. 4a y 4b son sólo parte de las numerosas simulaciones del SIC de 1992 [6,7], algunas de las cuales se resumen en la Tabla 1.

Tabla 1. Resumen de las mayores variaciones de magnitudes\* en la regulación primaria del SIC 1992 ante variaciones de carga  $\Delta P_{di} = 0.01$  pu

i	$\Delta f_i$	t	j	$\Delta P_{tie_j}$	t	jk	$\Delta P_{tie_{jk}}$	t
1	-0.0009	74	1	-0.0060	105	13	-0.0056	100
2	-0.0022	30	3	0.0046	75	13	-0.0034	130
3	-0.0017	35	3	-0.0070	240	13	0.0062	240
4	-0.0010	100	4	-0.0033	240	34	0.0030	240

\* $P_{tie_j}$ =potencia transmitida desde el área j

$P_{tie_{jk}}$ =potencia transmitida desde el área j hasta el área k  
t=tiempo crítico (segs) cuando variación se reduce en 80%

Frente a un aumento de carga en el área 1, las frecuencias de todas las áreas decaen y luego se amortiguan por la acción de los reguladores de velocidad, pero sin necesariamente retornar al valor original. La variación de frecuencia en el área en donde se produjo la variación de carga, suele ser mayor que en las demás, por ello  $\Delta f_1$  es mayor que  $\Delta f_4$ . La potencia transmitida desde el área 1 disminuye y se estabiliza a un nuevo valor inferior al original, las otras 3 áreas muestran potencias transmitidas superiores a sus valores iniciales. Transitoriamente el área 3 toma la mayor parte de variación de carga, paulatinamente el área 4 aumenta

su potencia transmitida mientras lentamente disminuye la del área 3 y aumenta la de 2. Finalmente el área 2 tomará una proporción menor de la variación de carga y las áreas 3 y 4 se harán cargo de la mayor parte de variación de carga ocurrida en el área 1. Al analizar las variaciones de las potencias de intercambio se observa que aumentan las exportaciones de potencia desde las áreas 2 a la 1, 3 a 1 y de 4 a 3. Resumiendo, para una variación de carga en el área 1 (Santiago), fluirá mayor potencia desde el sur (áreas 4-3, Charrúa y Colbún) para hacer frente al repentino aumento de la demanda en el área 1.

En las máquinas que tienen poca potencia disponible y en aquellas que no pueden responder adecuadamente a variaciones de carga, es mejor considerar una regulación permanente de magnitud muy grande ( $R \rightarrow \infty, \beta = D$ ). Para el SIC podría ser recomendable adoptar una regulación permanente grande en el área 1, buscando la importación de potencia desde las áreas del sur, que tienen un mayor nivel de generación que de carga, lo cual significaría adoptar una alta característica natural de control en las áreas 3 y 4.

### 3.2 Regulación secundaria

Se demostrarán las ventajas del empleo del control secundario en el SIC. Con la regulación primaria se verificó que una variación de carga en un SEP provoca una variación de frecuencia y luego ésta se estabiliza en un valor que puede ser diferente del nominal. Los operadores actúan entonces para modificar la generación y retomar al valor original de la frecuencia. Esto es importante ya que existen algunos sistemas y equipos que soportan variaciones inferiores a  $\pm 0.02$  Hz.

El control automático que consigue retomar la frecuencia a su valor original se denomina control secundario y tiene como objetivo la mantención de la frecuencia (y el intercambio de potencia entre áreas cuando existen varias áreas). La estrategia del control secundario establece que el lazo de control resultante debe caracterizarse por un grado de estabilidad adecuado; para una variación de carga ó generación el error de frecuencia deberá retornar a cero y minimizar la variación transitoria de la frecuencia. La regulación secundaria de una unidad generadora mide la frecuencia de la unidad a cada instante y la compara con una frecuencia patrón.

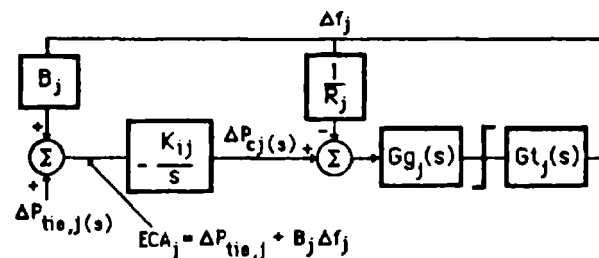


Figura 5. Lazo del control secundario para el área de control j

En el lazo del control secundario se destaca el parámetro B, característica de la respuesta de frecuencia del área, también denominado "bias", y la ganancia  $K_{ij}$  del integrador (Fig. 5). Si existen varias áreas de control, además de buscar anular las variaciones de frecuencia, es frecuente buscar reducir las variaciones de intercambio de potencias entre áreas. En ese caso, la señal inyectada al integrador, además de incluir  $B \Delta f$ , incluye  $\Delta P_{tie}$ , dando lugar al denominado error de control de área (ECA). Si un SEP opera con una única área de control sólo interesa mantener constante la frecuencia del sistema (operación FTL-"free tie line" o potencia de intercambio libre). En cambio, la operación en "tie line bias" (TLB), considera errores nulos para las variaciones de frecuencia y potencia de intercambio entre áreas de control [1]. No es necesario que todas las áreas de control tengan regulación secundaria, excepto en el caso de áreas con pocas unidades disponibles. En las simulaciones de este trabajo se supone una única área de control con regulación secundaria para un total de cuatro áreas.

En el diseño del sistema de control secundario interesa conocer los parámetros que otorguen la mejor respuesta para las variaciones de carga que se presenten. El área de control en el cual  $B = \beta$  presenta como característica básica el que no hay aumento de generación en la fase de regulación secundaria, cuando hay un incremento de carga en otra área. Se producirá un ECA nulo en el área que no presentó incremento de carga. El área en el que  $B < \beta$  presenta como característica básica el que existe una reducción de la generación en la fase de regulación secundaria, cuando el aumento de carga se da en otra área. Se producirá un ECA positivo en el área en el que no hubo incremento de carga. El área en el que  $B > \beta$  presenta como característica básica un aumento de generación en la fase de regulación secundaria, cuando el aumento de carga se da en otra área. Se producirá un ECA negativo en el área donde no hubo incremento de carga.

Una metodología aproximada en la definición de regulación secundaria es considerar un  $B \geq \beta$  en áreas de control con exceso de generación en relación a su carga propia, con el fin de garantizar un mayor apoyo a las eventuales áreas carentes. Un buen ajuste dependerá bastante del desempeño transitorio de los controladores. En áreas con poca disponibilidad de generación en relación a su carga propia se podría ajustar sus bias considerando  $B \leq \beta$ , con el fin de no correr el riesgo de perjudicar a sus propios consumidores. Se considera  $B = \beta$  cuando es evidente que en tal área de control existe un equilibrio aproximado generación-carga.

Siguiendo la metodología previa y con el fin de apreciar las ventajas de la regulación secundaria en el SIC, se realizaron estudios de simulación dinámica considerando una variación de carga de 0.01 en pu en un área a la vez, y suponiendo control secundario en tal área. Los valores asignados a los distintos parámetros son:

$B_1=200, K_{i1}=0.5$   
 $B_3=250, K_{i3}=4$

$B_2=100, K_{i2}=5$   
 $B_4=320, K_{i4}=5$

Las simulaciones ilustradas en las Figs. 6, muestran que la regulación secundaria es superior a la regulación primaria. Disminuyen drásticamente las amplitudes de las oscilaciones y se reducen los tiempos críticos de las frecuencias. Las variaciones de las potencias de intercambio entre las disjuntas áreas son minimizadas, retornando sus valores prácticamente a cero, implicando una reducción de costos por pérdidas de potencia de tránsito, costos de peajes en transmisión, etc.

**Tabla 2.** Resumen de las mayores variaciones de magnitudes en la regulación secundaria del SIC

i	$\Delta f_i$	t	j	$\Delta P_{tie_j}$	t	jk	$\Delta P_{tie_{jk}}$	t
1	-0.00075	60	1	-0.00300	60	13	-0.00260	60
2	-0.00200	12	3	0.00320	47	13	-0.00240	45
3	-0.00170	15	3	-0.00420	28	13	0.00380	40
4	-0.00055	90	4	-0.00115	75	34	0.00088	60

No siempre aumentar o disminuir el parámetro B mejora el comportamiento de las variaciones de frecuencia y potencia. En las Figs. 7a a 7c se observa que al variar B los valores máximos aumentan o disminuyen. En todo caso siempre habrá un valor máximo y un tiempo crítico mínimo; buscar un valor que no comprometa un excesivo valor máximo y minimice el tiempo crítico de amortiguamiento (por ej. hasta un 80% del valor máximo) es uno de los objetivos de los estudios que simulan variaciones del bias. En los estudios se ha supuesto que el control secundario y la variación de carga corresponden a la misma área de control.

Para un valor pequeño de la ganancia  $K_i$  del control integral, es fácil suponer una acción de control pequeña, pero al aumentar la ganancia se puede comprometer las oscilaciones e inestabilidad de las variaciones de frecuencia y potencia de otras áreas e inclusive de aquella con el control local; también se debe buscar valores que permitan un valor máximo moderado y tiempos críticos de atenuación cortos. Las Figs. 8a y 8b son un resumen de algunas simulaciones al variar el parámetro  $K_i$ . Al igual que en el caso de variar B, se supone que el controlador integral corresponde al área en donde se verifica la perturbación de carga.

#### 4. CONCLUSIONES

Las empresas ligadas con la generación y transmisión de energía eléctrica debieran potenciar el actual control carga frecuencia del SIC con esquemas de control secundario. Este trabajo pretende contribuir a dichas acciones, realizando un completo diagnóstico de alternativas de regulación de frecuencia en el Sistema Interconectado Central. Se muestra

que al emplear regulación secundaria en una de las áreas de control del SIC, se consigue una mejor respuesta del sistema, tanto en frecuencia como en potencia transmitida y de intercambio. Se minimizan los errores de potencia y frecuencia que son característicos en la fase de regulación primaria. Los valores máximos y los tiempos críticos de las oscilaciones de las magnitudes analizadas también resultan menores. Emplear control secundario en las áreas del sur resulta muy conveniente porque son áreas de generación con características naturales de control significativas. No parece ser necesario emplear control secundario en todas las áreas del SIC.

Para complementar los estudios realizados es necesario disponer de mayor y mejor información sobre los valores de parámetros dinámicos del SIC, en lo cual pueden ser útiles métodos experimentales de identificación de parámetros.

Por otra parte, los autores están dimensionando el impacto económico de las distintas alternativas de regulación de frecuencia, en el marco del sistema vigente de tarificación a costo marginal.

#### 5. AGRADECIMIENTOS

Se agradece el apoyo del Programa de las Naciones Unidas para el Desarrollo y de Fondecyt.

#### 6. REFERENCIAS

- [1] Rudnick, H. y Moya, O., "Aplicación de Computadores al Análisis y Operación de Sistemas Eléctricos de Potencia", Pontificia U. Católica de Chile, Julio 1978.
- [2] Vieira Filho Xisto, "Operação de Sistemas de Potência com Controle Automático de Geração", Editora Campus Ltda., Rio de Janeiro, Brasil, 1984.
- [3] Chehelgordi-Samani, S., "Load Frequency Control of Interconnected Electric Power Systems", Master of Science Dissertation, UMIST, United Kingdom, 1980.
- [4] Carrasco, H.A., "Control de Frecuencia Suplementario en el Sistema Interconectado Chileno", Memoria de Ingeniero Civil Electricista, Universidad de Chile, 1980.
- [5] Anderson, P.M. and Fouad, A.A., "Power System Control and Stability", The Iowa State University Press, Ames, Iowa, U.S.A., 1977.
- [6] Contreras, M. y Délano, P., "Simulador de Control Secundario para Areas de Control", Informe de Investigación, Pontificia U. Católica de Chile, Abril 1990.
- [7] Páucar, V.L. y Rudnick, H., "Estudios sobre el Control Automático de la Generación en el Sistema Interconectado Central de Chile", Informe Técnico, Pontificia U. Católica de Chile, Chile, Julio 1990.
- [8] De Souza Pedroso, A., "Control Automático de Generación y Frecuencia", Curso Proyecto PNUD 87/030, Universidad de Chile, Octubre 1989.

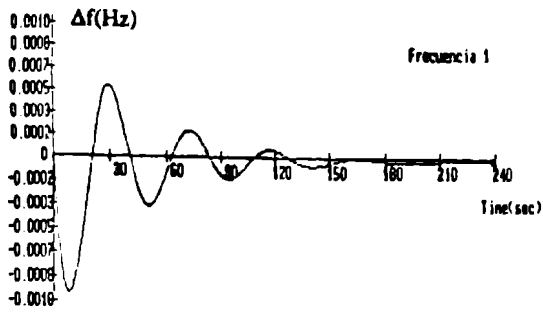


Fig. 4a. Variación de  $f_1$  ante aumento de carga  $\Delta P_{d1}=0.01pu$ , con regulación primaria.

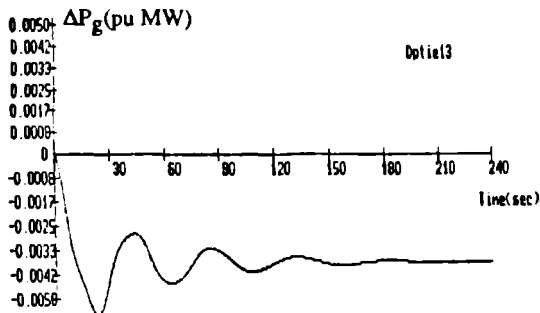


Fig. 4b. Variación de potencia de intercambio entre áreas 1 y 3 ante aumento  $\Delta P_{d1}=0.01pu$ , con regulación primaria.

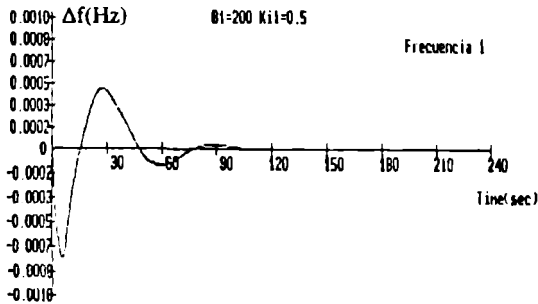


Fig. 6a. Variación de  $f_1$  ante aumento de carga  $\Delta P_{d1}=0.01pu$ , con regulación secundaria.

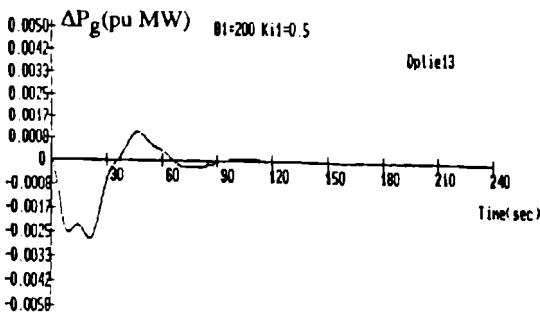


Fig. 6b. Variación de la potencia de intercambio entre áreas 1 y 3 ante aumento  $\Delta P_{d1}=0.01pu$ , con regulación secundaria.

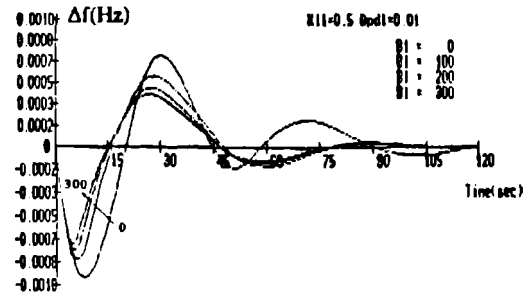


Fig. 7a. Frecuencia  $f_1$  al variar  $B_1$ .

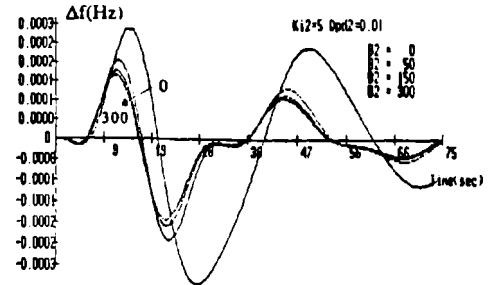


Figura 7b. Frecuencia  $f_1$  al variar  $B_2$ .

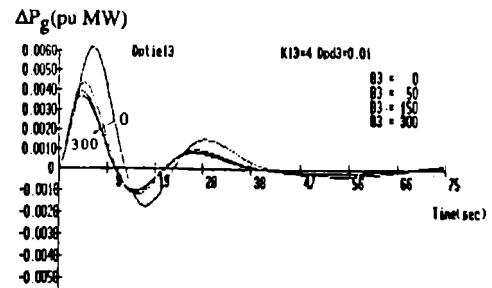


Fig. 7c. Potencia intercambio entre áreas 1 y 3 al variar  $B_3$ .

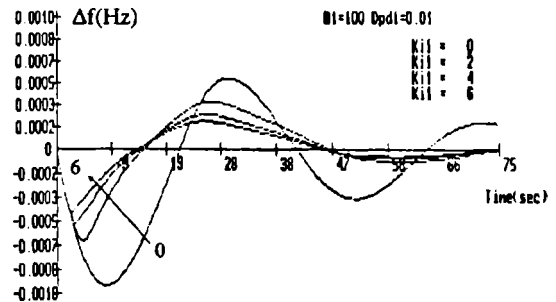


Fig. 8a. Frecuencia  $f_1$  al variar  $K_{i1}$ .

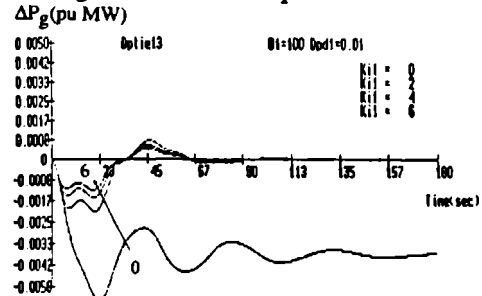


Fig. 8b. Potencia intercambio entre áreas 1 y 3 al variar  $K_{i1}$ .

# INTERFAZ PARA EL CONTROL POR COMPUTADOR DE COMPENSADORES ESTÁTICOS DE POTENCIA REACTIVA

Jorge Benavides Silva, Bernardo Barraza Sotomayor, Ana Cortés Díaz, Erik Duarte Baghetti.  
UNIVERSIDAD DE TARAPACA  
Casilla 6-D, Arica

## RESUMEN.

En este trabajo se presenta un análisis teórico de los diferentes requerimientos de compensación de potencia reactiva. Son considerados la corrección del factor de potencia, el equilibrio de cargas y la regulación de voltaje. Se obtienen ecuaciones generalizadas útiles y simples, aplicables a los tres casos mencionados.

El trabajo está orientado a desarrollar las distintas estrategias para implementar el control por computador de compensadores estáticos de potencia reactiva. En particular, se considera el compensador del tipo reactor controlado por tiristores (RCT).

Las principales características del esquema resultante propuesto son la simplicidad de las mediciones requeridas y la facilidad de adaptación del control para satisfacer los diferentes requerimientos de compensación de potencia reactiva.

Finalmente, se presenta el diseño y construcción de la interfaz de entrada/salida requerida para efectuar el control por computador de un compensador estático de potencia reactiva del tipo RCT.

## ABSTRACT.

A theoretical analysis of the different reactive power compensation requirements is presented. Power factor correction, load balancing and voltage regulation are considered. Generalized useful and simple equations, applicable to three cases are obtained.

The work is oriented to develop the various strategies to implement computer control of static compensators. In particular, the thyristor controlled reactor compensator is considered.

The simplicity of the needed measures and the easy adaptation of control to the different reactive power compensation requirements, are the principal characteristics of the resultant proposed scheme.

The input/output interface required for the computer control of a TCR type static compensator is finally presented.

## 1. INTRODUCCION.

El funcionamiento ideal de un sistema eléctrico de potencia, que permite la utilización eficiente de los recursos, tanto desde el punto de vista técnico como económico, requiere que se cumplan ciertas condiciones que permitan entregar calidad y confiabilidad de servicio. Así por ejemplo, se deben mantener constantes la tensión y la frecuencia del suministro, no deben existir armónicos de corrientes ni tensiones, además el factor de potencia (f.p.) de los consumos debe ser próximo a la unidad y, por último, idealmente las cargas deben permanecer equilibradas.

En la práctica, no obstante, existen dificultades para que se cumplan los requisitos señalados. La mayor parte de las cargas industriales tienen un factor de potencia en atraso, por lo tanto, absorben potencia reactiva, lo que se traduce en la necesidad de una corriente más elevada para proporcionar una potencia activa dada. Esto trae como consecuencia el requerimiento de aumentar, en un factor  $1/\cos \theta$ , la capacidad nominal de los equipos, en comparación al caso ideal de f.p.=1. Por otro lado, los elevados flujos de potencia reactiva en un sistema eléctrico de potencia, o más específicamente, las variaciones de aquella, son las principales responsables de las fluctuaciones de tensión. Las pérdidas de potencia también se ven afectadas ya que éstas aumentan con el factor  $1/\cos^2 \theta$  en relación al caso ideal. Por último, debido a la existencia de importantes cargas monofásicas, pueden llegar a aparecer fuertes desequilibrios, especialmente si no se adoptan ciertas precauciones de repartición de tales cargas.

Lo interesante es que, para los problemas comentados en el párrafo anterior, existen soluciones basadas en un mismo principio, cual es, el adecuado control de la potencia reactiva. Al respecto, además de los métodos y equipos usados tradicionalmente, existen las soluciones más modernas que implican el empleo de los compensadores estáticos de potencia reactiva (C.E.R.), los que representan importantes ventajas y posibilidades no disponibles en los métodos clásicos. Estos equipos estáticos han alcanzado un importante rol en diversas aplicaciones, gracias a una serie de adelantos tecnológicos.

Si bien es cierto que actualmente es posible encontrar información general sobre los distintos tipos de C.E.R. [1], es poco lo que se publica en materia de los métodos de control, que es lo que en definitiva le otorga las propiedades a dichos equipos. El control mediante computador [2] - [3] es particularmente atractivo, ya que posibilita gran flexibilidad, permitiendo cambiar fácilmente datos y parámetros y/o escoger la estrategia de control que se desee en un caso particular.

Sobre la base de lo planteado, es interesante presentar un enfoque teórico unificado de los distintos problemas planteados, así como de sus respectivas soluciones, en términos de control de potencia reactiva. Esto permitirá diseñar los algoritmos adecuados y darán base para la implementación de las distintas etapas de los equipos de control.

Existen diversas formas de expresar los requerimientos de compensación para el caso de alimentación balanceada (fuentes de tensión de secuencia positiva) y cargas sin neutro (ausencia de componentes de secuencia cero en las corrientes de línea). No obstante estas restricciones, los resultados son aplicables a muchos casos prácticos, en ciertos casos resultarán aproximaciones de situaciones reales, pero aceptables. Así, se tienen métodos basados en las admitancias, las componentes simé-

tricas de las corrientes de línea, las magnitudes de potencia y los valores instantáneos de las corrientes de línea [1] - [4], en que todas las variables mencionadas están asociadas a la carga que se desea compensar.

Se presentan a continuación los resultados conocidos, adaptados a una forma compacta, del método de las componentes simétricas de las corrientes de línea de la carga, por considerarse éste el más sistemático de los métodos conocidos. En estos resultados se sustenta el desarrollo posterior que conduce a las ecuaciones en las que se basa el método de control propuesto y consiguiente implementación de la interfaz necesaria.

Considerando la representación de la Figura 1, las susceptancias de cada rama del compensador están dadas por:

$$\begin{bmatrix} B_{ab}^Y \\ B_{bc}^Y \\ B_{ca}^Y \end{bmatrix} = \frac{1}{3V} \begin{bmatrix} -1 & \sqrt{3} & -1 \\ -1 & 0 & 2 \\ -1 & -\sqrt{3} & -1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \text{Im}(I_{a1}^1) - T \\ \text{Re}(I_{a2}^1) \\ \text{Im}(I_{a2}^1) \end{bmatrix} \quad (1)$$

Donde T es un término que depende del objetivo de la compensación y vale:

- a)  $T=0$  ; para equilibrar la carga con f.p.= 1.
- b)  $T=\text{tg } \theta \text{ Re}(I_{a1}^1)$  ; para equilibrar la carga con un f.p.=cos  $\theta$  cualquiera.
- c)  $T=(R_s/X_s)\text{Re}(I_{a1}^1)$  ; para equilibrar la carga con una regulación de tensión aproximadamente ideal.

El primer caso se obtiene imponiendo las condiciones:

$$\text{Re}(I_{a2}^1) = \text{Re}(I_{a2}^1 + I_{a2}^Y) = 0 \quad (2)$$

$$\text{Im}(I_{a2}^1) = \text{Im}(I_{a2}^1 + I_{a2}^Y) = 0 \quad (3)$$

$$\text{Im}(I_{a1}^1) = \text{Im}(I_{a1}^1 + I_{a1}^Y) = 0 \quad (4)$$

En el caso (b), la condición dada por la ecuación (4) se debe cambiar por:

$$\text{Im}(I_{a1}^1) = \text{Im}(I_{a1}^1 + I_{a1}^Y) = \text{tg } \theta \text{ Re}(I_{a1}^1 + I_{a1}^Y) \quad (5)$$

Por último, para el caso (c), se impone la condición que consiste en eliminar la componente de la caída de tensión que se encuentra en fase con la tensión de la red, lo que equivale a sustituir la ec. (4) por:

$$-(R_s/X_s) \text{Re}(I_{a1}^1) + \text{Im}(I_{a1}^1 + I_{a1}^Y) = 0 \quad (6)$$

En el punto 2 se presentan las ecuaciones generalizadas obtenidas a partir de las anteriores, llegándose a una forma más apropiada para los fines de control planteados más arriba. Lo que se busca, como principal ventaja sobre los resultados recién resumidos, es la simplicidad de la implementación requerida, evitando la innecesaria complejidad en la adquisición y procesamiento de los datos, inherentes al método de las componentes simétricas directo.

A continuación, en el punto 3, se señalan los aspectos que se deben tomar en cuenta para diseñar e implementar el sistema de control. Esto es, las consideraciones generales sobre la interfaz entre el computador y las etapas de potencia y del algoritmo en que se basarán los programas de control, aplicados al caso de un compensador del tipo RCT.

Finalmente, en el punto 4, se describe la interfaz desarrollada, cuyos objetivos son: medir las variables eléctricas requeridas, acondicionar las señales de entrada y, como consecuencia del procesamiento de las

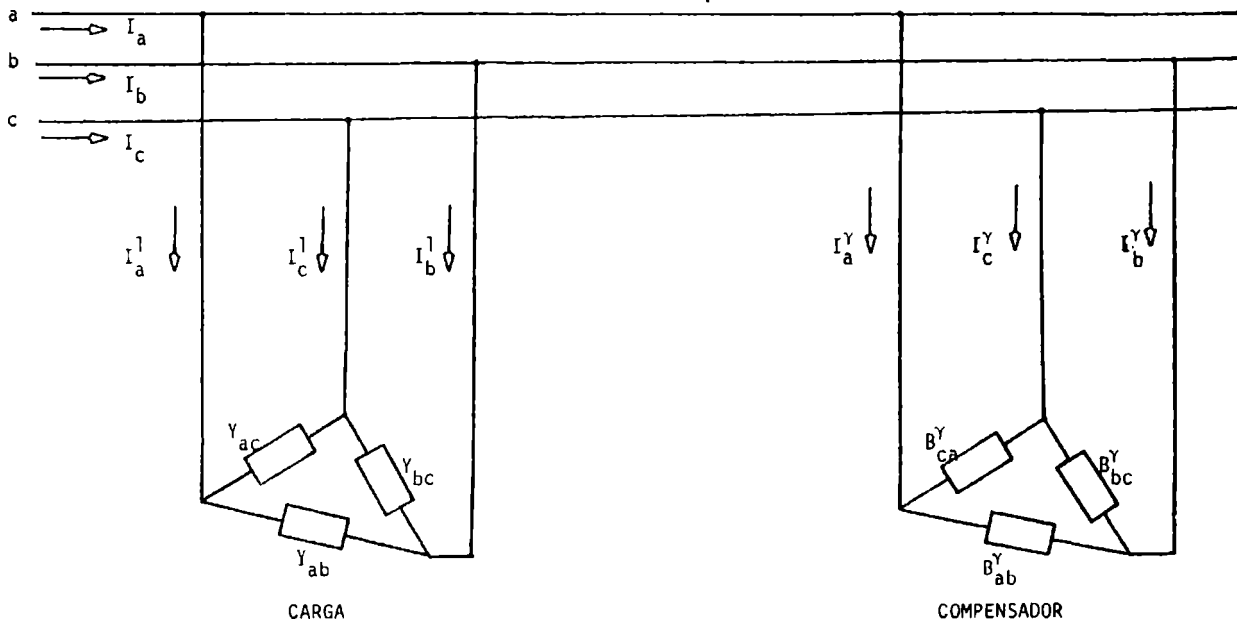


FIGURA 1. CIRCUITO EQUIVALENTE DE CARGA Y COMPENSADOR PARA EL ANALISIS DE COMPONENTES SIMÉTRICAS.

variables de acuerdo a las ecuaciones desarrolladas, proporcionar las señales de control (pulsos de disparo), en conformidad a los requerimientos de compensación específicos.

## 2. COMPENSACION EN FUNCION DE LAS CORRIENTES DE CARGA.

La ecuación (1) permite implementar un control directo con los objetivos descritos. No obstante, se requieren obtener las componentes de secuencia de las corrientes. Esto no sólo significa aumentar la complejidad por las etapas adicionales necesarias sino que, lo que puede ser más importante, genera atrasos en la respuesta del sistema ya que se requiere procesar las 3 corrientes de carga para obtener las componentes mencionadas. El desarrollo analítico que sigue reemplaza la manipulación de las señales, permitiendo obtener resultados de compensación directamente en función de valores instantáneos de las corrientes de carga.

Aplicando la transformación inversa de las componentes simétricas a los resultados anteriores, se llega a la siguiente ecuación generalizada para los requerimientos de compensación:

$$\begin{bmatrix} B_{ab}^Y \\ B_{bc}^Y \\ B_{ca}^Y \end{bmatrix} = \frac{1}{3V} \left\{ \operatorname{Im} \left( \begin{bmatrix} -1 & -a & a^2 \\ 1 & -a & -a^2 \\ -1 & a & -a^2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_a^1 \\ I_b^1 \\ I_c^1 \end{bmatrix} \right) + K \operatorname{Im} \left( \begin{bmatrix} 0 & a^2 & -a \\ 0 & a^2 & -a \\ 0 & a^2 & -a \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_a^1 \\ I_b^1 \\ I_c^1 \end{bmatrix} \right) \right\} \quad (7)$$

Donde K dependerá del caso que se trate, así:

$K = 0$  : para equilibrio y f.p. = 1

$K = \frac{\operatorname{tg} \phi}{\beta}$  : para equilibrio y f.p. =  $\cos \phi$  arbitrario

$K = \frac{1}{\sqrt{3}} \frac{R_s}{X_s}$  : para equilibrio y regulación de tensión

Por último, a partir de la ec. (7), y aplicando las siguientes propiedades:

$$\begin{aligned} \sqrt{2} \operatorname{Im} ( I_a^1 ) &= i_{a-a} \\ \sqrt{2} \operatorname{Im} ( a I_b^1 ) &= i_{b-b} \\ \sqrt{2} \operatorname{Im} ( a^2 I_c^1 ) &= i_{c-c} \\ \sqrt{2} \operatorname{Im} ( a^2 I_b^1 ) &= i_{b-c} \\ \sqrt{2} \operatorname{Im} ( a I_c^1 ) &= i_{c-b} \end{aligned} \quad (8)$$

Donde  $i_{x-y}$ , ( $x, y = a, b, c$ ) es el valor instantáneo de la corriente de línea de la carga en la fase x, en el cruce por cero ascendente de la tensión al neutro de la fase y. Se obtiene, finalmente, el siguiente resultado:

$$\begin{bmatrix} B_{ab}^Y \\ B_{bc}^Y \\ B_{ca}^Y \end{bmatrix} = \frac{1}{3\sqrt{2}V} \left\{ \begin{bmatrix} -1 & -1 & 1 \\ 1 & -1 & -1 \\ -1 & 1 & -1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{a-a} \\ i_{b-b} \\ i_{c-c} \end{bmatrix} + K \begin{bmatrix} 0 & 1 & -1 \\ 0 & 1 & -1 \\ 0 & 1 & -1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 \\ i_{b-c} \\ i_{c-b} \end{bmatrix} \right\} \quad (9)$$

Las diferentes ecuaciones que se derivan de (9), son extraordinariamente simples de implementar, ya que sólo se deben tomar 5 muestras de corrientes, y efectuar sumas ponderadas por constantes para llegar a determinar las susceptancias de compensación. En [5] se demostró la validez práctica de este método, al implementar un control directo con procesamiento analógico de las señales para compensar equilibrios y llevar el f.p. a la unidad. La influencia de armónicos de corriente, que se debe tener muy presente por la naturaleza del método, se puede eliminar con filtros apropiados que no provoquen retardos significativos [6].

## 3. ALCANCES PARA LA REALIZACION DE LOS CONTROLES DIRECTO Y REALIMENTADO.

La ec. (9) permite obtener los valores de cada una de las 3 susceptancias del compensador en función de magnitudes eléctricas. Si se utiliza un compensador estático del tipo reactor controlado por tiristores, por las ventajas que presenta, se deben determinar los ángulos de disparo de los tiristores para lograr las susceptancias requeridas. La ley de control de cada rama del compensador está dada por:

$$B_{xy}^Y (\alpha_{xy}) = B_c - B_r \frac{1}{\pi} \left[ 2(\pi - \alpha_{xy}) + \operatorname{sen} 2 \alpha_{xy} \right] \quad (10)$$

Donde

$B_c$  = Susceptancia del condensador fijo en cada rama

$B_r$  = Susceptancia máxima del RCT. en cada rama

$\alpha_{xy}$  = Angulo de disparo del RCT en la rama xy

Entonces, la secuencia de pasos que se debe realizar para lograr el control de tipo directo ("feed forward") implícito en la ec. (9) es:

- 1.- Obtener señales proporcionales a las corrientes instantáneas en las líneas de la carga y de la tensión en la red, mediante transformadores de corriente y potencial.
- 2.- Obtener las 5 muestras de corriente  $i_{x-y}$  señaladas en la ec. (8), mediante circuitos "Sample and Hold".
- 3.- Convertir la información analógica en digital e ingresar los valores al computador, mediante técnica de interrupción, convertidores análogo-digitales e interfaces apropiada.
- 4.- Calcular numéricamente las susceptancias  $B_{xy}^Y$ , aplicando la ec. (9).
- 5.- Determinar los 3 valores de  $\alpha_{xy}$  utilizando la ec. (10). En este punto es conveniente usar un arreglo de memoria (tabla de  $\alpha_{xy}$  versus  $B_{xy}^Y$ , precalculada).



6.- Generar los pulsos de disparo con retardos proporcionales a los valores numéricos de los ángulos de disparo. En estas etapas se deben tener pulsos de sincronismo o de referencia de cada una de las 3 tensiones del sistema.

Teóricamente el control directo es ideal, sin embargo, diversos factores prácticos limitan su efectividad, éstos son:

- Los errores de medición.
- Los errores del proceso de cálculo.
- Las variaciones de los parámetros del sistema.
- La rapidez limitada para obtener las mediciones y realizar los cálculos.
- El retardo de la respuesta del compensador (sólo se puede actuar una vez por cada medio ciclo).

Debido a lo anterior, es de interés considerar la posibilidad de complementar el control directo mediante la acción de un control realimentado, en particular para mejorar la regulación de tensión. La ecuación que entrega las tensiones en el sistema es:

$$|E|^2 = \left( |V| + \frac{R_s P_l + X_s Q_s}{|V|} \right)^2 + \left( \frac{X_s P_l + Q_s R_s}{|V|} \right)^2 \quad (11)$$

La compensación debe lograr que  $|V|=|E|$  o, en general,  $|V|=cte$ . De la ec.(11) se desprende que esto siempre es posible con un valor adecuado de potencia reactiva del compensador  $Q^V = Q_c - Q_l$ . El control realimentado permite obtener ese valor requerido sin tener que resolver la ec.(11), teniendo como limitación el compromiso entre la velocidad de respuesta y la estabilidad.

El control realimentado del tipo PID (proporcional-integral-derivativo), se debe efectuar mediante la señal de control siguiente:

$$S_{PID} = K_p V_e + K_I T \sum V_e + K_D \Delta V_e / T \quad (12)$$

Donde:

- $S_{PID}$  = Señal de control.
- $K_p, K_I, K_D$  = Ganancia proporcional, integral y derivativa.
- $V_e$  = Error actual de la tensión.
- $\sum V_e$  = Suma de errores de tensión.
- $\Delta V_e$  = Cambio del error desde el último muestreo.
- $T$  = Intervalo de muestreo.

La ec. (12) es muy simple de implementar, sólo se requerirá tomar muestras del error de tensión (en cada ciclo, por ejemplo).

La realización de un control mixto (directo y realimentado), es posible combinando los dos métodos descritos. En [7] se presenta esta alternativa implementada analógicamente para el control monofásico de un compensador utilizado con éxito en la reducción de fluctuaciones rápidas de tensión ("flicker").

#### 4. DESCRIPCIÓN DE LA INTERFAZ DE ENTRADA/SALIDA.

Como punto de partida del diseño de la interfaz de entrada/salida, se adoptan las conclusiones pertinentes del análisis teórico presentadas en el punto anterior. De éste se desprenden los requerimientos de señales

y su procesamiento para llevar a cabo las diversas estrategias de control. Se consideran como objetivos de la compensación: la regulación de tensión, la corrección del factor de potencia y el equilibrio de cargas. Son tomados en cuenta los modos de control directo y realimentado, estando la mayor parte de las etapas construídas, relacionadas con los requerimientos del control directo, debido al mayor número de variables involucradas.

Los aspectos más destacables de la implementación son la toma de muestras apropiadas de corriente y tensión, su acondicionamiento, la conversión analógica/digital y el uso de técnicas de interrupción para mantener el necesario sincronismo entre las variables físicas y el proceso de adquisición de datos del sistema eléctrico.

El software desarrollado corresponde al manejo de las etapas de entrada/salida y fue realizado en lenguaje ensamblador. Queda pendiente para un próximo trabajo, el programa de control propiamente tal, que haga uso de las ecuaciones desarrolladas y de la interfaz descritas en el presente trabajo.

En la Figura 2 se muestra el diagrama de la interfaz construída. Se toman muestras de las tensiones y corrientes de las 3 fases (T/P, T/C), señales que son filtradas (F) para evitar la influencia de armónicos y/o ruidos. De las 3 tensiones se obtienen pulsos en sus cruces por cero (D.C.C.), los que permiten retener periódicamente los 5 valores instantáneos de corriente requeridos por la ec.(9), mediante circuitos "sample and hold" (S/H). Paralelamente, las 3 tensiones alternas son enviadas a convertidores (CA/CC) basados en el método de la doble integración, evitando la inercia del método clásico de rectificación y filtrado. Lo recién descrito constituye todo el acondicionamiento analógico de las señales, cuyas resultantes (8 señales actualizadas en cada ciclo) son ingresadas a las entradas análogas multiplexadas del convertidor A/D (DAC 0809).

El procesamiento de los datos, en su fase digital, es efectuado por un microcomputador basado en un microprocesador 6502, usando software editor-ensamblador disponible para el desarrollo de la aplicación.

El centro de control del proceso digital lo constituye el circuito integrado "interfaz adaptador de periféricos" (PIA 6520) una de cuyas puertas (PA) es programada como entrada. Esta puerta recibe como datos los pulsos de los detectores de cruce por cero (D.C.C.), procesados por una lógica que permite identificar a qué fase corresponde actualizar los datos en una interrupción dada. La lógica mencionada, proporciona además la señal de control CA1 para habilitar interrupciones (IRQ) que atienden la activación del proceso de conversión realizado por el convertidor A/D.

La PIA procesa una segunda señal de control de interrupciones (CB1) que se usa para indicar el fin de conversión y que proviene del convertidor A/D (EOC). De esta forma se tienen interrupciones anidadas, con lo que es posible aprovechar al máximo el tiempo de procesamiento, ya que el microcomputador puede usar el tiempo de conversión (100 micro seg.) para continuar los cálculos del programa principal de control, esto en cada una de las 8 conversiones por ciclo.

El resultado de los cálculos basados en las ecs. (9), (10) y (12) son los valores de los ángulos de disparo para los tiristores del reactor controlado. Estos son suministrados numéricamente, escalados convenientemente en magnitud, por el microcomputador a través del bus de datos hacia el temporizador de intervalos programables (PIT 8253). Este dispositivo es el que en defini-

va proporciona los pulsos de disparo con los ángulos de fase requeridos.

Otro dispositivo esencial del sistema es el decodificador (DEC 74138), que permite definir las direcciones y seleccionar por el programa: la PIA (y0 - CS), el convertidor D/A (y1 - ALE) y el temporizador programable (y2 - CS). Esta decodificación, unida a la técnica de memoria mapeada, permite al programa acceder convenientemente tales dispositivos.

El software desarrollado permite para la etapa de entrada: programar la PIA, identificar y priorizar las interrupciones (sub-programa de consulta a periféricos o polling), atender las interrupciones de requerimiento y fin de conversión e ingresar los datos convertidos. Para la etapa de salida, el software permite programar el temporizador y enviar los datos de ángulos de disparo al registro contador del temporizador.

- [2] G.Gueth y otros; "Individual Phase Control of a Static Compensator for Load Compensation and Voltage Balancing and Regulation", Trans. IEEE. Vol. PWRS-2, N 6, pp 898-905, nov. 1987.
- [3] P.T.Ho, S.K.Tso; "Software Control of Static Reactive Current Compensators", Proc. IEE, Vol.135-C, N 6, 1988.
- [4] L.Gyugyi, R.A.Otto, T.H.Putman; "Principles and Application of Static, Thyristor Controlled Shunt Compensators", Trans.IEEE, Vol.PAS-97, N 5, Sep/oct. 1978.
- [5] L.D.Ramirez; "Compensación Estática de Reactivos y Desequilibrios en Sistemas de Energía Eléctrica", memoria de Título, Universidad de Tarapacá, Arica, 1988.
- [6] J.E.Benavides; "Reducao de Fluctuacoes de Tensao por Compensacao Reativa Usando R.C.T.", Tesis, Universidad Estatal de Campinas, Brasil, 1986.
- [7] J.E.Benavides, S.M.Deckmann; "Compensador Reactivo de Fluctuaciones de Tensión con Reactor Controlado por Tiristores", VII Congreso Chileno de Ing. Eléc. 1987.
- [8] E.M.Duarte; "Diseño de Interfaz para Control por Com-

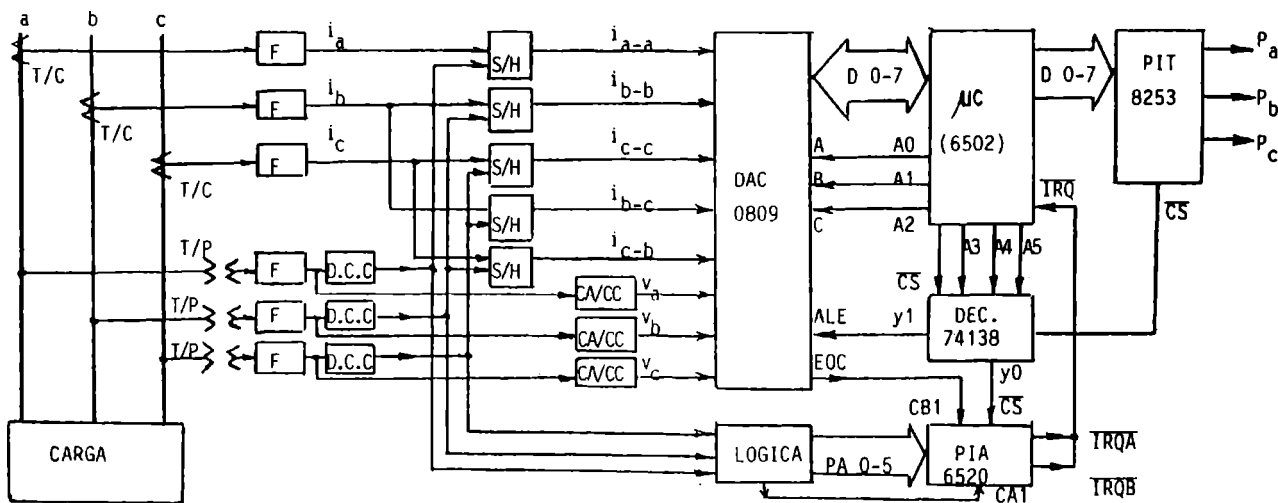


FIGURA 2. DIAGRAMA GENERAL DE LA INTERFAZ DE ENTRADA/SALIDA PARA EL CONTROL DEL COMPENSADOR ESTÁTICO.

## 6. CONCLUSIONES.

Con el análisis teórico presentado, se obtuvo un conjunto de ecuaciones que proporcionan los valores requeridos de las susceptancias de compensación. Estas ecuaciones son aplicables para mejorar el f.p., equilibrar cargas y mejorar la regulación de tensión. Las ecuaciones logradas son muy simples de implementar y requieren la medición de variables de fácil acceso. Constituyen la base del control de tipo directo por computador.

De los comentarios sobre la realización del control directo, se concluye en la descripción de las etapas requeridas y la secuencia de pasos que se deben efectuar. También se considera la posibilidad de agregar control del tipo realimentado, particularmente para mejorar el comportamiento del compensador en el problema de regulación.

Sobre la base de los resultados expuestos, se diseñó y construyó una interfaz de entrada/salida que permite realizar las acciones de medición y control mediante un microcomputador. Esta interfaz fue comprobada, cumpliendo adecuadamente las funciones previstas. Se está desarrollando actualmente el programa de control propiamente tal, que hace uso de la interfaz presentada.

## REFERENCIAS.

- [1] T.J.E. Miller; "Reactive Power Control in Electric Systems", New York; John Wiley and Sons, 1982.

2.15.5.

putador de un Compensador de Potencia Reactiva", Memoria de Título, Universidad de Tarapacá, 1990.

## BIOGRAFIAS.

JORGE E. BENAVIDES S. Recibió el Título de Ingeniero Civil Eléctrico de la Universidad Técnica del Estado en 1977 y el Grado de Master en Ingeniería Eléctrica de la Universidad Estatal de Campinas-Brasil en 1986. Actualmente es Académico de la Sección Potencia del Departamento de Electrónica en la Universidad de Tarapacá, Arica.

BERNARDO O. BARRAZA S. Recibió el Título de Ingeniero de Ejecución en Electrónica de la Universidad del Norte en 1973. Realizó estudios de especialización en Dinamarca los años 1976-77 y obtuvo el Grado de Master en Ingeniería Eléctrica, Mención Automatización en la Universidad Estatal de Campinas-Brasil en 1985. Es Académico de la Sección Control Automático en la Universidad de Tarapacá, Arica.

ANA P. CORTES D. Realizó sus estudios de Ingeniería Civil Eléctrica en la Universidad de Tarapacá, Arica. Obtuvo el Título en 1990, al concluir su memoria en tema relativo a compensadores estáticos, apoyado por la empresa CODELCO-CHILE, División El Teniente.

ERIK M. DUARTE B. Recibió el Título de Ingeniero de Ejecución Eléctrico de la Universidad del Norte en 1983. Obtuvo posteriormente el Título de Ingeniero Civil Eléctrico de la Universidad de Tarapacá en 1990. Su último tema de título se relacionó con el diseño y construcción de una interfaz para el control de compensadores estáticos.

# RESTRICCIONES DE SEGURIDAD ESTÁTICA EN LA OPERACIÓN ECONÓMICA DE SISTEMAS ELÉCTRICOS DE POTENCIA

Oriol Tucas A. - Oscar Moya A.  
Departamento de Ingeniería Eléctrica, Universidad de Chile  
Av. Tupper 2007 - Santiago

## RESUMEN

Con el fin de aliviar sobrecargas de equipos en sistemas eléctricos de potencia ante probables variaciones topológicas en la red, se plantea un control preventivo de seguridad que usa la reorientación de la generación. Se presenta un método de programación cuadrática que minimiza el costo de operación más la ponderación de un grupo de funciones de sobrecargas en las líneas, derivadas de la ocurrencia de un igual grupo de contingencias.

Con el método planteado se encuentra un nuevo perfil de operación que se obtiene de una función objetivo que considera el costo de operación y la función de seguridad. Como consecuencia de este nuevo perfil de operación se derivan los flujos óptimos de potencia o "restricciones de seguridad" en todos los equipos, los cuales permiten un adecuado trabajo preventivo de los mismos.

La simulación en una versión simplificada del sistema interconectado central, muestra una buena efectividad para reducir el flujo por las ramas con sobrecarga y una precisión adecuada en el modelamiento del problema.

Se analizan las funciones de costo de operación, una función de las sobrecargas en todos los equipos de la red y una función compuesta que considera costo y sobrecarga a la vez.

STATIC SECURITY CONSTRAINTS IN THE ECONOMIC OPERATION OF POWER SYSTEMS

## ABSTRACT

In order to reduce overloads on power system equipment caused by eventual topological changes, a preventive security control method is presented. Quadratic programming is used to minimize operation cost plus a weighted set of overloads derived from a group of branch outages.

A new operating profile is found by applying the proposed method with an objective function which includes operating cost and a security function. As a consequence a set of optimal power flows or "security constraints" for all equipment elements is obtained, which provide a suitable preventive condition.

Simulation of a simplified version of the central interconnected system shows a good

effectiveness to reduce flow on overloaded branches and a satisfactory accuracy in problem modelling.

Analysis of operating cost function, overload function and a composed function of both cost and overload is performed.

## 1.- Introducción

Un Sistema Eléctrico de Potencia debe operar tomando en cuenta las restricciones de las variables operacionales, asociadas a características nominales de equipos, a la calidad de la potencia eléctrica entregada, y a características de operación permanentes y estables.

Los costos de generación suben, si ello lleva asociado una cierta SEGURIDAD en la continuidad y calidad. La empresa que genera y distribuye la energía eléctrica debe velar por el cumplimiento de esos requerimientos, protegiendo sus equipos de demandas excesivas y manteniendo una operación permanente y estable del conjunto de unidades generadoras, ante una red de transmisión y consumo siempre cambiante.

El análisis de seguridad de servicio de un sistema eléctrico consiste en juzgar si éste será o no seguro, satisfaciendo o no las restricciones impuestas al verse sometido a alguna contingencia [3]. Existen condicionamientos técnicos y económicos que sólo permiten lograr niveles de seguridad limitados; en realidad la seguridad de servicio tiene un costo y debe considerarse que requiere una auténtica disposición a pagar por ella. Las caídas totales de servicio o pérdida de suministro han sido buenos ejemplos de la vulnerabilidad de las redes eléctricas y de sus perjudiciales consecuencias.

El análisis de seguridad permanente puede entregar sus diagnósticos en forma cualitativa [1], clasificando estados de operación o, en forma cuantitativa, a través de índices o medidas de seguridad de carácter probabilístico o determinístico [3]. De no existir problemas, el análisis se orienta a la seguridad transitoria y a la dinámica, buscando posibles inestabilidades.

El análisis de este trabajo se refiere a un método de control preventivo de seguridad estática, fuera de línea, consistente en determinar niveles de generación apropiados para que el sistema soporte en mejor forma perturbaciones derivadas de la eventual salida de servicio

de equipos.

## 2.- Objetivos

Este trabajo considera el aspecto permanente para efectos de lograr un control preventivo, donde se debe encontrar las RESTRICCIONES DE SEGURIDAD ESTÁTICA o flujos óptimos de carga en líneas de transmisión y transformadores. La comparación con los flujos de potencia reales da una idea de cuán seguro es el sistema eléctrico en un momento dado.

## 3.- Método de Optimización

Para plantear el problema se requieren los siguientes antecedentes:

- Topología del sistema.
- Conjunto de contingencias y probabilidad de ocurrencia asociada.
- Punto de operación.
- Generadores de control.
- Costo de operación térmica del sistema.
- Límites operacionales en la generación.
- Capacidad térmica o límites de carga por estabilidad en las líneas de transmisión y transformadores.

En estudios a realizar fuera de línea se debe minimizar una función objetivo que considera el costo de operación del sistema y, una ponderación de todas las sobrecargas (ramas sobrecargadas) producto de las R contingencias (ponderadas por  $p_j$ , probabilidad de ocurrencia). Es decir, se unen por vez primera en la misma función objetivo, el costo de operación y la seguridad del sistema.

$$F_{\text{objetivo}} = F_{\text{costo}} + \phi \cdot F_{\text{seguridad}} \quad [\text{US\$}] \quad (1)$$

con

$$F_{\text{costo}} = \sum_{g=1}^{NG} (a_g + b_g P_g + d_g P_g^2) \quad [\text{US\$}] \quad (2)$$

$$F_{\text{seguridad}} = \sum_{r=1}^R p_r \sum_{j=1}^T \lambda_j W \lambda_j \quad [\text{MW}^2] \quad (3)$$

en que  $\lambda_j$  es un vector columna cuyos elementos son evaluados en cada una de las ramas sobrecargadas.

$$\lambda_{jk} = (P_{k\text{max}} - P_{jko}) - \sum_{i=1}^{NG} a_{ji} \Delta P_{gi} \quad (4)$$

$a_g, b_g, d_g$ : coeficientes del costo de operación térmica.

$\phi$  : peso de la suma de las sobrecargas cuadráticas, ante la ocurrencia de todas las contingencias, con respecto a la operación térmica evaluado en el punto único de operación inicial (corresponde a un costo marginal de la seguridad con respecto a la operación del sistema).

Como no hay antecedentes con respecto a esta definición se elige  $\phi$  de tal

forma que el costo de operación y las funciones de seguridad cuadráticas pesen lo mismo.

$\Delta P_{gi}$  : variación de generación en nodo i.

$a_{ji}$  : Factor de distribución de la generación i sobre flujo en rama j (5).

$P_{jko}$  : Flujo inicial de la rama k ante la contingencia j.

W : matriz de peso de las líneas sobrecargadas. Se utiliza la matriz unitaria si las ramas del sistema tienen la misma importancia.

La función objetivo está sujeta a las restricciones de abastecimiento de la demanda, rangos de operación de las unidades generadoras (variables de control) y límites máximos permisibles de flujos de potencia activa por las ramas no sobrecargadas. Estas restricciones corresponden al caso inicial sin contingencias puesto que estas últimas están consideradas en la función objetivo. Lo anterior se escribe:

$$NG \quad \sum_{g=1} P_{gi} = P_d + P_L \quad (5)$$

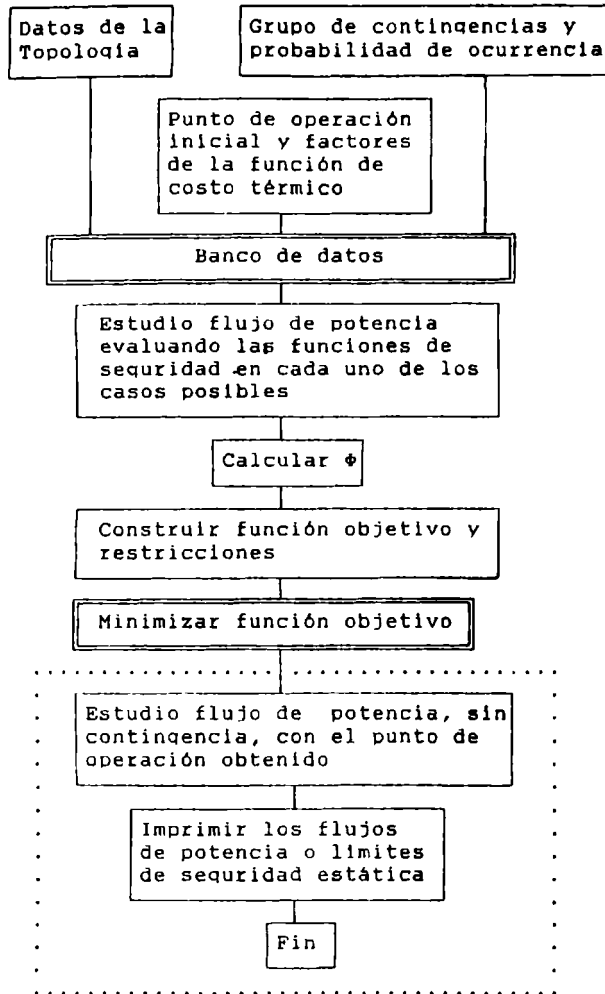
$$P_{g\text{min}} \leq P_{gi} \leq P_{g\text{max}} \quad (6)$$

$$P_{jko} + \sum a_{ji} \Delta P_{gi} \leq P_{k\text{max}} \quad (7)$$

$P_L$  : pérdidas totales de potencia activa.

$P_d$  : potencia activa demandada por la barra d.

DIAGRAMA DE FLUJO



4.- Modelo de Estudio

La versión del sistema interconectado central chileno corresponde a un modelo de 37 barras y 64 ramas (4). La diferencia con respecto a otros estudios de seguridad, es la consideración de un set de contingencias las cuales fueron obtenidas de una jerarquización (3), a las que se le asocia una cierta probabilidad de ocurrencia.

Solamente se toma la componente de potencia activa derivada del método de flujos de potencia de Newton Raphson.

Se consideran los siguientes casos en forma simultánea:

- La probabilidad de ocurrencia de todas las contingencias es la misma ya que no hay razón a priori de que una contingencia pese más que otra ( $p_j = 1$ ). El valor de la probabilidad de ocurrencia de las contingencias es un dato y depende del período de estudio considerado aunque para efectos de este trabajo se eligieron arbitrariamente. El grupo de contingencias

seleccionado en ambos sistemas, se obtuvo de una jerarquización en base a las sobrecargas que producían. La probabilidad de ocurrencia asociada a cada contingencia fue escogida al azar.

- Las variables de control corresponden a los generadores con capacidad de regulación (centrales hidráulicas de embalse y las térmicas).
  - El caso base sin contingencias no presenta sobrecargas. El costo de operación debería ser el mínimo aunque no hay restricciones al respecto porque el método considera tan sólo un punto de partida en torno al cual se optimizará.
- i) El modelo usado cuenta con 28 nudos de carga, 4 centrales hidráulicas de pasada (Antuco, Abanico, Machicura e Isla no entran en la optimización), 4 centrales hidráulicas con capacidad de regulación (Cipreses, Rapel, Colbún y El Toro) y 1 central térmica (Ventanas).

ii) Demanda distribuida = 1502 MW.

Al utilizar menos variables de control en la generación (sólo las centrales con capacidad de regulación), se estrechan los resultados. Este factor de las centrales a considerar como variables de control debe ser consecuente con el hecho de que nudos poseen capacidad de modificar su potencia activa entregada durante el período considerado.

Para un estado de carga total de 1502 MW se realizó la optimización de la función Fobjetivo considerando las contingencias que provocan sobrecargas en otros equipos del sistema. El punto de operación inicial arbitrario se compara con el punto de operación óptimo en cuanto a niveles de generación en la Tabla 1.

TABLA 1. PERFILES DE GENERACION

Centrales	E. Inicial MW	E. Optimo MW	E. Económico MW
Ventanas	290	338	338
Cipreses	80	99	99
Rapel	280	215	161
Colbún	355	400	400
El Toro	163	115	168

A fin de probar la calidad de la solución obtenida, se simuló un conjunto de contingencias separadamente en el punto de operación inicial del sistema, obteniéndose los resultados de la Tabla 2, donde se incluyen los equipos supuestos que salen de servicio en cada caso, la probabilidad atribuida a la contingencia, el límite de flujo, la carga obtenida en la rama y el valor de sobrecarga.

Luego, se indica en la Tabla 3, análogos resultados evaluados ahora en el punto de operación optimizado. De la comparación es posible observar una drástica reducción de sobrecargas en algunas ramas y leves aumentos en otras. Las variaciones obtenidas se resumen en la Tabla 4.

## MODELO DEL SISTEMA INTERCONECTADO CHILENO VERSION DE 37 BARRAS

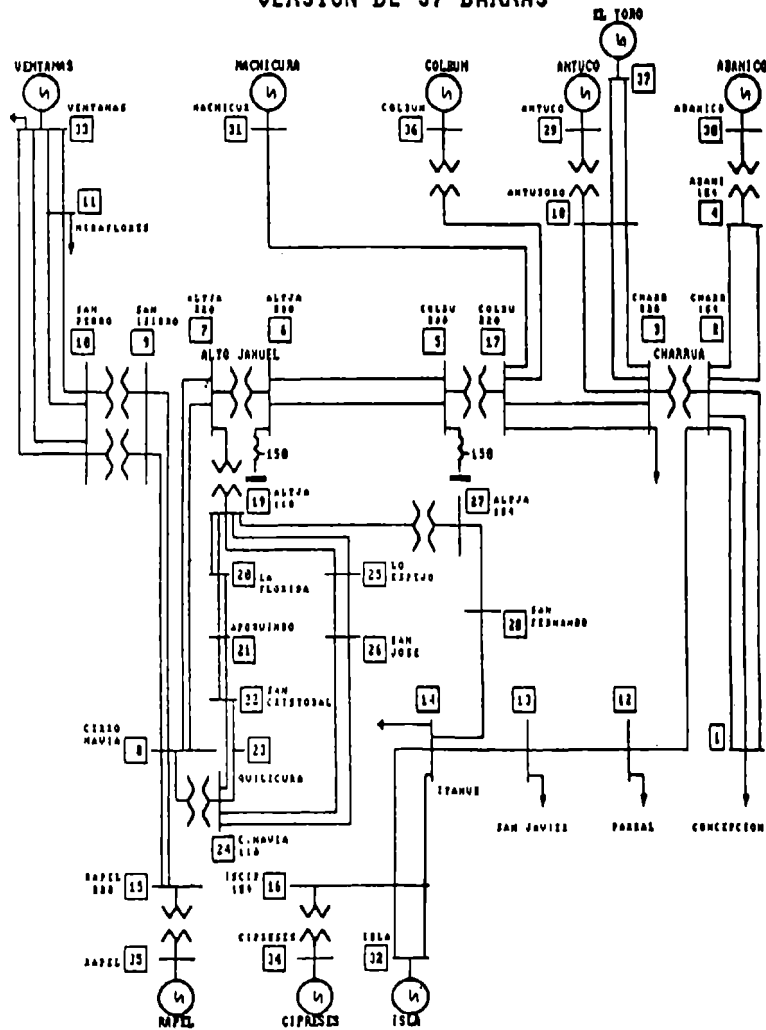


TABLA 2. SOBRECARGAS EN SISTEMA DE 37 BARRAS

SALIDA DE EQUIPOS	pb %	c.s. BI-BF	LIMITE CARGA MW	SOBREC. CARGA MW	SOBREC. MW
-	50				
8 - 15	30	8-15	187.5	280.0	92.5
19 - 20	30	19-20	86.9	134.6	47.7
3 - 18(2c)	20	3-18	252	368.7	116.7
8 - 15 y 22 - 23	10	8-15	187.5	280.0	92.5
		19-20	86.9	92.3	5.4
		19-20	86.9	92.3	5.4
		22-24	83	95.8	12.8

Se muestran los estados de carga, sin y con contingencias, en los circuitos sobrecargados luego de realizar la optimización. El valor de  $\phi$  es 0.35 ( $U\$/W^2$ ).

TABLA 3. SOBRECARGAS OPTIMIZADAS

SALIDA EQUIPOS	CIRC. LIM. BI-BF	LIM. MW	$\phi = \frac{U}{W}$ Objetivo CARGA MW	SOBREC. MW
-	16-34	99	99.4	0.4
8 - 15	8-15	187.5	215.4	27.9
	16-34	99	99.4	0.4
19 - 20	19-20	86.9	135.6	48.7
	16-34	99	99.4	0.4
3-18 (2c)	3-18	252.0	319.0	67.0
	16-34	99	99.4	0.4
8 - 15 y 22 - 23	8-15	187.5	215.4	27.9
	19-20	86.9	92.7	5.8
	19-20	86.9	92.7	5.8
	16-34	99	99.4	0.4
	22-24	83.0	95.0	12.0

Originalmente se tenía 373 MW de sobrecargas totales, las cuales se redujeron a 197 MW distribuidos. De hecho en la topología sin contingencias se produce una sobrecarga de 0.4 MW en transformador CIPRESES-ISCIP154.

TABLA 4. VARIACION DE SOBRECARGAS

SALIDA DE EQUIPO	EQUIPO CON SOBRECARGA	VARIACION OBSERVADA ( SOLO MAYOR A 1% )
BI - BF	BI - BF	%
8 - 15(1)	8 - 15(2)	49 A 15
19 - 20(1)	19 - 20(2)	55 A 56
3-18(1 Y 2)	3 - 18(3)	46 A 26.7
8-15(1) Y 22-23	8 - 15(2)	49 A 15

Además, aparecen como resultados del ejemplo las siguientes consideraciones:

- Mantener los flujos de carga en las líneas ISCIP154-CIPRESES y MACHICUR-COLBU220 en sus límites térmicos, de 99 y 81 Megawatts respectivamente, de modo de disminuir algunos flujos de potencia activa por otras ramas.
- Aumentar el flujo de carga en las siguientes líneas de doble circuito:

TABLA 5. LIMITES DE SEGURIDAD ESTATICA

LINEA	FLUJO INICIAL ( MW )	FLUJO OPTIMO ( MW )
BI - BF		
MIRAFLORES-SN PEDRO	7	14
SNISIDRO-CERRONAV	2	20
ISCIP154-ITAHUE	65	84
SN PEDRO-SNISIDRO	49	72

TABLA 6. FUNCIONES EVALUADAS

FUNCIONES	INICIAL	ECONOMICO	COMPUESTO
Sum. Sobrec. [MW]	373	204	197
Fcosto [kUS\$]	2 407	1 471	1 878
Fseguridad [MW <sup>2</sup> ]	6 854	17 719	1 943
Fobjetivo [kUS\$]	4 814	5 285	2 561

En el método presentado se combinan los aspectos económico y de seguridad. Se observa una reducción importante de sobrecarga en algunas ramas para casos de contingencia, lo que eventualmente permitiría soportar la respectiva situación durante un tiempo más prolongado que en el punto de operación inicial. Esto determina la menor probabilidad de operación de protecciones por sobrecarga y un mayor margen de tiempo para tomar acciones que compensen la contingencia, con lo cual el nivel de seguridad es más alto.

El método descrito establece en forma indirecta las restricciones de seguridad estática al definir niveles óptimos de flujos activos para el punto de operación (demanda y topología) dado. El mismo proceso actualizado periódicamente permitirá redefinir los niveles de flujo y generación que conducen a una mejor respuesta ante la ocurrencia de contingencias.

El costo de la seguridad se puede evaluar considerando una variación marginal de ésta en

la dirección del punto mínimo de operación. Se tiene entonces una forma de cuantificar la seguridad y de evaluar su costo en alternativas de operación del sistema.

En el punto de operación empleado en el ejemplo, se puede comparar los siguientes valores de costo de operación con tres criterios de optimización:

Mínimo costo	:	US\$ 1 471
Máxima seguridad	:	US\$ 1 880
Mínima función compuesta	:	US\$ 1 878

#### 5.- Tiempos de procesamiento

El tiempo ocupado es de aproximadamente 300 segundos. El considerar funciones objetivas de tipo cuadrático tiene la ventaja, si se compara con las funciones de tipo lineal, de mejorar la precisión del método. Es decir, es posible disminuir las sobrecargas a exactamente los límites, por las líneas sobrecargadas, preestablecidos. La desventaja es que el tiempo de CPU en el MAINFRAME es entre cinco o seis veces superior a la programación lineal [5], lo cual se debe a la complejidad del método de programación cuadrática [7]. El método cuadrático tiende a entregar una asignación de la generación más distribuido que otros métodos.

#### 6.- Conclusiones

El desarrollo del método de optimización se ha ilustrado con los valores de flujos de carga resultantes para algunas contingencias simuladas. Se demostró que se puede mejorar el estado resultante de sobrecargas si ocurriera cualquiera de las contingencias preseleccionadas.

Se debe aqrejar que las centrales hidráulicas de embalse permiten mejorar más la seguridad que las centrales térmicas debido a los grados de libertad adicionales que presenta su operación. Es decir, se pueden lograr mejoras de la seguridad incluso sin modificar el costo de operación ya que para este aspecto basta satisfacer la restricción de energía diaria.

Hay aspectos no determinísticos que considerar en este trabajo de seguridad como lo son la "elección" de las contingencias a estudiar (las cuales producen sobrecargas en los equipos de sistema) y la probabilidad de ocurrencia de las mismas durante el periodo de estudio. Además, como se trata de un estudio de la economía y seguridad, se debe decidir la ponderación de ambos aspectos. En principio, si no hay estadística del sistema eléctrico considerado se suiere usar la experiencia de los operadores o bien, realizar una jerarquización de contingencias (de hecho esto fue lo que se realizó en este trabajo) para seleccionar las más severas que provoquen violaciones a la seguridad. También se suiere ponderar con el mismo peso al costo de operación y a la seguridad del sistema. Esto permite evaluar por primera vez el costo de la seguridad en US\$ ya que el método permite comparar alternativas de distinta seguridad y costos.

Con el método encontrado, para hacer un control preventivo de la seguridad, se logra un mejor aprovechamiento de las líneas del sistema, es decir, se consigue que los equipos compartan más equitativamente la transmisión de la carga requerida. Así se evitan los sobreesfuerzos de algunas líneas ante condiciones adversas de ocurrencia de contingencias. Este último aspecto permitiría establecer una estrategia para la planeación de sistemas en el sentido de justificar la adición de nuevos equipos.

El aporte que entrega este trabajo, es que se indica una metodología clara y sencilla para determinar las restricciones de seguridad de la operación de un sistema. Estas restricciones dependen básicamente del nivel de demanda del sistema y, ellas se hacen más severas al aumentar ésta.

Por otra parte, se presenta una forma de cuantificar la seguridad en términos de costo equivalente de operación, con lo cual es posible comparar eventualmente alternativas diversas para asignar la generación activa entre las centrales del sistema.

#### Referencias

- [1] Dy Liacco, T.E.: Real-time Computer Control of Power Systems, Proc. of the IEEE, vol. 62, Nº 7, July 1974.
- [2] O. Tucas, "Restricciones de Seguridad Estática en la Operación Económica de Sistemas Eléctricos de Potencia", Memoria para optar al Título de Ingeniero Civil Electricista, Enero de 1989.
- [3] Alamos, A. : Jerarquización de Contingencias en Sistemas de Potencia. Memoria para optar al Título de Ingeniero Civil Electricista. Santiago, Chile, U. de Chile. 1983.
- [4] ENDESA : Producción y Consumo de Energía en Chile. Apuntes Oficina de Información y Control de Resultados de Explotación ODIC, 1986.
- [5] Moya, O. & Tucas, O. & Vargas, L.: Control de Desprendimiento de Carga En Sistemas Eléctricos. III Congreso Latinoamericano de Automática & VIII Congreso de la Asociación Chilena de Control Automático, Noviembre 1988.
- [6] Isoda, H. & Y. Sato: "On line Load Dispatching Control with Security Constraints at the Tohoku Electric Power Company". IEEE Trans., vol. PAS-104, Nº 6, June 1985.
- [7] Murtaqh, B. & Saunders, M.: MINOS/AUGMENTED USER'S MANUAL. Systems Optimization Laboratory Department of Operations Research, Stanford University, Technical Report 77-9, February 1977, and Technical Report Sol 80-14, June 1980.
- [8] Quintana, V.H.: Métodos Numéricos para Análisis de Sistemas Eléctricos de Potencia. Apuntes Curso Departamento de Ingeniería Eléctrica, Universidad de Chile, Noviembre 1987.

#### ANEXO 1

#### ANÁLISIS DE CONTINGENCIAS

A pesar que otros investigadores como Alfredo Alamos [3] y Víctor Quintana [8] han propuesto diversos métodos de cálculo, aquí no se usó la técnica de esparsidad, sino que por el tamaño del modelo utilizado, se usó sólo el método de Choleski [8] para almacenar las matrices de flujo.

El programa, desarrollado para microcomputador compatible IBM [2], gracias al cual se pudo seleccionar un set de contingencias de un conjunto muy grande de ellas, tiene las siguientes características:

- a) Calcula flujos de carga y hace un control de la potencia inyectada en las barras de generación. Además chequea los niveles de tensión en las barras de carga, y compara los flujos de potencia activa por los equipos resultantes con un límite definido previamente.
- b) Calcula un índice de sobrecarga dado por la suma en p.u. de los cocientes entre los flujos de potencia activa resultantes, y el límite operacional respectivo. Esto permite comparar diferentes estados de operación.
- c) Los estados de operación que se analizan son:
  - sin contingencias.
  - retiro de una línea de transmisión.
  - retiro de un transformador de poder.
  - retiro de generación en una barra.
  - retiro de una línea o transformador, y la generación total ligada a una barra.
  - retiro de dos líneas de transmisión, dos transformadores de poder o bien una línea y un transformador.
  - retiro parcial de carga en una o varias barras.

#### BIOGRAFIA AUTORES

Oriol Tucas Albarracín ; Ayudante de Investigación en Sistemas Eléctricos de Potencia desde 1986 a 1988. Se tituló de Ingeniero Civil Electricista en 1989 en la U. de Chile. Se ha desempeñado como Inq. de Proyectos en empresas CIDCOM S.A. (Telefonía Celular) y JACUZZI (CHILE) S.A.. Su área de interés profesional es operación de sistemas eléctricos.

Oscar Moya A.: Se tituló de Ingeniero Civil Electricista en 1968 en la U. de Chile y obtuvo el grado de Ph. D. en la U. de Londres en 1976. Es investigador principal del grupo Sistemas Eléctricos de Potencia de la U. de Chile desde 1974. Su área de interés profesional es control de sistemas eléctricos de potencia en transmisión y distribución.



M. ARIAS A.

H. SANHUEZA H.

C. LATORRE V.

Departamento de Ingeniería Eléctrica  
Universidad de Santiago de Chile  
Casilla 10233 - Santiago

## RESUMEN

Este trabajo contiene una revisión de los conceptos básicos del problema de observabilidad en Sistemas Eléctricos de Potencia. Se describen también los principales enfoques, topológico y numérico, a partir de los cuales se han derivado los diversos algoritmos para análisis de observabilidad. Se mencionan algunas ventajas y desventajas de cada enfoque y se indican algunos aspectos que pueden ser mejorados.

## ABSTRACT

This paper presents a review of fundamental concepts of the observability power system problem. Besides, the main approaches to solve this problem, namely, topological and numerical, from which several algorithms for observability analysis have been developed, are described. Advantages and disadvantages of each approach are pointed out. Some topics that can be improved are mentioned.

## 1. INTRODUCCION

El concepto de observabilidad en Sistemas Eléctricos de Potencia (SEP), está relacionado con la cantidad y distribución de las medidas realizadas en un SEP para fines de Estimación de Estado. Más concretamente, se dice que un SEP es observable si el conjunto de datos disponibles en un instante dado permite determinar completamente el estado estimado de operación. En caso contrario el SEP es no-observable. Realizar un estudio de observabilidad consiste entonces, en verificar si se cumplen las condiciones mínimas que permitan realizar la estimación del estado de operación, en base a una determinada configuración de puntos de medición de las variables del SEP.

La influencia de la cantidad y distribución de los puntos de medición en la efectividad de la estimación de estado fue identificada desde el inicio de los estudios del problema de estimación en SEP [1]. Sin embargo, el problema de observabilidad recibe una dedicación formal sólo a partir de 1975 [2,3]. Los primeros enfoques fueron basados en la teoría clásica de sistemas lineales, que se mostró poco efectiva en su aplicación práctica. Otros métodos, basados en principios de topología, fueron propuestos posteriormente. Una contribución importante al análisis de observabilidad en redes eléctricas, basado en métodos topológicos, fue publicada en 1980 [4]. Posteriormente esta idea fue extendida [5 - 8], permitiendo establecer la mayoría de los conceptos básicos asociados al problema de observabilidad en

Sistemas Eléctricos de Potencia.

Un nuevo enfoque del problema de observabilidad en un SEP, basado en algunas propiedades detectadas al realizar la factorización triangular de la matriz de un estimador que utiliza el método de los mínimos cuadrados ponderados, fue propuesto en 1985 [9,10]. La aplicación de este enfoque ha sido extendida a otros métodos de estimación, con algunas modificaciones para adaptarlos a los algoritmos correspondientes [11 - 15, entre otros].

Los conceptos básicos del problema de observabilidad en un SEP y su aplicación a través de los métodos topológicos y numéricos, empleados para análisis de observabilidad, son definidos y analizados en el desarrollo del presente trabajo.

## 2. REVISION DE CONCEPTOS BASICOS

### Importancia

Realizar estudios de observabilidad tiene importancia en las siguientes situaciones:

- Para estudios de proyectos de sistemas de medición, orientados a definir un conjunto de puntos de medición que garanticen la obtención de una estimación confiable del vector de estado, aún en caso que algunas medidas se pierdan por fallas en el sistema de telemedición durante la operación del SEP, o por eliminación de algunos datos calificados como erróneos durante el proceso de validación posterior a la estimación.

Durante la operación en tiempo real del SEP, ya que sus resultados permiten saber anticipadamente si se cumplen las condiciones básicas para realizar la etapa de estimación. Si estas condiciones no se cumplen, se pueden cambiar oportunamente los procedimientos de cálculo de la estimación.

### Objetivos

Tanto en estudios de proyectos de sistemas de medición como en aplicaciones en tiempo real, se identifican los siguientes objetivos del análisis de observabilidad:

1. Determinar si la red eléctrica es observable con la configuración actual de medidas realizadas en el SEP. Si esto es posible, se dice que el sistema es globalmente observable. Cuando la estimación no se puede realizar, se dice que el sistema de medición es deficiente y

surgen los siguientes aspectos de interés:

2. Identificar las islas observables, es decir, las partes de la red en las cuales se puede estimar el estado de operación usando sólo las medidas disponibles (SEP parcialmente observable), en caso contrario;
3. Determinar puntos de medición adicionales (pseudomedidas), en los cuales es posible usar registros históricos o previstos de tensión, flujos o inyección de potencia de forma que, al agregarlos a las medidas disponibles, se pueda recuperar la observabilidad global del SEP.

#### Definiciones

Los conceptos más específicos de observabilidad topológica, algebraica y numérica, fueron introducidos por Krumpholtz, Clemente y Davis [4] en 1980, y están contenidos en las siguientes definiciones:

**Observabilidad Topológica:** Una red eléctrica es topológicamente observable si existe un árbol generador observable del gráfico de la red con respecto a un conjunto de medidas disponibles.

**Observabilidad Algebraica:** Se dice que una red eléctrica es observable desde el punto de vista algebraico, si la matriz Jacobiana del modelo de medición linealizado del estimador, tiene rango igual a la dimensión del vector de estado.

**Observabilidad Numérica:** Una red eléctrica es numéricamente observable si la estimación del vector de estado puede ser realizada por un proceso de solución iterativo, considerando un estado inicial igual a 1,0 pu. para los módulos de tensiones y 0,0 rad. para los ángulos.

La observabilidad numérica implica observabilidad algebraica y ésta implica observabilidad topológica. Sin embargo, la implicancia recíproca no es necesariamente verdadera. Efectivamente, una red topológicamente observable puede resultar no observable desde el punto de vista algebraico para una combinación particular de los parámetros de la red. De manera similar, una red algebraicamente observable puede resultar numéricamente no-observable por mal condicionamiento de las matrices usadas por el algoritmo de estimación.

Otro concepto importante, introducido en 1981 por el mismo grupo de investigadores mencionado anteriormente [5], es el de medida crítica. La efectividad del estimador de estado se apoya en el procesamiento de datos redundantes del SEP, esto es, mayor número de datos que de variables a ser estimadas. Cuando esto se cumple en el sentido general, se habla de redundancia global, propiedad que resulta insuficiente para garantizar un resultado confiable del estimador. En efecto, pueden presentarse situaciones de elevada redundancia global que sin embargo caractericen un sistema de medición deficiente. Para asegurar un buen resultado del estimador se debe verificar además, un grado aceptable de

redundancia local (entre 2 y 3), esto es, el número de puntos de medición asociados a una determinada variable de estado, debe ser mayor que uno. En este contexto se define el siguiente concepto:

**Medidas críticas:** son aquellas medidas que al ser retiradas del conjunto disponible, comprometen la observabilidad global del SEP. En otras palabras; se puede decir que una medida es crítica cuando la redundancia local, con respecto a una determinada variable, es exactamente igual a la unidad. Como consecuencia de esto, se verifica que la diferencia entre el valor medido y estimado (residuo) de una medida crítica es nulo, independientemente de la magnitud y ponderación de esta medida. La identificación de eventuales medidas críticas es, por lo tanto, otro resultado importante del análisis de observabilidad, ya que no existen otras medidas redundantes que permitan evaluar la calidad (exactitud) de las medidas críticas. En consecuencia, no es posible identificar errores significativos contenidos en medidas críticas.

Derivado del concepto de medida crítica se ha definido el concepto de conjunto de medidas críticas (dos o más medidas críticas). Así por ejemplo, se dice que dos medidas son críticas cuando la eliminación de cualquiera de ellas transforma en crítica la medida restante.

#### Modelo de medición

Las informaciones relevantes para realizar análisis de observabilidad, son la topología de la red, la identificación de los puntos de medición y del tipo de medidas realizadas en el sistema eléctrico supervisado y en algunos casos, dependiendo del método utilizado para el análisis, también intervienen los parámetros de la red. Una combinación de estas informaciones está contenida en la matriz Jacobiana del modelo de medición linealizado desacoplado ( $H_p$  y  $H_q$ ), que relaciona las variables medidas con las variables a ser estimadas, a través de las siguientes ecuaciones:

$$Z_p = H_p \theta + e_p \quad (1)$$

$$Z_q = H_q v + e_q \quad (2)$$

Donde:

$Z_p$  : Vector formado por las medidas de flujo e inyección de potencia activa.

$Z_q$  : Vector formado por las medidas de flujo e inyección de potencia reactiva y por las medidas de módulo de tensión.

$H_p, H_q$  : Matriz Jacobiana de la parte activa y reactiva respectivamente

$\theta, v$  : Vectores de estado a ser estimados (ángulo y módulo de las tensiones de barras del SEP)

$e_p, e_q$  : Incertezas asociadas a los errores de medición de las partes activa y reactiva, respectivamente.

Como las medidas de flujo y de inyección de potencia son normalmente realizadas en pares, las matrices  $H_p$  y  $H_q$  presentan una estructura similar. Las pequeñas diferencias son introducidas por la ausencia de la columna correspondiente a la barra de referencia angular en la matriz  $H_q$ . Por lo tanto, para simplificar se considerará solamente una matriz  $H$ .

La estructura de la matriz  $H$  está determinada por la topología de la red y por las medidas realizadas, de modo que cada línea depende del tipo de medida, como se describe a continuación:

- a) Si la  $i$ -ésima línea de  $H$  ( $li(H)$ ) representa a una medida de inyección de potencia, realizada en la barra ( $k$ ), interconectada con las barras ( $m$ ), ( $p$ ) y ( $q$ ), entonces sus elementos no-nulos serán:

$$li(H) = \begin{bmatrix} & (k) & (m) & (p) & (q) \\ \dots & x & \dots & x & \dots & x & \dots & x & \dots \end{bmatrix} \quad (3)$$

- b) Si la  $i$ -ésima línea de  $H$  corresponde a una medida de flujo de potencia en la línea de transmisión conectada entre barras ( $k$ )-( $r$ ), sus elementos no-nulos serán:

$$li(H) = \begin{bmatrix} & (k) & (r) \\ \dots & x & \dots & x & \dots \end{bmatrix} \quad (4)$$

- c) Si la  $i$ -ésima línea de  $H$  corresponde a una medida de tensión en el nudo ( $k$ ), entonces su elemento no-nulo será:

$$li(H) = \begin{bmatrix} & (k) \\ \dots & x & \dots \end{bmatrix} \quad (5)$$

### 3. ENFOQUES PARA ANALISIS DE OBSERVABILIDAD

Como se mencionó anteriormente, el problema de observabilidad en SEP ha sido estudiado usando diversos enfoques que pueden ser clasificados como: métodos topológicos y métodos numéricos. Las bases teóricas que los sustentan son revisadas a continuación:

#### MÉTODOS TOPOLOGICOS

Bajo el enfoque topológico, el problema de observabilidad es generalmente formulado separadamente para la parte activa (problema P- $\theta$ ) y para la parte reactiva (problema Q-V) de un modelo de medición linealizado desacoplado, ya que en general no se verifica simetría entre las medidas activas y reactivas, debido principalmente a las medidas de módulo de tensión, que intervienen en la parte reactiva y no tienen similitud con las medidas activas. Para aplicar un algoritmo común en ambos casos, se utiliza un artificio que consiste en transformar las medidas de tensión en medidas de flujo reactivo a través de líneas ficticias de susceptancia unitaria, conectadas entre la barra donde se mide la tensión y la barra de referencia [5]. En la práctica, sin embargo, los sistemas de medición se implementan de forma que las medidas de inyección y de flujo de potencia son tomadas en pares activo/reactivo, por lo tanto,

las conclusiones sobre la observabilidad del problema P- $\theta$  pueden ser extrapoladas para la observabilidad del problema Q-V, considerando que en este último caso, existen medidas de tensión adicionales que refuerzan la observabilidad de la parte reactiva.

#### Condiciones para observabilidad topológica

El gráfico de una red asociado a un SEP, se define como un gráfico cuyos nudos corresponden a las barras del SEP y cuyas ramas corresponden a las líneas de transmisión, similar a la representación del diagrama unilíneal del sistema. Así, en la práctica, un punto de medición se puede asociar a una rama "r" del gráfico de la red cuando:

- Se trata de una medida de flujo de potencia en una línea de transmisión del SEP que corresponde a la rama "r".
- Se trata de una medida de inyección de potencia en una de las barras terminales de la línea de transmisión que corresponde a la rama "r".

Se dice entonces que una red eléctrica es topológicamente observable con respecto a un conjunto de medidas si es posible definir una asociación de las medidas con cada una de las ramas del gráfico de la red, de modo que no existan dos ramas del gráfico asociadas a la misma medida. Se puede concluir que existe una correspondencia biunívoca entre el conjunto de ramas del gráfico y un subconjunto de medidas, cuyo número de elementos es igual al número de ramas. En el caso de medidas de flujo, esta correspondencia es claramente identificada. Por el contrario, una medida de inyección realizada en una determinada barra puede ser asociada a cualquier rama incidente al nudo correspondiente a dicha barra, configurando el principal problema para determinar la observabilidad topológica.

Estudiar el problema de observabilidad por métodos topológicos implica, en último término, aplicar algún método que permita determinar indirectamente el rango de la matriz Jacobiana del modelo de medición linealizado. Esto significa que hay una estrecha relación entre la existencia de un árbol generador observable del gráfico de la red con respecto al conjunto de medidas y el rango de la matriz Jacobiana. Esta relación fue establecida y probada por Krumpholz, Clemente y Davis [4] en los siguientes Teoremas:

- Si un SEP es algebraicamente observable, con respecto a un determinado conjunto de medidas, entonces también es topológicamente observable.
- Sea un SEP topológicamente observable con respecto a un conjunto de medidas. Si los vectores correspondientes a las impedancias series de las líneas de transmisión del SEP no tienen sus extremos sobre una determinada superficie de dimensión  $n-1$ , entonces el sistema es algebraicamente observable.

El segundo teorema no afirma que la

observabilidad topológica implique, en general, observabilidad algebraica. Puntualiza, sin embargo, que la excepción se produce cuando ocurre una combinación muy particular de los valores de las impedancias de las líneas de transmisión del SEP, de ocurrencia improbable en la práctica.

#### Procedimientos de solución

Combinando los conceptos aquí resumidos, la mayoría de los algoritmos para análisis de observabilidad topológica encontrados en la literatura utilizan un conjunto de reglas heurísticas, o bien métodos combinatorios, orientados a encontrar un árbol generador observable formado a partir de las ramas en las cuales existe medida asociada. En general, estos algoritmos se resumen en los siguientes pasos:

- a) Se consideran primero las medidas de flujo para construir uno o más árboles del gráfico, a partir de las ramas observables (ramas con medida asociada). Si se obtiene un único árbol generador observable (conjunto de ramas que conectan todos los nudos, pero no forman caminos cerrados), entonces el SEP es observable.
- b) Si después del procesamiento de las medidas de flujo se mantienen algunas ramas no-observables, se procesan las medidas de inyección de manera que cada medida de inyección sea asociada a una única rama aún no incorporada al árbol de la red, sin formar caminos cerrados. Si no es posible encontrar un árbol generador observable, el sistema es no-observable. Las ramas procesadas determinan, en este caso, las partes observables (islas observables) de la red.

Por último, se puede decir que la diferencia entre los algoritmos para observabilidad topológica está básicamente en la forma de determinar el árbol generador observable. Es necesario indicar también que los resultados de los métodos topológicos son conservativos, relativamente complicados en su aplicación y totalmente independientes del algoritmo utilizado para estimar el estado de operación del SEP.

#### MÉTODOS NUMÉRICOS

Estos métodos se basan en la relación que existe entre los grados de libertad de las ecuaciones del estimador de estado y la generación de pivotes nulos durante el proceso de factorización de matrices involucradas en la solución numérica del problema de estimación. A diferencia de los métodos topológicos, en este enfoque el problema de observabilidad se resuelve paralelamente a algunas etapas del estimador de estado, de manera que parte de los algoritmos pueden ser comunes. Además de las informaciones requeridas por los algoritmos topológicos, son ahora incorporados los parámetros de la red.

La teoría de observabilidad que sustenta estos métodos fue desarrollada por Monticelli y Wu [8,9] en 1985 en función de su aplicación al estimador de estado por ecuaciones normales. De acuerdo a esta teoría, es posi-

ble desarrollar métodos para evaluar tanto la observabilidad algebraica como topológica. En los párrafos siguientes, se intenta resumir los conceptos relevantes de esta formulación.

Para propósitos de observabilidad basada en métodos topológicos un resultado parcial importante consiste en establecer si existe un árbol generador del gráfico de la red, en el que cada rama tenga una medida asociada. La magnitud de estas medidas no es de interés en este tipo de análisis, por tal razón, tratando de simplificar el modelo matemático y de facilitar los cálculos cuando se trata exclusivamente de análisis de la observabilidad por métodos numéricos, todas las reactivancias de las líneas pueden ser consideradas hipotéticamente de valor unitario. La consideración de los errores de medición también resulta irrelevante para efectos de observabilidad, ya que en esta etapa no interesa calcular el valor estimado de las variables del SEP. Lo que realmente interesa es discriminar entre magnitudes de flujos igual y diferentes de cero en las ramas del gráfico de la red. Tomando en consideración estas observaciones, la formulación matemática para el modelo de medición linealizado y para las ecuaciones que permiten el cálculo de flujos en las ramas del gráfico, es:

$$z = Hx \quad (6)$$

$$f = A^*x \quad (7)$$

La matriz  $H$  se obtiene en la forma descrita por las ecuaciones (3), (4) y (5), según el tipo de medidas, considerando reactivancias unitarias para todos los parámetros de la red;  $A$  es la matriz de incidencia no reducida de la red;  $z$  representa las magnitudes medidas;  $x$  representa al vector de estado (ángulos o magnitudes de tensión, según el caso); y  $f$  representa el vector de flujos.

La esencia de esta teoría fue establecida en la siguiente definición:

"Se dice que una red es observable si, para todo vector  $x$  tal que  $Hx = 0$ , implica que  $A^*x = 0$ . Cualquier estado  $x^*$  que no satisface esta condición es llamado un estado no-observable. Para un estado no-observable  $x^*$ , sea  $f^* = A^*x^*$ , entonces si  $f_i^* = 0$ , la rama  $i$ -ésima correspondiente es no-observable".

En base a los conceptos de esta definición y de un conjunto de cinco teoremas, que se encuentran en la citada referencia, se proponen algoritmos para análisis de observabilidad, derivados de los siguientes resultados:

- Estados no-observables, son un conjunto de soluciones no-triviales de  $Hx = 0$  para las cuales  $A^*x = 0$ .

Mediante un procedimiento iterativo de remoción de las ramas no-observables, correspondientes a estados no-observables, se pueden obtener las islas observables de la red.

- Para recuperar la observabilidad global

de una red no-observable; mediante la utilización de pseudomedidas, y evitar contaminar la estimación en las islas observables, es necesario usar un conjunto no redundante de pseudomedidas. Esto se puede lograr también con un procedimiento iterativo, agregando una pseudomedida en cada iteración hasta recuperar la observabilidad global de la red.

#### 4. VENTAJAS Y DESVENTAJAS

En general, como una característica común a los dos enfoques para análisis del problema de observabilidad en SEP, se puede decir que son efectivos en la mayoría de los casos, entregando resultados que permiten evaluar la observabilidad global del SEP, identificar islas observables o definir puntos de medición adicionales para recuperar artificialmente la observabilidad del sistema, según sea el caso.

Entre las ventajas particulares de los métodos topológicos se puede mencionar la rapidez, resultado de utilizar solamente información sobre la topología del SEP y sobre la configuración de los puntos de medición, evitando el empleo de cálculos en punto flotante. Por su rapidez, también pueden ser usados en aplicaciones en tiempo real. El inconveniente en estos casos, es la necesidad de incorporar rutinas adicionales al estimador, ya que el software para observabilidad topológica es completamente diferente de la solución del estimador de estado propiamente dicho. Por último, como una desventaja importante de los métodos topológicos, se indica que en algunos casos pueden entregar resultados falsos, en el sentido que sistemas topológicamente observables pueden ser no-observables en la práctica, al incorporar los valores numéricos de los parámetros de las medidas y el proceso de solución iterativo del estimador.

Por otro lado, en los estudios de observabilidad numérica se puede utilizar también las matrices  $H_p$  y  $H_q$  del modelo de medición linealizado desacoplado, en vez de la matriz  $H$  empleada en este trabajo para describir los fundamentos del método. En forma aún más precisa, es posible usar la matriz Jacobiana del modelo linealizado, evaluada en cada iteración del estimador, o mejor aún, se puede usar la misma matriz utilizada por el método particular de estimación, cuando los datos reales del SEP son incorporados. La teoría de observabilidad numérica permite, por último, unificar el análisis con el enfoque topológico al utilizar reactancias y ponderaciones unitarias para los parámetros y magnitudes medidas.

#### 5. CONCLUSIONES

Los conceptos básicos relativos al problema de observabilidad en Sistemas de Potencia y su aplicación, de acuerdo a los enfoques topológico y numérico, han sido revisados en el presente trabajo. Al comparar estos métodos se observan ventajas relativas que los hacen igualmente atractivos para aplicaciones prácticas. Sin embargo, surgen algunas cualidades de los métodos numéricos

que los hacen convenientes para aplicaciones en tiempo real, aún cuando la identificación de medidas críticas resulta complicada y requiere computación adicional.

Algunas publicaciones recientes [16-20], proponen diversas formas de abordar la observabilidad en un SEP. En particular destaca el trabajo de Crainic y otros [20], publicado en Noviembre de 1990, que introduce el concepto de consistencia del sistema de medición, orientado principalmente a estudios de proyectos. Este concepto puede ser interpretado como la capacidad del sistema de medición de aceptar la pérdida de algunas medidas, sin perder la observabilidad global del SEP. Para evaluarlo, se definen coeficientes de consistencia del sistema de medición frente a contingencias de medidas y/o topología de la red. Diversos aspectos, apuntados por Monticelli, Quintana, Wollenberg, y otros [21], derivados de este trabajo, colocan en evidencia la necesidad de profundizar en esta línea de investigación.

En rigor, se puede afirmar que, además de las informaciones mencionadas en este trabajo, la observabilidad numérica de un SEP depende también del punto de operación inicial considerado para el proceso de estimación, del método empleado para resolver las ecuaciones de recurrencia del estimador y finalmente, de las características del computador utilizado. Pero esto equivale a obtener el resultado del estimador, sobrepasando la definición básica del problema de observabilidad. Por lo tanto, los esfuerzos en esta área serán probablemente orientados a perfeccionar los métodos de análisis de observabilidad existentes, especialmente para la identificación oportuna de medidas críticas e incorporación de pseudomedidas sin afectar la redundancia de las medidas disponibles. Eventualmente será necesario desarrollar nuevos métodos que permitan considerar, en forma simple y clara, todos los aspectos relativos al problema de observabilidad.

#### REFERENCIAS

- [1] F.C.Schwepe, J.Wildes, and D.P.Rom, "Power System Static State Estimation", Parts I, II and III, IEEE Trans on PAS, pp. 120-135, Jan.1970.
- [2] E.E. Jetzer and P.M.Anderson, "Observability in the State Estimation of Power Systems", IEEE Trans on Pas, pp.1981-1988, Nov/Dec 1975.
- [3] K.A.Clements and B.F. Wollenberg, "An Algorithm for Observability Determination in Power System State Estimation". IEEE PES Summer Meeting, San Francisco, California, 1975.
- [4] G.R.Krumpholz, K.A.Clements, and P.W.Davis, "Power System Observability: A Practical Algorithm Using Network Topology" IEEE Trans. on PAS, pp.1534-1542, July/Aug.1980.
- [5] K.A.Clements, G.R.Krumpholz, and P.W.Davis, "Power System State Estimation Residual Analysis: An Algorithm Using Network

Topology", IEEE Trans. on PAS, pp.1779-1787, April 1981.

[6] K.A.Clements, G.R.Krumpholz, and P.W.Davis, "Power System State Estimation with Measurement Deficiency: An algorithm that Determines the Maximal Observable Subnetwork", IEEE Trans. on PAS, pp 3044-3052, Sept.1982.

[7] K.A.Clements, G.R.Krumpholz, and P.W.Davis, "Power System State Estimation with Measurement Deficiency: An Observability/Measurement Placement Algorithm" IEEE Trans. on PAS, pp 2012-2020, July 1983.

[8] V.H.Quintana, A.Simoes-Costa, and A.Mandel, "Power System Observability Using a Direct Graph-Theoretic Approach", IEEE Trans. on PAS, pp 617-626, March 1982.

[9] A.Monticelli, and F.Wu, "Network Observability: Theory" IEEE Trans. on PAS, pp 1042-1048, May 1985.

[10] A.Monticelli, and F.Wu, "Network Observability: Identification of Observable Islands and Measurement Placement" IEEE Trans. on PAS, pp 1035-1041, May 1985.

[11] A.Monticelli, and F.Wu, "Observability Analysis for Ortoogonal Transformation Based State Estimation" IEEE Trans. on P.S., pp 201-208, Feb. 1986.

[12] F.Wu, W.Lin, L.Holton, A.Ejelsvik, and S.Aam, "Observability Analysis and Bad Data Procesing for State Estimation Using Hachtel's Argumented Matrix Method" IEEE Trans. on P.S., pp 604-611, May. 1988.

[13] F.Wu, W.Lin, and S.Lum "Observability Analysis and Bad Data Procesing for State Estimation with Equality Constraints" IEEE Trans. on P.S., pp 541-548, May. 1988.

[14] M.Arias y D.M Falcao, "Estudios de Observabilidad en Redes Eléctricas para Estimadores de Estado Usando Programación Lineal" Conferencia Latinoamericana IEEE LATINCON '88, Argentina, Abril 1988

[15] M.Arias y D.M Falcao, "Power Network Observability Analysis Using Row Echelow Forms" IFAC International Symposium on Power Systems and Power Plant Control, Seoul, Korea, Aug. 1989.

[16] A.Bargiela, M.R.Irving, and M.J.H Sterling: "Observability Determination in Power System State Estimation Using a Network Flow Technique", IEEE Trans. on P.S., pp. 108-114, May. 1986.

[17] I.W.Slutsker, and J.M.Scudder: "Network Observability Analysis Trough Measurement Jacobian Matrix Reduction", IEEE Trans. on P.S., pp. 331-338, May. 1987.

[18] G.C Contaxis, and G.N.Korres: "A Reduced Model for Power System Observability Analysis and Restoration", IEEE Trans. on P.S., pp. 1411-1417, Nov. 1988.

[19] R.L.Chen: "A Fast Integer Algorithm for Observability Analysis Using Network Topology", IEEE Trans. on P.S., pp. 1001-1009, August, 1990.

[20] E.D. Crainic, H.P. Horisberger, X.D. Do, and D.Mukhedkar: "Power Network Observability: The Assessment of the Measurement System Strength", IEEE Trans. on P.S., pp. 1267-1285, Nov. 1990.

[21] A.Monticelli, V.H.Quintana, B.F.Wollenberg, H.Banakar, and R.Pourajah, Th.Van Cutsem, and M.Favella: Discusión de referencia [21]

---

**Miguel Arias Albornoz**, Ing. Civil Electricista (1980), Universidad de Santiago de Chile (USACH), M.Sc. (1987) y D.Sc. (1990), Universidad Federal de Rio de Janeiro, Brasil. Profesor del Depto. de Ingeniería Eléctrica, USACH. Areas de interés: Análisis, Supervisión y Control de Sistemas Eléctricos de Potencia.

**Hernán Sanhueza Hardy**, Ing. Civil Electricista (1961), Universidad Técnica del Estado (actual USACH), M.Eng. (1969), Universidad de Toronto, Canadá. Profesor del Depto. de Ingeniería Eléctrica, USACH. Areas de interés: Análisis, Supervisión y Control de Sistemas Eléctricos de Potencia.

**Carlos Latorre Valladares**, Ing. Civil Electricista (1979), Universidad Técnica del Estado (actual USACH), actualmente realizando estudios de Magister en la Universidad de Chile. Profesor del Depto. de Ingeniería Eléctrica, USACH. Areas de interés: Sistemas Eléctricos de Potencia.

**FLUJO DE POTENCIA EN COMPONENTES DE SECUENCIA PARA SISTEMAS  
ELECTRICOS TRIFASICOS CON DESBALANCES EN LAS CARGAS**

E. Lopez P.    S. Torres I.    J. Henríquez G.    J. Bustos O. (\*)

Departamento de Ingeniería Eléctrica Casilla 53-C Concepción

Universidad de Concepción    Universidad Técnica F.S.M. (\*)

**Resumen**

En esta publicación se propone un modelo de flujo de potencia (FP), desarrollado en componentes de secuencia, para cierta gama de redes eléctricas con desbalance en las cargas. Los resultados obtenidos al implementar el algoritmo de solución se contrastan con aquellos entregados por un flujo de potencia trifásico (FPT) en variables reales.

La principal contribución electrotécnica, de este trabajo, tiene que ver con la innovación de un modelo para la carga en componentes de Fortescue.

Desde un punto de vista informático, una de las ventajas evidenciadas por el empleo de las componentes de secuencia, frente al uso de variables reales, es la notable reducción de los requerimientos computacionales. Se destaca, además, la simplicidad de los modelos utilizados tanto para cada uno de los elementos como para la red y la mejora en las características de convergencia.

**1. Introducción**

Desde hace ya prácticamente, dos décadas numerosos investigadores se han consagrado a la elaboración de modelos de FPT orientados tanto a sistemas de distribución como de transmisión.

Según el sistema a analizar se ha propuesto el método de solución más adecuado considerando como factores determinantes las características de convergencia, requerimientos de almacenamiento, confiabilidad y tiempo de CPU. Así, para sistemas de transmisión se han elaborado FPT Newtonianos con diversas variantes (1), (2), (3). La condicionante de estos métodos es que necesitan un adecuado proceso de partida y de un gran almacenamiento para la matriz Jacobiana. Para reducir las dificultades computacionales, que resultan del sistema lineal, estos métodos hacen uso de técnicas de factorización que aprovechan las propiedades físico-matemáticas expresadas a través de matrices ralas.

La búsqueda de técnicas para el cálculo de las condiciones de operación en régimen permanente de sistemas eléctricos de distribución que consideren, por una parte, las características particulares de la topología, cargas desbalanceadas, líneas de resistencia comparable a la reactancia, etc; y por otra parte, lograr mejorar aspectos que guardan relación con el "Hardware" como el tiempo de CPU y los requerimientos de almacenamiento en memoria, conducen a nuevos

algoritmos especializados. El Método Escalonado (4), orientado a topologías radiales, tiene como desventaja preponderante el hecho de que necesita de sub-iteraciones, para los sub-alimentadores, acompañadas por dificultades en la convergencia en sistemas sometidos a sobrecargas. Otras herramientas utilizadas para el análisis del FPT dirigidos a sistemas radiales son: Suma de Corrientes y Suma de Potencias (5) las cuales, al ser evaluadas en una misma red bajo condiciones normales de demanda, presentan características análogas en cuanto a la convergencia pero difieren en ésta, y sólo el último método converge, cuando el sistema es sometido a condiciones de carga mayores que la normal. Otro modelo de FPT, propuesto en la literatura especializada (6), se basa en el proceso iterativo de Gauss-Seidel vía matriz admitancia de barra bifactorizada. Con esto se logra una reducción de los requerimientos de almacenamiento y razones de convergencia parecidas a las encontradas al utilizar Newton Raphson. Los autores de esa contribución vislumbran la posibilidad de la aplicación de componentes simétricas. Sin embargo, dicha alternativa la descartan frente a las asimetrías topológicas de los sistemas. Aunque esta afirmación es en general correcta, en particular y como se demuestra más adelante, existe una amplia gama de aplicaciones donde la explotación práctica de la transformación de Fortescue en FPT es extremadamente útil. Todos estos métodos están, convenientemente, desarrollados en variables reales, dada la naturaleza intrínsecamente asimétrica de los componentes del sistema eléctrico. Sin embargo, ¿qué grado de asimetrías es atribuible a las líneas? Esta interrogante nos llevó a observar, a través de un FPT, las variables de régimen permanente en cierto tipos de redes aéreas considerando la asimetría de las líneas y contrastando los resultados con los de un FPT que utilizó un modelo equivalente transpuesto de líneas. El estudio anterior, como se detalla en el capítulo de aplicaciones, arrojó la siguiente conclusión: en todos los casos simulados no se observó una diferencia mayor al 3% como producto de la asimetría topológica. Así entonces, desde un punto de vista práctico el FP en componentes de secuencia, para estos casos, puede suponer una configuración de línea equivalente simétrica y mantener el desbalance de la carga. Puesto que actualmente un número importante de compañías eléctricas realizan sus estudios de flujos de potencia sobre la base de un análisis monofásico (cargas balanceadas y simetría en los componentes); un modelo que no está restringido a la simetría de la demanda constituye un logro práctico significativo, particularmente en ambientes PC-compatibles.

Consecuentemente, este trabajo explora la alternativa que presentan las componentes de secuencia en la modelación y solución de un FP orientado a las redes trifásicas de potencia con desbalance en las cargas. Dicha transformación puede entenderse básicamente como una técnica de diagonalización matricial.

Dentro de los componentes de un sistema eléctrico, a excepción de las líneas, cables y cargas, todos presentan simetrías en su composición. Por lo que éstos se modelan, adecuadamente, a través de sus impedancias de secuencia. Tales impedancias contienen toda la información que se necesita para analizar el comportamiento desbalanceado en estado estacionario. De esta manera, para cada uno de estos componentes, se logran modelos desacoplados; entendiéndose en este sentido que el voltaje de cierta secuencia depende exclusivamente del parámetro y corriente de su secuencia respectiva.

Por otro lado, no es posible garantizar un modelo de carga simétrico ya que ésta no depende directamente del sistema sino de variables externas. Si bien las empresas eléctricas hacen esfuerzos en mantener el máximo equilibrio entre los consumos, existen situaciones en que esto no es posible lograrlo. Es el caso de cargas monofásicas, bifásicas y eventuales situaciones de emergencia de pérdida de carga en una o dos fases de un consumo trifásico. Lo anterior no hace recomendable el uso de flujos de carga monofásicos en sistemas trifásicos.

La situación planteada por la carga, en el sentido de encontrar un modelo desacoplado en variables de secuencia, requiere una reflexión especial. Nos adelantaremos, sin perjuicio de lo discutido anteriormente, diciendo que la carga no permite un modelo desacoplado en componentes simétricas, (Anexo B).

## 2. Modelación de los Componentes.

### 2.1. La Línea.

Las líneas de un sistema de distribución presentan claras asimetrías en la disposición de los conductores lo que lleva a obtener un modelo matricial con elementos propios y mutuos distintos entre sí. Sin embargo, si se asume transposición de éstos las componentes simétricas logran un modelo de línea desacoplado expresado en parámetros de secuencia propios [6], [7].

### 2.2 Modelación de Transformadores Trifásicos de Dos Enrollados

El modelo en componentes simétricas del transformador puede derivarse del modelo en variables reales. Este último se basa en la matriz de admitancias primitivas de cortocircuito con la cual es posible representar matemáticamente, a través de la matriz de conexión, cualquier tipo de conexión de un transformador [7], [8], (Anexo A).

### 2.3 Modelación de la Carga

De acuerdo al principio de las

componentes simétricas [9], un sistema trifásico desbalanceado de vectores, se puede descomponer en tres sistemas simétricos de vectores: uno de secuencia positiva, otro de secuencia negativa y otro de secuencia cero. Si asumimos un sistema trifásico de vectores de potencia como se muestra en la figura 1, considerando la fase "a" como la referencia, pueden escribirse las siguientes relaciones:

$$S_a = S_{a0} + S_{a1} + S_{a2}$$

$$S_b = S_{a0} + a \cdot S_{a1} + a^2 \cdot S_{a2} \quad (1)$$

$$S_c = S_{a0} + a^2 \cdot S_{a1} + a \cdot S_{a2}$$

$$\bar{S}_{abc} = [F] \cdot \bar{S}_{012} \quad (2)$$

De donde se deduce:

$$S_{a0} = (1/3) \cdot (S_a + S_b + S_c)$$

$$S_{a1} = (1/3) \cdot (S_a + a \cdot S_b + a^2 \cdot S_c) \quad (3)$$

$$S_{a2} = (1/3) \cdot (S_a + a^2 \cdot S_b + a \cdot S_c)$$

$$\bar{S}_{012} = [F]^{-1} \cdot \bar{S}_{abc} \quad (4)$$

De esta manera el modelo de la carga, en el plano de la secuencia, queda expresado por la ecuación (4).

La hipótesis, expresada por la ecuación (2) implica que si las corrientes reales se vinculan con las de secuencia mediante la transformación F, también las tensiones en el plano de la secuencia se relacionan mediante F con sus componentes reales, (Anexo B). Así, las variables eléctricas en el plano de la secuencia, I012, V012 y S012 se relacionan a través de la ecuación (6).

$$\begin{bmatrix} S_0 \\ S_1 \\ S_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_0 & V_1 & V_2 \\ V_1 & V_2 & V_0 \\ V_2 & V_0 & V_1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_0 \\ I_1 \\ I_2 \end{bmatrix} \quad (5)$$

matricialmente:

$$\bar{S}_{012} = [V_{021}] \cdot (\bar{I}_{012}) \quad (6)$$

## 3. Modelo de Red

Dada la posibilidad de considerar simetría topológica, salvo en la carga, es factible modelar el FP vía tres redes de secuencia. De acuerdo a esto, el modelo de red será:

$$\bar{I}_0 - (YB_0) \cdot \bar{V}_0 = 0$$

$$\bar{I}_1 - (YB_1) \cdot \bar{V}_1 = 0 \quad (7)$$

$$\bar{I}_2 - (YB_2) \cdot \bar{V}_2 = 0$$

$\bar{I}$  :vector corrientes de secuencia de la red

$\bar{V}$  :vector tensiones de secuencia de la red

[YB] :matriz admitancia de barras modelada en componentes de secuencia.



#### 4. Modelación del FP en Componentes de Secuencia

Este trabajo explota el procedimiento de Gauss-Seidel basado en la matriz admitancia de barras para la aplicación de los conceptos anteriores. Las ventajas y desventajas del algoritmo Gaussiano son bastante conocidas. Aquí éste, es utilizado para ejemplificar las ideas propuestas, pudiéndose haber implementado cualquier otro método de solución numérico.

Una vez formadas las matrices de admitancia de barras, el vector de tensiones iniciales y de potencias en componentes de secuencia, se procede a calcular la (k+1)-ésima tensión de la secuencia "s" en la barra j según el siguiente procedimiento recursivo:

Paso 1: Cálculo de las corrientes de secuencia en la barra j:

$$I_{012}^j = (S_{012}^j)^{-1} \cdot [V_{021}^j]^{-1} \quad (8)$$

Paso 2: Cálculo del voltaje de secuencia "s" en la barra j:

$$V^j = \left[ I_s^j - \left( \sum_{\substack{i=1 \\ i \neq j}}^{nb} Y_{si} \cdot V_s^i \right) \right] / Y_s^{jj} \quad (9)$$

i : barra adyacente a la barra j  
nb : número de barras  
j : una barra cualquiera del sistema

Este valor de tensión debe incorporarse al cálculo próximo en la secuencia y barra respectiva. Así, una vez que se satisface un error especificado se expresan las cantidades de secuencia en las cantidades reales.

#### 5. Aplicaciones

La bondad del modelo propuesto se evaluó en diversos sistemas reales. Un caso representativo de todos ellos se detalla a continuación.

Via los modelos Gauss-Seidel, uno en variables reales con matriz admitancia de barras trifásica y otro en componentes de secuencia a través de las matrices de admitancia de barras de secuencia, se precisan más abajo los resultados, de las proposiciones anteriores, vinculados con la red que se muestra en la figura 2. Esta es una red típica de distribución en baja tensión trifásica.

Este sistema está constituido por 25 barras, un transformador compuesto por tres unidades monofásicas, 27 líneas trifásicas con neutro aterrizado y cada fase dispuesta en una línea recta separadas a una distancia de 0.2 metros una de otra; las longitudes en Kms. de cada línea se indican en la figura 2.

Los conductores tienen los parámetros indicados en las tablas 1 y 2. Las potencias de consumo se indican en la tabla 3.

Realizado el FPT por ambos métodos, bajo

el supuesto de un modelo de línea equivalente simétrico, se encontró, como se esperaba, el mismo perfil de tensiones, tránsitos de potencias y pérdidas. Aquí sólo se precisa el perfil de tensiones, como se muestra en la tabla 4. El número de iteraciones para la solución en variables reales fue de 104 mientras que para la solución en componentes de secuencia fue sólo de 57. En lo referente al tiempo de CPU, ya que este varía de acuerdo al computador, la programación del modelo y el caso particular de análisis, resulta más interesante constatar la relación de tiempos del primero con respecto del segundo: 2.68. Debe tenerse presente que si la asimetría en las cargas pudiera levantarse, el esfuerzo computacional medido en tiempo de CPU, respecto de un FP monofásico es solo ligeramente superior.

Esta red, que presenta una fuerte asimetría, evidencia que efectivamente podemos seleccionar ciertos "casos de especie" (en rigor: todos aquellos de topología simétrica) en los cuales el principal factor de los desequilibrios es atribuible a la carga. La simulación que corresponde al caso real, con su carga normal, se detalla en la tabla número 5. Estos resultados deben contrastarse con los de la tabla 4.

En las tablas 6 y 7, se pueden constatar los resultados del modelo exacto y el modelo de secuencia, respectivamente, cuando la carga del sistema es muy pesada. Para lo anterior se afectaron las potencias en un factor de cuatro, respecto de los valores normales. El error máximo allí constatado fue del 3%. El número de iteraciones de 195 y 190 y la relación de tiempos fue de 1.65, correspondientemente. Debe observarse, además, la robustez del modelo frente a cargas importantes y la significativa reducción del tiempo de CPU.

#### 6. Conclusiones.

Se ha propuesto un modelo para el FP desarrollado en variables de secuencia que permite la reducción a un tercio (orden de magnitud en términos de las matrices involucradas) el almacenamiento requerido por el correspondiente en componentes reales y una disminución de hasta tres veces en el tiempo de CPU.

Se ha propuesto un modelo de carga en componentes de secuencia. Este modelo puede representar cualquier tipo de carga expresada en variables reales: monofásicas, bifásicas o trifásicas. En el caso particular de una carga simétrica (consumos idénticos en las tres fases) sólo se generan potencias de secuencia cero, la que es función a su vez de las tensiones y corrientes de las tres secuencias. Esto es, una barra bajo cualquier condición de carga, distinta de cero no permite desacoplar las redes de secuencia; luego, la corriente de una secuencia depende de las tensiones y corrientes de las otras dos.

El análisis de los resultados revela que tanto la modelación como la solución numérica del flujo de potencia trifásico en componentes

de secuencia son adecuadas.

Cabe explicitar que el flujo de potencia en componentes de secuencia converge más rápidamente que el método de las componentes reales, para un mismo error especificado.

Por último, los autores ponen el acento en que el modelo propuesto es una contribución y extensión natural a los modelos de FP monofásicos, amplia y exitosamente utilizados hasta hoy en día por la gran industria y la empresa eléctrica, pero cuya aplicación no está restringida a cargas simétricas.

#### Anexo A

Dada la modelación del transformador bajo tres submatrices básicas, como se indica en la referencia (2), es posible lograr el modelo en componentes de secuencia, esto es:

$$\begin{matrix} abc \\ \text{Para } \{Y_i\}: \\ \begin{matrix} 012 & -1 & abc \\ \{Y_i\} = \{F\} \cdot \{Y_i\} \cdot \{F\} \end{matrix} \end{matrix} \quad (A.1)$$

$$\begin{matrix} 012 & 0 & 1 & 2 \\ \{Y_i\} = \left| \begin{array}{ccc|c} yt & 0 & 0 & 0 \\ 0 & yt & 0 & 1 \\ 0 & 0 & yt & 2 \end{array} \right| \end{matrix} \quad (A.2)$$

$$\begin{matrix} abc \\ \text{Para } \{Y_{ii}\}: \\ \begin{matrix} 012 & -1 & abc \\ \{Y_{ii}\} = \{F\} \cdot \{Y_{ii}\} \cdot \{F\} \end{matrix} \end{matrix} \quad (A.3)$$

$$\begin{matrix} 012 & 0 & 1 & 2 \\ \{Y_{ii}\} = \left| \begin{array}{ccc|c} 0 & 0 & Q & 0 \\ 0 & yt & 0 & 1 \\ 0 & 0 & yt & 2 \end{array} \right| \end{matrix} \quad (A.4)$$

$$\begin{matrix} abc \\ \text{Para } \{Y_{iii}\}: \\ \begin{matrix} 012 & -1 & abc \\ \{Y_{iii}\} = \{F\} \cdot \{Y_{iii}\} \cdot \{F\} \end{matrix} \end{matrix} \quad (A.5)$$

$$\begin{matrix} 012 & 0 & 1 & 2 \\ \{Y_{iii}\} = \left| \begin{array}{ccc|c} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -yt/30^\circ & 0 & 1 \\ 0 & 0 & -yt/-30^\circ & 2 \end{array} \right| \end{matrix} \quad (A.6)$$

Donde :

-  $\{Y_i\}$  ,  $\{Y_{ii}\}$  ,  $\{Y_{iii}\}$  = Submatrices

básicas establecidas por (7) para la formación de la matriz admitancia de nudos.

-  $\{F\}$  = Matriz de Fortescue

-  $\{Y_i\}$  ,  $\{Y_{ii}\}$  ,  $\{Y_{iii}\}$  = Submatrices

básicas para la formación de la matriz admitancia de barras en componentes de secuencia.

$Y_t$  = Admitancia de corto circuito

El modelo nodal en componentes de secuencia para un transformador de conexión conocida se puede determinar con las matrices expresadas aquí y en la referencia (7).

#### ANEXO B

Relación de las Variables en Componentes de Secuencia.

De las componentes reales sabemos que, matricialmente, la potencia es:

$$\begin{matrix} \begin{matrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{matrix} = \begin{matrix} V_a & 0 & 0 \\ 0 & V_b & 0 \\ 0 & 0 & V_c \end{matrix} \cdot \begin{matrix} I_a \\ I_b \\ I_c \end{matrix} \\ \Rightarrow \bar{S}_{abc} = \{V_{abc}\} \cdot \bar{I}_{abc} \end{matrix} \quad (B.1)$$

Por otra parte; si

$$\bar{S}_{abc} = \{F\} \cdot \bar{S}_{012} \quad (B.2)$$

e

$$\bar{I}_{abc} = \{F\} \cdot \bar{I}_{012} \quad (B.3)$$

Reemplazando (B.2) y (B.3) en la ecuación (B.1):

$$\{F\} \cdot \bar{S}_{012} = \{V_{abc}\} \cdot \{F\} \cdot \bar{I}_{012} \quad (B.4)$$

$$\Rightarrow \bar{S}_{012} = \{F\}^{-1} \cdot \{V_{abc}\} \cdot \{F\} \cdot \bar{I}_{012}$$

Donde  $\{F\}^{-1} \cdot \{V_{abc}\} \cdot \{F\}$  genera una transformación para el voltaje igual a la matriz  $\{F\}$ , luego:

$$\begin{matrix} \begin{matrix} S_0 \\ S_1 \\ S_2 \end{matrix} = \begin{matrix} V_0 & V_1 & V_2 \\ V_1 & V_2 & V_0 \\ V_2 & V_0 & V_1 \end{matrix} \cdot \begin{matrix} I_0 \\ I_1 \\ I_2 \end{matrix} \end{matrix} \quad (B.4)$$

#### Referencias

- [1] WASLEY, R. G., "Newton-Raphson algorithm for 3-phase load flow", PROC. IEE, Vol. 121, No 7, July 1974.
- [2] BIRT K., "Three phase load flow program", IEEE T-PAS, Vol. PAS-95, No 1, Jan/Feb 1976.
- [3] ARRILLAGA J., "Fast-desacouple three-phase load flow", Proc. IEE, 125, Agosto, 1978.
- [4] KERSTING W.H., "A method to teach the design and operation of a distribution system", TPAS IEEE 103, July 1984.
- [5] MUNOZ C., RUDNICK H., "Programa de flujo de potencia trifásico para sistemas de distribución", VIII Congreso de Ingeniería Eléctrica, U. del Bío Bío, Concepción, 1989.
- [6] ROJAS R., BUSTOS J., LEIVA N., "Algoritmo

de flujo de carga trifásico para sistemas de distribución eléctrica", VII Congreso de Ingeniería Eléctrica. Antofagasta Nov. de 1987.

- [7] CHEN, M., "Power systems modeling", Proceedings of the IEEE, 62, (7):901-915, July 1974.
- [8] ARRILLAGA, J. and C.P. ARNOLD., "Computer Modelling of electrical power systems", Gran Bretaña, Wiley and Sons Ltd., 1983.
- [9] WAGNER, C. F. and EVANS, R. D., "Symmetrical Components", 1a ed. E.E.U.U., McGraw-Hill, 1933.

**Reconocimientos:**

Esta publicación contiene parte de los objetivos propuestos en el proyecto FONDECYT 240-90.

Barras	Fases		Neutro	
	R(Ω/Km)	RMG(mts)	R(Ω/Km)	RMG(mts)
6 → 18	0.944	0.002020	1.5060	0.00160
2 → 20	0.763	0.002400	1.5060	0.00160
9 → 13	0.607	0.002690	1.1930	0.00180

Tabla 1. Parámetros de conductores.

Fases		Neutro	
R(Ω/Km)	RMG(mts)	R(Ω/Km)	RMG(mts)
1.5060	0.00160	1.5060	0.00160

Tabla 2. Parámetros de conductores no indicados en la tabla 1.

Nombre Barra	Pa (pu)	Qa (pu)	Pb (pu)	Qb (pu)	Pc (pu)	Qc (pu)
4	0.060	0.030	0.040	0.020	0.000	0.000
10	0.060	0.020	0.040	0.020	0.000	0.020
11	0.070	0.030	0.050	0.030	0.030	0.030
7	0.000	0.000	0.050	0.040	0.030	0.020
23	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000
2	0.000	0.000	0.040	0.000	0.000	0.000
1	0.040	0.010	0.030	0.040	0.030	0.030
3	0.030	0.010	0.000	0.000	0.040	0.020
6	0.030	0.010	0.050	0.030	0.050	0.010
5	0.010	0.000	0.000	0.000	0.050	0.005
9	0.000	0.000	0.030	0.020	0.020	0.010
18	0.020	0.000	0.000	0.000	0.020	0.018
14	0.030	0.010	0.020	0.020	0.020	0.010
22	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000
19	0.100	0.060	0.020	0.010	0.000	0.000
15	0.060	0.020	0.040	0.020	0.060	0.020
20	0.020	0.010	0.040	0.020	0.000	0.000
21	0.030	0.010	0.000	0.000	0.020	0.050
16	0.070	0.030	0.030	0.020	0.020	0.020
17	0.000	0.000	0.010	0.015	0.030	0.035
13	0.080	0.050	0.000	0.000	0.040	0.020
12	0.050	0.020	0.050	0.010	0.030	0.010
8	0.040	0.020	0.030	0.020	0.040	0.030
25	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000
24	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000

Tabla 3. Datos de consumos.

Nombre Barra	Va (pu)	ANGa grados	Vb (pu)	ANGb grados	Vc (pu)	ANGc grados
4	0.940	359.61	0.962	239.69	0.973	120.20
10	0.984	359.38	0.980	239.78	0.986	119.77
11	0.973	359.34	0.986	239.72	0.980	120.02
7	0.963	359.44	0.969	239.89	0.970	120.02
23	0.956	359.53	0.965	239.71	0.972	120.12
2	0.955	359.59	0.962	239.61	0.974	120.12
1	0.950	359.26	0.957	241.25	0.936	120.39
3	0.958	359.28	0.966	240.69	0.946	120.11
6	0.968	359.36	0.971	240.18	0.962	119.81
5	0.969	359.38	0.970	240.30	0.953	119.65
9	0.985	359.46	0.984	239.80	0.985	119.69
18	0.956	359.10	0.986	239.93	0.967	120.42
14	0.958	359.21	0.985	239.85	0.972	120.30
22	0.950	359.25	0.983	239.83	0.970	120.44
19	0.928	359.47	0.984	239.72	0.970	120.75
15	0.952	359.18	0.980	239.86	0.967	120.45
20	0.948	359.30	0.974	239.75	0.970	120.49
21	0.937	358.84	0.983	240.24	0.944	121.72
16	0.944	359.07	0.980	240.06	0.955	121.00
17	0.946	359.04	0.977	240.32	0.948	121.19
13	0.950	359.05	0.984	239.76	0.964	120.49
12	0.956	359.14	0.982	239.75	0.967	120.36
8	0.956	359.35	0.972	239.93	0.964	120.28
25	0.996	359.52	0.996	239.66	0.996	119.67
24	1.000	000.00	1.000	240.00	1.000	120.00

Tabla 4. Perfil de tensiones del sistema.

Nombre Barra	Va (pu)	ANGa grados	Vb (pu)	ANGb grados	Vc (pu)	ANGc grados
4	0.947	359.59	0.963	239.74	0.974	120.16
10	0.984	359.37	0.989	239.79	0.986	119.76
11	0.972	359.32	0.986	239.75	0.981	120.00
7	0.961	359.43	0.970	239.94	0.971	119.99
23	0.955	359.51	0.966	239.76	0.973	120.08
2	0.948	359.58	0.963	239.65	0.975	120.09
1	0.957	359.25	0.958	241.31	0.937	120.36
3	0.970	359.26	0.967	240.74	0.946	120.09
6	0.967	359.35	0.972	240.22	0.963	119.79
5	0.967	359.36	0.971	240.34	0.953	119.63
9	0.984	359.45	0.985	239.82	0.985	119.68
18	0.955	359.08	0.987	239.98	0.968	120.39
14	0.957	359.19	0.986	239.89	0.973	120.26
22	0.949	359.23	0.985	239.87	0.971	120.40
19	0.927	359.43	0.986	239.76	0.972	120.69
15	0.951	359.15	0.982	239.90	0.968	120.41
20	0.947	359.28	0.976	239.79	0.971	120.44
21	0.939	358.81	0.985	240.30	0.945	121.68
16	0.942	359.05	0.981	240.13	0.956	120.96
17	0.944	359.02	0.978	240.37	0.949	121.16
13	0.949	359.01	0.986	239.80	0.965	120.44
12	0.954	359.11	0.983	239.79	0.968	120.33
8	0.954	359.33	0.973	239.98	0.965	120.25
25	0.996	359.52	0.996	239.66	0.996	119.67
24	1.000	000.00	1.000	240.00	1.000	120.00

Tabla 5. Perfil de tensiones del sistema asimétrico.

Nombre Barra	Va (pu)	ANGa grados	Vb (pu)	ANGb grados	Vc (pu)	ANGc grados
4	0.722	356.21	0.882	240.31	0.817	120.48
10	0.909	356.11	0.964	239.61	0.912	118.37
11	0.848	355.87	0.957	239.23	0.889	119.68
7	0.793	355.69	0.897	240.88	0.807	119.38
23	0.759	355.86	0.885	240.22	0.815	120.00
2	0.756	356.22	0.872	239.72	0.821	120.02
1	0.660	351.73	0.856	249.62	0.454	124.80
3	0.749	353.68	0.878	246.51	0.545	119.31
6	0.819	355.03	0.899	242.79	0.728	117.80
5	0.822	355.13	0.894	243.54	0.673	116.61
9	0.912	356.46	0.948	239.74	0.908	118.02
18	0.738	354.13	0.974	240.06	0.822	122.34
14	0.752	354.73	0.967	239.68	0.847	121.61
22	0.702	354.95	0.965	239.51	0.837	122.53
19	0.552	356.63	0.985	238.71	0.841	124.82
15	0.723	354.47	0.949	239.78	0.821	122.43
20	0.698	355.07	0.926	239.23	0.832	122.65
21	0.644	352.43	0.966	241.84	0.697	130.77
16	0.680	353.90	0.947	240.92	0.756	125.69
17	0.691	353.76	0.936	242.15	0.714	127.09
13	0.721	353.72	0.965	239.42	0.806	122.35
12	0.752	354.35	0.952	239.49	0.820	121.58
8	0.955	355.33	0.909	240.73	0.789	121.08
25	0.977	357.38	0.985	238.64	0.982	118.01
24	1.000	000.00	1.000	240.00	1.000	120.00

Tabla 6. Perfil de tensiones del sistema sobrecargado solucionado via componentes reales.

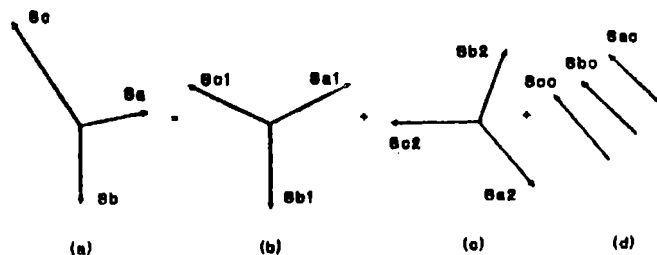


Fig. 1.

- a) Sistema trifásico desbalanceado de vectores de potencia
- b) Sistema de vectores de potencia en secuencia positiva.
- c) Sistema de vectores de potencia en secuencia negativa.
- d) Sistema de vectores de potencia en secuencia cero.

Nombre Barra	Va (pu)	ANGa grados	Vb (pu)	ANGb grados	Vc (pu)	ANGc grados
4	0.741	356.59	0.869	240.25	0.809	120.43
10	0.916	356.30	0.960	239.57	0.909	118.29
11	0.858	356.11	0.950	239.18	0.885	119.63
7	0.809	356.03	0.886	240.82	0.800	119.27
23	0.777	356.23	0.873	240.15	0.808	119.92
2	0.774	356.59	0.860	239.64	0.813	119.94
1	0.698	352.40	0.838	249.84	0.433	124.69
3	0.779	354.17	0.864	246.58	0.529	118.97
6	0.838	355.40	0.888	242.75	0.719	117.58
5	0.842	355.52	0.884	243.51	0.663	116.32
9	0.920	356.64	0.943	239.70	0.905	117.93
18	0.754	354.52	0.963	239.98	0.816	122.31
14	0.767	355.10	0.956	239.62	0.841	121.58
22	0.719	355.34	0.953	239.44	0.831	122.52
19	0.574	357.02	0.970	238.65	0.833	124.89
15	0.740	354.88	0.937	239.70	0.814	122.42
20	0.716	355.48	0.913	239.15	0.825	122.68
21	0.667	352.89	0.951	241.78	0.687	130.85
16	0.699	354.33	0.933	240.85	0.748	125.70
17	0.712	354.17	0.922	242.10	0.705	127.10
13	0.739	354.22	0.952	239.34	0.799	122.33
12	0.768	354.77	0.940	239.40	0.814	121.54
8	0.772	355.71	0.897	240.66	0.782	121.00
25	0.978	357.44	0.985	238.62	0.982	117.97
24	1.000	000.00	1.000	240.00	1.000	120.00

Tabla 7. Perfil de tensiones del sistema cargado solucionado via componentes de secuencia.

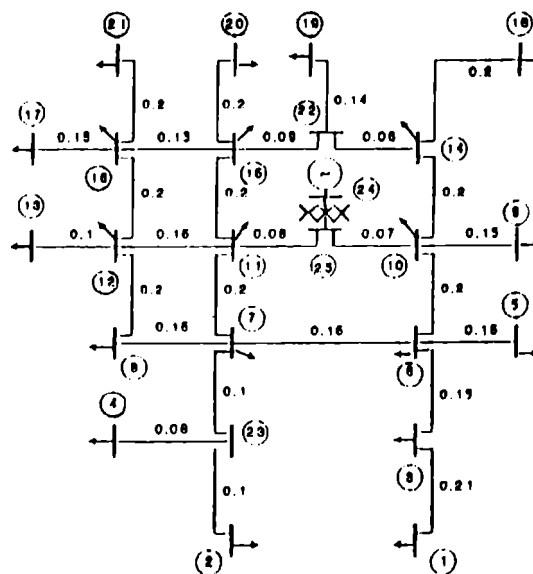


Fig. 2. Topología de la red de prueba.

## CALCULO DE SOBRETENSIONES TRANSITORIAS MEDIANTE EL METODO DE FOURIER

Erick Lara G.  
Chilectra Metropolitana S.A.  
Santo Domingo 789  
Santiago-Chile

Efraín Asenjo S.  
Departamento de Ingeniería Eléctrica  
Universidad de Chile  
Av. Tupper 2007, Casilla 412-3  
Santiago- Chile

### RESUMEN

Se presenta el estudio, configuración computacional y aplicación del método de Fourier en la determinación de la tensión transitoria que tiene lugar en el extremo abierto de una línea de transmisión de potencia de extra alta tensión al ser energizada en vacío.

Los parámetros de la línea de transmisión, generador y reactores shunt de compensación reactiva son considerados variables con la frecuencia. Además, la línea de transmisión es representada en términos de sus parámetros distribuidos.

El método desarrollado considera los efectos de: frecuencia, presencia de cables de guardia, compensación reactiva, retorno por tierra de conductividad finita y geometría de la línea de transmisión.

### ABSTRACT

The transient voltage determination at the open end of a extra-high-voltage transmission line under no load conditions using the Fourier method is presented. The software developed is included, as well as some applications.

The parameters of the transmission line, of the generator, and of the shunt compensation reactors are assumed to be frequency dependent. Besides, the transmission line is considered as a distributed parameter system.

The method introduced here takes into account the effects of frequency, ground wires, reactive compensation, ground path return of finite conductivity and transmission line geometry.

### 1. INTRODUCCION

Existen muy pocos trabajos cuya finalidad sea la determinación de las sobretensiones transitorias de maniobra en Sistemas Eléctricos de Potencia basados en el método de Fourier (2). Esta situación se debe principalmente a que existen otros métodos, como el de Bergeron - Dommel (1), que permiten determinar las sobretensiones transitorias para redes altamente enmalladas y que permiten, incluso, considerar elementos no lineales en su configuración. Sin embargo, estos métodos no consideran la dependencia de los parámetros con la frecuencia, considerándolos simplemente independientes de ella.

El objetivo de este trabajo es implementar computacionalmente el método de Fourier, con la finalidad de determinar gráficamente sobretensiones transitorias debido a maniobras en una línea de transmisión de potencia. Además se pretende evaluar la conveniencia de considerar la dependencia con la frecuencia de los diferentes parámetros considerando el caso particular de la energización en vacío de una línea de transmisión de potencia de extra alta tensión.

### 2. BASES TEORICAS

#### Listado de Símbolos

$\omega$  = Frecuencia angular  
 $\mu$  = Permeabilidad magnética  
 $a$  = Radio de la hebra del conductor  
 $\sigma$  = Conductividad del material conductor  
 $\rho$  = Resistividad del material conductor  
 $N$  = Número de subconductores del haz  
 $n$  = Número de hebras de la capa externa del conductor  
 $r$  = Radio del conductor  
 $I_{i,j}$  = Distancia entre el conductor  $i$ -ésimo y la imagen del conductor  $j$ -ésimo  
 $D_{i,j}$  = Distancia entre el conductor  $i$ -ésimo y el conductor  $j$ -ésimo  
 $R$  = Radio del haz de subconductores  
 $r_{un}$  = Resistencia por unidad de longitud.

En general, el comportamiento electromagnético de una línea de transmisión de potencia queda descrito a través de las matrices de impedancia serie  $[Z]$  y admitancia shunt  $[Y]$ . Estas matrices son dependientes de la frecuencia y siempre se las puede descomponer como:

$$[Z] = ([R_s] + [R_e]) + j\omega ([L_s] + [L_m] + [L_e]) \quad (1)$$

$$[Y] = j\omega [C] \quad (2)$$

Para simplificar el análisis se supondrá una línea de simple circuito. Si esta línea tiene  $p$  cables de guardia, entonces el orden de las matrices  $[Z]$  e  $[Y]$  es igual a  $3 + p$ .

La matriz  $[R_s]$  representa el efecto de la frecuencia sobre las resistencias distribuidas de los conductores y queda definida como (1).

$$r_{s,ij} = \begin{cases} \rho & i \neq j \\ r_s(\omega)/N & i = j \end{cases} \quad (3)$$

con

$$r_e(\omega) = r_{e0} \cdot (-) \frac{x \operatorname{ber}(x) \cdot b'ei(x) - \operatorname{bei}(x) \cdot b'er(x)}{2 (b'er(x)^2 + (b'ei(x))^2)} \quad (4)$$

$$x = \sqrt{\mu \sigma a^2} \quad (5)$$

En forma análoga, la matriz  $[L_e]$  representa el efecto de la frecuencia sobre la inductancia interna de los conductores. Su expresión rigurosa no fue posible de implementar en un programa computacional debido a la incapacidad de representación numérica de éste, debiéndose implementar una aproximación [2]. De esta forma la matriz  $[L_e]$  queda definida como:

$$l_{eij} = \begin{cases} 0 & i \neq j \\ \frac{K \sqrt{\omega \mu} / N}{a \cdot (n+2) \cdot \pi \cdot \sqrt{2}} & i = j \end{cases} \quad (6)$$

con

$$K \approx 2.25$$

La matriz  $[L_c]$  representa la inductancia mutua producto de la geometría de la línea y naturaleza de los conductores, su expresión está dada por:

$$[L_c] = \frac{\mu_0}{2\pi} [B] \quad (7)$$

Donde  $[B]$  es la matriz de coeficientes de Maxwell, sus términos quedan definidos como:

$$b_{ij} = \begin{cases} \ln \left( \frac{I_{ij}}{D_{ij}} \right) & i \neq j \\ \ln \left( \frac{2 H_j}{\pi \sqrt{N \cdot r \cdot R^{N-1}}} \right) & i = j \end{cases} \quad (8)$$

En forma análoga la matriz  $[C]$  representa las capacidades mutuas y propias de la línea, su expresión está dada por:

$$[C] = 2 \pi \epsilon_0 [B]^{-1} \quad (9)$$

Donde

$[B]^{-1}$  es la matriz inversa de coeficientes de Maxwell.

Finalmente, las matrices  $[R_c]$  y  $[L_c]$  representan las matrices de corrección debido al efecto del retorno por tierra de conductividad finita [5]. Estas quedan definidas por [1]:

$$[R_c] = 4 \cdot \omega \cdot 10^{-7} [J_c] \quad (10)$$

$$[L_c] = 4 \cdot 10^{-7} [J_L] \quad (11)$$

Donde las matrices  $[J_c]$  y  $[J_L]$  son calculadas para cada frecuencia  $\omega$  a través de las series de Carson.

El efecto de la presencia de los  $p$  cables de guardia se considera absorbiendo las  $p$  últimas filas y columnas de las matrices  $[Z]$  e  $[Y]$ . En la matriz de admitancia shunt esto se logra simplemente eliminando las  $p$  últimas filas y columnas en la expresión (9), dado que al invertir la matriz de coeficientes de Maxwell queda considerado el efecto de los cables de

guardia en forma implícita. Sin embargo no ocurre lo mismo con la matriz de impedancias serie. En este caso se debe particionar la matriz en 4 submatrices que representan las impedancias propias y mutuas entre conductores, conductores y cables de guardia y entre cables de guardia [2, 3], lográndose la absorción como muestra la siguiente expresión:

$$[Z] = \begin{bmatrix} [Z_{cc}] & [Z_{cg}] \\ [Z_{gc}] & [Z_{gg}] \end{bmatrix} \quad (12)$$

$$[Z_{equiv}] = [Z_{cc}] - [Z_{cg}][Z_{gg}]^{-1}[Z_{gc}] \quad (13)$$

La matriz  $[Z_{equiv}]$  de dimensión  $3 \times 3$ , en lo sucesivo se denotará  $[Z]$  por simplicidad.

Con las matrices  $[Z]$  e  $[Y]$ , de dimensión  $3 \times 3$ , completamente definidas para cualquier frecuencia  $\omega$ , es posible encontrar la solución de la ecuación matricial de onda de la línea

$$\frac{d^2}{dx^2} [V] = [Z] [Y] [V] \quad (14)$$

Suponiendo la línea perfectamente traspuesta, es decir  $[Z]$  e  $[Y]$  de la forma:

$$[Z] = \begin{bmatrix} Z_s & Z_m & Z_m \\ Z_m & Z_s & Z_m \\ Z_m & Z_m & Z_s \end{bmatrix} \quad (15)$$

$$[Y] = \begin{bmatrix} Y_s & Y_m & Y_m \\ Y_m & Y_s & Y_m \\ Y_m & Y_m & Y_s \end{bmatrix} \quad (16)$$

Se puede expresar el sistema de ecuaciones diferenciales (14) en forma desacoplada en el espacio modal a través de la transformación matricial  $[V] = [T] [V_m]$ , donde  $[T]$  es la matriz de Clarke y  $[V_m]$  es el vector de voltajes modales [1, 4]. De esta forma se obtiene el sistema:

$$\frac{d^2}{dx^2} [V_m] = \begin{bmatrix} \delta_1 & & \\ & \delta_2 & \\ & & \delta_3 \end{bmatrix} [V_m] \quad (17)$$

donde:

$$\delta_1 = (Z_m + 2 \cdot Z_{cc}) (Y_m + 2 \cdot Y_{cc})$$

$$\delta_2 = (Z_m - Z_{cc}) (Y_m - Y_{cc}) \quad (18)$$

$$\delta_3 = (Z_m - Z_{cc}) (Y_m - Y_{cc})$$

Cada una de las tres ecuaciones diferenciales unidimensionales de (17) define un modo de propagación de la onda de voltaje al momento de su energización. Encontrando la solución para cada uno de estos modos de propagación en el extremo abierto de la línea es posible aplicar la transformación inversa modal y recuperar la sobretensión transitoria en esa coordena-

da.

Como ejemplo de lo anterior, considérese la Figura 1, la cual representa una línea de transmisión con reactores de compensación reactiva, energizada en vacío.

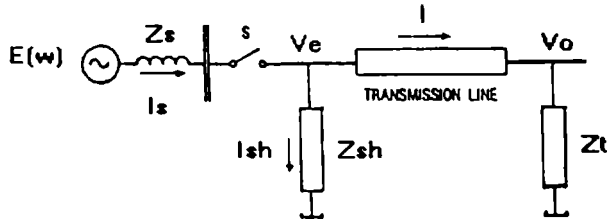


Figura 1. Línea de Transmisión compensada reactivamente energizada en vacío.

Las sobretensiones modales en el extremo abierto de la línea quedan dadas por la expresión (1):

$$V_{oj} = \frac{E_j(\omega)}{Z_1 \cosh(\Gamma_j(\omega) \cdot L) + Z_2 \sinh(\Gamma_j(\omega) \cdot L)}$$

Donde:

$$Z_1 = 1 + \frac{Z_m}{Z_{sh}} + \frac{Z_m}{Z_t} \quad (19)$$

$$Z_2 = \frac{Z_{oj}}{Z_t} + \frac{Z_m Z_{oj}}{Z_{sh} Z_t} + \frac{Z_m}{Z_{oj}}$$

donde:

- $E_j(\omega)$  = Fuerza electromotriz correspondiente al j-ésimo modo del generador.
- $Z_m(\omega)$  = impedancia subtransiente del generador
- $Z_t(\omega)$  = impedancia de compensador shunt
- $Z_{sh}(\omega)$  = reactancia de compensador shunt
- $\Gamma_j(\omega)$  = Constante de propagación del modo j-ésimo de propagación.

### 3. PROGRAMA COMPUTACIONAL Y APLICACION

El método expuesto anteriormente fue configurado en un programa computacional cuya salida gráfica se materializó en un plotter Calcomp. El programa básicamente consiste de tres bloques principales, cuyas funciones principales son:

- a) Calcular los parámetros de la línea en un rango de frecuencias dado.
- b) Calcular el espectro de frecuencias de la sobretensión transitoria en el extremo abierto de la línea.
- c) Aplicar la transformada inversa modificada de Fourier (1, 2) al espectro de frecuencias encontrado en b).

El rango de frecuencias lo define el usuario y depende fundamentalmente del ancho de banda de la tensión transitoria. Cabe hacer notar que debido a que la modelación de la línea de transmisión se hace en términos de los parámetros distribuidos, es posible asegurar una respuesta exacta en frecuencia, dado que se

evitan aproximaciones basadas en parámetros concentrados. Tal es el caso, por ejemplo, de los métodos basados en aproximaciones Pi de la línea, éstas eventualmente se pueden comportar como filtros pasa-bajos por sobre una frecuencia de corte, distorsionando la respuesta.

El ancho de banda usado en los casos estudiados con este programa fue  $10^6$  (Rad/S), tomando una muestra de 1000 puntos del espectro de frecuencias. Dado que para cada una de estas frecuencias el programa necesariamente debe realizar una secuencia de cálculos completa, lo que involucra una gran cantidad de operaciones, el programa resulta bastante lento, tomando aproximadamente 45 minutos en determinar la sobretensión transitoria en un caso dado.

La mayor dificultad que presenta el método para ser configurado en un programa computacional es la pérdida de precisión de la respuesta debido al efecto "aliasing" [2]. Sin embargo, esta dificultad queda fácilmente salvada con la aplicación de la transformada de Fourier modificada, la cual reduce el error de la respuesta a través de un factor de convergencia cuya determinación es empírica y depende fundamentalmente de la naturaleza de cada caso [1, 2].

En la figura 2 se aprecia como afecta el factor de convergencia "a" a la respuesta del programa para un caso dado. Aunque existen recomendaciones acerca del valor óptimo de este factor [1, 2], de la experiencia de este trabajo se concluyó que aún utilizando su valor óptimo, sólo resulta confiable la determinación del primer ciclo de una respuesta dada.

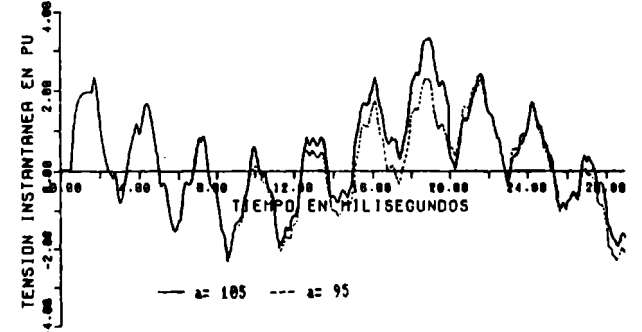


Figura 2. Efecto del factor de convergencia "a" en la respuesta del programa.

El programa tiene la capacidad de considerar diferentes configuraciones de una línea de transmisión: con/sin cables de guardia, con/sin reactores de compensación shunt, puede considerar transformador terminal en extremo de línea, etc. Además, en forma opcional puede o no considerar los parámetros de la línea dependientes de la frecuencia.

De la teoría es posible determinar la forma de la respuesta transitoria para la energización de una línea desde una barra infinita [2]. A modo de corroboración de este resultado teórico se procesó este caso a través del programa computacional, considerando parámetros no dependientes de la frecuencia y cierre de interruptor a tensión peak de la señal sinusoidal del generador. El resultado se muestra en la figura 3, la cual se identifica con el resultado teórico [2].

Sin embargo, resulta más interesante observar la figura 4, que muestra el mismo resultado anterior,

pero considerando los parámetros de la línea depen-

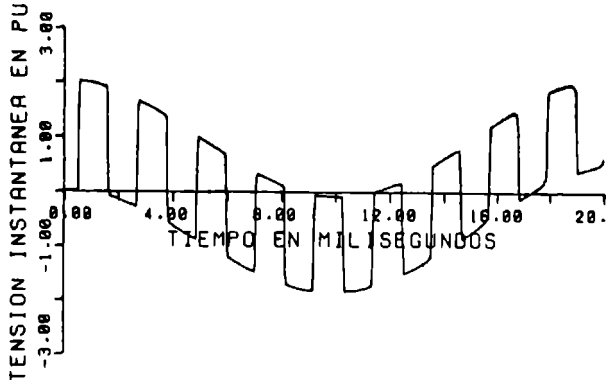


Figura 3. Energización desde una barra infinita de línea con parámetros no dependientes de la frecuencia.

dientes de la frecuencia. En este caso se observa que al considerar los parámetros de la línea variables con la frecuencia aparecen pequeñas sobretensiones en los puntos donde existe un cambio instantáneo del nivel de tensión de línea.

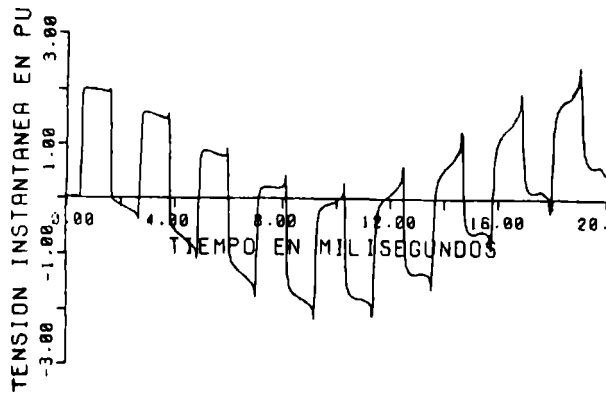


Figura 4. Energización desde una barra infinita de línea con parámetros variables con la frecuencia.

Por otra parte, también resulta interesante observar como varían los niveles de sobretensión al variar la impedancia de la barra, el largo de la línea e incluir la compensación reactiva. Desgraciadamente, por razones de espacio no es posible examinar cada una de estas variables en forma individual. Sin embargo, a modo de ejemplo en la figura 5 se muestra la sobretensión transitoria obtenida al considerar la energización de una línea de 482.8 Km de longitud, conductor ACAR 700 MCM 30/7, desde un generador de impedancia subtransiente igual a 0.1 Henry. En la figura 5 la línea continua corresponde al caso compensado reactivamente y la línea segmentada al caso sin compensación reactiva (sin reactores Shunt).

Finalmente, con el fin de evaluar la mayor precisión lograda en la respuesta al considerar los parámetros variables con la frecuencia, se procesó un caso considerando los parámetros constantes, el cual se contrastó con su equivalente que consideró parámetros variables. En la Figura 6 se muestran los resultados obtenidos en ambos casos.

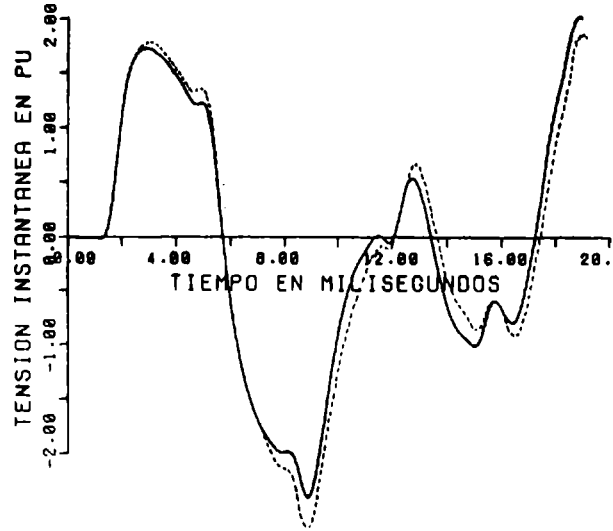


Figura 5. Energización de línea con conductor ACAR 700 MCM 30/7.

De la figura 6 se desprende que al considerar los parámetros variables con la frecuencia en el caso de una energización de línea, la respuesta obtenida no difiere sustancialmente de la obtenida al considerar los parámetros constantes. El caso elegido corresponde a la energización de una línea de 160 Km de longitud desde un generador con una inductancia igual a 0.0488 Henry, sin compensación reactiva.

#### 4. CONCLUSIONES

Como se dijo anteriormente, el método se adaptó para solucionar las sobretensiones transitorias en el extremo abierto de una línea de transmisión al ser energizada en vacío. De la gran cantidad de casos procesados se llegó a algunas interesantes conclusiones:

- a) La presencia de los cables de guardia no influyen en el nivel de sobretensión que se produce en extremo abierto de la línea al ser energizada.
- b) La mayor precisión lograda al considerar los parámetros variables con la frecuencia no es significativa al considerar la energización de una línea de transmisión debido a que el ancho de banda de la sobretensión no es suficientemente amplio como para producir cambios significativos en el valor de los parámetros.
- c) El cierre no simultáneo de los polos del o los interruptores debe ser considerado para obtener una respuesta confiable de los niveles de sobretensión.
- d) El nivel de sobretensión y forma de onda de la señal transitoria es altamente sensible al valor de la reactancia subtransiente del generador.

A la luz de lo expuesto anteriormente, pareciera que el método no ofrece grandes ventajas al ser comparado con otros. Sin embargo, si bien es cierto que



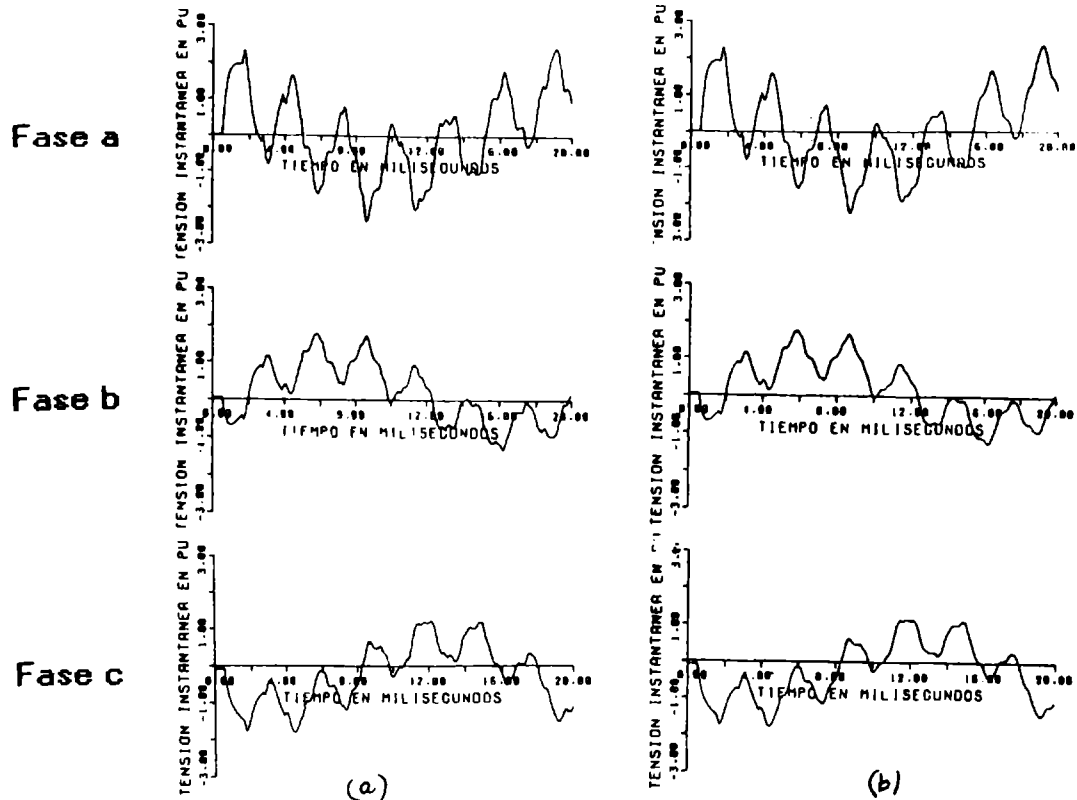


Figura 6. Sobretensión transitoria considerando  
a) Parámetros variables con la frecuencia  
b) Parámetros constantes con la frecuencia

esto es verdad al considerar el caso de la energización en vacío de una línea de transmisión, éste puede presentar grandes ventajas al considerar fenómenos transitorios electromagnéticos que involucren un gran ancho de banda de frecuencias, como por ejemplo sobretensiones debido a fenómenos atmosféricos.

#### AGRADECIMIENTOS

Este trabajo se realizó gracias al financiamiento otorgado por FONDECYT al Proyecto 90-1234.

#### REFERENCIAS

- (1) Rakosh Das Begamudre; "Extra High Voltage A.C. Transmission Engineering", New Delhi, 1986.
- (2) J.P. Bickford; "Computation of Power-System Transients", New York, IEEE Monograph Series, 1980.

- (3) R.H. Galloway; "Calculation of Electrical Parameters for Short and Long Polyphase Transmission Lines", Proc. IEEE Vol. 111, Nº12, pp. 2051-2059, December 1964.
- (4) D.E. Hedman; "Propagation on Overhead Transmission Lines, I-Theory of Modal Analysis", Trans. IEEE PAS, pp. 200 - 204, March 1965.
- (5) D.E. Hedman; "Propagation on Overhead Transmission Lines, II-Earth-Conduction Effects and Practical Results", Trans IEEE Pas, pp. 205 - 211, March 1965.

Erick Lara G., Ingeniero Civil Electricista, Universidad de Chile, 1991. Depto. de Estudios de Protección, Chilectra Metropolitana S.A.

Efraín Asenjo S., Ingeniero Civil Electricista, U. de Chile, 1964. Académico de Jornada Completa del Depto. Ing. Eléctrica de la Universidad de Chile, en el grupo de Alta Tensión y Dieléctricos.

## SOFTWARE PARA ANALISIS DE SISTEMAS DE DISTRIBUCION

Carlos Almarza Morales  
Distribuidora Chilectra Metropolitana S.A.  
Santo Domingo # 789  
Santiago - CHILE

### RESUMEN

Este artículo describe la implementación de un software para análisis de redes de distribución eléctrica (PDSA) desarrollado en la empresa Distribuidora Chilectra Metropolitana S.A. de Santiago de Chile.

Los programas desarrollados permiten resolver rápidamente procesos que involucran un gran volumen de datos, como son flujos de potencia y análisis de cortocircuitos en un sistema eléctrico de distribución. El sistema permite analizar simultáneamente un conjunto de alimentadores que pueden ser de una subestación ó de varias subestaciones vecinas.

El sistema maneja la información de subestaciones, transformadores de poder, alimentadores, tramos de líneas de cada alimentador, transformadores de distribución y Equipos de Operación.

Para la edición y mantención de la información de alimentadores se ha creado una original edición esquemática de alimentadores que permite visualizar su topología en forma fácil y resumida, en un terminal estándar no gráfico. No obstante es necesario trabajar en forma paralela con planos del sistema de distribución.

Para realizar simulaciones, estudios ó análisis de contingencias, se provee de una serie de aplicaciones, diseñadas sobre la base de algoritmos construidos considerando las características de conectividad del sistema. Con ello se ha logrado máxima eficiencia en el almacenamiento de la información y en los tiempos de procesamiento en las aplicaciones de flujo de potencia, cálculo de cortocircuito y trasposos de carga entre alimentadores.

El sistema se ha utilizado con éxito en la Empresa, permitiendo efectuar y simplificar estudios de situaciones reales en las áreas de planificación, estudios, proyectos y operación de la red de distribución.

### SUMMARY

These papers describe the implementation of a software for the analysis of electrical distribution networks (PDSA) developed by Distribuidora Chilectra Metropolitana S.A., Santiago - Chile.

This software permits to solve rapidly processes that involve great volume of data, like power flows and shorts circuit analysis in a distribution electrical system. It also permits to analyze simultaneously a set of feeders that may be from the same station or from other neighbour stations.

The system handles the information of stations, power transformers, feeders, branches of each feeder, distribution transformers and operation equipments.

To edit and maintain the information of feeders an original schematic edition of feeders has been created, which permits to visualize its topology in an easy and summarized way, in a standard non graphic terminal. Nevertheless, it is necessary to work, in parallel, with plans of the distribution system.

To accomplish simulations, studies or the analysis of contingencies, a series of applications are provided. These applications are designed upon the basis of algorithms, which were developed considering the characteristics of connectivity of the system. With, maximum efficiency has been achieved in the storage of information and in processing times in the applications of power flow, short circuit and load transfers among feeders.

The system has been used with success in the Company, permitting to make and simplify studies of real situations in the areas of planning, studies, projects and operation of the distribution network.

### INTRODUCCION

En la planificación, proyecto y operación de los sistemas de distribución de energía eléctrica, se requiere de programas computacionales de aplicación técnica que permitan realizar estudios y simulaciones en cualquier condición de operación.

El software disponible en el mercado internacional (1), (2) no se ajusta a los procedimientos y necesidades de cada empresa, más aún si se desean incorporar, a bajo costo, mejoramientos y aplicaciones adicionales.

En el mercado se encuentra con facilidad aplicaciones que permiten resolver problemas específicos, (flujos de potencia, cortocircuitos, etc) sobre algunos segmentos de las redes. También es posible encontrar en menor cantidad, software para análisis de sistemas grandes, con edición gráfica de los alimentadores, pero a un costo muy elevado tanto del software como del hardware asociado.

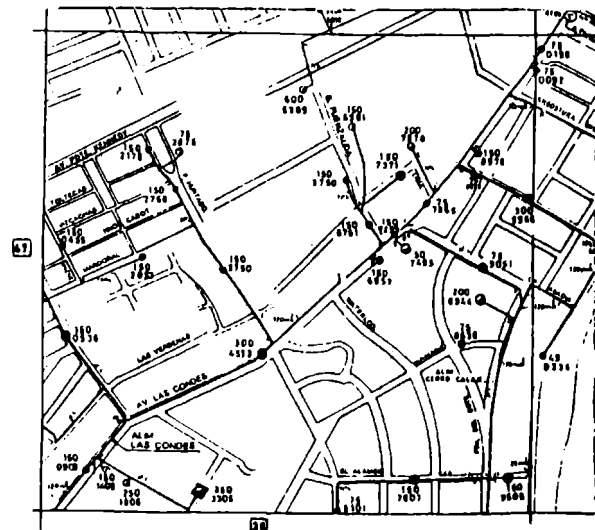
El objetivo de este trabajo es disponer de un software de análisis y manejo del sistema de distribución primaria, cuyo diseño permita adiciones y mejoramientos futuros de acuerdo a las necesidades de la empresa, bajo un ambiente fácil de usar y totalmente interactivo.

**DESCRIPCION DEL PROGRAMA**

PDSA permite el almacenamiento y manejo de la información de un sistema de distribución en media tensión, como el Chilectra Metropolitana, con sobre 30 subestaciones, 44 transformadores de poder y alrededor de 200 alimentadores en 12 kV y 23 kV. Este permite mantener (agregar, modificar, borrar) la información de subestaciones, transformadores de poder, alimentadores, ramas de alimentadores, transformadores de distribución y condensadores.

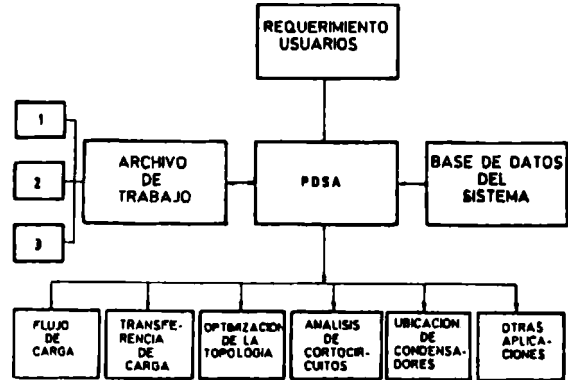
Más que proporcionar una cuantas aplicaciones específicas como herramientas de apoyo, este software está orientado a facilitar el tratamiento de los datos del sistemas de distribución primaria, gracias a:

- un acceso directo a las bases de datos del sistema para la creación de archivos de trabajo.
- un cómodo y eficiente método esquemático para editar los resúmenes de datos y resultados de los procesos, sin tener que recurrir a un despliegue gráfico.
- modernos algoritmos que permiten procesar en poco tiempo grandes volúmenes de datos.
- un amigable interacción con los usuarios.
- adaptado a los requerimientos de una empresa distribuidora de energía eléctrica.



**FIGURA N°1 SISTEMA DE COORDENADAS.**  
**SIMBOLOGIA TRANSFORMADORES DISTRIBUCION**  
 ● AEREO COMPAÑIA      ○ AEREO PARTICULAR  
 ■ SUBTERRANEO COMPAÑIA      □ SUBTERRANEO PARTICULAR  
 BAJO CADA TRANSFORMADOR SE INDICA:  
 -CAPACIDAD EN KVA  
 -COORDENADA RELATIVA AL CUADRANTE

Básicamente este software está diseñado sobre una base de datos centralizada, utilizando un sistema de coordenadas geográficas que cubre toda la zona de concesión de la empresa distribuidora. Dichas coordenadas permiten identificar cualquier punto singular del sistema, así como : subestaciones, transformadores de poder, trazado de alimentadores, equipos de desconexión, transformadores de distribución, condensadores, etc. Véase Figura # 1.



**FIGURA N°2 DIAGRAMA ESQUEMATICO DE P.D.S.A.**

El software PDSA proporciona un ambiente de trabajo sobre el cual se realizan las simulaciones y se procesan las aplicaciones. En la figura # 2 se muestra un diagrama esquemático de PDSA. En ella se puede observar la interacción entre los datos y procesos que permite el sistema. Si se desea ejecutar aplicaciones en algunas subestaciones y alimentadores del sistema, este software permite copiar hacia un archivo de trabajo la parte del sistema requerida. Sobre los archivos de trabajo así generados se pueden efectuar todo tipo de modificaciones, en la topología, en las cargas, en las demandas, en los equipos, y todas las simulaciones necesarias para estudios de planificación, proyectos de distribución, operación y explotación del sistema. En la figura # 3 se muestra el Menú Principal del Software PDSA.

**PRIMARY DISTRIBUTION SYSTEM ANALYSIS** Version 1.0  
**AGREGANDO UNA NUEVA S/E**

- |                         |                             |
|-------------------------|-----------------------------|
| 1.0 Files               | 2.0 System Data             |
| > < Load/Delete         | > < Substations             |
| > < Save                | > < Power Transformer       |
| > < Save as System Data | > < Feeders                 |
| > < Quit                | > < Conductors Listing      |
|                         | > < Equipment Listing       |
| 3.0 Work File           | 4.0 Process                 |
| > < Title               | > < Load Flow               |
| > < Add from System     | > < Short Circuit           |
| > < Substations         | > < Minimum Losses Topology |
| > < Power Transformer   | > < Modify Load             |
| > < Feeder              |                             |
| > < Edit Data Feeders   | 5.0 Result                  |
| > < Conductors Listing  | > < Print                   |
| > < Equipment Listing   | > < List                    |
| > < Clear All           |                             |
- Press Specify key for Selection      File : TEMPORAL

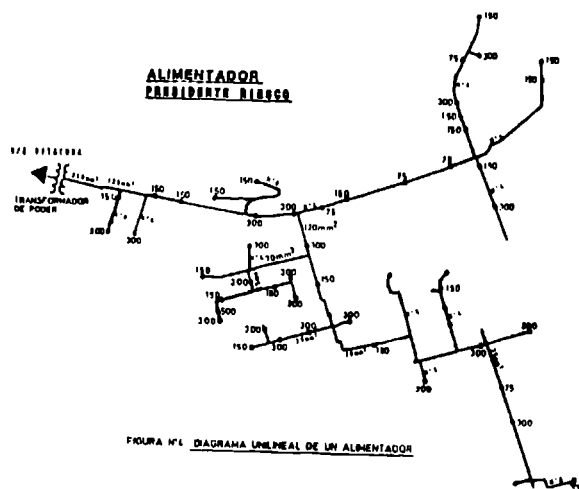
**FIGURA N°3 MENU PRINCIPAL P.D.S.A.**

PDSA contiene además cuatro aplicaciones técnicas, todas ellas construidas con algoritmos diseñados especialmente para sistemas de distribución, es decir, con algoritmos aptos para resolver redes de gran magnitud en un corto tiempo. Estas aplicaciones están limitadas solamente por la capacidad de memoria y velocidad del computador. En Distribuidora Chilectra Metropolitana PDSA trabaja actualmente con un sistema de distribución de alrededor de 50.000 nudos.

Una de las aplicaciones consiste en un flujo de carga equilibrado, el cual permite calcular para una condición topológica y de carga dada, todos los flujos de potencia en las líneas, los voltajes en las barras, los porcentajes de regulación y de sobrecarga en todo el subsistema contenido en un archivo de trabajo. Otra aplicación consiste en un programa de trasposos de cargas entre distintos alimentadores. Esto se utiliza para equilibrar cargas entre alimentadores, mejorar regulación y evaluar contingencias. La tercera aplicación permite calcular los niveles de cortocircuito monofásico y trifásico en todos los puntos singulares de los alimentadores. La última aplicación es un algoritmo para ubicación y dimensionamiento en forma óptima 3 de bancos de condensadores en alimentadores.

#### REPRESENTACION ESQUEMATICA

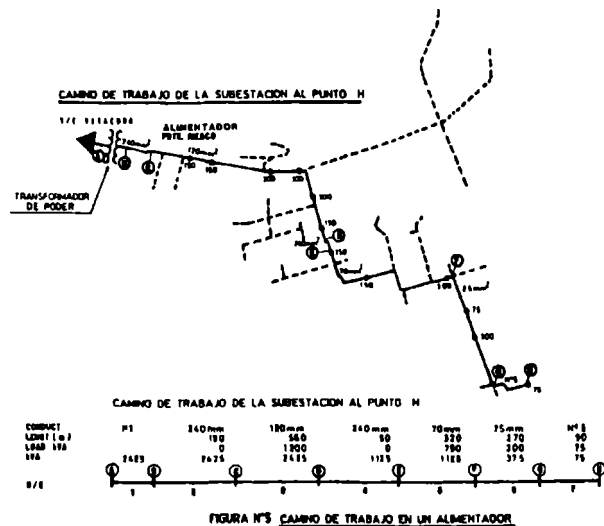
La edición de datos de alimentadores se realiza a través de un diagrama esquemático, el cual permite observar los datos y resultados de procesos en alimentadores. En la figura # 4 se muestra un diagrama unilineal de un alimentador, en el cual se ha señalado un punto de interés "H" donde se desea hacer alguna modificación, como por ejemplo, instalar un nuevo transformador.



En la figura # 5 se muestra la trayectoria que une el punto señalado con la subestación. A esta trayectoria se denomina "Camino de Trabajo", y al conjunto de tramos de igual sección de conductor sobre este camino se denomina "Sector".

Con esta sectorización, por tipo de conductor, PDSA construye un diagrama esquemático del camino de trabajo, indicando para cada sector: tipo de conductor, longitud y carga equivalente. En el diagrama de la Figura # 5, se muestra en cada fila lo siguiente :

- Conduct. : Tipo y sección del conductor de cada sector.
- Length mt : Longitud total del sector, medido sobre el camino de trabajo.
- Load KVA : Carga de cada Sector calculada como la suma de las capacidades nominales de los transformadores de distribución conectados a los ramales de cada sector (en línea segmentada), más los T/D del sector conectados directamente al camino de trabajo.
- S/E : Ubicación de la S/E y diagrama unilineal del alimentador para un camino de trabajo.
- Length : Distancia total desde el inicio del alimentador en la subestación hasta el extremo final de cada sector.
- KVA : Carga acumulada aguas abajo de cada sector.



Esta representación esquemática también se utiliza para mostrar en forma resumida los resultados del flujo de potencia y análisis de cortocircuito. En la Figura # 6, se muestra a modo de ejemplo, el nivel de voltaje en el inicio de cada sector, que corresponde a los puntos de cambio de sección del conductor, flujo de potencia que ingresa a cada sector, longitud y carga acumulada a lo largo del camino de manera de saber para cualquier punto de éste la distancia hacia la subestación y la carga equivalente hacia aguas abajo de éste, etc.

Substation : SANTA ELENA Feeder : LAS ACACIAS Load : 7.82 MVA Reg : 2.4 B

Conduct :	TR	500 CT	300 CU	2/0 CU
Far ms :	0	80	790	2610
Volt KV :	12.08	12.08	11.99	11.91

S/E -----1-----2-----3-----4  
MVA

Flow :	0088	7818	7816	3881
Inst :	114570	14570	14570	7228

Transf. & Cap Location	Load KVA	p.f.	S Load KV	Installed KVA	KVAR	Numb.	Equip. Cod.	Coordinat
LOS ESPINOS	158	0.85	52.8	11.00	300	0	1689	AEREOS C 58494012
E. FDEZ. BORRENTO	40	0.85	52.8	11.00	75	0	15358	AEREOS C 58484098
E. FERNANDEZ-L. OLMOB	158	0.85	52.8	11.00	300	0	9809	AEREOS C 58484057
PACHOLIAS	158	0.85	52.8	11.83	300	0	1874	AEREOS C 58484024
RUPERTEX	158	0.85	52.8	11.91	300	0	3053	4 PARTICUL 58493815
L. DALIAS-L. ESPIN	158	0.85	52.8	11.80	300	0	5072	AEREOS C 58492808
LORENZINI-PAGLIET	317	0.85	52.8	11.80	600	0	13055	4 PARTICUL 58493014
DACCARETT	108	0.85	52.8	11.80	200	0	12922	4 PARTICUL 58492518

> <Pg> <-Pg> <Edit> <Find> <Branch> <Sidevay> <Transf.> <Flow> <Short C.> <Load Transfer> <Return>

FIGURA Nº REPRESENTACION ESQUEMATICA DE RESULTADOS DE FLUJO DE POTENCIA

**TRANSFERENCIA DE CARGA ENTRE ALIMENTADORES**

Esta función permite nivelar la carga entre los alimentadores de una zona, transfiriendo parte de un alimentador a otro alimentador vecino con menor demanda. De esta forma se mejoran los niveles de voltaje y se disminuyen las pérdidas totales en la red de distribución.

La figura # 7 muestra un ejemplo de una transferencia de carga, entre dos subestaciones "SANTA ELENA" y "MACUL". De estos alimentadores sólo se han dibujado los tramos que unen ambas subestaciones a través de los alimentadores "LAS ACACIAS" y "CHACARILLAS" y que pasa por un equipo de operación en estado abierto. También se indican los equipos de operación en estado cerrado, que están en esta trayectoria.

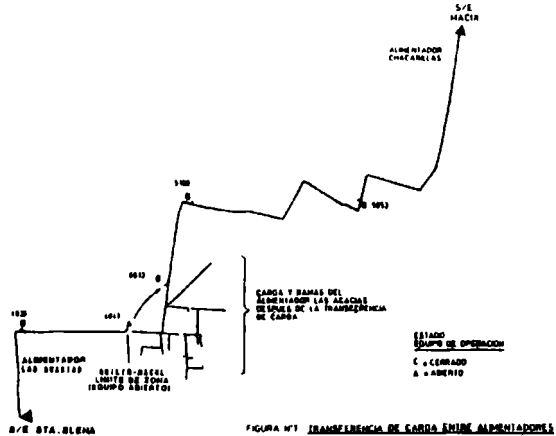


FIGURA Nº TRANSFERENCIA DE CARGA ENTRE ALIMENTADORES

La transferencia de carga entre alimentadores se realiza de la siguiente forma :

- a) Se selecciona un alimentador en particular y el software PDSA muestra, Figura # 8, una lista con todos los equipos de operación que permiten conectarse con otro alimentador, a estos equipos los llamaremos "límites de zonas" de un

alimentador. Además, se indica, el nombre de los alimentadores y de los subestaciones con las cuales limita, ubicación geográfica (Localización y coordenada), tipo de equipo de operación, nivel de voltaje a ambos lados de los equipos abiertos, y nivel de carga de los alimentadores y transformadores de poder al cual están conectados. En el ejemplo, el Alimentador LAS ACACIAS de la subestación SANTA ELENA tiene un límite de zona con el alimentador CHACARILLA de la subestación MACUL.

Open Switches Location	Equip. Type	Code	Coord.	KV	Feeder	Co	Station
EX FDEZ L PLATAMOS	A		5849478	12.1	CHACARILLA	11.1	MACUL
LOS OLMOB-EX. FDEZ.	A		5849478	12.1	CHACARILLA	11.4	MACUL

> <Pg> <-Pg> <Edit> <Find> <Branch> <Sidevay> <Transf.> <Flow> <Short C.> <Load Transfer> <Return>

FIGURA Nº LIMITES DE ZONA DE UN ALIMENTADOR

- b) Se selecciona el límite de zona que se desea modificar. El software PDSA entonces muestra, Figura # 9, la pantalla "LOAD TRANSFER", en la que se indica la información relevante de este límite de zona.

S/E	Tr. #	Tr. # 2:	Losses	281 KV	S/E	Tr. # 2:	30.08
SANTA ELENA	278	5.8 MVA	34 Kw	248	MACUL	7.8 MVA	184.18
LAS ACACIAS	58 Kvar	64.9%	387		CHACARILLA	7.8 MVA	184.18
Reg.	1.38				Reg.	0.85	

Square	5749	5848	5848	5848	5848	5848	5848	5848	6048
Coord.	6835	4036	4047	4047	6613	6100	6053	6076	
Locat.	EX FERN	EX FDEZ	EX FDEZ	EX FDEZ	QUILIN-	QUILIN-	QUILIN-	QUILIN-	MACUL
	R ARAY	L PLAT	L PLAT	L PLAT					

Leng Ac	50	830	1830	5290	4710	3840	2060	40	40	40
Length	50	790	1000	580	870	1790	2010	40 <td>40 <td>40 </td></td>	40 <td>40 </td>	40
Voltage	12.08	11.95	11.84	11.38	11.38	11.44	11.78	12.11	12.11	12.11

110.0 KV	C	A	A	C	C	C	110.0 KV
S/E	1	2	3	4	5	6	S/E

Flow	0088	7816	3850	1811	5024	6850	7803	7748	1 MVA
Load	0	7345	3800	3425	8200	2900	885	0	KVA
Load Ac.	11146	11145	3800	3425	8425	11825	12080	12080	KVA

> <Next> <Back> <Load Flow> <Return>

FIGURA Nº TRANSFERENCIA DE CARGA ENTRE ALIMENTADORES SITUACION INICIAL

En la parte superior entre las líneas paralelas, se indican para cada subestación las demandas y porcentajes de carga de los transformadores de poder y de los alimentadores y la regulación de tensión de cada alimentador. Además de las pérdidas totales e individuales por alimentador.

En la parte central se muestra un esquema con los dos alimentadores que están involucrados directamente en el traspaso de carga. En estos, se han considerado solamente los equipos de operación, en estado cerrado, que están en la trayectoria que una ambas subestaciones.

En el esquema se indica por filas lo siguiente :

- Square-Coord: Cuadrante y coordenada en donde esta ubicado el equipo de operación.
- Locat : Ubicación del equipo de operación.
- Length AC : Distancia total desde la Subestación a cada equipo de operación en metros.
- Length : Distancia entre equipos de operación en metros.
- Voltaje : Voltaje en el equipo en KV.
- S/E : Ubicación de las Subestaciones en ambos extremos de la trayectoria.
- Sector : Información por sectores, considerando sólo los equipos de operación y las subestaciones.
- Flow : Flujo de potencia en KVA que pasa por cada equipo.
- Load : Carga nominal en cada sector, calculada como la suma de las capacidades nominales de los transformadores de distribución.

c) Se selecciona el equipo que se va a abrir, considerando las condiciones de regulación y sobrecarga de cada alimentador y las posibilidades de traspaso que existan. En el caso del ejemplo, el alimentador CHACARILLA tiene un porcentaje carga de un 164.1% con respecto a la capacidad nominal y un 6.8% de regulación de tensión. Para disminuir su carga se seleccionó el equipo ubicado en "QUILIN-MACUL", que esta en el sector 4 del diagrama esquemático.

Para abrir el equipo seleccionado, se posiciona el curso sobre el equipo y se transmite. El resultado se muestra en la Figura # 10, en que el porcentaje de carga del alimentador CHACARILLA disminuyó a 106.7% y la regulación de tensión disminuyó a 4.8% después de procesar el flujo de potencia con la nueva topología. Además las pérdidas totales fueron reducidos de 281 kW a 190 kW.

LOAD TRANSFER

S/E	SANTA ELENA				Losses 180 KW				S/E	MACUL			
Tr. 1 3:	7.8 MVA	35%	72 Kv	110	Tr. 1 2:	8.6 MVA	21.0%						
<u>LAS ACACIAS</u>	7.8 MVA	86.1%	126 Kvar	102	<u>CHACARILLA</u>	8.6 MVA	108.7%						
Reg.	2.8%				Reg.	4.8%							
Square	6748	5848	5848	5848	5848	5848	5848	5848	5848	5848	5848	5848	5848
Coord.	8035	4036	4047	6813	6813	5100	8053	8978					
Local.		EX FERN	EX FDEZ	QUILIN-	QUILIN-								
		B ARAY	L PLAT	MACUL	MACUL								
Lang Ad	50	830	1830	2410	4710	3840	2050	40	ata				
Length	50	780	1000	880	870	1780	2010	40	ata				
Voltage	12.08	11.95	11.84	11.81	11.78	11.77	11.98	12.23	KV				
110.0 KV		C	C	A	C	C			110.0 KV				
S/E		1	2	3	4	5	6	7	S/E				
Sector													
Flow	8088	7818	3050	1915	3198	5035	8493	8604	KVA				
Load	0	7345	3800	3425	8200	2900	585	0	KVA				
Load Ac.	14570	14570	7225	3425	9200	8100	8858	8858	KVA				
	> <Next	> <Back	> <Load Flow	> <Return									

FIGURA N°10 TRANSFERENCIA DE CARGA ENTRE ALIMENTADORES SITUACION FINAL

FLUJO DE POTENCIA

El algoritmo de Flujo de Carga está basado en el método de las corrientes inyectadas. Con él se han procesado todos los alimentadores de Chilectra Metropolitana (200). Entre las características más importantes observadas se destaca la rápida convergencia la cual no sucede las tres o cuatro iteraciones, óptima ocupación de memoria ya que sólo se almacenan las variables no nulas, mínimo tiempo de procesamiento el cual no ha excedido los tres segundos para sistemas de 6000 barras en un computador Unysis A12.

El algoritmo para el cálculo de flujos de potencia se indica en el Anexo I "Algoritmo Flujo de Potencia"

ANALISIS DE CORTOCIRCUITOS

El método de resolución de cortocircuitos es tan eficiente como el de flujo de carga, en cuanto a la ocupación de memoria y a los tiempos de procesamiento. Permite calcular los niveles de cortocircuito monofásico y trifásico en cualquier punto del alimentador, entregando la magnitud y ubicación de los valores máximos y mínimos obtenidos.

El sistema considera lo siguiente :

- Las impedancias de secuencias positiva y cero equivalentes del sistema de transmisión en cada subestación es conocida.
- Todos los transformadores de poder de las subestaciones tienen una conexión delta estrella a tierra.
- Todos los alimentadores trabajan en forma radial
- Los transformadores de distribución tienen conexión delta estrella conectada sólidamente a tierra.
- No hay aportes al cortocircuito de otras fuentes distintas a la subestación.

En estas condiciones el cálculo de cortocircuitos se puede hacer en dos pasos :

a) Calcular las impedancias equivalentes de secuencia positiva (Z1) y secuencia cero (Z0) para cualquier nodo del alimentador. Estas impedancias se calculan para cada nodo, como la sumatoria de las impedancias de las ramas entre cualquier nodo y la subestación.

b) Se aplican las típicas ecuaciones de cortocircuito monofásico y trifásico.

$$I3F(i) = V/Z1(i)$$

$$I1F(i) = 3V/(2Z1(i) + Z0(i))$$

Siendo:

I3F(i) = Corriente de Cortocircuito trifásico en nodo i

I1F(i) = Corriente de Cortocircuito monofásico en nodo i

- V = Voltaje nominal en la subestación
- $Z_1(i)$  = Impedancia equivalente de secuencia positiva en el nodo i
- $Z_0(i)$  = Impedancia equivalentes de secuencia cero en el nodo i

### CONCLUSIONES

El sistema ha sido utilizado con éxito en la Empresa, permitiendo hacer y simplificar estudios de situaciones redes en las Areas de planificación, estudios proyectos y operación de la red de distribución.

El diagrama esquemático utilizado permite visualizar la topología en una manera fácil y resumida. Las aplicaciones permiten resolver, rápidamente, procesos que envuelven una gran cantidad de datos de alimentadores de una o varias subestaciones.

Con el objeto de hacer simulaciones PDSA provee una manera fácil de agregar y modificar datos de subestaciones, alimentadores y otros parámetros asociados.

Actualmente, el mismo sistema ha sido convertido para poder procesarse en computadores del tipo PC compatibles bajo el sistema operativo OS/2.

Este hecho ha permitido un aumento en la velocidad de procesamiento y la creación de una interfase gráfica que claramente muestra la topología del alimentador y sus equipos en un sistema de coordenadas geográficas. Hoy en día algunos modelos computacionales están siendo mejorados tales como el de optimización de la topología y otros están en etapa de prueba, como el de ubicación y dimensionamiento de condensadores.

El software desarrollado ha demostrado la capacidad para generar aplicaciones técnicas con un costo razonable para la empresa.

La ventaja de este tipo de software es que permite ser ampliado, mejorado y utilizado en otras aplicaciones tales como cálculo de pérdidas técnicas, los cuales son necesarios para el proceso de fijación de las tarifas.

La utilización de este software ha significado una gran disminución en el tiempo empleado por los ingenieros especialistas en el análisis y selección de alternativas para localizar y dimensionar nuevos equipos, principalmente debido a la mayor precisión en los cálculos de flujo de potencia, cortocircuito regulación y traspaso de carga entre alimentadores.

Ahora, es posible hacer rápidamente análisis de sensibilidad para las soluciones, cambiando cualquiera de los parámetros y estudiando más tarde su importancia en el problema.

Por ejemplo, en el refuerzo de un alimentador es posible evaluar varias alternativas para seleccionar la mejor. De la misma manera se pueden evaluar diferentes alternativas para dar un nuevo suministro.

En el futuro, estos algoritmos serán utilizados en un gran sistema computacional denominado como "Proyecto Red", para hacer los cálculos técnicos y aplicaciones del sistema. Este será completamente gráfico, con bases de datos relacionales y tecnología GIS (Graphic Interface System), permitiendo una completa integración de la información del sistema eléctrico de la empresa en alta y media tensión.

### REFERENCIAS

1. "Catalyst". A Catalog of International Third-Party Hardware and Software from Sun Microsystems, Inc. Edición Summer 1990.
2. Operating System/2 Application Guide IBM. Ed. 1990
3. J.J. Grainger, S. Civanlarr, IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems. Vol PAS-104 No. 11, Nov. 1985.
4. Stott B. Review of Load-Flow calculation Methods. Proceeding of the IEEE, Vol. 62, No 7, 916-924 julio 1974.

### ANEXO I

#### ALGORITMO FLUJO DE POTENCIA

##### Algoritmo

Para resolver el problema de flujos de potencia en el sistema de distribución se ha utilizado un algoritmo basado en las corrientes inyectadas en cada nodo. El procedimiento es el siguiente :

##### 1. Inicialización de Voltajes y Cargas

Se inicializan los voltajes  $V(i)$  de todos los nodos, con ó sin carga, con un valor igual al de la subestación en que esta conectado el alimentador corregido por la razón de transformación de cada transformador de poder.

##### 2. Corrientes de Cargas

Se calcula la corriente en cada transformador de distribución, ó condensador con la expresión siguiente :

$$I(k) = \text{Conj} ( S(i)/r_3 \cdot V(i) )$$

Siendo:

$S(i)$  : Carga en KVA y KVAR de cada transformador de distribución ó condensador.

$V(i)$  : Voltaje de cada nodo en KV

$r_3$  : raíz de 3

Conj : Denota el conjugado de la expresión.

$I(k)$  : Corriente en Amp. en cada barra de carga.

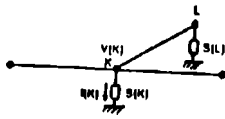


Figura NQ 11 Corrientes de Cargas

La carga en cada transformador  $S(i)$  es un dato del problema, la que se inicializa antes de comenzar el proceso iterativo.

### 3. Cálculo de Corrientes en cada Rama

El proceso se inicia considerando los nodos extremos de cada alimentador avanzando hacia la subestación respectiva, teniendo en cuenta que para calcular la corriente por una rama se necesitan las corrientes de todas las ramas aguas abajo.

$$I(j) = I(i), i = 1, \dots, m$$

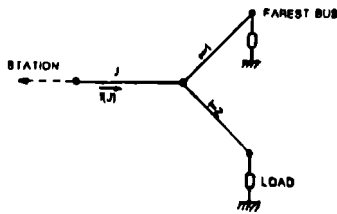


Figura NQ 12 Cálculo de Corrientes en ramas

Siendo :

$I(i)$  : Corriente de la rama  $i$ , aguas abajo de la rama  $j$ .

$m$  : Número de ramas conectadas a la rama  $J$  en el nodo más alejado de la subestación.

### 4. Cálculo de Voltajes en Nodos

Este proceso se inicia desde las subestaciones, donde el voltaje  $V_0$  es conocido, y se continúa hacia los extremos de los alimentadores. Para cada nodo se calcula el voltaje del nodo aguas abajo con la expresión siguiente :

$$V(i) = V(j) - Z(ji) \times I(ji)$$

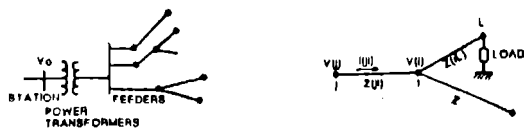


Figura NQ 13 Cálculos de Voltajes

Siendo :

$V(j)$  : El voltaje en KV del nodo  $j$ .

$Z(ij)$  : Impedancia en ohm de la rama  $i-j$ .

$I(ij)$  : Corriente de la rama  $i-j$  en Amp.

$i$  : Nodo más cercano a la subestación de la rama  $i-j$ .

$j$  : Nodo más alejado de la subestación de la rama  $i-j$ .

### 5. Verificación de convergencia

Se calcula la máxima desviación de voltaje y potencia en cada nodo con la siguiente expresión:

$$DVMx = \text{máx (mód)} ( V(i,k) - V(i,k+1) )$$

$$DSMx = \text{máximo (módulo)} ( DS(i) )$$

Siendo :

$V(i,k)$  : Voltaje en el nodo  $i$ , en la iteración  $k$ .

$V(i,k+1)$  : Voltaje en el nodo  $i$ , en la iteración  $k+1$

$DS(i)$  : Balance de Potencia en el nodo  $i$

Si los valores calculados de máxima desviación de voltaje y máxima desviación de potencia son mayores que los valores máximos especificados, se continúa con el proceso iterativo en el punto 2, en caso contrario se termina el proceso de cálculo de flujo de potencia.

### 6. Cálculo de Pérdidas

Se calculan las pérdidas de potencia por alimentador y se totalizan por subestación y para todo el sistema en análisis.

### BIOGRAFIA DEL AUTOR

Carlos Almarza, 35 años, es Ingeniero Civil Electricista de la Universidad de Chile. Trabaja desde hace 11 años, en la empresa Distribuidora Chilectra Metropolitana. Se ha desempeñado como Proyectista de Líneas de Transmisión y actualmente es Ingeniero de la Oficina de Estudios de Ingeniería de esta empresa. Ha desarrollado numerosas aplicaciones computacionales en el área de la ingeniería eléctrica, tales como análisis de flujos de potencia, cortocircuitos y análisis de contingencias. Sus áreas de interés profesional son sistemas de distribución y desarrollo de software para aplicaciones de ingeniería.



**CONFIGURADOR DE LA RED EN LINEA  
PARA EL SISTEMA ELECTRICO DE CHILGENER.**

Rigoberto Mejía, Humberto Soto, Marco Arróspide  
Depto. Sistema de Supervisión y Control CHILGENER S.A.  
Miraflores 222, 4º PISO, SANTIAGO DE CHILE

**RESUMEN**

En este trabajo se presenta y describe el desarrollo de un algoritmo de Configuración de la Red Eléctrica que opera en tiempo real en el Sistema de Supervisión y Control de CHILGENER, como un programa constitutivo de las funciones de aplicación actualmente en operación y que conforman un Sistema de Administración de Energía.

La función del Configurador de Red desarrollada realiza la interfaz entre el mundo real en el cual se desenvuelve el SCADA y un ambiente de simulación matemática en el cual se encuentra el EMS. Este programa obtiene la topología y las telemidas del Sistema Eléctrico en el momento del estudio para determinar la matriz de Admitancia nodal y un vector de medidas que son, posteriormente, usados por un Estimador de Estado y un Flujo de Potencia. Además, realiza una salida gráfica al operador de los resultados de los Programas de Aplicación.

Este programa está operando desde diciembre de 1990 junto a un Estimador de Estado y un Flujo de Potencia en el Centro de Despacho de Generación de CHILGENER.

**ABSTRACT**

This paper describes the development of an Electric Network Topology Determination algorithm that works in Real Time on the Supervisory Control And Data Acquisition System of CHILGENER, as a program that belongs to an Energy Management System.

The function of the Network Topology Configurator is to be the interface between the real world of the SCADA and a mathematics simulation environment of the EMS. This program determinate the network topology of the Electrical Power System at the moment of the study and the values telemetered. Then, build the admittance matrix and a measurements vector that are used by an State Estimator and a Load Flow. This program also conform the graphic output to the SCADA dispatcher.

This program is working since december 1990 with an State Estimator and a Load Flow on the Generation Power Dispatch Center of CHILGENER.

**1. INTRODUCCION**

El Sistema de Supervisión y Control de CHILGENER S.A. entró en operaciones en el mes de diciembre de 1988 con una configuración de equipamiento y programas óptimos para las labores SCADA (Supervisory Control And Data Acquisition). Desde un principio se planteó la necesidad de conformar el SCADA como un moderno Sistema de Administración de Energía (Energy Management System, EMS) para posibilitar la operación del Sistema Eléctrico desde una perspectiva más segura e informada. Es así como se propuso desarrollar una serie de programas de aplicación que permitiesen lograr este objetivo. La

función de Configuración de la Red está enmarcada dentro de este esquema y es requerida por otras funciones del EMS como son: Estimación de Estado y Flujo de Potencia en Línea.

La función del Configurador de Red es determinar en tiempo real el estado de la red eléctrica, determinar los parámetros de la red y los valores de potencia activa, potencia reactiva, y voltaje. Además, construye la matriz de admitancia nodal del Sistema y un vector de medidas, los que luego serán usados por el Estimador de Estado y Flujo de Potencia. Finalmente, provee una etapa de salida gráfica al operador del Centro de Despacho de Generación (CDG) de CHILGENER. Es decir, es la interfaz entre el mundo real y el resto de los programas de aplicación que conforman el EMS.

Este programa se desarrolló en lenguajes Assembler y Fortran sobre computadores Digital PDP 11/84 en configuración dual y bajo sistema operativo RSX 11M-Plus.

Determinar la topología activa de la red eléctrica en tiempo real es complicado, debido a que el Sistema Eléctrico varía dinámicamente produciéndose:

- Conexión y desconexión de Líneas, variación del estado de interruptores.
- Variación de Generación y Carga.
- Separación del Sistema Interconectado en islas.

Un programa Configurador de Red debe solucionar estos problemas y manejar todas las variantes topológicas posibles del Sistema Eléctrico a estudiar. Por otra parte, su operación está estrechamente relacionada con los modelos matemáticos usado en el proceso de Estimación de Estado y en el de Flujo de Potencia, ya que estos imponen restricciones respecto al tipo de información requerida y calidad de ella.

En este caso se utilizó un modelo de tipo Newton-Raphson desacoplado rápido que presenta ventajas comparativas cuando existe una limitación en la capacidad de memoria disponible. Este modelo, impone además, una serie de otros requerimientos que debe satisfacer el Configurador de Red.

En este trabajo se describen los requerimientos de estos modelos y la operación en tiempo real, se describe el algoritmo de configuración de la red desarrollado, los resultados obtenidos y las modificaciones previstas a futuro.

**II.- REQUERIMIENTOS DE LA CONFIGURACION DE LA RED:**

La función de la Configuración de la Red debe interactuar directamente con la función de Estimación de Estado, la función de Flujo de Potencia y la funcionalidad del Sistema SCADA. Estas a su vez, le imponen requisitos que debe satisfacer y que se describen a continuación:

### Requisitos del Estimador de Estado

La función de Estimación de Estado se basa en la técnica de minimización de errores cuadráticos ponderados y utiliza el método de Newton, en su versión desacoplada rápida, en un proceso iterativo para obtener la solución óptima. Este modelo requiere la formación de ciertas matrices cuya información es proporcionada por el Configurador de Red.

Un modelo como el utilizado, requiere de: medidas de flujos de potencia en líneas, medidas de voltaje en barras, potencia inyectada en barras y potencia consumida por alimentadores.

Por tanto, dada las características del modelo utilizado, se requiere de la siguiente información como entrada al Estimador de Estado:

#### a) Topología de la red:

- Barras que conforman el Sistema Eléctrico de Potencia (SEP) en un instante de tiempo determinado. Estas deben estar enumeradas en forma correlativa.
- Circuitos de línea conectados entre barras que conforman el SEP en estudio. Los circuitos deben estar enumerados en forma correlativa y referenciar a los números de barras en los extremos transmisor y receptor. Además, deben hacer referencia a los parámetros eléctricos de los mismos: reactancia inductiva serie, resistencia serie y susceptancia shunt.
- Inyecciones en barras que conforman el SEP en estudio, identificando cuales son inyecciones positivas (generadores) y cuales son inyecciones negativas (cargas). Además, se debe identificar la barra de referencia.

#### b) Variables Análogas:

- Medidas de voltaje asociadas a las barras telemidas que conforman el Sistema.
- Medidas de flujos de potencia activa y reactiva en los circuitos de líneas. Estas medidas deben asociar además un sentido de flujo.
- Medidas de inyecciones de potencia en barras. Estas medidas deben asociar sentido de flujo.
- Ponderadores asociados a cada medida del sistema y que indican el peso relativo de cada medida que debe considerar el algoritmo de Estimación de Estado. Existen 3 tipos de ponderadores: de medidas de voltaje, de medidas de inyecciones de potencia y de medidas de flujos de potencia.

### Requisitos de Flujo de Potencia

La función de Flujo de Potencia fue resuelta usando el método de Newton-Raphson desacoplado rápido y por tanto posee requerimientos similares al Estimador de Estado. Esta función requiere de la siguiente información:

#### a) Topología de la Red

- Barras, de idéntica forma que el Estimador de Estado. Debe indicarse cual es la barra libre.
- Circuitos de línea, de idéntica forma que el Estimador de Estado.
- Inyecciones de potencia en barras que conforman la red. Estas deben tener un sentido de flujo asociado (entrando, saliendo), además, de referenciar el tipo de barra asociada: barra de generación (PV), barra de carga (PQ) y barra libre (PØ).

#### b) Variables análogas

- Voltajes estimados de todas las barras de generación y la barra libre.
- Inyección de potencia a todas las barras de generación y las barras de carga: potencia activa en barras de generación, potencia activa y reactiva en barras de carga.

### Interfaz con el mundo real

Otro requerimiento que debe satisfacer la función de configuración de la red consiste en disponer de medidas y estado de los elementos del SEP en tiempo real, es decir, en el instante mismo que se está realizando el estudio. Esta información, que varía dinámicamente, permite configurar la topología del sistema eléctrico activo en ese instante y sus valores (P,Q,V).

En este caso, se accesa directamente la base de datos de tiempo real residente en memoria principal de los computadores que conforman el SCADA y que contiene las telemidas y las teleindicaciones del Sistema. En la figura 1 se muestra la relación entre los programas de aplicación del EMS y un esquema didáctico de las tareas que conforman el Sistema de Supervisión y Control de CHILGENER.

### ENFOQUE DE DESARROLLO SOFTWARE DE APLICACION

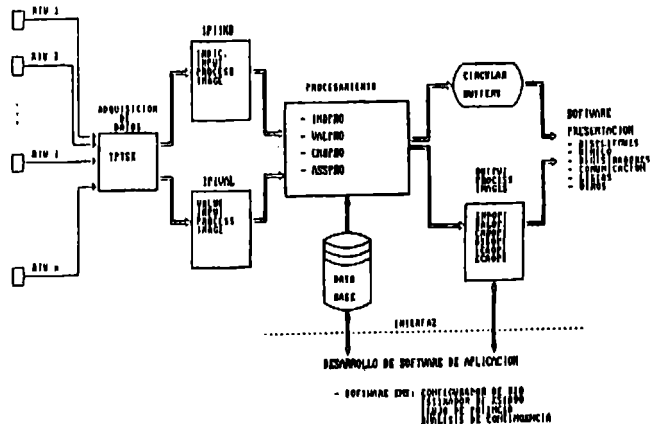


Figura 1: Enfoque de desarrollo.

En general, no todos los puntos son telemidos, existiendo SS/EE en las cuales no se posee una Unidad Terminal Remota (UTR). Lo importante es disponer de la mínima cantidad de medidas que asegure la observabilidad del Sistema Eléctrico para poder realizar la función de Estimación de Estado.

En caso que exista una porción del Sistema en el cual la cantidad de medidas sea baja o no se disponga de ellos, entonces es posible recurrir a equivalentes del SEP y a pseudo-mediciones que representen la medida de potencia activa, potencia reactiva y voltaje de los distintos puntos de la Zona.

### 3. CONFIGURACION DE LA RED

Hasta el momento se han mostrado los requerimientos que debe satisfacer la función de configuración de la red tanto para el manejo de variables en tiempo real como la calidad de información requerida por el resto de los programas de aplicación. Ahora, corresponde analizar el conjunto de tareas que conforman este algoritmo y mostrar como son satisfechos los requerimientos presentados.

Un diagrama en bloques de la función de configuración de la red y las distintas tareas que la componen se muestra en la figura 2. Se puede apreciar que está constituido por dos grandes bloques que son:

- Configuración de la red, sobre la base de los datos teledidos por el SCADA.
- Configuración de la red en un ambiente de simulación, sobre la base de datos no reales que son el resultado de Estimaciones anteriores, cálculos del flujo de potencia y/o modificaciones del operador.

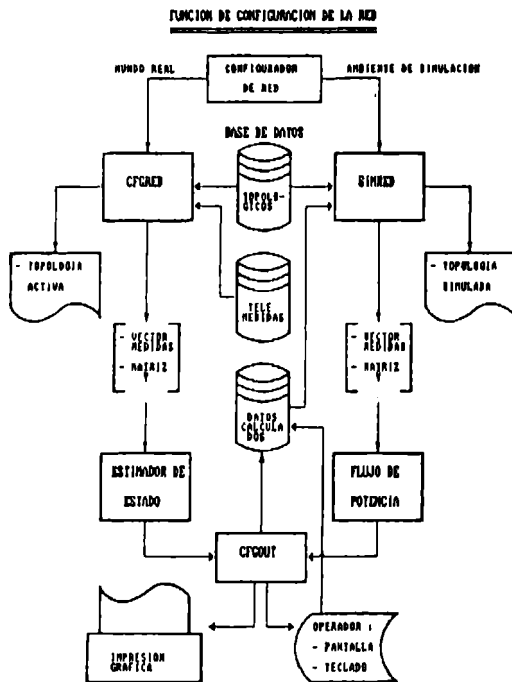


Figura 2: Configuración de la Red.

Fundamentalmente, se puede notar que la función de configuración de la red está dividida en tres módulos de programación y un módulo de base de datos. Este último, contiene toda la información requerida por los programas de aplicación. A continuación, se describen cada una de estos módulos:

a) Módulo I. CFGRED:

Su función es configurar topológicamente la red eléctrica en estudio, obteniendo los valores de potencia activa, potencia reactiva y voltaje teledidos en cada punto importante del sistema. Con esta información, elabora un listado con las barras conectadas, las líneas conectadas y sus parámetros, y los inyectores y/o alimentadores conectados. Además, forma la matriz de admitancia nodal y un vector con los valores teledidos.

No todos los puntos del sistema son teledidos, por lo que indica en qué puntos existen valores reales y en cuáles no. Los puntos teledidos de potencia activa, potencia reactiva y voltaje son utilizados en el cálculo de vectores de error del proceso iterativo del Estimador de Estado.

Este módulo analiza en forma separada la conectividad de cada barra, cada línea y cada inyector/alimentador que

conforma la base de datos del EMS. Una vez formada la topología con los valores de los puntos teledidos e indicando aquellos que no son teledidos, se forma la matriz admitancia, se entrega las teledidos del Sistema al Estimador a través de zonas de memoria común y se construye un archivo de salida con la conectividad del SEP. A continuación, se describen aquellas porciones más relevantes que conforman la estructura de este módulo:

1) Conectividad de Barras

Con la información contenida en la base de datos del Sistema se estudia la conectividad de cada una de las barras que lo conforman y se establece un orden secuencial con sólo aquellas barras activas. Este ordenamiento de barras es dinámico y varía conforme se modifica topológicamente el Sistema Eléctrico.

Se considera que una barra está activa dentro del SEP en estudio si:

- Su teledida de voltaje es no nula.
- Al menos un interruptor de la combinación de interruptores que la circundan está conectado y activo.

Cada barra es un caso particular y de antemano se determinan bajo qué criterio se estudiará su conectividad.

Otro aspecto relevante que considera este análisis corresponde al acoplamiento entre barras, pudiendo existir dos barras independientes o sólo una (ambas acopladas). Esto afecta el ordenamiento dinámico de barras y es considerado dentro del análisis topológico del sistema.

Finalmente, se construye una lista que contiene la numeración relativa de la barra en estudio, el estado del voltaje (teledido - no teledido) y el valor del voltaje teledido (Q/I) o el voltaje nominal (1.0 Q/I) en caso de no ser teledido. Se muestra en la figura 3 un diagrama en bloques del estudio de barras del sistema.

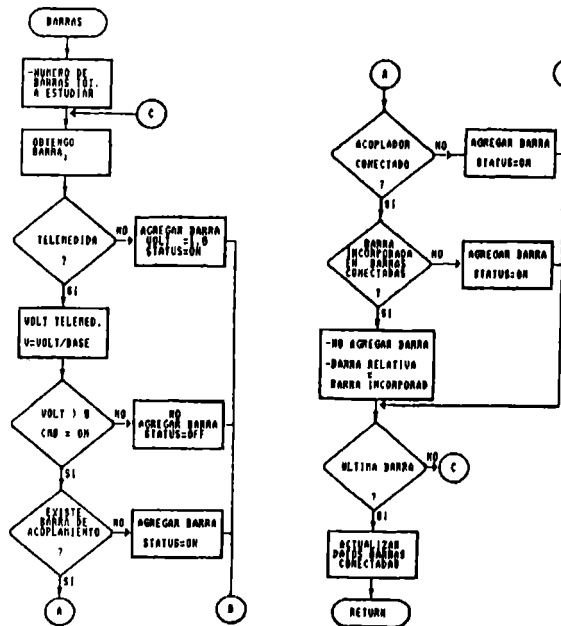


Figura 3: Estudio de barras.

ii) Conectividad de líneas

Esta rutina ordena secuencialmente cada una de las líneas conectadas del Sistema Eléctrico en estudio y hace referencia al ordenamiento relativo de las barras conectadas en ambos extremos de la línea. Además, incluye los parámetros de la línea en estudio (R,X,B).

Se considera como línea conectada a aquella cuyos interruptores, en ambos extremos que lo definen, están cerrados. Si uno de los dos interruptores está abierto, entonces la línea no se considera dentro del estudio. Si alguno de los extremos de la línea no es telemedido o no posee indicación manual del operador, entonces se considera dicho extremo como conectado.

Cada línea es representada por sus parámetros: resistencia serie, inductancia serie, susceptancia y un valor de taps que es usado cuando existe un transformador. Un transformador es un caso particular de una línea, considerando su modelo reducido. Sus parámetros resistivos y susceptancia son nulos, el valor inductivo es no nulo y se entrega en por unidad base 100 MVA y, finalmente, la posición porcentual del tap en caso de existir.

Por último, se construye una lista que contiene: numeración relativa de la línea en estudio, las barras relativas a las cuales la línea está conectada en sus extremos, un valor del estado de cada extremo indicando si es telemedido o no, el valor de potencia activa y potencia reactiva telemedida en cada extremo y los parámetros de resistencia, inductancia, susceptancia y taps de cada línea. Los valores de potencia se entregan en por unidad, base 100 MVA.

Se muestra en la figura 4 un diagrama en bloques del estudio de líneas del SEP.

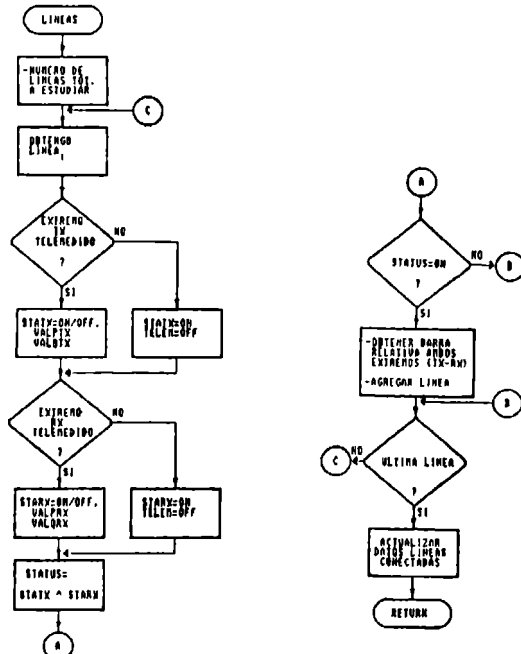


Figura 4: Estudio de Líneas.

iii) Conectividad de inyector/alimentador

En la base de datos topológicos existe información de todos los inyectores y de todos los alimentadores del Sistema Eléctrico en estudio. Cada inyector o alimentador está asociado a una barra fija de las que

conforman el SEP por lo que se considera como elemento activo si:

- Está conectada la barra asociada al inyector/alimentador.
- Está cerrado el interruptor del inyector o alimentador en estudio.

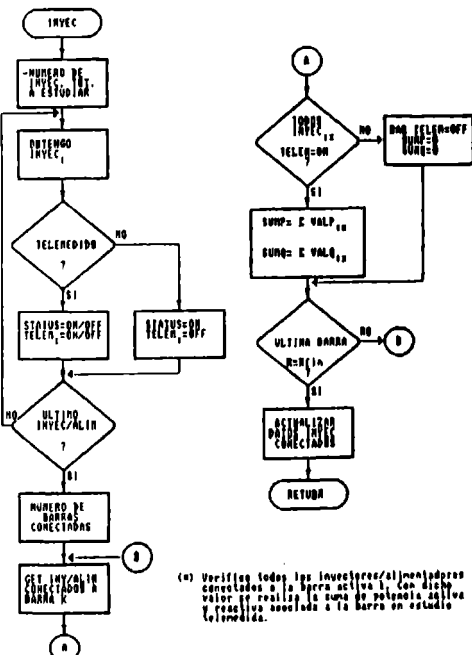
Esta rutina determina primero la conectividad de cada uno de los elementos, utilizando los criterios descritos. Luego, realiza la suma de la potencia activa y potencia reactiva de cada uno de los inyectores o alimentadores asociados a una barra conectada. Por último, identifica si se trata de una barra de generación o de carga y guarda los punteros a los elementos que utilizó para determinar la suma de potencia asociada a cada barra. El objetivo del uso de punteros es poder reconstruir la información por elemento luego de terminada la Estimación de Estado.

Si existe un alimentador o inyector que no es telemedido en una barra, entonces se considera como una barra no telemedida.

Si existe una barra intermedia que no posee inyector o alimentador asociado, entonces esa barra posee una transferencia de potencia nula y se considera como telemedida. Esto es análogo a considerar una pseudo-medición nula asociada a la barra.

Finalmente, se construye una lista ordenada de acuerdo a las barras conectadas del sistema incorporando la suma de potencia activa y potencia reactiva de las barras telemedidas o indicando que la barra no es telemedida. También se indica el tipo de barra asociada, es decir, si es de generación o de carga.

Se muestra en la figura 5 un diagrama en bloques del estudio de inyectores/alimentadores del SEP.



(\*) Verificar todos los inyectores/alimentadores conectados a la barra activa i. Con dicho valor se realiza la suma de potencia activa y reactiva asociada a la barra en estudio telemedida.

Figura 5: Estudio de Inyectores y Alimentadores.

Con la información de barras, líneas, generadores e inyectores conectados se tiene la topología activa del Sistema Eléctrico y los valores de las telemedidas en el momento del estudio, es decir, en tiempo real. Luego, se construye la matriz de admitancia nodal y un vector

con las telemidas del Sistema, para traspasarlo a la función de Estimación de Estado.

#### b) Módulo II. CFGOUT:

Su función es realizar las etapas de salida de los programas de aplicación, que son:

- Salida de valores calculados por el Estimador de Estado por el Flujo de Potencia. Esta información realimenta los datos que permiten el proceso de simulación de eventos.
- Salida al operador en pantalla, utilizando para ello un despliegue gráfico con toda la información obtenida.
- Listado con los resultados del estudio (opcional).

Este módulo reparte la información totalizada de inyecciones y carga de cada barra en la proporción correspondiente a cada uno de los generadores y alimentadores que la conforman. Para ello, se utilizan los punteros almacenados en el módulo I.

La etapa de salida hacia los datos calculados, como se aprecia en la figura 2, permite configurar todo un sistema de realimentación hacia el Flujo de Potencia para su iteración siguiente. De esta forma, queda disponible al operador un ambiente de simulación de eventos del SEP con lo cual puede tomar decisiones más informadas con respecto a la operación del sistema eléctrico de CHILGENER.

La etapa de salida gráfica permite mostrar en pantalla la topología del SEP en estudio y los valores de voltajes, potencia activa y potencia reactiva del sistema eléctrico. Existen, fundamentalmente, dos tipos de salida gráfica en pantalla: uno que corresponde al resultado del Estimador de Estado y otro que corresponde al resultado del Flujo de Potencia. Así, el operador tiene una presentación clara y agradable del resultado de los programas de aplicación.

#### c) Módulo III. SIMRED:

Su función es configurar topológicamente la red eléctrica simulada en estudio. Para ello utiliza valores e indicaciones que pertenecen a un ambiente de simulación de la operación que apoya directamente a la función de Flujo de Potencia. Esta información se encuentra en la base de datos calculados y corresponden a valores e indicaciones de la topología del SEP que son modificados sólo por medio de: la última Estimación de Estado, el último Flujo de Potencia y/o las modificaciones del operador para simular apertura/cierre de interruptores, variaciones de carga o variaciones de generación.

La forma en que realiza la configuración topológica es análoga a la realizada por el módulo I, considerando las nuevas referencias a la base de datos calculados y no a la Base de Datos telemididos. Las restricciones corresponden a las descritas para el Flujo de Potencia.

#### d) Base de Datos:

Como se aprecia en la figura 2 existen tres tipos de información, claramente identificable, que conforman la Base de Datos. Estas son:

- Datos telemididos
- Datos topológicos
- Datos calculados

La porción de la base de datos telemididos tiene directa

relación con la operación del SCADA y es propia de dicho sistema. En cambio las dos últimas porciones de la base de datos, datos topológicos y datos calculados, fueron realizadas exclusivamente para la aplicación descrita.

La porción con datos calculados contiene toda la información requerida para la etapa de realimentación y que conforma el Sistema de Simulación de eventos.

La porción con datos topológicos contiene toda la información del Sistema Eléctrico requerido por los programas de aplicación. En ella se almacena información relevante de barras, líneas de transmisión e inyectores/alimentadores que conforman el SEP en estudio. Los datos que contiene son los siguientes:

#### i) Barras

- Identificación absoluta de Barra dentro del SEP.
- Identificación relativa de Barra, que se modifica dinámicamente.
- Voltaje Nominal.
- Puntero a la medida de voltaje en la Base de Datos telemidida.
- Interruptor de acoplamiento.
- Puntero a la BD-datos calculados.

#### ii) Líneas

- Identificación absoluta de línea.
- Conectividad con barras en ambos extremos y los interruptores que la definen.
- Puntero a las medidas de potencia activa y potencia reactiva en ambos extremos en la BD-telemidida.
- Resistencia de Línea.
- Inductancia de Línea.
- Susceptancia de Línea.
- Taps.
- Puntero a la BD-datos calculados.

#### iii) Inyector/alimentador

- Tipo de elemento (inyector o alimentador)
- Conectividad dentro del SEP e interruptor asociado.
- Puntero a las medidas de potencia y reactiva en la BD-telemidida.
- Puntero a la BD-datos calculados.

El resto de los elementos propios de un Sistema Eléctrico, como ser: transformadores, condensadores, reactores, y otros, son considerados como casos particulares dentro de la clasificación hecha y su distinción es realizada por las rutinas de programa desarrolladas.

La porción topológica de la Base de Datos contiene la topología máxima posible y sobre la cual se realizará el análisis. La topología en estudio corresponde a un subconjunto del caso máximo, determinado por el configurador de red en tiempo real.

Todo Sistema Eléctrico de Potencia varía con el tiempo agregando o modificando líneas de transmisión, agregando subestaciones intermedias, cambiando transformadores u otros. Por lo que la Base de Datos construida permite realizar cambios con facilidad.

#### 4. APLICACION Y RESULTADOS

En la figura 6 se muestra un ejemplo gráfico, aplicado al Sistema Costa de CHILGENER, de la Configuración de la Red. Este Sistema está compuesto fundamentalmente por las SS/EE Ventanas, Miraflores, Laguna Verde, San Pedro y San Isidro. En total son: 20 barras, 22 líneas y 20 inyectores/alimentadores definidos en la Base de Datos.



ESTIMACION DE ESTADO EN LINEA  
PARA EL SISTEMA ELECTRICO DE CHILGENER

Marco Arróspide, Rigoberto Mejía, Humberto Soto  
Depto. Sistema de Supervisión y Control, CHILGENER S.A.  
Miraflores 222, Santiago de Chile.

RESUMEN

En este trabajo se presenta y se describe el desarrollo de un algoritmo de estimación de estado estático y su aplicación, en tiempo real, en el sistema eléctrico de CHILGENER como un programa que integra un conjunto de funciones de aplicación que en la actualidad se utilizan en el Sistema de Supervisión y Control de esta empresa.

El algoritmo se basa en la técnica de minimización de errores cuadráticos ponderados y utiliza el método de Newton, en su versión desacoplada rápida, en el proceso iterativo para obtener la solución óptima. El uso de memoria y tiempo de CPU se han optimizados utilizando técnicas adecuadas de almacenamiento compacto y bi-factorización de matrices. Asimismo, integra módulos de detección e identificación de errores que generan cambios estructurales internos al algoritmo los que se tratan utilizando metodologías derivadas de la teoría Diakóptica.

El programa ha presentado buenas características de robustez y rápida convergencia. Su aplicación en tiempo real ha sido efectiva, lo que ha permitido mejorar la calidad de la información recolectada y tratada por el sistema SCADA. Además, ha posibilitado el desarrollo y aplicación de otros programas de aplicación que, en conjunto, han apoyado y optimizado la labor de los despachadores de generación en la supervisión y en el análisis de seguridad del sistema eléctrico de potencia.

ABSTRACT

This work presents and describes the development of a static state estimation algorithm and its application, in real time, in the CHILGENER electric system as a program which is part of the application functions set at present used in such a system.

The algorithm is based on the weighted least squares minimization technic and uses the Newton method, in the fast decoupled version, in the iterative process to obtain the optimal solution. The use of memory and CPU time have been optimized using suitable technics of compact storage and matrix bi-factorization. Also, it integrates detection and identification modules which generate inner structural changes those who have been treated using methodologies derived of the Diakoptic theory.

The program has presented good characteristics of robustness and fast convergence. Its application in real time has been effective, which has allowed to improve the quality of the information collected and treated by the SCADA system. Furthermore, it has facilitated the development and application of new application programs those who, jointly, have aided and optimized the work of the dispatchers in the supervision and security analysis to the electric power system.

1. INTRODUCCION

El requerimiento básico para supervisar y controlar la operación de un sistema eléctrico de potencia es el disponer, en forma continua, de un conjunto mínimo de información del sistema que sea confiable, completo y lo más exacto posible. En los Centros de Control de Energía que disponen de funciones de SCADA, la información del sistema eléctrico es incompleta y el flujo de información entre las unidades terminales remotas y la estación maestra es inherentemente imperfecto siendo en algunos casos erróneo. La estimación de estado está concebida para salvar estas limitaciones asociadas a la información [1].

Se han desarrollado varios algoritmos de estimación de estado [2] los que difieren principalmente en la formulación y tratamiento de las denominadas matrices de información y si en estas se consideran todas las medidas disponibles del sistema. El algoritmo más simple es el desarrollado por la AEP [3] que considera exclusivamente las medidas de flujos de potencia. Se han realizado modificaciones a este algoritmo con el objeto de incluir las medidas de voltajes y de inyecciones de potencia como pseudomedidas de flujos. Sin embargo, se ha evidenciado que tales modificaciones hacen perder las ventajas del método original, en particular el grado de dispersidad de las matrices de información [4].

Si se considera que la condición básica para que se pueda realizar la estimación de estado de un sistema eléctrico es que el conjunto de medidas disponible sea redundante, resulta inconveniente no utilizar todos los tipos de medidas si la telemedición del sistema no fue planificada con un margen de redundancia adecuado considerando sólo un tipo de medidas.

Un algoritmo que aprovecha el total de las medidas es el estimador de estado desacoplado rápido basado en el método de Newton [2][3]. Su generalidad permite la introducción de pseudomedidas de inyecciones netas nulas en barras de transferencia lo que aumenta la redundancia e introduce un grado de precisión adicional a la estimación [2][5].

Este trabajo describe el algoritmo y la operación práctica de un estimador de estado desacoplado rápido en línea [6]. Se define el problema asociado a la estimación de estado y cómo se resuelve. Se enfatiza cómo el uso de técnicas matemáticas eficientes hace posible la obtención de la solución, salvando las limitaciones del hardware. Luego, se explica cómo se realiza la labor de detección e identificación de medidas erróneas. A continuación, se describe en detalle el algoritmo en que se basa el programa de estimación de estado de CHILGENER. Finalmente, se describen y se analizan dos ejemplos de aplicación en el sistema eléctrico de esta empresa.

## 2. DEFINICION DEL PROBLEMA

La solución del problema relacionado con la estimación de estado en línea consiste en determinar un conjunto de variables del sistema eléctrico denominadas variables de estado, que típicamente corresponden a las magnitudes de los voltajes y a sus ángulos, a partir de un conjunto redundante de telemidas del sistema, utilizando algún criterio de optimización.

El criterio de optimización generalmente considerado corresponde a la minimización de la suma de errores cuadráticos ponderados. En términos analíticos lo que se realiza es

$$\text{Mín } ( J(\underline{x}) = \sum_1 w_1 (z_{m1} - h_1(\underline{x}))^2 ),$$

donde  $J(\underline{x})$  es la función objetivo,  $w_1$  es el peso asociado a la telemida "1",  $z_{m1}$  es la telemida "1" y  $h_1(\underline{x})$  es la función de red asociada a la variable eléctrica telemida "1". El peso con que se pondera a cada medida en la función objetivo tiene como finalidad el discriminar a las medidas en función de la precisión y confiabilidad de la instrumentación asociada a cada una de ellas.

Puesto que cada variable eléctrica del sistema, que es telemida, es generalmente una función no lineal de las variables de estado, el problema asociado a la estimación de estado es, en su conjunto, de naturaleza no lineal. Luego, para su resolución es necesario realizar una aproximación lineal de las funciones de red lo que conlleva a un proceso iterativo el que converge al óptimo si éste existe. Así, las variables de estado son obtenidas en cada iteración a partir de la expresión

$$\hat{\underline{x}}^{k+1} = \hat{\underline{x}}^k - \underset{\text{hasta que}}{[A(\hat{\underline{x}}^k)]^{-1} [H(\hat{\underline{x}}^k)]^t [W] (z_m - h(\hat{\underline{x}}^k))}, \\ || \hat{\underline{x}}^{k+1} - \hat{\underline{x}}^k || < x_0, \forall i.$$

donde  $\hat{\underline{x}}$  representa el valor estimado del vector de variables de estado  $\underline{x}$ ,  $[A(\hat{\underline{x}}^k)]$  es la denominada matriz de información,  $[H(\hat{\underline{x}}^k)]$  es la matriz jacobiana,  $[W]$  es una matriz diagonal cuyos elementos corresponden a los pesos  $w_1$  y  $x_0$  es una tolerancia especificada.

La solución del problema formulado en los términos anteriores implica un esfuerzo computacional considerable, puesto que las matrices involucradas en general son de gran tamaño y deben evaluarse en cada iteración. Es así que la estimación de estado en línea no puede ser llevada a cabo sin el empleo de técnicas eficientes que exploten las características intrínsecas tanto del sistema eléctrico como de las de su formulación matemática, teniendo en cuenta además que los computadores que conforman los centros de control de energía imponen limitaciones infranqueables de tiempo de procesamiento y de tamaño de la memoria principal.

El estimador de estado en línea puede salvar las dificultades mencionadas si:

i) Usa una versión desacoplada rápida del método de Newton. El desacoplamiento del problema deriva en la resolución secuencial de dos sistemas de ecuaciones lineales independientes en cada iteración. Además, las matrices de información resultan ser constantes por lo que su inversión se realiza una sola vez. Analíticamente, lo que se establece es que

$$\hat{\underline{p}}^{k+1} = \hat{\underline{p}}^k - [App]^{-1} [Hpp]^t [Wpp] (z_p - h_p(\hat{\underline{p}})) \\ \hat{\underline{q}}^{k+1} = \hat{\underline{q}}^k - [Aqq]^{-1} [Hqq]^t [Wqq] (z_q - h_q(\hat{\underline{q}})).$$

La utilización de esta versión significa perder la

característica de convergencia cuadrática del método de Newton original requiriéndose más iteraciones para alcanzar la solución óptima. Sin embargo, la disminución de la complejidad computacional asociada al problema genera una disminución en el tiempo total de resolución.

ii) Usa técnicas matemáticas que exploten las características de las matrices involucradas en la formulación del problema. Para esto se deben aprovechar las características intrínsecas de las matrices de información y las obtenerlas al utilizar el método de Newton desacoplado rápido, utilizando un método de resolución de ecuaciones lineales simultáneas basado en técnicas de factorización o de triangularización de matrices. En la práctica, esto significa no alterar el requerimiento de memoria asociado al grado de dispersidad de las matrices de información originales.

## 3. DETECCION E IDENTIFICACION DE MEDIDAS ERRONEAS

Una vez que el proceso iterativo de la estimación de estado converge, es necesario probar la validez de los resultados que entrega. Para esto se deben probar los supuestos asociados a los errores de las telemidas. Estos son: errores pequeños, con distribución normal y no correlacionados. Si estos supuestos son válidos entonces la función objetivo de la estimación de estado sigue una ley de distribución del tipo "Chi-Cuadrado" con  $K$  grados de libertad, siendo  $K$  la diferencia entre el número total de medidas y el número total de variables de estado, y una probabilidad  $P$  obtenida de acuerdo a un margen de confianza elegido convenientemente. El test consiste en comparar el valor teórico de la distribución asociado a  $K$  y  $P$  con la función objetivo. Si ésta es mayor que el valor  $\chi^2$ , entonces los supuestos no se cumplen y se debe pensar que hubo al menos una medida errónea en el proceso de estimación.

La identificación de la o las medidas erróneas constituye el llamado test de Student, el que se aplica a los errores de las medidas normalizados. Cada uno de estos errores normalizados representa a la diferencia entre la variable medida y la estimada, dividida por la desviación estándar del error de la medida. Haciendo un ordenamiento de estos errores y comparándolos con el valor teórico de la distribución de Student asociado a los parámetros  $K$  y  $P$ , se identifican como medidas erróneas a aquellas cuyos errores normalizados superan a este valor. Así, estas medidas se eliminan antes de realizar un nuevo proceso de estimación de estado.

## 4. DESCRIPCION E IMPLEMENTACION DEL ALGORITMO

El estimador de estado en línea desarrollado para el sistema eléctrico de CHILGENER incorpora los conceptos de desarrollo expuestos anteriormente, esto es: minimización de errores cuadráticos ponderados, versión desacoplada rápida del método de Newton y la técnica de bi-factorización de matrices.

El programa fue construido en lenguaje FORTRAN 77 y se encuentra instalado en un sistema dual de computadores DIGITAL PDP-11 que operan con el sistema operativo RSX-11 PLUS. Esta configuración de hardware y software corresponde a la suministrada para el Sistema de Supervisión y Control de CHILGENER.

La ejecución del programa de estimación de estado es solicitada por el despachador mediante una tecla dedicada de la consola de operación. El algoritmo, cuyo diagrama de flujo se muestra en la Figura N°21, se inicia con la adquisición de la información del sistema



mediante una interfaz con un programa de configuración de la red (Paso 1). El configurador de red obtiene el estado de todos los interruptores y desconectores del sistema eléctrico y accesa a las medidas adquiridas por el sistema de supervisión para entregar al estimador de estado, el conjunto completo de medidas de voltajes, inyecciones de potencia y flujos de potencia, convenientemente indexado a la red que se encuentra activa en ese instante.

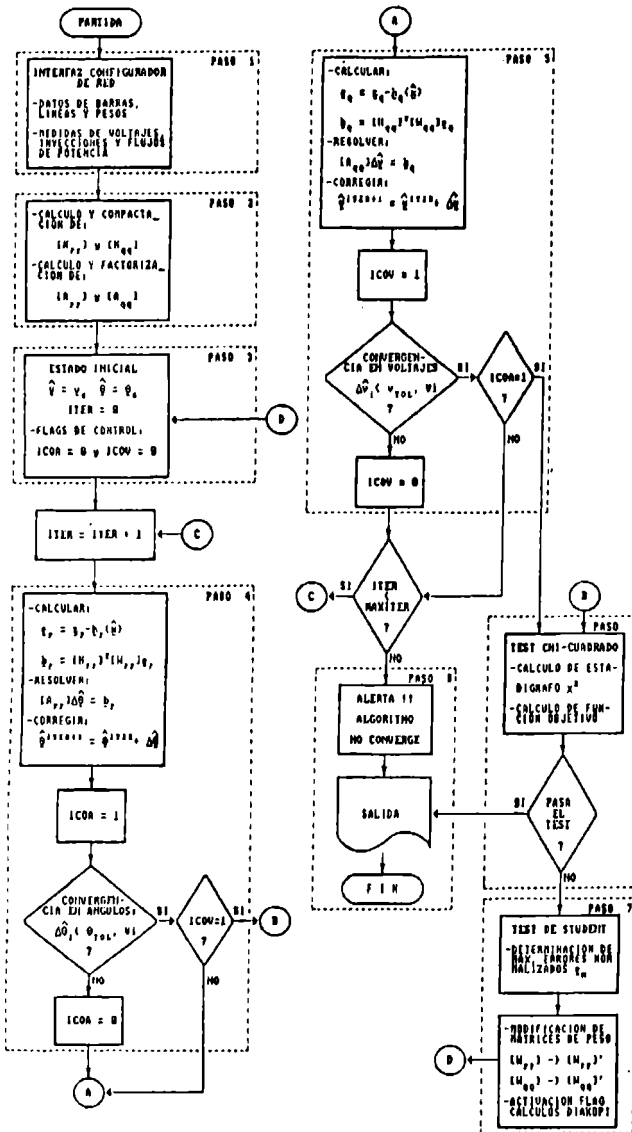


Figura No. 1. Diagrama de Flujo del Programa de Estimación de Estado

A continuación (Paso 2), se forman las matrices jacobianas activa y reactiva, almacenándolas en forma compacta. Luego se procede a calcular y bi-factorizar las matrices de información activa y reactiva. El proceso de bi-factorización utilizado consta de 4 pasos: almacenamiento compacto, simulación y ordenamiento dinámico, bi-factorización y solución. En esta etapa se realizan los tres primeros pasos para cada matriz de información, puesto que la etapa de evaluación de la solución se realiza más adelante.

Enseguida se realizan asignaciones de valores

iniciales (Paso 3). Las variables de estado se inician normalmente usando una partida plana.

Luego, se da comienzo al proceso iterativo propiamente tal. En la "iteración activa" (Paso 4) se calcula en forma secuencial el vector de error "gp" y el vector de coeficientes libres "bp". Enseguida se procede al cálculo del vector de corrección de ángulos "Δθ" y a continuación se corrige el vector de ángulos "θ". Luego se verifica si existe convergencia en ángulos comparando cada elemento del vector Δθ con el valor de tolerancia de convergencia. En esta aplicación en particular se ha elegido  $5 \times 10^{-4}$  (grd.sexag.) como un valor adecuado. En caso de existir previamente convergencia en módulos de los voltajes y habiendo determinado una solución óptima. Sin embargo, si alguna de las condiciones de convergencia no se cumple, se pasa a la etapa siguiente.

La "iteración reactiva" (Paso 5) es de estructura similar a la iteración activa. Se calcula el vector de error "gq" y el vector de coeficientes libres "bq". Se determina el vector de corrección de módulos de voltaje "Δy" y se corrige el vector de módulos de los voltajes "y" para luego realizar el test de convergencia respectivo. Se ha elegido  $10^{-4}$  (P.U.) como un valor de tolerancia de convergencia adecuado. En caso de no existir convergencia se realiza una nueva iteración global. Si se excede el máximo de iteraciones especificado, entonces el programa termina imprimiendo en las consolas de operación un mensaje de alerta y una serie de parámetros de ejecución destinados a determinar las causas de la no convergencia (Paso 8).

Si se logra convergencia en ambas iteraciones se pasa a la etapa de detección de errores (Paso 6). El margen de confianza en este caso se ha definido como un 90%. Si la solución pasa el test, entonces la solución además de ser óptima es confiable, pasando entonces a la etapa de salida (Paso 8).

Si el test de "Chi-Cuadrado" es negativo, entonces se identifican a la o las medidas erróneas (Paso 7) mediante el test estadístico de "t de Student". Una vez identificadas, las medidas erróneas debieran ser eliminadas y el proceso de estimación de estado debiera ser vuelto a resolver. Sin embargo, por razones que se justifican a partir de la aplicación práctica de la estimación de estado en el sistema eléctrico en estudio, en este algoritmo lo que se realiza es una modificación del peso con que se pondera a las medidas erróneas. Esto implica una modificación en las matrices de información y en los vectores de coeficientes libres lo que se traduce en un nuevo proceso de bi-factorización con el consiguiente consumo de recursos computacionales. Para salvar este inconveniente el algoritmo utiliza técnicas de descomposición de matrices derivadas de la teoría Diakóptica; las que posibilitan la obtención de una solución iterativa a partir de las matrices de información originales. Así, para evaluar el efecto que produce la modificación de "r" ponderadores asociados a igual número de medidas erróneas en el cálculo iterativo de las variables de estado, las nuevas matrices de información se pueden descomponer a partir de las originales de la forma

$$\begin{aligned}
 [App]_{New} &= [App] + [\Delta App] \\
 \text{con } [\Delta App] &= [Kpp][\Delta Wpp][Kpp]^t \\
 &\quad \text{y} \\
 [Aqq]_{New} &= [Aqq] + [\Delta Aqq] \\
 \text{con } [\Delta Aqq] &= [Kqq][\Delta Wqq][Kqq]^t.
 \end{aligned}$$

Las matrices  $[\Delta W_{pp}]$  y  $[\Delta W_{qq}]$  son matrices diagonales de orden "r" cuyos elementos corresponden a la diferencia entre los nuevos ponderadores y los originales, las matrices  $[K_{pp}]$  y  $[K_{qq}]$  son matrices de orden  $N \times r$  cuyas columnas corresponden a las filas de las matrices jacobianas asociadas a las medidas erróneas. Así, para el cálculo de las variables de estado se utilizan las expresiones

$$\Delta Q = ([App]^{-1} - [App]^{-1}[Kpp]([Kpp]^t[App]^{-1}[Kpp] + [\Delta W_{pp}]^{-1}) [Kpp]^t[App]^{-1}) \Delta p$$

$$\Delta y = ([Aqq]^{-1} - [Aqq]^{-1}[Kqq]([Kqq]^t[Aqq]^{-1}[Kqq] + [\Delta W_{qq}]^{-1}) [Kqq]^t[Aqq]^{-1}) \Delta q$$

Así, el control de ejecución del algoritmo retorna a la etapa de iniciación de variables (Paso 3) luego de activar un "switch" que es reconocido en las rutinas de cálculo de vectores de error, de coeficientes libres y de correcciones del vector de estado, el cual habilita al conjunto de rutinas de cálculos relacionado con la metodología de descomposición de matrices.

La etapa final de la estimación de estado (Paso 8) consiste en el cálculo y salida de todas las variables de la red que son accedidas por el configurador de la red e implantadas en la base de datos de tiempo real para su presentación automática en los despliegues del sistema y para realizar la interfaz con otros programas de aplicación.

### 5. APLICACION DEL ALGORITMO Y RESULTADOS

A continuación se detallan y analizan los resultados de dos ejemplos de aplicación en tiempo real del algoritmo de estimación de estado en el "Sistema Costa". Este constituye uno de los cuatro sub-sistemas del sistema eléctrico de CHILGENER.

#### Ejemplo N°1

El Ejemplo N°1 corresponde a la estimación de estado realizada en el Sistema Costa (mayo 8, 15:30 hrs.) cuya topología, de 15 barras y 21 circuitos, es representada en la Figura N°2. En esta figura se indican las "estaciones de medición" del sistema mediante círculos asociados a la numeración de la barra respectiva. La redundancia global del sistema es  $65/29=2.24$  medidas por cada variable de estado.

En el Cuadro N°1 se resume el total de medidas asociadas a cada barra. Además, se indica la redundancia local de cada barra, parámetro que se define como la razón entre las medidas y las variables de estado asociadas a la barra considerando además todas aquellas medidas y variables de estado asociadas a otras barras que estén hasta dos estaciones de medición de distancia. Se observa que las barras 10 y 11 presentan una muy baja redundancia local. Es por esta razón que el algoritmo de estimación de estado no elimina a las medidas que identifica como erróneas pues de hacerlo, se podría dar la situación de no contar con la suficiente redundancia local para estimar todas las variables de estado. En términos matemáticos esto significa que alguna de las matrices de información sería singular.

En la Figura N°3 se muestra el despliegue que presenta el Sistema de Supervisión y Control al despachador para que éste solicite la función de estimación de estado. En este despliegue se pueden observar las medidas del sistema eléctrico en tiempo real. Luego de transcurrido 1 minuto aproximadamente desde la selección de la tecla de activación del programa, el sistema de supervisión presenta

automáticamente el despliegue de salida de la estimación de estado, el que se muestra en la Figura N°4. En este despliegue se presentan las variables estimadas más relevantes, entre las que se incluyen la generación total activa y reactiva, la demanda total activa y reactiva, las pérdidas totales activas y reactivas y el denominado "índice de calidad". Este índice corresponde a la razón entre el valor teórico de la distribución de Chi-Cuadrado (en este caso con  $K=36$  y  $P=0.95$ ) y la suma de errores cuadráticos ponderados, y tiene como finalidad el dar una indicación al despachador de qué tan buena ha sido la estimación.

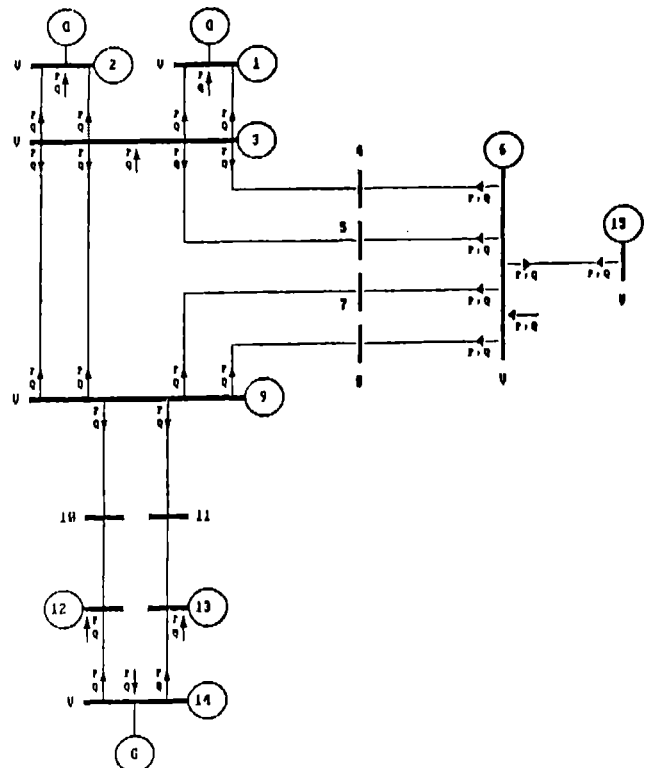


Figura N°2. Topología del Sistema Costa y disposición de las estaciones de medición

BARRA	MEDIDAS ACTIVAS	MEDIDAS REACTIVAS	REDUNDANCIA LOCAL
1 VENTAN_GEN1	3	4	3.33
2 VENTAN_GEN2	3	4	2.50
3 VENTAN_110	11	12	2.85
4 ENAH/QUIN_1	2	2	1.67
5 ENAH/QUIN_2	2	2	1.67
6 SAN_PEDRO	6	7	1.75
7 CONCON_1	2	2	1.33
8 CONCON_2	2	2	1.33
9 MIRAFLORES	8	9	1.72
10 VALP/PLAC_1	1	1	0.83
11 VALP/PLAC_2	1	1	0.83
12 L.VERD_110A	2	2	1.25
13 L.VERD_110B	2	2	1.25
14 L.VERD_GEN1	3	4	1.83
15 SAN_ISIDRO	2	3	2.00

Cuadro N°1. Distribución de medidas y redundancia local por barras

En el Cuadro N°2 se muestra el resumen de las variables eléctricas del sistema, indicándose su valor medido, su valor estimado y el error. En el caso de medidas de voltaje se observa que aquellas

correspondientes a barras de generación presentan los errores más altos (del orden del 5.7% como promedio). Esto se debe a que las tales medidas han sido ponderadas por pesos comparativamente más bajos respecto a las barras de carga. Esta discriminación se justifica al considerar que los transductores de voltaje utilizados en las barras de generación fueron en su oportunidad especificados para los mismos rangos operacionales que aquellos utilizados en las barras de carga y, por consiguiente se saturan rápidamente en condiciones típicas de operación. Esto da lugar a que sus mediciones no sean del todo confiables. En cuanto a las medidas de inyecciones de potencia, se puede observar que el máximo error se presenta en la medida de inyección de potencia reactiva de la barra 2 (2.6 MVAR). Finalmente, en las medidas de flujos de potencia, el máximo error se presenta en el flujo de potencia reactivo recibido en el extremo receptor del circuito 8 (4.8 MVAR).

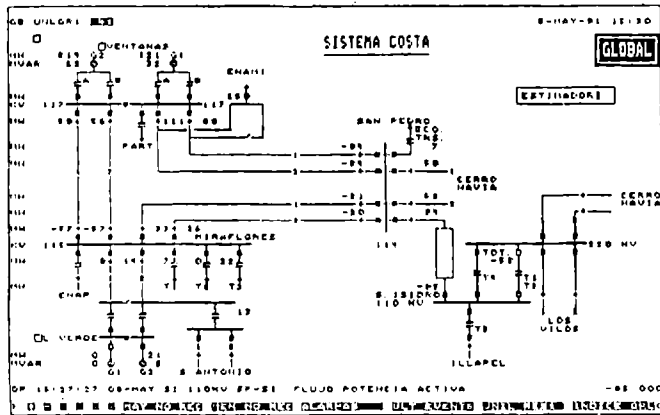


Figura N23. Despliegue de la operación real para el Ejemplo N21.

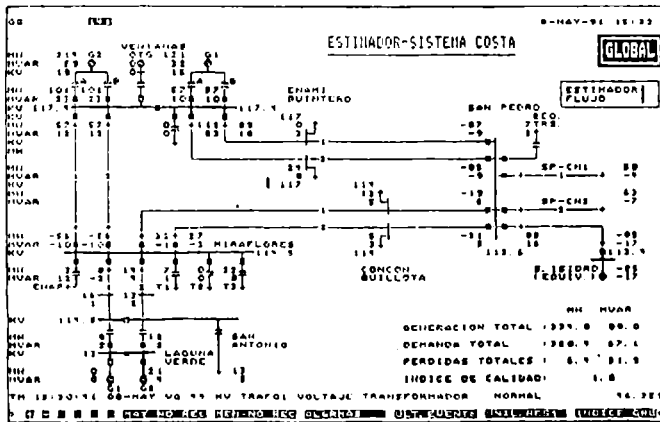


Figura N24. Despliegue de salida de la estimación de estado para el Ejemplo N21.

En el Cuadro N23 se muestra la desagregación de la suma de errores cuadráticos ponderados. Se observa que a pesar del reducido peso asignado a las medidas de voltajes de generadores, el aporte del error introducido por ellas es significativo (9.7%). Se observa además, que el tipo de medidas que más influencia tiene en el total es el de flujos de potencia en circuitos (79.7%). Si se calcula el error específico introducido por cada tipo de medida (error/Nº de medidas) se obtiene: 0.53% por cada medida de voltaje en barras, 0.61% por cada medida de inyección de potencia, 1.81% por cada medida

de flujo de potencia y 3.23% por cada medida de voltaje en barra de generación.

BARRA	VOLTAJES (KV)			INYECCIONES DE POTENCIA (MW)					
	ACTIVO	REACTIVO	ERROR	ACTIVO	REACTIVO	ERROR	ACTIVO	REACTIVO	ERROR
1 VEHATAN_GEN1	12.9	14.6	-0.7	120.3	120.6	-0.1	32.1	31.6	1.8
2 VEHATAN_GEN2	18.0	19.0	-1.0	214.1	214.1	0.0	62.0	59.4	2.6
3 VEHATAN_GEN3	117.4	117.4	0.0	0.0	-0.3	0.3	0.0	-0.7	0.7
4 ENAR/QUIN_1	8/M	117.2	-	8/M	0.0	-	8/M	-2.5	-
5 ENAR/QUIN_2	8/M	117.0	-	8/M	-24.3	-	8/M	-0.6	-
6 SAN_PEDRO	112.3	113.6	-0.1	-120.0	-127.9	-0.1	0.0	9.4	0.4
7 CONCON	8/M	113.9	-	8/M	-19.3	-	8/M	-8.3	-
8 CONCON	8/M	114.4	-	8/M	-0.3	-	8/M	-2.2	-
9 NIBAFLORES	114.4	114.6	0.1	8/M	-31.3	-	8/M	-29.0	-
10 VALP/PLAC_1	8/M	114.3	-	8/M	-15.5	-	8/M	-0.6	-
11 VALP/PLAC_2	8/M	114.2	-	8/M	-12.0	-	8/M	-0.9	-
12 L.VERDE_110A	8/M	114.5	-	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0
13 L.VERDE_110B	8/M	114.0	-	-13.0	-13.0	0.0	-4.3	-1.6	0.1
14 L.VERDE_GEN1	13.0	12.7	-0.3	21.3	21.5	-0.3	4.0	1.4	0.3
15 SAN_ANTONIO	112.3	112.4	0.1	8/M	-04.6	-	8/M	-17.1	-

CIRCUITO	FLUJO DE POTENCIA TRANSMISIDO (MW)			FLUJO DE POTENCIA RECIBIDO (MW)									
	ACTIVO	REACTIVO	ERROR	ACTIVO	REACTIVO	ERROR							
1 VEHATAN_GEN1 VEHTAN_110	8/M	56.7	-	8/M	14.0	-	-57.2	-66.7	-0.3	-10.0	-10.5	0.0	
2 VEHATAN_GEN2 VEHTAN_110	8/M	56.7	-	8/M	14.0	-	-64.0	-66.7	-0.1	-9.6	-10.3	0.9	
3 VEHATAN_GEN3 VEHTAN_110	8/M	100.6	-	8/M	27.9	-	-100.0	-100.6	0.1	-21.2	-23.0	1.6	
4 ENAR/QUIN_1 VEHTAN_110	8/M	100.6	-	8/M	27.9	-	-101.6	-100.6	-0.4	-21.0	-23.0	1.8	
5 VEHATAN_110 ENAR/QUIN_1	8/M	89.2	-0.3	17.6	18.4	-0.8	8/M	-69.1	-	8/M	-19.1	-	
6 VEHATAN_110 ENAR/QUIN_2	111.4	111.6	-0.2	22.1	22.3	-0.3	8/M	-111.4	-	8/M	-23.3	-	
7 ENAR/QUIN_1 SAN_PEDRO	8/M	89.1	-	8/M	15.0	-	-84.1	-87.2	3.1	-10.1	-9.4	-0.7	
8 ENAR/QUIN_2 SAN_PEDRO	8/M	87.1	-	8/M	14.1	-	-84.6	-85.3	0.7	-4.2	-9.0	4.0	
9 SAN_PEDRO CONCON	1	-21.2	-18.7	-2.6	3.3	0.0	-2.8	8/M	18.0	-	8/M	-1.3	-
10 SAN_PEDRO CONCON	3	-20.8	-21.3	0.5	3.7	3.3	-1.4	8/M	31.5	-	8/M	-1.0	-
11 CONCON	1	-22.1	-	8/M	1.3	-	-33.6	32.3	1.4	0.0	-1.2	1.3	
12 CONCON	2	-28.0	-	8/M	2.6	-	-26.0	26.9	-0.1	-2.1	-2.7	0.6	
13 VEHATAN_110 NIBAFLORES	37.8	36.0	0.0	11.6	13.1	-0.3	-84.9	-85.9	-1.0	-13.1	-10.4	-2.7	
14 VEHATAN_110 NIBAFLORES	37.9	36.0	0.0	11.4	12.1	-0.7	-86.9	-85.9	-1.0	-13.7	-10.4	-3.3	
15 VALP/PLAC_1 NIBAFLORES	8/M	-7.7	-	8/M	1.4	-	-7.7	-7.7	0.0	-1.0	-1.0	0.0	
16 VALP/PLAC_2 NIBAFLORES	8/M	-13.7	-	8/M	-4.7	-	-13.7	-13.6	-0.1	4.3	4.5	-0.3	
17 L.VERDE_110A VALP/PLAC_1	8/M	7.9	-	8/M	1.0	-	8/M	-7.9	-	8/M	-2.0	-	
18 L.VERDE_110B VALP/PLAC_2	8/M	-0.7	-	8/M	-0.1	-	8/M	0.7	-	8/M	3.6	-	
19 L.VERDE_GEN1 L.VERDE_110B	7.6	7.9	-0.3	1.6	3.1	-0.5	8/M	-7.9	-	8/M	-1.0	-	
20 L.VERDE_GEN1 L.VERDE_110B	13.0	12.9	-0.1	2.4	2.0	0.4	8/M	-13.2	-	8/M	-1.9	-	
21 SAN_PEDRO SAN_110100	84.3	84.6	-0.3	17.7	16.3	1.3	-85.0	-84.6	-0.4	-15.4	-17.1	1.7	

Cuadro N22. Resumen de variables medidas, estimadas y errores.

El valor teórico de la distribución de Chi-Cuadrado para este caso es 50.71 (aprox.) y con ello el índice de calidad para la estimación de estado es  $IC=50.71/28.97=1.8$ . Así, la estimación de estado, a partir del conjunto de medidas dado, es confiable con un margen de confianza del 90%.

TIPO DE MEDIDA	PESO ASOCIADO	CANTIDAD	% DEL TOTAL	SUM. ERR. CUADRAD.	% DEL TOTAL
1 VOLTAJES R. DE CARGA	250,000	4	6.2	0.620	2.1
2 VOLTAJES GENERADORES	250	3	4.6	2.821	9.7
3 INYECC. DE POTENCIA	2,500	14	21.5	2.465	8.5
4 FLUJOS DE POTENCIA	2,500	44	67.7	23.065	79.7

TOTALES 65 100.0 28.971 100.0

Cuadro N23. Resultados de la minimización de errores.

**Ejemplo N22**

El Ejemplo N22 corresponde a otra estimación de estado realizada en el mismo Sistema Costa (mayo 15, 11:50 hrs.). La redundancia global del sistema es  $68/31=2.19$  medidas por cada variable de estado. En la Figura N25 se muestra el despliegue del sistema correspondiente a este ejemplo en el cual se ha indicado con una flecha una medida que "a priori" se ha identificado como errónea, puesto que el balance de potencia activa en la línea es inconsistente.

El algoritmo internamente determina que el índice de convergencia es inferior a 1.0 (I.C.=0.4). La suma de errores cuadráticos ponderados para esta situación es 133.15, valor que supera ampliamente al teórico de la distribución de Chi-Cuadrado que vale aproximadamente 51.9 (con  $K=37$  y  $P=0.95$ ). Esto significa que la estimación de estado no es confiable con ese conjunto de medidas.

En la etapa de identificación de errores se determina que la medida de flujo de potencia activa de la línea

S.Isidro-S.Pedro presenta el mayor valor de error normalizado e igual a 4.75. El correspondiente valor teórico de la distribución t de Student es 1.687 (con  $K=37$  y  $P=0.95$ ). El peso asignado a esta medida de flujo de potencia se cambia de valor en forma interna por el algoritmo, de 2,500 a 25. La Figura N06 muestra la salida luego de realizada la identificación y la corrección de la medida errónea. Se observa que el índice de convergencia resultante es mayor que 1.0 (I.C.=1.3) por lo que la estimación de estado resulta ser confiable.

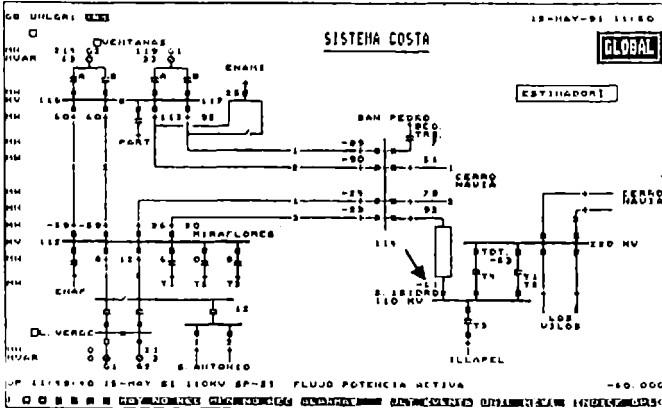


Figura N05. Despliegue de la operación real para el Ejemplo N02.

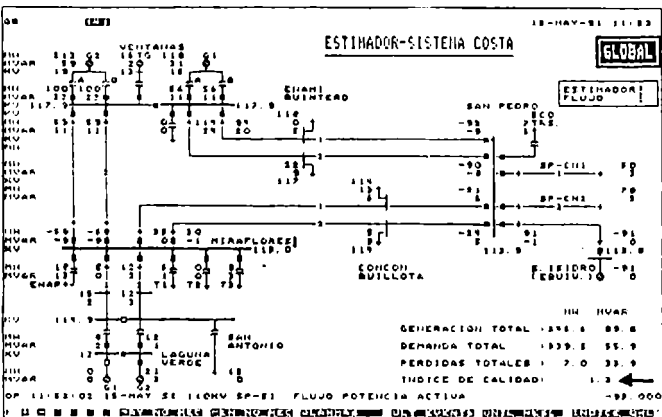


Figura N06. Despliegue de salida de la estimación de estado para el Ejemplo N02.

## 6. CONCLUSIONES

Este trabajo ha presentado un algoritmo de estimación de estado que ha sido probado como una aplicación en tiempo real. Los resultados obtenidos demuestran que, con una buena representación del sistema eléctrico, es posible estimar todas las variables del sistema con un adecuado margen de confianza. Además, la aplicación práctica del estimador de estado ha permitido identificar medidas erróneas y con ello detectar estaciones de medición no confiables en un determinado instante de tiempo. También se ha podido discriminar en la calidad de las mediciones, en función de la precisión del instrumental asociado a cada tipo de medida. Por otra parte, el tratamiento de medidas identificadas como erróneas también ha sido efectivo, salvando el problema de baja redundancia local en ciertas zonas del sistema eléctrico.

El estimador de estado ha presentado excelentes características de robustez y de rápida convergencia lográndose esta última en menos de cinco iteraciones en la mayoría de los casos. Asimismo, la robustez del estimador ha asegurado un flujo continuo de información al despachador para que éste pueda apreciar la evolución de las variables eléctricas de su interés o bien para utilizar sus resultados como entrada en otros programas de aplicación, en particular en el flujo de potencia.

Finalmente, como conclusión general, se puede decir que el desarrollo del programa de estimación de estado ha significado obtener una poderosa herramienta de aplicación efectiva en el sistema eléctrico, constituyéndose en la función de aplicación fundamental del conjunto de programas que CHILGENER ha incorporado en forma exitosa a su actual Sistema de Supervisión y Control.

## 7. REFERENCIAS

- [1] E. Handschin, F.C. Schweppe, J. Kohlas, A. Fiechter; "Bad Data Analysis for Power System State Estimation", IEEE Trans. on PAS, vol. PAS-94, N 2, pp. 329-337, March/April 1975.
- [2] Y. Wallach; "Calculations and Programs for Power System Networks" Ed. Prentice-Hall, pp. 220-272, 1986.
- [3] A. Brameller, R.N. Allan; "Sparsity. Its practical application to systems analysis", Ed. Pitman Publishing, 1977.
- [4] A. Brameller; "Real Time Power System Control: State Estimation", University of Manchester Institute of Science & Technology, England, 1985.
- [5] R.G. Wasley, W.O. Stadlin; "Network Applications in Energy Management Systems", IEEE Computer Applications in Power, pp. 31-36, January 1991.
- [6] M. Arróspide, H. Soto, R. Mejía; "Desarrollo de un estimador de estado estático en línea para el sistema eléctrico de CHILGENER", II Seminario sobre Identificación de Sistemas, Estimación de Parámetros y Control Adaptivo, Universidad de Chile, julio de 1990.

## 8. BIOGRAFIAS

Marco Arróspide recibió el título de Ingeniero Civil Electricista de la Pontificia Universidad Católica de Chile. Se desempeña en el Departamento Sistema de Supervisión y Control de CHILGENER S.A. como ingeniero especialista en el desarrollo de software de aplicación de sistemas de potencia, el control automático y los sistemas dinámicos en general.

Rigoberto Mejía recibió el título de Ingeniero Civil Electricista de la Universidad de Chile. Se desempeña en el Departamento Sistema de Supervisión y Control de CHILGENER S.A. como ingeniero de hardware y de software aplicados a sistemas de potencia. Sus áreas de interés son los sistemas digitales, los sistemas de potencia y el control automático.

Humberto Soto recibió el título de Ingeniero Civil Electricista de la Universidad de Chile. Se desempeña en el Departamento Sistema de Supervisión y Control de CHILGENER como jefe e ingeniero de hardware y software aplicados a sistemas de potencia. Sus áreas de interés son el control automático, los sistemas de potencia y los sistemas digitales.

# ANÁLISIS DE CONTINGENCIAS EN SISTEMAS ELÉCTRICOS

RAUL BORJAS MONTERO

MARCO GUTIERREZ FAUNDEZ

FACULTAD DE INGENIERIA DEPARTAMENTO DE ELECTRONICA  
UNIVERSIDAD DE TARAPACA - ARICA

**RESUMEN.**- En este trabajo se desarrolla un método para analizar contingencias topológicas y operacionales en un sistema eléctrico de potencia, mediante un flujo de potencia no lineal que aprovecha la dispersidad de las matrices de admitancia de barras y las características del lenguaje empleado; lográndose mayor precisión en la respuesta, una alta velocidad en el cálculo de los algoritmos y mejor uso de la memoria del microcomputador personal utilizado.

**ABSTRACT.**- In this papers a method for topological and operational contingency analysis the electrical power systems is presented. A nonlinear power flow, using the bus admittance matrix sparsity and the language characteristics is applied. The results thus obtained offer greater precision, better use of memory and less computer time.

## 1.-INTRODUCCION [1][4].

El Análisis Estático de un Sistema Eléctrico de Potencia (SEP) considera evaluar periódicamente condiciones hipotéticas de funcionamiento, llamadas contingencias.

La simulación y evaluación de contingencias tiene como objetivo analizar y conocer el estado de operación de la red luego de ocurrir uno o varios cambios ya sea de la carga/generación y/o topológicas. Entre algunas aplicaciones usuales, la simulación permite verificar la capacidad que tienen los sistemas para soportar posibles alteraciones; posibilita establecer diversas alternativas de generación futura frente a una demanda prevista alterando la configuración actual de la red, y verificar los niveles de carga tolerables para una operación económica.

Estas aplicaciones tienen en común que se deben analizar numerosos casos, procesar una gran cantidad de información en un corto tiempo, mediante un modelo de flujo de carga. Todavía más, el proceso se torna mayor y más complejo en sistemas de gran envergadura tales como los interconectados.

Normalmente para el análisis de un SEP se utiliza la matriz de admitancia de barras que tiene como característica fundamental muchos elementos nulos, o sea, es una matriz dispersa. El aprovechamiento de la dispersidad otorga como ventajas una economía en el almacenamiento de datos en memoria del computador, un menor tiempo de cálculo de los algoritmos para matrices dispersas y reduce el error de redondeo, debido al menor número de operaciones a realizar.

Por otro lado, se han desarrollado diversos métodos de análisis de contingencias

que presentan ventajas y desventajas en cuanto a necesidades de memoria y velocidad de cálculo computacional. Varios de ellos han sido desarrollados basándose en un modelo de flujo lineal, que entrega poca información y en algunos casos puede conducir a conclusiones erróneas, debilitando el análisis del problema en estudio.

Este trabajo está orientado a desarrollar, mediante un microcomputador personal y lenguaje estructurado, algoritmos para obtener una rápida y efectiva solución al análisis de contingencias operacionales y topológicas, aprovechando la dispersidad de las matrices y utilizando un flujo de carga no lineal, el que permite evaluar más eficientemente el efecto que las alteraciones introducen, tanto a los estados de potencia activa como reactivas del sistema. Adicionalmente, se entrega la opción de realizar dicho análisis efectuando una reducción topológica a la red, mediante los métodos Ward Simple y Ward Extendido especialmente configurados para este efecto, cuya precisión y validez de resultados es aceptada como información, en la toma de decisiones, para el Análisis de Seguridad de Servicio de un SEP.

## 2.-TRATAMIENTO DE MATRICES DISPERSAS EN EL ANÁLISIS DE FLUJO DE CARGA [1][8].

Todas vez que son resueltos los problemas matemáticos que se presentan en el análisis de SEP mediante un modelo, por ejemplo Newton Raphson Desacoplado Rápido (NRDR), aparecen nuevas restricciones relacionadas con las herramientas matemáticas y computacionales utilizadas, que se traducen en deficiencias en el tiempo de cálculo y mal aprovechamiento de la capacidad de memoria de los microcomputadores lo que hacen necesario explorar soluciones que eviten estos problemas o lo solucionen definitivamente.

Para el tratamiento de matrices dispersas los lenguajes modernos de computación, en este caso Turbo Pascal, presenta en su estructura algunas funciones de efectiva aplicación para operar los elementos no nulos de las matrices. En Turbo Pascal existen dos formas generales de almacenar información en la memoria principal del computador.

La primera, usando variables globales y/o locales que incluyen arreglos y registros. En las variables globales la asignación de memoria es permanente durante el tiempo de ejecución del programa y en las variables locales la asignación se obtiene del espacio de "pila de memoria" y es hijo localmente dentro del procedimiento que las crea. Ambos tipos de variables requieren que el programador sepa de antemano la cantidad de memoria

necesaria en la aplicación.

La segunda forma de almacenar información es utilizando variables dinámicas ó enlazadas en una lista ó cadena, mediante las funciones de asignación dinámica de Pascal, New y Dispose ó bien Mark y Release.

En una lista encadenada, cada elemento de información lleva consigo un apuntador (puntero) al siguiente elemento de la cadena. El concepto de puntero permite crear, ensamblar y manipular una colección de elementos, denominados nodos, en estructuras flexibles. Mediante la variación de los punteros los nodos se pueden juntar, separar ó agregar para formar estructuras que crecen y encogen durante toda la ejecución del programa.

Con el fin de aprovechar los beneficios de la dispersidad de las matrices en la solución del problema flujo de carga, se utilizan estructuras de listas encadenadas para su operatoria. El encadenamiento es sólo entre elementos diferentes de cero, unos a otros de modo que se identifique su posición en la estructura principal como se indica en la figura 1.

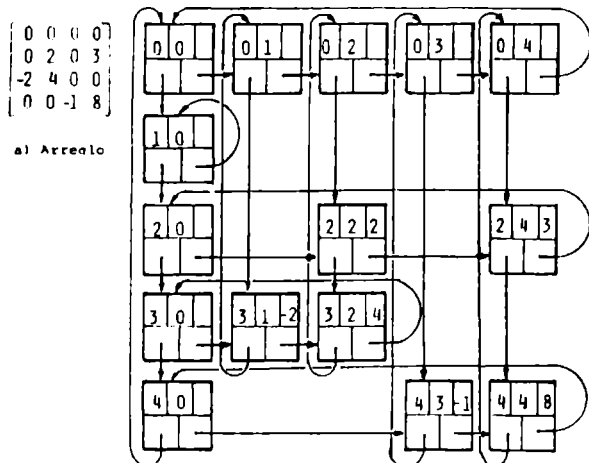


Figura 1.- Matriz como arreglo y asignación encadenada

Para acceder a los primeros elementos de cada lista enlazada que representa la matriz, se debe crear una columna referencia (Dummy) que contenga n+1 elementos donde n es el número de filas de la matriz; cada elemento de esta columna apunta al primer elemento de la fila respectiva. Análogamente, existirá una fila referencia que tendrá m+1 elementos donde m es el número de columnas de la matriz; cada elemento de la fila apunta al primer elemento de su respectiva columna.

Los nodos que componen estas listas Dummy sirven como nodo de encabezamiento para las filas ó columnas, y se mantienen unidas como listas circulares. Las estructuras que tienen nodos componentes de más de una cadena, y el nodo contiene más de un puntero, se denominan multienlazadas.

En una lista multienlazada, de este modo, se puede acceder a cualquiera de sus

elementos en forma aleatoria, ya que cada elemento de información lleva consigo el enlace al siguiente elemento de la cadena. Cada operación de recuperar información desde la lista no destruye el elemento de la lista, para ello debe construirse explícitamente una operación de destrucción.

### 3.-FLUJO DE POTENCIA N.R.D.R. [2][4][5][9].

El método de resolución del Flujo de Potencia NRDR se basa en la solución iterativa del siguiente sistema de ecuaciones matriciales:

$$\Delta P/V = [B'] \Delta \theta \quad (1)$$

$$\Delta Q/V = [B''] \Delta V \quad (2)$$

donde:

$\Delta P, \Delta Q$  :Vectores de corrección de potencia activa y reactiva.

$\Delta V, \Delta \theta$  :Vectores de corrección de magnitudes y ángulos de voltajes de barra.

y con;

$$B'_{ik} = -1/X_{ik} \quad \text{y} \quad B''_{ii} = \sum 1/X_{ik}$$

$$B''_{ik} = b_{ik} \quad \text{y} \quad B''_{ii} = -2 b_{sh} - \sum b_{ik}$$

$X_{ik}, b_{ik}$ :Reactancia y susceptancia de rama i-k  
 $b_{sh}$  :Admitancia shunt total de barra i

Por la simetría de las reactancias de rama  $X_{ik}$  y las susceptancias de rama  $b_{ik}$ , las matrices  $B'$  y  $B''$  son simétricas y dispersas.

En el algoritmo de solución NRDR las matrices  $B'$  y  $B''$  son consideradas constantes y bifactorizadas al comienzo del cálculo de tal modo que las ecuaciones (1) y (2) pueden resolverse iterativamente por sustituciones directas. Las matrices  $B'$  y  $B''$  son diferentes ya que la primera excluye la barra referencia y la segunda excluye la barra referencia y las PV.

Como en todos los métodos desacoplados rápidos, las ecuaciones de potencia activa y reactiva en las barras y las correspondientes correcciones de potencias se calculan en forma exacta en cada iteración, para asegurar que la prueba de convergencia realizada con estas correcciones sea confiable. La constancia de la gradiente hace que la convergencia sea más lenta, pero la velocidad de resolución es mucho mayor.

Con bifactorización la solución de las ecuaciones incrementales es:

$$\Delta \theta = [B']^{-1} [\Delta P/V] = [R'] [L'] [\Delta P/V] \quad (3)$$

$$\Delta V = [B'']^{-1} [\Delta Q/V] = [R''] [L''] [\Delta Q/V] \quad (4)$$

Como  $B'$  y  $B''$  son simétricas sólo es necesario evaluar  $L'$  y  $L''$  ya que en este caso los elementos de  $R'$  y  $R''$  son los transpues-

tos, excepto en la diagonal que son unitarios. Además como B' y B" son dispersas, se usa la técnica de compactación, explicada anteriormente, a las matrices y una secuencia de eliminación para mantener el grado de dispersión de las matrices en el cálculo.

El ordenamiento y la bifactorización se realizan solo una vez, puesto que las matrices B' y B" son constantes. Sólo los productos [R'] [L'] [Ó P/V] y [R"] [L"] [Ó Q/V] deben realizarse en cada iteración.

Los cambios en el sistema, como las modificaciones en los taps de los transformadores y la verificación de los límites permitidos para las barras PV, se realizan dentro de cada iteración.

#### 4.-REDUCCION Y EQUIVALENTES DE REDES EXTERNAS [4][7].

En caso de sistemas grandes y/o interconectados, es necesario recurrir a métodos de reducción de redes para simplificar el problema. La evaluación se realiza sólo dentro de una zona de interés. La figura 2 muestra la composición de la red completa, la red interna junto con la frontera constituyen el área de interés.

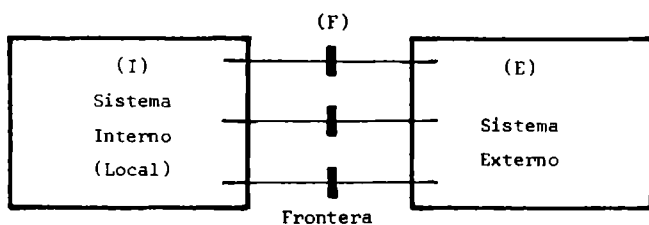


Figura 2.- Composición de un sistema en: red interna, frontera y red externa.

El sistema local (interno) se modela en detalle en la medida que se requiera analizar el comportamiento de sus diversos componentes, frente a varias perturbaciones. El sistema externo, interesa sólo por su influencia a través de las líneas o elementos de interconexión. Normalmente se representa por un equivalente reducido, en las barras fronteras, reteniendo las características más significativas del sistema externo de modo que entregue una respuesta satisfactoria a las contingencias que se analizan en el sistema local.

En flujos de carga no lineales, cualquier equivalente es una aproximación de modo que la exactitud de los resultados sólo puede lograrse con el sistema completo.

Para muchas perturbaciones internas las reacciones externas pueden ser insignificantes, no obstante, las que ocurren cerca de las fronteras son importantes, y sugieren la utilización de equivalentes específicos para representarlas.

Para un sistema lineal la representación de la red está dada por:

$$\begin{bmatrix} Y_{EE} & Y_{EF} & 0 \\ Y_{FE} & Y_{FF} & Y_{FI} \\ 0 & Y_{IF} & Y_{II} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} E_E \\ E_F \\ E_I \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I_E \\ I_F \\ I_I \end{bmatrix} \quad (5)$$

$$Y E = I$$

donde:

Y : Matriz de admitancia nodal  
E : Vector de tensiones complejas de barras  
I : Vector de inyecciones de corrientes nodales.

Las cargas/generadores son representadas por corrientes y/o admitancias constantes; las corrientes aparecen en el vector I y las admitancias son incluidas en la diagonal principal de la matriz Y.

El sistema reducido, usando la Reducción de Kron queda expresado por:

$$\begin{bmatrix} [Y_{FF} - Y_{FE} Y_{EE}^{-1} Y_{FE}] & Y_{FI} \\ Y_{IF} & Y_{II} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} E_F \\ E_I \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [I_F - Y_{FE} Y_{EE}^{-1} I_E] \\ I_I \end{bmatrix} \quad (6)$$

Las expresiones asocian la red reducida con sólo las variables de barra de la red interna y frontera.

Para obtener el sistema equivalente se requiere conocer la topología de la red, la carga y generación en todas las barras del sistema completo y además el resultado de un flujo de potencia en condición normal. Esto define un sistema equivalente base, que será ajustado sólo en función de las variaciones de las barras frontera e internas, sin requerir información detallada de lo que sucede en el sistema externo.

#### 4.1- Equivalente Ward simple.

En un modelo no lineal (inyecciones de potencia son especificadas) la red equivalente entrega resultados aproximados; aceptados como válidos en la mayoría de las aplicaciones prácticas. Una vez que se han definido las barras internas, frontera y externas; el equivalente se obtiene en dos etapas:

a) Se determina la red equivalente externa (admitancias en la frontera), mediante la Eliminación de Gauss, haciendo cero los elementos bajo de la diagonal principal de la matriz YEE, es decir, genérase una matriz de elementos nulos en la posición original de YFE. El proceso de reducción sólo involucra la red externa y frontera, luego la matriz equivalente de YFF se obtiene operando sólo ellas.

b) Se calculan las inyecciones equivalentes de potencias activa y reactiva en las barras frontera, en el estado base. Con el fin de garantizar que los estados de la red interna

y de frontera, no se vean afectados al sustituir la red externa por el equivalente.

Las inyecciones de potencia se obtienen por medio del cálculo de un flujo de potencia para la red reducida considerando a las barras fronteras como  $V_0$ , con voltajes de barras fijos por los valores básicos, y las inyecciones de potencia en las barras fronteras calculadas por las ecuaciones:

$$P_k^{eq} = V_k^0 \sum_{m \in K} V_m^0 (G_{km}^{eq} \cos \theta_{km}^0 + B_{km}^{eq} \sin \theta_{km}^0) \quad (7a)$$

$$Q_k^{eq} = V_k^0 \sum_{m \in K} V_m^0 (G_{km}^{eq} \sin \theta_{km}^0 - B_{km}^{eq} \cos \theta_{km}^0) \quad (7b)$$

Las expresiones anteriores representan la potencia activa y reactiva correspondiente a la suma de todos los flujos de potencia de las líneas, existentes entre la barra  $k$  y las barras internas y fronteras, más la potencia en los elementos shunt.

La reducción de la matriz admitancia puede generar elementos shunts en las barras frontera anormalmente elevadas que deterioran la precisión del equivalente y provocan problemas de convergencia en el cálculo del flujo de potencias. Esto se soluciona considerando sólo los elementos serie de la red externa e ignorando los shunts.

El equivalente aún teniendo buena precisión para el cálculo de los flujos de potencia activa, presenta errores grandes para las potencias reactivas. Puesto que no considera el efecto de las barras PV del sistema externo, al tratarlas como barras PQ y una barra PV del sistema externo puede ser responsable de un significativo soporte de potencia reactiva durante una contingencia.

En general, deben retenerse las barras PV externa, que aporten potencia reactiva de importancia frente a una contingencia en la red analizada.

#### 4.2- Equivalente Ward extendido.

En este equivalente el efecto de las reacciones de las barras PV externas se representan como dispositivos de reajuste de potencia reactiva en las barras fronteras. Las potencias equivalentes en la frontera se obtienen tal como en el caso anterior, la simulación del efecto reactivo de las barras PV externas se realiza mediante interconexiones ficticias a las barras fronteras.

Las magnitudes de las tensiones para las barras PV ficticias corresponden a los voltajes de las barras frontera del caso base, con las potencias activas especificadas nulas ( $P=0$ ). En este caso, los flujos de potencias en las interconexiones ficticias resultan nulos y las reacciones de las barras PV ficticias sólo se manifiestan en presencia de cambios en las barras frontera provocadas por una contingencia en la red interna.

Cuando la magnitud de la tensión de una barra frontera varía, la barra PV ficticia correspondiente inyecta (o retira) reactivos produciendo el efecto aproximado de las barras PV externas eliminadas.

La justificación es porque la reacción reactiva de la red externo (incluido el efecto de las barras PV) a una perturbación, se expresa aproximadamente por:

$$\Delta Q_{red} / V = B_{red}'' \Delta V \quad (8)$$

donde:

- $\Delta Q_{red}$  : Vector representativo de cambios en las inyecciones de potencia reactiva en frontera, desde sistema externo.
- $\Delta V$  : Vector que indica cambios en la magnitud de los voltajes de las barras frontera respecto a su valor base.
- $B''_{red}$  : Matriz  $B''$  del sistema externo reducido a las barras frontera.

La matriz  $B''_{red}$  sólo considera las interconexiones entre barras externas o entre una barra de la frontera y una barra externa. Los elementos fuera de la diagonal principal de la matriz  $B''_{red}$  representan las reacciones entre las barras frontera y los elementos de la diagonal principal, incluyen las reacciones de las barras PV externas sólo como efecto shunt. Luego ello es mejorado con las barras ficticias que aportan potencia reactiva a las barras frontera, aproximadamente equivalentes al efecto de las barras PV externas.

#### 5.-CONTINGENCIAS [1][3][4][6].

Los métodos para evaluar una contingencia son numerosos y todos requieren contar con una solución base del flujo de cargas del sistema, en operación normal, para luego simular una alteración y determinar el estado de la red postcontingencia. El caso es como enfrentar y resolver el problema en un tiempo reducido para realizar un efectivo uso de la información procesada.

Los diversos algoritmos en uso son eficientes en la medida que no repiten, innecesariamente, todo el proceso de cálculo para cada estudio. Es por ello fundamental recurrir a métodos que permiten incorporar las modificaciones a matrices y vectores del estado de postcontingencia, a partir de las matrices inversas originales.

A partir del vector de corrección de potencia; la formulación matemática del problema permite expresar las alteraciones al sistema y el estado de postcontingencia como:

$$g(x + \Delta x, u + \Delta u, p + \Delta p) = 0 \quad (9)$$

donde:

- $\Delta x$  : Son las alteraciones sobre el vector de variables dependientes  $x$ .
- $\Delta u$  : Son las alteraciones ingresadas al vector de variables independientes  $u$ .



$\Delta p$  : Son las alteraciones topológicas introducidas a la red

Definense dos tipos de contingencias :

### 5.1- Contingencias Topológicas.

En este caso, se asume que las variables independientes son constantes y las variaciones en el estado de la red son producto de los cambios introducidos en los parámetros.

El vector de corrección  $\Delta x$ , después de linealizar la ecuación (9), puede calcularse así como sigue :

$$\Delta x = - [\partial g / \partial x]^{-1} g(x, p + \Delta p) \quad (10)$$

En la resolución se usa la Matriz Jacobiana y la ecuación de equilibrio de potencias del sistema considerando la alteración.

Alternativamente se puede utilizar un flujo de carga completo, en el que el Jacobiano original se utiliza como matriz indicadora de sensibilidad. Luego se realiza un estudio iterativo, que incluye modificaciones, sólo en las barras relacionadas con la rama saliente.

### 5.2- Contingencias Operacionales.

En este caso las alteraciones introducidas son producto de cambios bruscos de la carga y/o de la generación y no afecta los parámetros del sistema.

La determinación del vector de corrección se plantea considerando que la salida de un generador no altera la carga, y esta se redistribuye entre los generadores que permanecen en el sistema, así :

$$\Delta x = - [\partial g / \partial x]^{-1} g(x + \Delta x, p) \quad (11)$$

Para evaluar el cambio en las inyecciones de potencias se utilizan los siguientes criterios:

- i) Permitir que la barra de referencia absorba la generación perdida.
- ii) Redistribuir la generación de acuerdo al criterio de despacho económico.
- iii) Redistribuir la generación perdida, entre los generadores restantes, por medio de los factores de participación e iterar en caso que la barra de referencia genere a niveles excesivos.
- iv) Redistribuir la generación perdida entre los generadores que participan en el control automático de generación, de acuerdo a sus factores de participación (frecuencia).

El sistema será inseguro si la solicitud de potencia activa es mayor que la capacidad disponible, así como si la distribución de potencia indica sobrecarga en las líneas. Los factores de participación pueden asociarse a las características frecuencia v/s potencia de entrada de cada máquina.

En la solución del problema se consideró que las matrices  $B'$  y  $B''$  son constantes e iguales a la red original, modificándose sólo los valores de las potencias inyectadas en las barras, corregidas por vectores de alteración mediante técnicas diakópticas [1][2].

### RESULTADOS DE PRUEBA

Para destacar algunos aspectos importantes del programa implementado, en la figura 3 se muestra, como ejemplo de aplicación un sistema de 8 barras y 14 elementos [10]. Los datos de los elementos y especificaciones de barras se indican en las tablas 1-2 y la respuesta del sistema base en la tabla 3.

Como contingencia se considera la salida de la línea conectada entre las barras 1-2. Los gráficos 1-4 muestran los resultados de  $V$ ,  $\theta$ ,  $P$  y  $Q$  en barras del sistema completo y reducido. En general con el sistema reducido la respuesta es buena, siendo más precisa en potencia reactiva con el método Ward ya que se mantienen las barras PV externas.

La figura 4 muestra algunos diagramas de flujo del programa implementado y las características relevantes de la cadena lógica de pantallas, presentadas al usuario.

### CONCLUSIONES

Los aportes más importantes del trabajo se encuentran en la eficiencia del tratamiento dinámico de la memoria principal, que usa las disponibilidades ofrecida por Turbo Pascal, mediante las técnicas matriz/vector dispersas en el diseño del programa desarrollado, agregando a ello la inversión implícita de matrices. El programa además entrega la posibilidad de simular y evaluar contingencias a la red completa o bien reducida, permitiendo determinar el estado de operación del sistema con diferentes alternativas y gran rapidez.

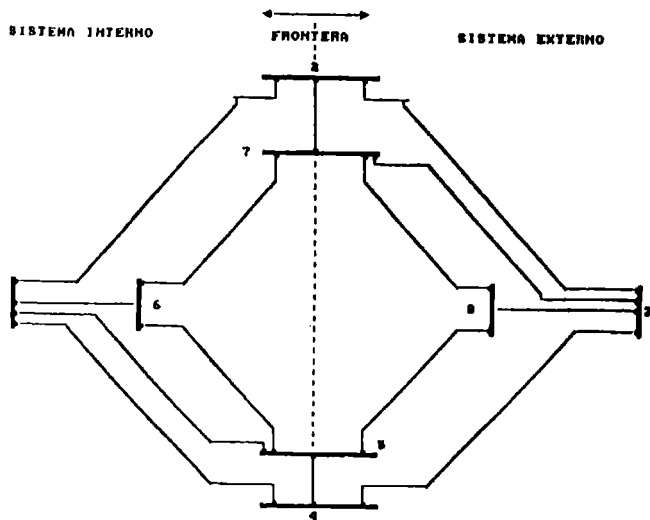


Figura 3a.-Ejemplo de aplicación y resultados

**Tabla 1. Datos de elementos de la red - 8 barras**

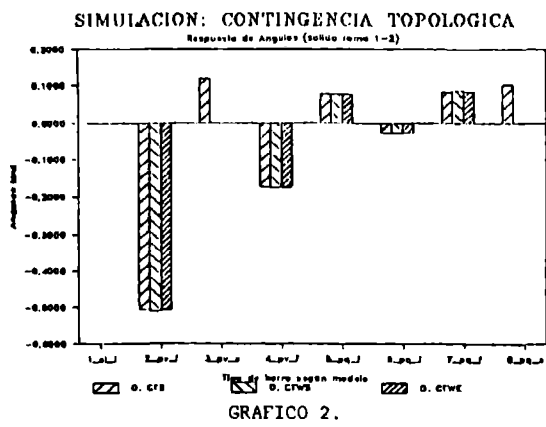
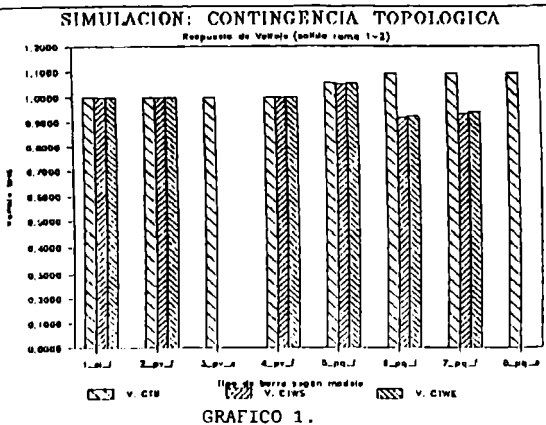
Num	U1	U2	r [pu]	x [pu]	ysh/2 [pu]	tipo	tp	tq
1	1	2	0.0100	0.0700	0.0500	lin	-	-
2	1	6	0.0020	0.0100	-	lin	-	-
3	1	5	0.0030	0.0300	-	lin	-	-
4	1	4	0.0060	0.0650	0.0300	lin	-	-
5	4	5	0.0035	0.0035	0.0200	lin	-	-
6	3	4	0.0075	0.0030	0.0000	lin	-	-
7	3	6	0.0010	0.0150	-	lin	-	-
8	3	7	0.0025	0.0230	-	lin	-	-
9	2	3	0.0110	0.0610	0.0000	lin	-	-
10	2	7	0.0032	0.0300	-	lin	-	-
11	6	7	0.0021	0.0100	-	lin	-	-
12	5	6	0.0020	0.0130	-	lin	-	-
13	5	8	0.0018	0.0210	-	lin	-	-
14	7	5	0.0021	0.0311	-	lin	-	-

**Tabla 2. Especificaciones de barras**

Num	tipo	V <sub>nom</sub> [pu]	Q <sub>nom</sub> [pu]	P <sub>nom</sub> [pu]	Q <sub>cap</sub> [pu]	Ubicación
1	ul	1.0000	0.0000	-	-	1
2	pv	1.0000	-	-23.3000	-	f
3	pv	1.0000	-	15.0000	-	o
4	pv	1.0000	-	-20.0000	-	f
5	pq	-	-	25.0000	20.0000	f
6	pq	-	-	-22.0000	-13.0000	f
7	pq	-	-	25.0000	0.0000	f
8	pq	-	-	0.0000	-10.0000	o

**Tabla 3. Respuesta Estado Normal (E<sub>p</sub>=0.001 E<sub>q</sub>= 0.001)**

Num	tipo	V <sub>sh</sub> [pu]	Q <sub>sh</sub> [pu]	P <sub>sh</sub> [pu]	Q <sub>sc</sub> [pu]	Ubicación
1	ul	1.0000	0.0000	3.3778	5.0507	1
2	pv	1.0000	-0.3123	-23.3000	9.7315	f
3	pv	1.0000	0.1870	15.0000	6.8487	o
4	pv	1.0000	-0.1413	-20.0000	2.0186	f
5	pq	1.0572	0.1018	25.0000	20.0000	f
6	pq	0.9278	0.0005	-22.0000	-13.0000	f
7	pq	0.9540	0.1404	25.0000	0.0000	f
8	pq	0.9350	0.1560	0.0000	-10.0000	o



**REFERENCIAS**

- [1] M.A. Gutierrez F; "Análisis de Contingencias en Sistemas Eléctricos", Memoria Título, Universidad de Tarapacá, Arica-Chile, 1989.
- [2] H. Rudnick y O.Moya; "Control en Sistemas de Potencia", Curso en III Congreso Latinoamericano de Automática y VIII Congreso de la ACCA, Viña del Mar, Noviembre 1988.
- [3] M.K. Enns, J.J. Quada y B. Sackett; "Fast Linear Contingency Analysis", IEEE Trans. on PAS, Vol. Pas-101, N°4, April 1982.
- [4] A. Monticelli; "Flujo de Carga em Redes de Energia Eletrica", Sao Paulo, Edgard Blücher, 1985.
- [5] H. Rudnick V.; "Control por Computador de los Sistemas Eléctricos de Potencia", VII Congreso de la ACCA, Antofagasta-Chile, 1986.
- [6] O.Alsac, B.Stott y W.F.Tinney; "Sparsity-Oriented Compensation Methods for Modified Network Solutions", IEEE Trans. on PAS, Vol. PAS-102, N°5, May 1983.
- [7] A. Bose; "Modeling of External Networks for On-line Security Analysis", IEEE Trans. on PAS, Vol. PAS-109, N°8, August 1984.
- [8] Ch.Gane y Tr.Sarson; "Análisis Estructural de Sistemas", Editorial El Ateneo, 1987.
- [9] Show-Kang y V.Brandwajn; "Adjusted Solutions in Fast Decoupled Load Flow", IEEE Trans. on PAS, Vol 3, N°2, May 1988.
- [10] Y. Wallach; "Calculations and Programs for Power System Networks", Prentice-Hall, Inc. Division of Simon and Schuster Englewood Cliffs, New Jersey, 07632 1986.

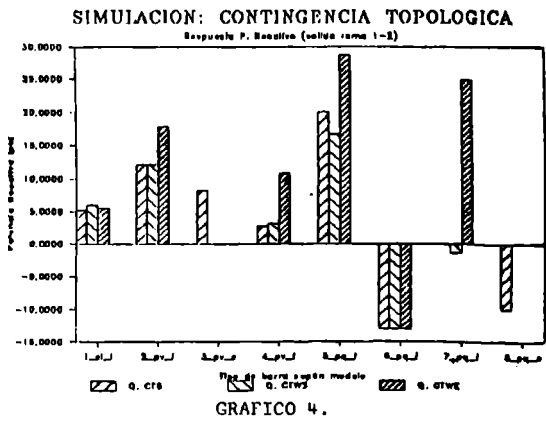
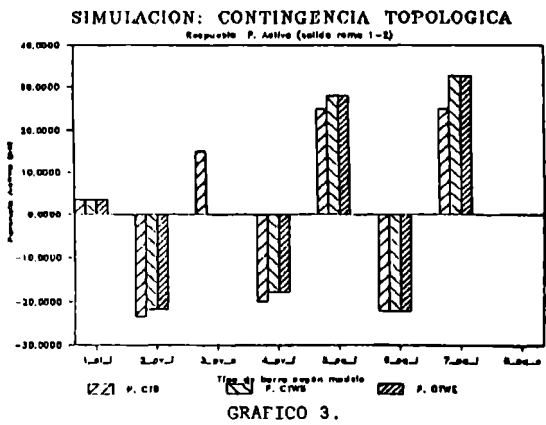
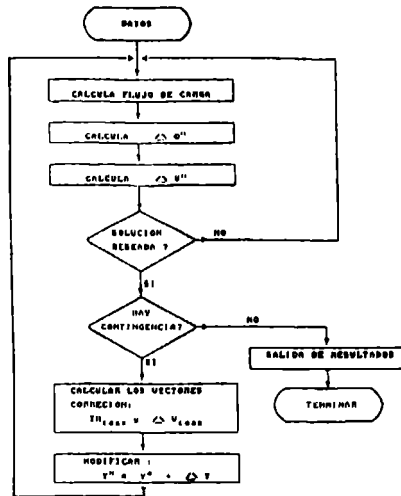
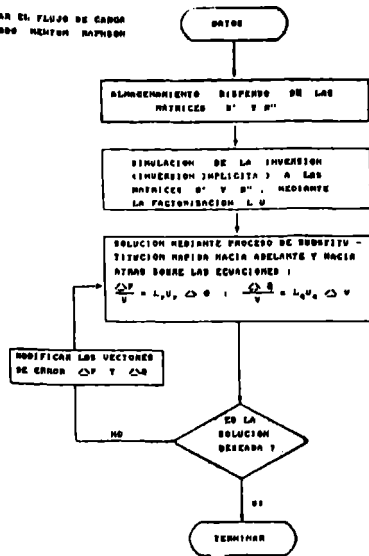


Figura 3b.-Ejemplo de aplicación y resultados Contingencias: CTB topológica base; CTWS topológica Ward Simple; CTWE topológica Ward Extendido,

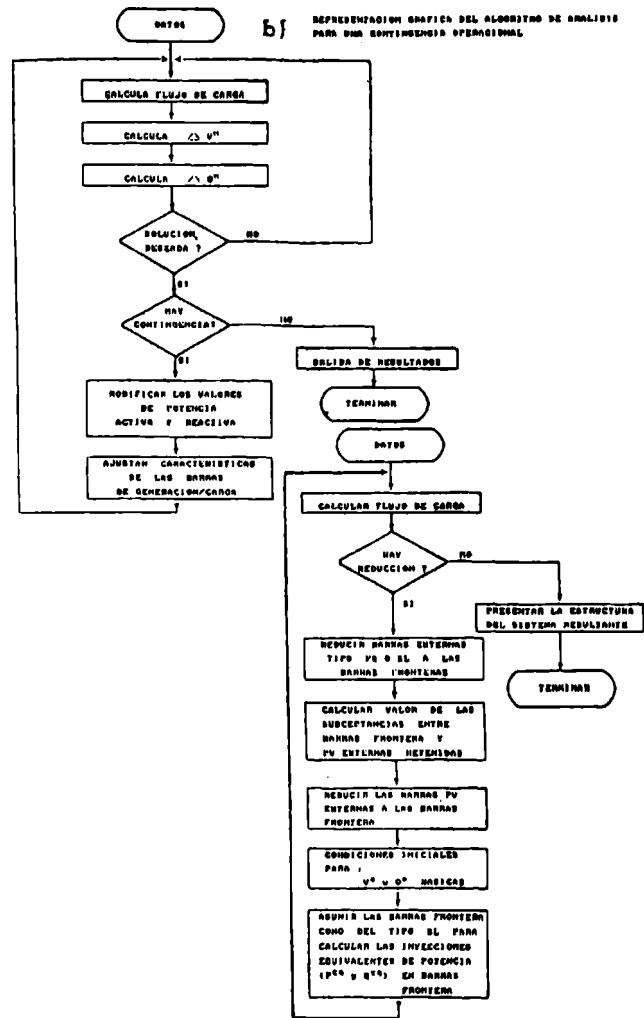
Figura 3c.-Ejemplo de aplicación y resultados

a) ESQUEMA ITERATIVO PARA DETERMINAR EL FLUJO DE CARGA DEL SISTEMA, A TRAVÉS DEL MÉTODO NEWTON-RAPHSON DESACOPLADO RÁPIDO.



c) REPRESENTACIÓN GRÁFICA DEL ANÁLISIS DE CONTINGENCIAS TOPOLOGICAS

b) REPRESENTACIÓN GRÁFICA DEL ALGORITMO DE ANÁLISIS PARA UNA CONTINGENCIA OPERACIONAL PARA UNA OPTIMIZACIÓN OPERACIONAL



d) REDUCCIÓN EQUIVALENTE POR EL MÉTODO NEWTON EXTENDIDO

CADENA LÓGICA DE PANTALLAS : PROGRAMA ANÁLISIS DE CONTINGENCIAS EN S. E.

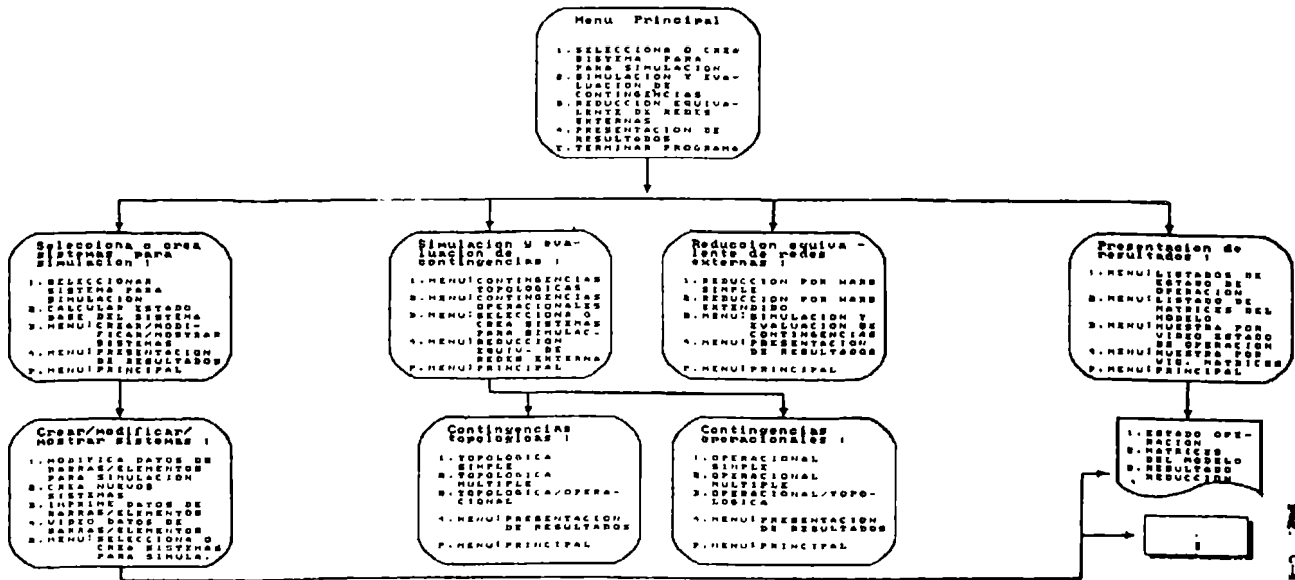


Figura 4.- Diagramas de Flujo y Lógica de Ejecución del Programa

# CONTROL DE POTENCIA REACTIVA APLICANDO UN MODELO DE FLUJO DE CORRIENTES

Hugh Rudnick V.D.W., Alfredo Gómez B., Leonardo Paucar C., Celso González G.  
Pontificia Universidad Católica de Chile  
Departamento de Ingeniería Eléctrica, Casilla 6177, Santiago, Chile

## RESUMEN

Un adecuado control de la potencia reactiva, permite conseguir un mejor perfil del voltajes y con ello una operación más segura del sistema, lo cual finalmente se traduce en una operación más económica del mismo, debido a un mejor aprovechamiento de las instalaciones. Este trabajo, presenta la teoría y resultados de un algoritmo de sensibilidad, para simular un control correctivo que minimiza las pérdidas de un sistema eléctrico de potencia. El método se basa en un modelo incremental de corrientes reactivas para obtener los coeficientes de sensibilidad y utiliza programación lineal para simular el control. Dicho modelo presenta mejores características que su similar basado en potencia, ya que reduce la sensibilidad de los coeficientes ante variaciones de voltaje. Modelos de corriente son derivados para las variables de control de reactivos. Se entregan resultados de aplicar el algoritmo sobre sistemas prototipos Ward-Hale y IEEE-30.

## ABSTRACT

Reactive constrained dispatch can be, if an adequate control is realized, of valuable help, since a more secure system can be reached and eventually a more economic one also, due to a more efficient use of the system's facilities. This paper describes a current incremental model used to obtain sensibility coefficients which together with linear programming build up to form a reactive power dispatch algorithm, whereby active losses are minimized. This formulation, has been shown to follow better the relation between reactive power and voltage magnitude variations, than its similar power based methodology. Suitable current models are given for reactive control variables. Results are presented for the Ward-Hale and IEEE-30 busbar systems.

## I INTRODUCCION

La operación económica y segura de un sistema eléctrico de potencia (SEP) interconectado, es la meta final que se persigue en la operación del SEP. Una de las estrategias de control factibles de realizar en un centro de despacho de carga, para llegar a esta meta, involucra a los elementos controladores y generadores de potencia reactiva [1]. El despacho y control de potencia reactiva corresponde a la definición de una estrategia (consigna para las variables de control) de operación óptima (si ello es posible) que permita por ejemplo, minimizar las pérdidas activas. Otros objetivos posibles de realizar, dependiendo del estado de operación en que se encuentre el SEP, pueden ser una maximización de las

reservas de reactivos o bien el mantener un adecuado perfil de voltajes [2].

Matemáticamente dicho problema se puede resolver mediante un flujo de potencia óptimo, sin embargo, dicho procedimiento resulta muchas veces complejo de resolver. Ello sin mencionar, que su solución puede tomar más tiempo del disponible. Por otra parte y desde un punto de vista eléctrico, el desacoplamiento que existe entre los problemas: potencia activa-ángulo y potencia reactiva-voltaje, permite desarrollar modelos más simples pero aún así bastante confiables y rápidos de resolver. A ello se le suma, la posibilidad de linealización en torno de un punto de operación del problema así formulado, con lo cual todo el proceso del despacho de reactivos se puede resolver mediante un planteamiento basado en coeficientes de sensibilidad (evaluados apropiadamente) y programación lineal [3].

Son clásicas las metodologías que emplean una formulación basada en la relación linealizada de potencia reactiva y voltaje. Dicho modelos a pesar de la alta no linealidad existente entre esas variables, han demostrado ser útiles requiriendo sin embargo, muchas iteraciones para seguir la no linealidad de la relación voltaje-potencia reactiva. A raíz de lo anterior, la referencia [4] propone un modelo lineal de sensibilidad, basado en corrientes reactivas. Dicha formulación, según los autores, posee la virtud de relacionar las variables dependientes con las de control, a través de una matriz que es menos sensible ante las variaciones de voltaje que la correspondiente al modelo de potencia.

Este trabajo describe y presenta resultados, de un algoritmo de despacho de reactivos que incorpora, adapta y extiende dicha formulación para obtener los coeficientes de sensibilidad que el control requiere. Emplea además la programación lineal para guiar al despachador a una minimización de las pérdidas activas. El algoritmo desarrollado es evaluado preliminarmente, en los sistemas Ward-Hale de 6 barras y en el IEEE de 30 barras.

## II MODELACION Y DESARROLLO

### II.1 Descripción General

Las ecuaciones clásicas que describen el comportamiento estático de un SEP, corresponden a las de un flujo de potencia.

$$\begin{aligned} P_i &= \sum V_i V_k (G_{ik} \cos \theta_{ik} + B_{ik} \sin \theta_{ik}) \\ Q_i &= \sum V_i V_k (G_{ik} \sin \theta_{ik} - B_{ik} \cos \theta_{ik}) \end{aligned} \quad (1)$$

A partir de las ecuaciones en (1), se definen entonces las corrientes activas  $W_j$  y reactivas  $U_j$  como sigue:

$$W_i = P_i/V_i \quad U_i = Q_i/V_i \quad (2)$$

El modelo incremental para las corrientes definidas en (2), para cambios diferenciales, se obtiene derivando W y U respecto al voltaje V de la barra y ángulo  $\theta$  de la barra, es decir:

$$\Delta W = (\partial W/\partial \theta) \Delta \theta + (\partial W/\partial V) \Delta V \quad (3)$$

$$\Delta U = (\partial U/\partial \theta) \Delta \theta + (\partial U/\partial V) \Delta V \quad (4)$$

Las matrices "jacobianas" de las ecuaciones (3) y (4) muestran la misma disposición que las clásicas matrices jacobianas, correspondientes al modelo de potencia. Ellas son función de los parámetros de la red, tensiones y ángulos de las barras. Una ventaja de estas matrices así formuladas es que, son menos sensibles a las variaciones de voltaje que las matrices jacobianas tradicionales provenientes del modelo de potencia. Ello en todo caso se intenta demostrar en este trabajo, pues parece ser que esta aseveración es función de las características topológicas y de operación, que presenta el sistema. Los cambios o variaciones de corriente activa y reactiva se deben a la generación, cargas y por supuesto a la acción de control que desea realizar, se cumple entonces que:

$$\Delta W = \Delta W_g - \Delta W_d = (\partial W_g/\partial V) \Delta V - (\partial W_d/\partial V) \Delta V \quad (5)$$

$$\Delta U = \Delta U_c - \Delta U_d = \Delta U_c - (\partial U_d/\partial V) \Delta V \quad (6)$$

Donde los subíndices denotan cambios de: generación (g), demanda (d) y de control (c). Igualando las ecuaciones respectivas, es posible llegar a la siguiente relación entre las variables de control y las variables dependientes como son los voltajes. Desarrollando las expresiones (5) y (6), no es difícil establecer que:

$$[\partial U/\partial V + \partial U_d/\partial V - (\partial U/\partial \theta) (\partial W/\partial \theta)^{-1} (\partial W/\partial V - \partial W_g/\partial V + \dots \partial W_d/\partial V)] \Delta V = \Delta U_c \quad (7)$$

es decir del tipo  $\Delta V = [L]^{-1} \Delta U_c$

La expresión (7), permite determinar el incremento que tendrán los voltajes al realizar una determinada inyección de corriente reactiva en las barras del SEP. La relación entre la corriente real y reactiva de la carga vs. la tensión, es especificada en el Anexo. Es esta una gran virtud del método, pues incluye esta relación en forma directa. Por otra lado, se asume que en el caso de los generadores, la potencia activa se mantiene constante, salvo aquella de la barra libre o de oscilación.

El elemento diagonal  $\partial W/\partial \theta$  de la barra de oscilación se ajusta a un número muy grande con el objeto de dejar fijo el ángulo de dicha barra. Por otra parte, el elemento diagonal  $\partial U/\partial V$  también se fija en un número muy grande cada vez que se modele una barra con tensión fija (p.ej. PV). La

matriz [L] resultante, es asimétrica y muy poco dispersa, no obstante mediante algunas simplificaciones es posible obtener una dispersidad similar a la matriz de admitancia. Así mismo, el efecto de la corriente real se puede representar o sustituir por una inyección equivalente de corriente reactiva que introduzca el efecto de dicha corriente. Sin embargo, el presente trabajo no considera tales efectos y/o simplificaciones, es decir se trabaja con la matriz completa. Los elementos diagonales de [L] incluyen todos los reactores y condensadores shunt, la capacidad de la línea, reactancias de transformadores y, tal vez lo más importante, la influencia del voltaje sobre la carga y la generación de una barra específica. Finalmente cabe señalar que, bajo las condiciones de partida plana (1/0), la matriz [L] es igual a la matriz [B'] de un flujo de potencia.

Bajo este modelo, la acción de los controles, como variaciones de elementos shunt (reactores y/o condensadores) y de voltaje en los generadores, es fácil de simular pues ambos se representan como inyecciones de corriente reactiva en la barra particular. La asociación es directa y se manifiesta en la ecuación (7).

Por el contrario, las variaciones del tap de un transformador (trafo) son difíciles de modelar pues involucran dos barras simultáneamente. La forma de modelar el cambio de tap, es igualando el cambio de tap a una inyección incremental de corriente reactiva que después se relaciona con cada una de las barras conectadas. Así subir el tap en un lado, equivale a conectar un condensador en dicha barra a la vez de conectar un reactor en la otra barra. Análíticamente, el efecto que un cambio de tap tendrá en el modelo de flujo de corriente, se obtiene de las ecuaciones para las corrientes inyectadas o retiradas desde un trafo. Así, considerando sólo una impedancia serie para el trafo y usando un modelo  $\Pi$  para la variación del tap (T), es posible obtener las siguientes ecuaciones para las corrientes que entran a un trafo i-k:

$$W_{ik} + jU_{ik} = (V_i T_{ik}^2 - V_k T_{ik} e^{j\theta_{ik}})/(r_{ik} - jx_{ik}) \quad (8a)$$

$$W_{ki} + jU_{ki} = (V_k - V_i T_{ik} e^{j\theta_{ik}})/(r_{ik} - jx_{ik}) \quad (8b)$$

Si se permite la caída de ángulo a través del transformador al variar el tap de éste, entonces diferenciando las ecuaciones (8) con respecto al tap y luego de eliminar la variación de este ángulo, es posible obtener:

$$\Delta U_{ik} = [(2V_i T_{ik} \cos \theta_{ik} - V_k)/(x_{ik} \cos \theta_{ik} + r_{ik} \sin \theta_{ik})] \Delta T_{ik} \quad (9a)$$

$$\Delta U_{ki} = [-V_i/(x_{ik} \cos \theta_{ik} - r_{ik} \sin \theta_{ik})] \Delta T_{ik} \quad (9b)$$

Las ecuaciones (9), indican que un cambio de tap se puede modelar inyectando  $-\Delta U_{ik}$  en la barra i e inyectando  $-\Delta U_{ki}$  en la barra k. Estas son las expresiones que emplea la presente formulación.

## II.2 Pérdidas de Transmisión Incrementales

La función objetivo en este trabajo, consiste en minimizar las pérdidas incrementales de transmisión activas. No obstante, la metodología presenta la suficiente flexibilidad para acomodar otros objetivos, incluso asociados a la seguridad del sistema. Las pérdidas de potencia real ( $P_L$ ) son principalmente debido a las resistencias serie de las líneas y de los transformadores. La expresión a considerar, representa las pérdidas activas de transmisión en todas las líneas y es la siguiente:

$$P_L = \sum (V_i^2 T_{ik} + V_k^2 - 2V_i V_k T_{ik} \cos \theta_{ik}) G_{ik} \quad (10)$$

La expresión exacta para las pérdidas incrementales, con respecto a la inyección de corriente reactiva, se obtiene al diferenciar la ecuación (10), con respecto al voltaje de la barra y al ángulo de la barra. Analfíticamente:

$$\Delta P_L / \Delta U_n = \partial P_L / \partial V * \partial V / \partial U_n + \partial P_L / \partial \theta * \partial \theta / \partial U_n \quad (11)$$

La ecuación (11) se puede simplificar despreciando el cambio en el ángulo de barra, es decir, suponiendo que  $\partial \theta / \partial U_n = 0$ . Las pérdidas incrementales pueden ser usadas para indicar la dirección que el algoritmo de control debe seguir. Así, un valor negativo grande para las pérdidas incrementales, implica que un condensador (inyección positiva) debe ser conectado o bien un tap incrementado.

## II.3 Formulación del Algoritmo

El problema de despacho de corrientes reactivas puede formularse en términos de un problema de optimización lineal, estableciendo la función objetivo junto a las restricciones pertinentes. El cálculo de los coeficientes de sensibilidad necesarios para el modelo, se realizó según lo descrito en la sección anterior. La función objetivo y las restricciones que involucran a las variables de control, son evaluadas según lo descrito anteriormente. No obstante, es posible obtener una proposición más eficiente en lo que se refiere a la rapidez de su cálculo, en particular al despreciar ciertos efectos, similares a los encontrados en el desacoplamiento activo-reactivo de una flujo de potencia.

El vector  $\Delta U_c$ , representa el conjunto total de los cambios en las inyecciones de corriente reactiva (acción del control), tales como cambios en los voltajes de los generadores y condensadores síncronos, cambios de la corriente reactiva de equipos shunt y cambios de los taps de los transformadores. La función objetivo del problema que minimiza las pérdidas incrementales, será por tanto:

$$\text{Min } (\Delta P_L = C^t * \Delta U_c) \quad (12)$$

El vector  $C_t = \partial P_L / \partial U_c$  representa las pérdidas activas incrementales con respecto a la inyección de corriente

reactiva en las diferentes barras de control del sistema. Las restricciones a considerar son:

$$\Delta V^{\min} \leq \Delta V \leq \Delta V^{\max} \quad (13a)$$

$$\Delta U^{\min} \leq \Delta U \leq \Delta U^{\max} \quad (13b)$$

$$\Delta T^{\min} \leq \Delta T \leq \Delta T^{\max} \quad (13c)$$

Las expresiones (13) pueden ser desarrolladas en términos de las variables de control, a través de los coeficientes de sensibilidad antes definidos. Analfíticamente se tiene:

$$\Delta V = (\partial V / \partial U_c) * \Delta U_c \quad (14a)$$

$$\Delta U = (\partial U / \partial U_c) * \Delta U_c \quad (14b)$$

$$\Delta T = (\partial T / \partial U_c) * \Delta U_c \quad (14c)$$

Similarmente los límites están definidos de la siguiente manera:

$$\Delta V^{\max} = V^{\max} - V^0 \quad ; \quad \Delta V^{\min} = V^{\min} - V^0 \quad (15a)$$

$$\Delta U^{\max} = U^{\max} - U^0 \quad ; \quad \Delta U^{\min} = U^{\min} - U^0 \quad (15b)$$

$$\Delta T^{\max} = T^{\max} - T^0 \quad ; \quad \Delta T^{\min} = T^{\min} - T^0 \quad (15c)$$

Estas ecuaciones (15), se entienden como sigue. Las magnitudes de las tensiones de los generadores, están restringidas por los límites establecidos por su sistema de excitación. Los límites superior e inferior de los taps de los transformadores son posiciones físicas. Los límites superior e inferior de la magnitud de voltaje en barras de carga o consumo, están fijados por los márgenes de regulación que se desee mantener. El generador de la barra libre se considera que tiene suficiente capacidad, en cambio la generación de potencia reactiva de los demás generadores, está acotada por los límites dados por las cartas PQ de su operación.

## II.4 Consideraciones Prácticas

a) Las variables de control no son restringidas, por tanto pueden adoptar valores positivos o negativos. Para efectos de la programación lineal, este inconveniente puede superarse transformando las variables no restringidas a variables no negativas mediante la siguiente relación  $\Delta U_c = \Delta U_c' - \Delta U_c''$ , con  $\Delta U_c' \geq 0$  y  $\Delta U_c'' \geq 0$

b) Con el fin de simular con mayor precisión la no linealidad del problema, se usan pasos restringidos para los cambios en las tensiones de los generadores, corriente reactiva de los condensadores o reactores shunt y taps de los transformadores [5,6]. Estos pasos se denotarán como  $V^{\text{step}}$ ,  $U^{\text{step}}$  y  $T^{\text{step}}$ , respectivamente. Así las inecuaciones que involucran las restricciones del problema quedan planteadas de la siguiente manera:

$$\max (\Delta V^{\min}, -V^{\text{step}}) \leq \Delta V \leq \min (\Delta V^{\max}, V^{\text{step}})$$

$$\max (\Delta U^{\min}, -U^{\text{step}}) \leq \Delta U \leq \min (\Delta U^{\max}, U^{\text{step}})$$

$$\max (\Delta T^{\min}, -T^{\text{step}}) \leq \Delta T \leq \min (\Delta T^{\max}, T^{\text{step}})$$

Valores recomendados o sugeridos para tales pasos iniciales son

$$v_{step} = 0,025 \text{ pu,}$$

$$U_{step} = Q_{step}/V = 0,05/V \text{ pu}$$

$$\text{y } T_{step} = 2,5 \%$$

En caso de "zigzag" de la solución, se recurre a disminuir a la mitad el paso previo y se repite la iteración correspondiente [7]. Se hace notar que el primer grupo de restricciones correspondiente a las tensiones o voltajes de barra, es numeroso, implicando una alta dimensionalidad del problema lineal. Una forma de controlar este número, puede ser descartar aquellas restricciones de voltaje, donde se sabe que su voltaje está fuertemente influenciado por otras barras, por ejemplo contiguas.

c) Debido a que el número de variables de control independientes es menor que el número de restricciones, el problema es resuelto eficientemente aplicando la programación lineal dual. La solución a este problema de optimización entrega los cambios que asumen las variables de estado. Estas variables son actualizadas y el flujo de potencia es realizado nuevamente, esto completa una iteración del problema de control de potencia reactiva. Este proceso se repite hasta que las restricciones sean cumplidas y las reducciones de pérdidas cumplan con  $\Delta P_L \leq \text{tolerancia}$ .

d) Cuando se calculan los elementos de la matriz [L], una barra de tensión puede mantenerse fija (diagonal de  $\partial U/\partial V$  grande) o bien ajustarse como una barra libre o flotante. En una barra del tipo PV, donde se desea mantener el voltaje fijo, el algoritmo debe mantener la inyección o retiro de reactivos dentro de un margen especificado. Por otra parte si es del tipo PQ, entonces el algoritmo de optimización debe mantener la tensión dentro de un margen especificado.

e) Para evitar la alta dimensión de las restricciones, en este trabajo sólo se consideran aquellas restricciones que son notoriamente afectadas por las variables de control, concretamente coeficientes menores que un cierto umbral ( $10^{-6}$ ) se desprecian.

f) Así mismo conviene despreciar aquellos elementos de control de potencia reactiva, que incidan muy poco en el valor de las pérdidas incrementales. También aquí se asume un umbral similar al anterior.

Bajo estas consideraciones, es claro que los elementos de la matriz [L], no podrán ser los mismos cuando se consideren diversas alternativas de barras con tensión fija (cuales y cuantas).

### III RESULTADOS COMPUTACIONALES

Se desarrolló un programa computacional interactivo, en Fortran 77, lo que facilita el análisis de los resultados. Siguiendo la presentación descrita en las secciones anteriores, se desarrollaron los siguientes bloques:

1) A partir de una condición base (flujo de potencia), se evalúan los coeficientes de sensibilidad [L].

2) Minimización de pérdidas activas, sujeto a las restricciones indicadas anteriormente. El algoritmo de programación lineal empleado en este caso, proviene de una biblioteca computacional de rutinas numéricas.

3) Ejecución de un flujo de potencia y evaluación de las pérdidas.

4) Revisión del nuevo estado del sistema, de ser satisfactorio se termina, en caso contrario se vuelve al módulo 1.

Para ilustrar el desempeño del algoritmo propuesto, se realizaron estudios sobre los siguientes sistemas eléctricos: Sistema Ward-Hale y Sistema IEEE-30. Todos los valores que se describen a continuación, se centran en el modelo de potencia constante para el tratamiento de la variación de las cargas con el voltaje (ver Anexo). La posibilidad de seleccionar un modelo de corriente constante y/o impedancia constante, es una alternativa contemplada en el programa computacional.

Los resultados de evaluación, se presentarán bajo dos ámbitos (complementarios por cierto): sensibilidad y optimización.

#### III.1 Sistema Ward-Hale de 6 barras

Este sistema está constituido por 6 barras, 2 del tipo PV (barras 1 y 2) y 4 del tipo PQ. Consta de 7 líneas de transmisión, incluyendo los 2 transformadores con cambio de tap, además de dos condensadores shunt conectables en las barras 4 y 6 (Figura 1). Considerando como referencia la barra 1, el caso base descrito en [5], entrega  $P_L^0 = 11.615$  MW en pérdidas.

#### A) RESULTADOS DE SENSIBILIDAD

Se determinaron los diferentes coeficientes que el algoritmo emplea según las fórmulas descritas y, se compararon con aquellos provenientes de emplear múltiples flujos de potencia. La importancia de este análisis, radica en el hecho de que estos valores sirven para indicar la incidencia, de las variables de control en la operación del sistema. La Tabla 1 entrega dichas comparaciones.

$\partial V_i/\partial U_i$	Múltiples Flujos de Potencia (fp)	Modelo de Corrientes Incrementales (fc)
1	0.0000	0.0000
2	0.0000	0.0000
3	0.2591	0.2898
4	0.2598	0.2340
5	0.3054	0.3420
6	0.2507	0.2531

TABLA 1 Inyección de Reactivos: Voltajes Exactos (fp) vs Modelo de Corriente Propuesto (fc)

Un resultado similar se presenta en la Tabla 2, donde se muestran las variaciones de las pérdidas activas (MW) con respecto a la inyección de corriente reactiva en las distintas barras.

$\partial P_L / \partial U_i$	Múltiples Flujos de Potencia (fp)	Modelo de Corrientes Incrementales (fc)
1	0.0000	0.0
2	0.0000	0.0
3	-0.08156	-0.09745
4	-0.09527	-0.08564
5	-0.08398	-0.1111
6	-0.09192	-0.0910

TABLA 2 Cálculo de Pérdidas Activas: Exactas (fp) vs Modelo de Corriente Propuesto (fc)

Los resultados de las tablas 1 y 2, indican que los coeficientes de sensibilidad calculados segun las formulas anteriormente descritas, representan bien el efecto que tienen las variables de control cuando estas son accionadas. No obstante esta es una aseveración preliminar, que debe ser analizada en otras situaciones.

### B) RESULTADOS DE OPTIMIZACION

Algunas de las pruebas que se realizaron se detallan a continuación.

i) considerando como variables de control solo a las corrientes reactivas de los condensadores shunt, conectables a las barras 4 y 6, podemos indicar que después de 3 iteraciones, el algoritmo consigue minimizar las pérdidas en 1.42 MW; lo cual significa una disminución del orden de 12%. Como resultado de la optimización se han conectado los dos condensadores shunt de 10.5 MVar c/u..

ii) si solo se incluye como variable de control, ambos trafos, las pérdidas se reducen, en 4 iteraciones, a 0.64 MW, es decir un 5.5%.

iii) considerando un shunt en la barra 4 y un trafo entre las barras 6-5, las pérdidas se reducen, en 4 iteraciones, a 0.897 MW, es decir un 7.7%.

iv) al incluir todas las variables de control posible, se producen inestabilidades numéricas en el algoritmo desarrollado. A la fecha de publicación, los autores están analizando este problema y consideran que el origen de éstos radica en las restricciones que el proceso de optimización emplea.

Si bien este es un sistema que pudo haberse optimizado "manualmente", el algoritmo entrega pautas de operación adecuadas y además presenta la posibilidad de estudiar múltiples casos base, pudiendo elegir diferentes variables de control si así se deseara.

### III.2 Sistema IEEE-30 barras

El caso base de este sistema consta de 30 barras, 6 del tipo PV (barras 1, 2, 5, 8, 11 y 13) y el resto PQ. Posee 41 líneas, de las cuales cuatro son transformadores con taps ajustables entre las barras 6-9, 6-10, 4-12 y 28-27 (Figura 2). También posee condensadores shunt en las barras 10 y 24. Siendo la barra 1 libre, el caso base descrito en [4] entrega 17.67281 MW en pérdidas activas.

### A) RESULTADOS DE SENSIBILIDAD

Al igual que en el caso anterior, algunos coeficientes de sensibilidad del algoritmo se contrastaron con aquellos provenientes de flujos de potencia. Algunos de ellos se señalan en la Tabla 3.

En general la misma tendencia se observó en otros coeficientes, si bien la magnitud no es demasiado exacta, éstos indican correctamente la dirección de la variable. Por ejemplo, un valor negativo del coeficiente  $\partial P_L / \partial T$ , indica que éste debe ser incrementado (disminuído), es decir colocar un condensador o una inyección de corriente positiva para disminuir (aumentar) las pérdidas. Este es el caso del transformador 27-28. Algo similar ocurre con la barra 24, donde la inyección de corriente reactiva, debe disminuir las pérdidas.

Con el propósito de analizar si el algoritmo propuesto sigue bien las no linealidades de las ecuaciones, ante variaciones incrementales en los controles, se evaluaron las Tablas 4a, 4b y 4c. En ellas se comparan valores entregados por el algoritmo propuesto y un flujo de potencia.

Coefficiente de Sensibilidad	Múltiples Flujos de Potencia (fp)	Modelo de Corrientes Incrementales (fc)
$\partial V_3 / \partial U_3$	0.056	0.056
$\partial V_{24} / \partial U_{24}$	0.207	0.210
$\partial V_{30} / \partial U_{30}$	0.674	0.682
$\partial P_L / \partial U_{24}$	-0.01898	-0.02411
$\partial V_{27} / \partial T_{27-28}$	0.690956	0.686072
$\partial V_{28} / \partial T_{27-28}$	-0.042663	0.042034
$\partial P_L / \partial T_{4-12}$	0.030759	0.030155
$\partial P_L / \partial T_{28-27}$	-0.021014	0.019107

TABLA 3 Coeficientes de Sensibilidad: Exactos (fp) vs Modelo de Corriente Propuesto (fc)

Variación	$V_{27}^0$	$V_{27}^f$	$V_{28}^0$	$V_{28}^f$
$\Delta T_{27-28} > 0$	1.02214	1.03569	1.0056	1.00476
$\Delta T_{27-28} < 0$	1.02214	1.00627	1.0056	1.00655

TABLA 4a Variación de Tap 27-28: Voltajes Exacto (fp) vs Modelo de Corriente Propuesto (fc)

Variación	$V_{24}^0$	$V_{24}^{fp}$	$V_{24}^{fc}$	$Q^0$	$Q^f$
$\Delta U_{24} > 0$	1.02078	1.02283	1.02284	-6.7	-5.7
$\Delta U_{24} < 0$	1.02078	1.01871	1.01872	-6.7	-7.7

TABLA 4b Inyección de Reactivos "Q" en barra 24: Voltaje Exacto (fp) vs Modelo de Corriente Propuesto (fc)

Se desprende que los coeficientes evaluados en el punto de operación, mediante el modelo de corrientes incrementales, son factibles (consistentes) para realizar el proceso de optimización. Cabe señalar que el signo de un coeficiente, no indica el tipo de control definitivo a realizar, pues ello dependerá de la interacción con los otros elementos que



tienen una acción de control reactivo del sistema. Es decir se trata de una indicación o pauta más bien relativa y no absoluta. Ello será evaluado en la próxima etapa.

Variación	$P_L^0$	$P_L^{fp}$	$P_L^{fc}$
$\Delta T_{28-27} > 0$	17.686	17.650	17.6515
$\Delta T_{28-27} < 0$	17.686	17.758	17.7279
$\Delta U_{24} > 0$	17.686	17.669	17.6621
$\Delta U_{24} < 0$	17.686	17.705	17.7099

TABLA 4c Cálculo de Pérdidas Activas: Exactas (fp) vs Modelo de Corriente Propuesto (fc)

## B) RESULTADOS DE OPTIMIZACION

En general, al tratar de optimizar el sistema con respecto a las pérdidas, el algoritmo no arrojó decrementos significativos en las pérdidas base. No obstante, se presentan a continuación algunos casos de minimización importantes.

i) considerando como variables de control las barras PV 11 y 13, las pérdidas se reducen en 0.09 MW (0.5%), en 6 iteraciones. No se manifiestan oscilaciones numéricas en este caso. En ambos casos los voltajes aumentaron, es decir se inyectó corriente reactiva.

ii) considerando como variables de control las barras PV 2, 5, 11 y 13, se logró en 4 iteraciones una reducción de 0.07 MW (0.42%). Cabe señalar que después de la iteración cuatro se produce una oscilación numérica en torno a dicha iteración. Es posible que ello se deba a la simultaneidad de efectos, unos de acción positiva y otros negativas.

iii) considerando como variables de control los condensadores en las barras 10 y 24, se logra reducir las pérdidas en 0.065 MW (0.37%). La convergencia en este caso fué bastante buena, lográndose ésta en 3 iteraciones. En ambas barras se conectaron 7.5 MVAR.

iv) las variables de control son los condensadores en las barras 10 y 24 y las barras PV 11 y 13. En este caso, después de 6 iteraciones, se logra reducir las pérdidas en 0.158 MW (0.89%). No se manifestaron oscilaciones numéricas en este caso.

## CONCLUSIONES Y PROYECCIONES

Las conclusiones más relevantes se sintetizan a continuación:

a) Respecto de la sensibilidad de las relaciones propuestas, el algoritmo entrega coeficientes confiables. Ello se demuestra al comparar valores de coeficientes de sensibilidad de corriente, con los obtenidos mediante flujos de potencia. Sin embargo, la validez de estos resultados se limita a variaciones incrementales, y debería ser estudiada para otras condiciones de operación para generalizar esta aseveración.

b) La representación de todas las variables de control como inyecciones de corriente, resulta práctica, pues uniforma las variables de control. La metodología propuesta, opera

coherentemente a pesar de que las pérdidas no disminuyeron sustancialmente en los sistemas analizados. Se destaca que múltiples flujos de potencia (con toda la complejidad combinatorial que ello requiere), entregaron soluciones similares a las descritas. No obstante, se piensa que para otros sistemas, que no operen con bajas pérdidas, la disminución será mayor. Ello sin embargo demanda mayor estudio.

c) La posibilidad de incorporar la sensibilidad de la generación y/o carga ante variaciones de voltaje, según se considere potencia, corriente o impedancia constante, es una herramienta útil pues su representación resulta fundamental para el control del voltaje. No obstante ello requiere que se conozca el tipo de carga existente.

Algunas proyecciones específicas que se pueden mencionar son:

a) El algoritmo desarrollado, considera tan solo un tipo de control de corriente reactiva asociado a cada barra, sea este un voltaje de generador, un elemento shunt o bien el extremo de un transformador. Los autores consideran que una posible extensión del método, aún cuando más compleja, sería la inclusión simultánea de más de una variable de control para una barra.

b) Es necesario incorporar, en una próxima etapa, una restricción respecto de la cantidad máxima de pérdidas que puede ser reducida, antes de hacer un nuevo cálculo de los coeficientes. Esta necesidad nace por razones de mantener la linealidad de las relaciones, además permite una mayor estabilidad numérica del método.

c) Cabe señalar que se encuentra bajo análisis una representación del Sistema Interconectado Central Chileno de 90 barras, de las cuales 16 son del tipo PV y el resto tipo PQ. El número de líneas es 177, que incluye 61 transformadores con posibilidades teóricas de ajustar sus taps (algunos en vacío). No obstante a la fecha de escritura del artículo, aún no se disponían de suficientes resultados. Ello sin duda es una prueba a la que debe someterse el algoritmo.

d) Para una aplicación más rápida de esta metodología, será conveniente realizar simplificaciones a la matriz de sensibilidad, de tal forma de aumentar su dispersidad. Esto es fundamental para una aplicación más rápida. En [4] se propone una posible forma de lograr ello. También resulta interesante incorporar otras funciones objetivo (control correctivo, etc.)

e) Una falla persistente en el algoritmo, es su debilidad numérica cuando se permiten que actúen, simultáneamente, todas las variables de control, esto debe ser analizado. Por otra parte, si bien ello representa un escollo teórico, puede no serlo en la práctica. Ello se fundamenta pues no todas las variables podrían actuar a la vez, ya que sus tiempos de

respuesta varían bastante. Este es el principio en que se sustenta el control secundario del voltaje, para lo cual convendría orientar una herramienta como la desarrollada en este trabajo.

**BIBLIOGRAFIA**

- [1] Miller, T. (1982) **Reactive Power Control in Electric Systems**. John Willey & Sons Publishers.
- [2] Hauth, R.; Miske, S.; Nozari, F. (1982) **The Role and Benefits of Static Var Systems in High Voltage Power System Applications**. IEEE Trans. PAS, Vol. 101, Octubre, pp. 3761-3770.
- [3] IEEE Tutorial Course (1987) **Reactive Power: Basics, Problems and Solutions**. Publicación 87EH0262-6-PWR.
- [4] Stadlin, W.O.; Fletcher, D.L. (1982) **Voltage versus Reactive Current Model for Dispatch and Control**. IEEE Trans. PAS, Vol. 101, Octubre, pp. 3751-3758.
- [5] Mamandur, K.; Chenoweth, R. (1981) **Optimal control of reactive power flows for improvements in voltage profiles for real power loss minimization**. IEEE Trans. PAS, Vol. 100, Julio, pp. 3751-3760.
- [6] Elangowan, S. (1983) **New approach for real power loss minimization**. IEE Proceedings, Part C, Vol. 130, Noviembre, pp. 295-299.
- [7] Rama, S.; Ramachandran, K.; Hariharan, S. (1983) **New technique for optimal reactive-power allocation**

for loss minimization in power systems. IEE Proceedings, Part C, Vol. 130, Julio, pp. 178-182.

**AGRADECIMIENTOS**

Se agradece el apoyo de Fondecyt y del Programa de las Naciones Unidas para el Desarrollo.

**ANEXO**

**Característica Carga vs Tensión**

Un método sugerido para considerar los efectos del voltaje en las componentes de potencia reactiva y real de la carga es suponer:

$$P = P^0(V/V^0)^p \qquad Q = Q^0(V/V^0)^q$$

Las condiciones iniciales o base son designadas  $P^0, Q^0, V^0$ . La característica de la carga puede especificarse al ajustar los exponentes p y q de la tensión:

potencia constante:  $p = q = 0$

corriente constante:  $p = q = 1$

impedancia constante:  $p = q = 2$

Así las componentes real y reactiva de la corriente de carga y las tasas de cambio, resultan ser:

$$W = P/V = P_0 V^{p-1} / V_0^p \qquad U = Q/V = Q_0 V^{q-1} / V_0^q$$

$$\partial W / \partial V = (p-1) P_0 V^{p-2} / V_0^p \qquad \partial U / \partial V = (q-1) Q_0 V^{q-2} / V_0^q$$

por tanto las tasas de cambio para la condición base son:

$$\partial W / \partial V = (p-1) P_0 / V_0^2 \qquad \partial U / \partial V = (q-1) Q_0 / V_0^2$$

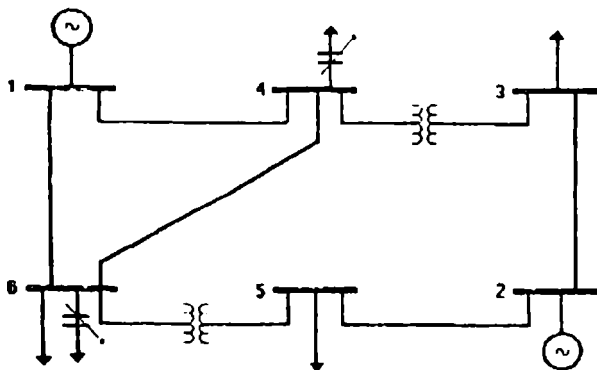


Figure 1. Diagrama unilineal del sistema Ward-Hale

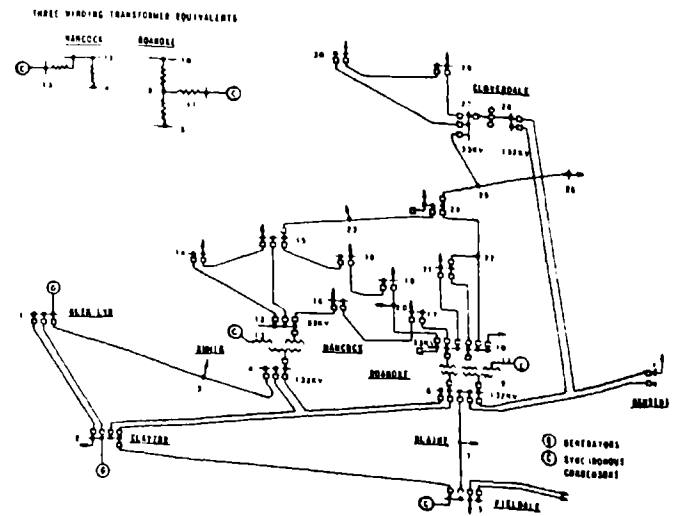


Figure 2. Diagrama unilineal del sistema IEEE-30

**III**

**ALTA TENSION Y DIELECTRICOS**

ACELERACION EN FRECUENCIA DE LOS ENSAYOS DE DESCARGAS PARCIALES EN AISLANTES  
EN EL RANGO 50 - 500 Hz: EFECTO SOBRE LOS ESPECTROS DE DESCARGAS

Ariel Valdenegro E., Santiago Bradford V. (\*)  
Departamento de Ingeniería Eléctrica  
Universidad de Chile  
Av. Tupper 2007, Casilla 412-3, Santiago, CHILE

RESUMEN

El envejecimiento de aislantes sometidos a descargas parciales bajo tensión alterna puede, en principio, acelerarse aplicando una frecuencia superior a la industrial. La interpretación de la duración medida en esta condición no es directamente extrapolable a 50 Hz, como se sabe de las mediciones conocidas.

En este trabajo se informa de medidas experimentales de los espectros de amplitud de descargas parciales en resina epoxi en el rango 50 - 500 Hz.

Se describe la instalación experimental que permite realizar un análisis multicanal de las descargas, almacenando y procesando la información en un microcomputador PC compatible IBM.

Se muestran resultados obtenidos con probetas ensayadas a 50 Hz, las que cada cierto tiempo (12 hrs. en promedio) fueron sometidas a la misma tensión de ensayo a frecuencias de 100, 200, 500 Hz. Así pueden compararse los espectros de descargas para el mismo nivel de envejecimiento, pero a diferentes frecuencias.

Las observaciones más notables son: Las distribuciones de descargas positivas y negativas son similares. Al elevar la frecuencia el número de descargas por ciclo tiende a disminuir, pero aparecen algunas descargas de mayor tamaño. Estas medidas dan una primera explicación de carácter no-lineal de la aceleración del envejecimiento provocada por la elevación de frecuencia.

ABSTRACT

In this work we report the experimental measurements of partial discharges spectra in epoxi resin samples tested in the 50 - 500 Hz range.

Practical installation is described which allows a multichannel analysis of discharges, storing and processing data in a PC microcomputer, IBM compatible.

Samples were tested at 50 Hz, periodically (twice a day) discharge spectra were obtained, at 50 Hz, and at 100, 200 and 500 Hz, with the same level of voltage.

Main conclusions: Spectra of positive and negative discharges are similar; increasing of frequency produces a diminution of the number of discharges per cycle but an increase of maximum discharge.

(\*) Actualmente en ENDESA, División Transmisión.

1. ANTECEDENTES

Debido a que el fenómeno de las descargas parciales ocasiona un lento deterioro del dieléctrico, que puede provocar su falla después de años y a que la utilización de voltajes cada vez mayores en los Sistemas Eléctricos conduce a una mayor exigencia en la aislación de los equipos, este fenómeno ha sido objeto de profusas investigaciones en las últimas décadas. Uno de los objetivos deseables en este campo es llegar a predecir la duración de la aislación en base a medidas relacionadas con las descargas parciales. Una de las formas de lograr este objetivo es realizar pruebas a altas frecuencias y extrapolar sus resultados para predecir la vida del equipo operando a frecuencia industrial.

Una metodología muy directa para realizar estas pruebas sería comparar la duración en ciclos hasta la falla a alta frecuencia y a frecuencia industrial, lo que necesariamente conduce a pruebas de muy larga duración, por este motivo se han realizado ensayos de corta duración (del orden de 13 días) en los cuales, a intervalos regulares de tiempo, se midió valores representativos de las descargas a diferentes frecuencias.

Para realizar estos ensayos se usó el montaje experimental, ya informado en (1), agregando un sistema de alta tensión y alta frecuencia y usando como analizador de los valores representativos de las descargas el equipo E.M.E. descrito en (2) (3).

Con estos elementos se ha realizado el seguimiento de las descargas parciales en probetas de resina epóxica, sometidas a tensión alterna de 50 Hz y variando la frecuencia de la alta tensión en los instantes de medición, después de esperar que se alcance el régimen permanente de descargas a cada frecuencia.

2. DESCRIPCION DEL MONTAJE EXPERIMENTAL

2.1. Probetas y electrodos

Se ensayaron probetas de resina epóxica (Araldita F) compuestas por dos láminas laterales de 0,23 mm de espesor y una lámina central de 0,41 mm de espesor, con una perforación en su centro de 4 mm de diámetro, la dimensión exterior del conjunto es un cuadrado de 75 mm por lado.

Los electrodos usados eran cilindricos, de acero inoxidable. El electrodo de alta tensión tenía bordes redondeados y un recubrimiento de resina epóxica a fin de evitar la aparición de descargas que pudieran propagarse superficialmente a través de la probeta. El electrodo de baja tensión, presentaba a su alrededor un anillo de guarda con el objeto de eliminar de la

lectura eventuales descargas parásitas, el conjunto sumergido en aceite aislante. Las dimensiones se muestran en la Figura 1.

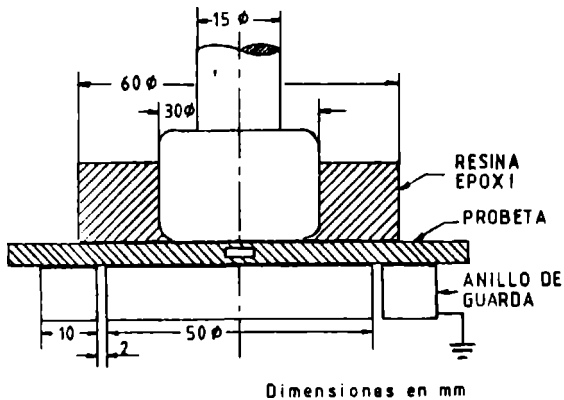


Figura 1. Electrodo y probeta

## 2.2. Circuito de ensayo y detección

El circuito usado fue uno de tipo puente mostrado en la Figura 2, este circuito tiene la ventaja de minimizar las interferencias provenientes de fuentes externas de ruido [4].  $R_L = 513 \text{ k}\Omega$  (resistencia limitadora);  $C_k = 100 \text{ pF}$ ;  $C_M \approx 50 \text{ pF}$  (probeta);  $C'_M$  (probeta sin vacuola);  $R = R' = 75 \Omega$ ;  $C = C' \approx 20 \text{ pF}$  (capacidades parásitas); P y P': Protecciones de sobrevoltaje.

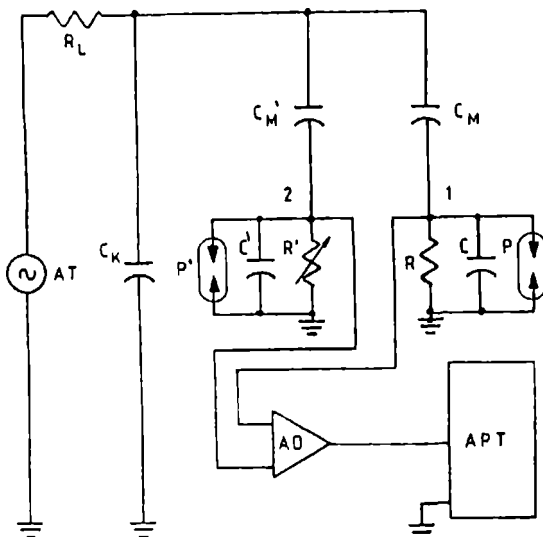


Figura 2. Circuito de medida de las descargas parciales

Las descargas parciales se manifiestan como impulsos de voltaje entre los puntos 1 y 2, los que ingresan al amplificador diferencial A.D. [5]. Amplificación entre 1 y 105, ancho de banda de 656 kHz a 5 MHz.

## 2.3. Calibración

Para el análisis de los resultados es fundamen-

tal conocer la relación entre la carga aparente de las descargas parciales y el peak del pulso de voltaje que ingresa al analizador de pulsos según tamaño.

Esto se realizó con un generador de pulsos estándar que entrega una carga dada  $q_0$  por medio de un escalón de voltaje a través de una pequeña capacidad  $C_0$ . Para el caso de nuestros ensayos, tratándose de probetas pequeñas, la calibración más precisa se obtiene aplicando el generador estándar en la diagonal del puente, resultando la carga aparente:

$$q_{ap} = q_0 = \frac{2(C + C_M)}{C + C_M + 2C_0} \quad (1)[6]$$

## 2.4. Equipo analizador de pulsos según tamaño (A.P.T.)

Como base para esta medida se usó un Sistema para la Medida de Energía de las Descargas Parciales (S.M.E.) informado en [2][3]. Este sistema puede usarse como A.P.T. El S.M.E. consta de las siguientes partes:

- i) Microcomputador PC/XT ACER 500+.
- ii) Equipo medidor de energía E.M.E., el cual recibe las señales proporcionales a la carga aparente y al voltaje en la aislación y realiza, parcialmente, la suma de los productos.
- iii) Tarjeta interfaz para el computador, que permite adquirir datos desde el exterior y desviar datos en forma de palabras digitales o señales análogas.
- iv) Diskettes con programas que se encargan de recibir los comandos del usuario, interactúa con el E.M.E. para recibir y acumular los valores de energía.

El funcionamiento de este sistema como medidor de energía se detalla en [2].

El S.M.E. puede emplearse como analizador multi-canal (A.P.T.) con un programa llamado AMPLI desarrollado en lenguaje C [2], para lo cual se utiliza sólo la entrada de pulsos de descarga y luego el bloque para detección de amplitud. Este recibe la señal de los pulsos ( $q$ ) y hace la comparación de las descargas positivas con una referencia análoga ( $ref+$ ) enviada desde el computador, simultáneamente con las de descargas negativas y su correspondiente referencia ( $ref-$ ). Se almacena la cuenta de pulsos  $N_i$  que sobrepasan cada nivel para obtener la cantidad de pulsos ( $n_i$ ) del canal  $i$  según la relación:

$$n_i = N_i - N_{i+1} \quad (2)$$

La tabla de resultados registrados ( $n_i$  vs  $q_i$ ), en nuestro caso puede extenderse a 4096 canales (la mitad positivos, la mitad negativos), necesita una corrección adicional dada la estrategia de lectura secuencial de los pulsos. Puede ocurrir, que por variaciones del nivel de las D.P., haya lecturas anómalas ( $N_i < N_{i+1}$ ) lo que daría un número de descargas negativo para algún canal. Para corregir esto el programa AMPLI incluye una etapa de depuración estadística del resultado, reduciendo el número total de canales, para lo cual se promedian las lecturas de las cantidades de pulsos de descargas de un cierto número de canales contiguos, número que el usuario puede escoger.

El listado generado por el programa AMPLI, me-

diante el ingreso por el usuario de la calibración, puede ser importado por planillas de cálculo y programas graficadores tales como LOTUS, HARVARD, 3D, etc., lo que permite procesar los datos y/o graficarlos.

### 2.5. Equipo de alta tensión y frecuencia variable

Este sistema está compuesto por los siguientes componentes (Figura 3):

- Oscilador variable
- Fuente de tensión regulada
- Amplificador de potencia
- Transformador de alta tensión

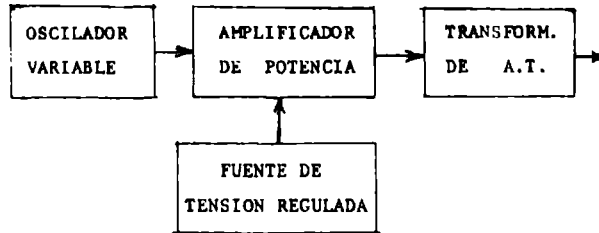


Figura 3. Sistema de alta tensión, alta frecuencia

Como fuente de tensión regulada, para polarizar el amplificador de potencia, se emplearon dos fuentes de marca P. Fontaine tipo 5020 de 50 V máximos, 2A máximos, una para la polarización positiva y la otra para la polarización negativa.

El transformador de alta tensión fue construido especialmente para estos ensayos y su diseño consideró que se trabajaría a frecuencias altas, por lo cual presentaba buena regulación a las frecuencias de ensayo (baja inductancia de fuga) y su relación de transformación es de 25/10.000 V.

El circuito amplificador se construyó en base a un amplificador de potencia de audiofrecuencia STK 086, con respuesta de frecuencia entre 10 y 10.000 Hz y una potencia de salida de 70 W.

Dado que la carga del amplificador tiene una gran componente capacitiva, lo que sobrecarga innecesariamente el circuito amplificador, se realizó una compensación de potencia reactiva a la salida del amplificador con inductancias de núcleo de aire cuyo valor depende de la frecuencia a la cual se realizarán las mediciones (50, 100, 200 y 500 Hz), esto permitió una menor exigencia para el circuito amplificador.

### 3. TRABAJO EXPERIMENTAL

Las probetas se sometieron a una tensión alterna de 50 Hz (8 kV en la prueba 1, 9 kV en la prueba 2, siendo el voltaje de inicio de las D.P. de 2 kV) mediante un circuito que consiste en un regulador de tensión alterno de la red que alimenta un autotransformador variable y éste a un transformador de alta tensión de razón 240/24.000 V. Cada 12 horas aproximadamente se realizaron las mediciones, para lo cual, después de hecha la medida a 50 Hz, se desconectaba el circuito de 50 Hz y se alimentaba la barra de alta tensión desde el equipo de frecuencia variable, y se realizaban las lecturas a 100, 200 y 500 Hz esperando un tiempo

prudente para que estabilizaran las descargas, lo que se podía apreciar en un osciloscopio conectado al circuito de detección. Una vez realizadas las medidas a las diferentes frecuencias se cambiaba nuevamente la alimentación al transformador de 50 Hz. Esta maniobra se repetía, como se dijo, cada 12 horas aproximadamente. Cada una de las lecturas se realizaba con el A.P.T. y se guardaban en diskette.

### 4. RESULTADOS EXPERIMENTALES [7]

La prueba 1 se realizó a 9 kV, hasta la falla, durante 192 hrs. Los resultados de esa prueba se informaron en [8]. Ahora informaremos de la prueba 2, hecha a 9 kV, que confirma bien lo observado en la prueba 1. Este ensayo se prolongó por 320 hrs. y no condujo a la falla de la probeta. La ruptura se provocó posteriormente, aplicando voltajes mayores. Se observaron efectos de autoextinción de las descargas parciales.

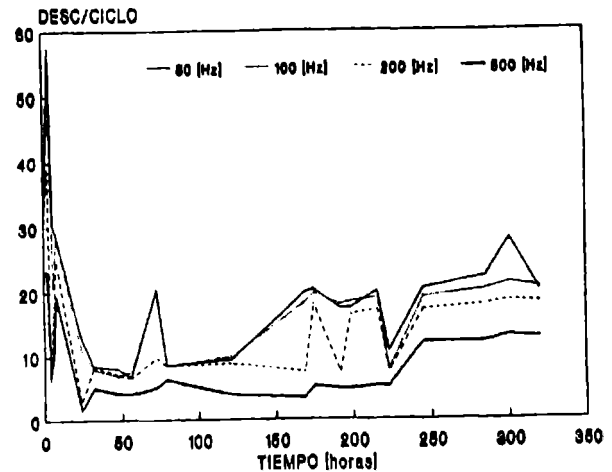


Figura 4. Descargas positivas/ciclo vs tiempo y frecuencia

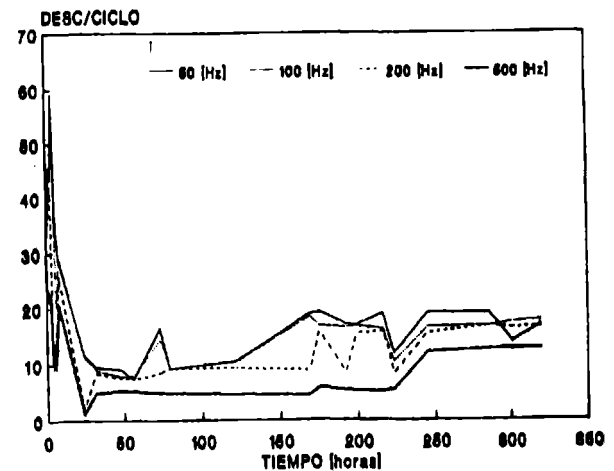


Figura 5. Descargas negativas/ciclo vs tiempo y frecuencia

Las figuras 4 y 5 muestran la evolución de las descargas totales (positivas y negativas) por ciclo.

Dada la similitud de los resultados para descargas positivas y negativas, a continuación se mostrarán los resultados sólo para las primeras.

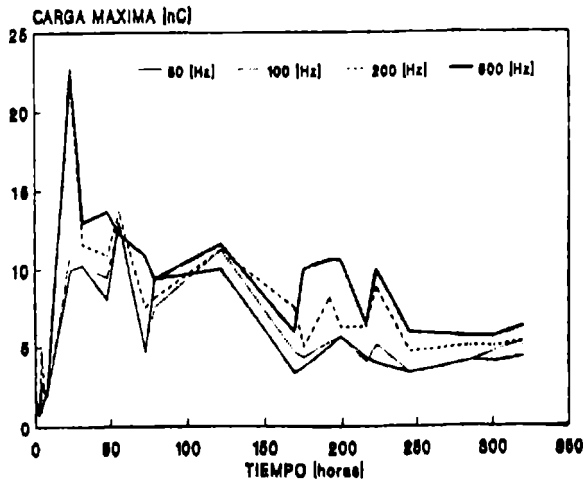


Figura 6. Carga máxima vs tiempo y frecuencia

La figura 6 muestra la evolución de la carga máxima durante la prueba, la que muestra sus peaks en las curvas de alta frecuencia (200 y 500 Hz) al comienzo de la prueba.

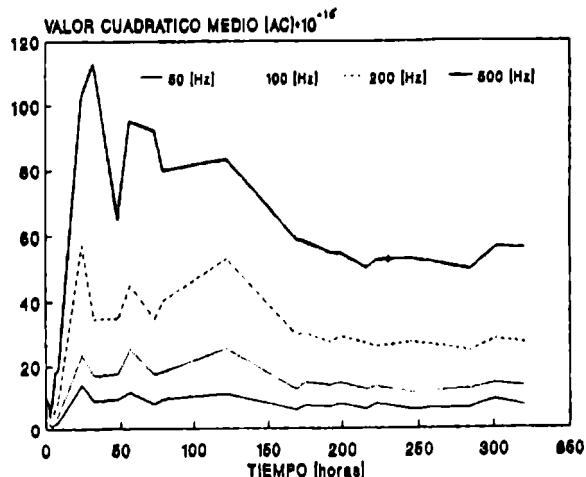


Figura 7. Valor cuadrático medio vs tiempo y frecuencia

La Figura 7 muestra la variación del valor cuadrático medio ( $D = f \sum n_i q_i^2$ ), el que se considera como uno de los valores más representativos de las D.P.

Comparando la relación  $D(500 \text{ Hz})/D(50 \text{ Hz})$  puede calcularse un factor de aceleración a 500 Hz respecto de la frecuencia normal (50 Hz) el que puede verse en la Figura 8.

## 5. DISCUSION DE LOS RESULTADOS

De los gráficos de número de descargas totales por ciclo (Figuras 4 y 5) se puede apreciar un compor-

tamiento similar para las descargas positivas y negativas, manteniendo las primeras un mayor nivel de descargas luego del peak inicial, similar al descrito en [4]. Se aprecia además, una disminución del número de descargas por ciclo al aumentar la frecuencia de ensayo, manteniéndose este comportamiento durante toda la prueba, éste es un primer síntoma de una aceleración no lineal del envejecimiento con la frecuencia.

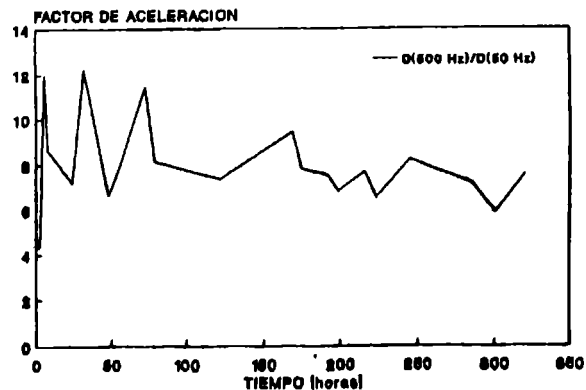


Figura 8. Factor de aceleración 500 Hz/50 Hz

Dada la similitud entre los gráficos de cargas positivas y negativas, en adelante nos referiremos sólo a las primeras.

En el gráfico de carga máxima (Figura 6), que es lo que observa la mayoría de los medidores de descargas parciales, se ve que la carga máxima aumenta con el aumento de la frecuencia, partiendo de valores bajos para presentar un peak muy acentuado en las proximidades de la hora 20, esto es especialmente notorio en las curvas de 200 y 500 Hz. Luego de este peak la carga máxima tiende a decrecer.

La Figura 7 nos muestra la variación del valor cuadrático medio, D. En nuestra experiencia no hay un aumento pronunciado en el tiempo del valor D. Esto porque hubo autoextinción. En [8] se informó lo que ocurrió en la Prueba 1, hecha con 8 kV, sobre una probeta similar a la ya descrita. En esta prueba se produjo la falla al cabo de 192 hrs. La evolución de D se muestra en la Figura 9.

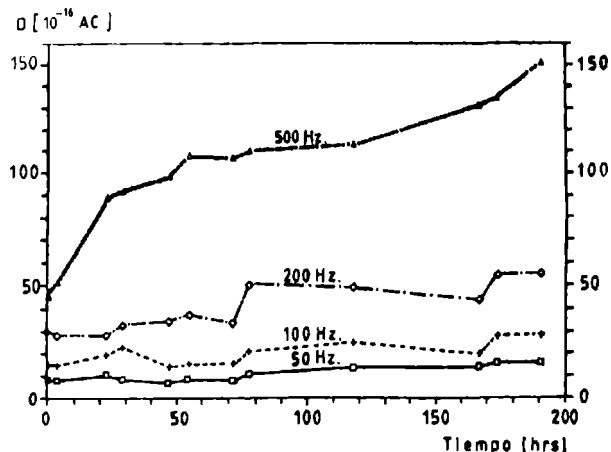


Figura 9. Valor cuadrático medio vs tiempo y frecuencia. Prueba 1 [8]

Puede observarse en la Figura 9 que hay un crecimiento más pronunciado de D antes de la falla, especialmente en la curva de 500 Hz.

En la Figura 7 se aprecia claramente que el valor cuadrático medio aumenta a medida que se aumenta la frecuencia, en la curva del factor de aceleración  $D(500 \text{ Hz})/D(50 \text{ Hz})$ , (Figura 8) se ve claramente que este factor se mantiene la mayor parte del tiempo bajo 10, lo que indica una aceleración no lineal. Si hacemos un promedio ponderado por el número de horas del factor de aceleración vemos que su valor es 7,9. Si realizamos este mismo ejercicio para los factores de 100 Hz y 200 Hz con respecto a la frecuencia de 50 Hz vemos que para 100 Hz su valor es de un 97% de la razón de frecuencias, y para 200 Hz este valor es un 100% de la razón de frecuencias.

En cuanto a este factor de aceleración, en un trabajo de la CIGRE<sup>[9]</sup> se informa que al comparar la duración de barras de alternadores entre 50 Hz y 500 Hz el factor de aceleración resultó en promedio 5,7 en lugar de 10.

## 6. CONCLUSIONES

Las medidas de espectros de descargas parciales a diferentes frecuencias muestran un cambio de régimen de las descargas, disminuyendo el número total de descargas, pero apareciendo descargas mayores, al elevar la frecuencia desde 50 Hz a 500 Hz. Esto da una primera indicación del carácter no-lineal de la aceleración del envejecimiento al variar la frecuencia de la alta tensión.

Queda pendiente un análisis más detallado de la variación del régimen de descargas para sacar una regla práctica que permitiera extrapolar la duración a 50 Hz a partir de ensayos acelerados. Hoy día sólo pueden usarse factores de aceleración empíricos, a los cuales hemos aportado datos adicionales.

La carga máxima (indicación habitual de los medidores comerciales) tiene un peak pronunciado en las primeras horas, lo que no cambia al usar otras frecuencias. Esto confirma lo ya observado muchas veces antes a 50 Hz [1], y reafirma la recomendación de destinar ensayos de descargas parciales de corta duración.

La evolución del valor medio cuadrático tiene una evolución interesante cerca de la falla (Figura 9) lo que sugiere profundizar las experiencias a frecuencias mayores midiendo esta magnitud.

## AGRADECIMIENTOS

El presente trabajo ha contado con el financiamiento del Fondo Nacional del Desarrollo Científico y Tecnológico, Proyecto FONDECYT N° 0524/88 y del Departamento Técnico de la Investigación (U. de Chile), Proyecto DTI N° I-2482.

## BIBLIOGRAFIA

- [1] A. Valdenegro, M. Segura; "Evolución de las descargas parciales en resinas a temperatura constante". Anales VII Congreso Chileno de Ingeniería Eléctrica, Santiago, Octubre 1987, pp. 280 - 285.
- [2] M. Castro; "Diseño y construcción de un sistema para la medición de energía de las descargas parciales". Memoria de Ingeniero Civil Electricista, Universidad de Chile, 1990.
- [3] M. Castro, H. Thiemer, A. Valdenegro; "Desarrollo de un equipo para medir la energía de las descargas parciales en aislantes". Anales IX Congreso de la Asociación Chilena de Control Automático, Pucón, Octubre 1990, pp. 321 - 326.
- [4] A. Valdenegro, M. Segura; "Medida de espectros de amplitud de descargas parciales en aislantes". Anales VI Congreso Chileno de Ingeniería Eléctrica, Santiago, Noviembre 1985, pp. 127 - 132.
- [5] M. Segura; "Envejecimiento de aislantes bajo descargas parciales a temperatura constante". Memoria de Ingeniero Civil Electricista, Universidad de Chile, 1990.
- [6] A. Valdenegro; "Medida de descargas parciales en aislantes: espectro de amplitud y energía de las D.P. con apoyo de microcomputador". Anales 4º Encuentro Regional Latinoamericano de la CIGRE, Puerto Iguazu, Argentina, Agosto 1991.
- [7] S. Bradford; "Ensayos acelerados en frecuencia de aislantes sólidos bajo descargas parciales". Tesis de Magister en Ingeniería Eléctrica y Memoria de Ingeniero Civil Electricista, Universidad de Chile, (por publicar), 1991.
- [8] A. Valdenegro; "Effet d'une acceleration en fréquence sur les decharges partielles dans une isolation solide". Comunicación presentada en la 33ª Session CIGRE, Paris, Francia, Agosto 1990, Gr. 15 (15/33) pp. 9 - 11.
- [9] H.G. Tempelaar; "Validity of frequency accelerated ageing of generator models bars". ELECTRA N° 127, Dec 1989, pp. 66 - 73.

Santiago Bradford V. Egresado de Ingeniería Civil Electricista y Magister en Ingeniería Eléctrica (U. de Chile). Actualmente en Empresa Nacional de Electricidad S.A. (ENDESA) División Transmisión.

Ariel Valdenegro E. Ingeniero Civil Electricista, Universidad de Chile, 1967 y Doctor de la Universidad de Toulouse, 1970. Desde 1966 es académico de jornada completa del Departamento de Ingeniería Eléctrica de la Universidad de Chile, en el grupo de Alta Tensión y Dieléctricos. Ha sido Coordinador Docente y Director del Departamento. El Dr. Valdenegro es miembro de la C.I.G.R.E.



## CALCULO DE CAMPOS ELECTRICOS MEDIANTE EL METODO DE ELEMENTOS DE CONTORNO

Efraín Asenjo S., Ismael de la Sotta S.  
Departamento de Ingeniería Eléctrica  
Universidad de Chile  
Av. Tupper 2007, Casilla 412 3  
Santiago, CHILE

### RESUMEN

Se realiza una formulación del método de elementos de contorno (MEC) para el cálculo de campos eléctricos estáticos y cuasi-estáticos en dominios bidimensionales compuestos de varios medios dieléctricos, con el propósito de resolver problemas típicos del área de alta tensión.

La implementación computacional desarrollada tiene un carácter interactivo de fácil manejo para el usuario. La verificación del método se efectuó resolviendo problemas de solución analítica conocida, obteniéndose errores promedio del orden de 0.1% para el potencial y 0.2% para el campo eléctrico. Como aplicaciones del método se resuelven los casos de un cable trifásico y de un aislador tipo disco.

### ABSTRACT

A formulation for the solution of static and quasi-static bidimensional electric fields in domains with various dielectric mediums to solve typical problems in High Voltage, is stated. With this purpose a computer program which can be run in personal computers is developed.

The program is interactive and easy to be managed by the user. The method is verified by solving problems with known analytical solution obtaining medium errors of 0.1% in the potential and 0.2% in the electric field. The method is applied to solve the field in a poliphase cable and in a pin and cap insulator.

### INTRODUCCION

El cálculo del campo eléctrico (gradientes de voltaje) es un problema típico de alta tensión. En efecto, en esta área es fundamental tener un acabado conocimiento de los gradientes de voltaje a que quedan sometidos tanto los materiales aislantes como los equipos en general. Así por ejemplo, cuando se diseña la aislación de un equipo eléctrico es preciso conocer los gradientes de voltaje en las zonas críticas y asegurarse de que no se sobrepase la rigidez dieléctrica de los materiales empleados. En otros casos es importante asegurarse también de que los gradientes de voltaje en las cercanías de los conductores no produzcan un efecto corona excesivo. Pero no sólo interesa conocer el campo en los materiales y equipos, sino que además es importante tener un conocimiento de los gradientes de voltaje a que quedan sometidos los seres humanos, especialmente en las cercanías de las líneas y subestaciones de extra alta tensión.

Son muy pocos los problemas del área de las al-

tas tensiones en que el campo eléctrico se puede obtener por métodos analíticos, debido a que la geometría empleada normalmente no presenta simetría o si la presenta lo es en un grado insuficiente. Por este motivo tradicionalmente se ha recurrido a métodos numéricos para resolver estos problemas.

Entre los métodos numéricos destacan el de diferencias finitas (MDF) [1] y el de elementos finitos (MEF) [2] [3]. En ambos métodos la ecuación diferencial del potencial eléctrico (de Laplace o de Poisson) se resuelve discretizando el problema, reduciéndolo a la solución de un sistema de ecuaciones lineales en que las incógnitas son los potenciales en los nodos de una malla que abarca toda la zona de interés. El principal inconveniente de estos métodos es que el número de incógnitas del sistema de ecuaciones lineales resulta excesivo en los casos tridimensionales sin simetría debido a que el número de nodos de la malla tridimensional es muy grande por ser ésta de tres dimensiones. La anterior es la razón por la cual tanto el MDF como el MEF resultan de aplicación práctica sólo cuando el problema puede reducirse a dos dimensiones como sucede en los casos que presentan, ya sea simetría de traslación como simetría de rotación. En principio estos métodos también se pueden aplicar en problemas tridimensionales sin simetría pero a costa del empleo de medios de computación poderosos.

El MEC [4] [5] también reduce el problema de campo a la solución de un sistema de ecuaciones lineales pero con la gran ventaja de que el orden de la matriz resultante es pequeño en comparación con el que resulta de aplicar los otros métodos. Esto se debe a que en el MEC se discretizan sólo los contornos que definen el dominio. Así en los problemas tridimensionales es necesario discretizar contornos bidimensionales (superficies) con lo cual el problema numérico que debe ser resuelto se reduce a solamente dos dimensiones. Análogamente los problemas bidimensionales requieren resolver un problema numérico en una dimensión. Como conclusión se puede afirmar que el MEC reduce en una dimensión el tratamiento numérico del problema. Esto se traduce en grandes beneficios desde el punto de vista computacional y en el manejo del volumen de datos que definen un problema.

El objetivo de este trabajo es realizar una formulación del MEC para el cálculo de campos estáticos y cuasi-estáticos en dominios bidimensionales compuestos de varios medios dieléctricos, con el propósito de resolver problemas típicos de alta tensión. El MEC ha sido profusamente utilizado en áreas tales como cálculo de concentración de esfuerzos mecánicos en piezas de forma singular [6], cálculo de campos magnéticos en diversas aplicaciones [7], etc. Sin embargo, su uso no se ha generalizado en el cálculo de campos en el área de las altas tensiones. Tal vez esto se deba a que en este caso particular la forma de los conductores a pro-

ósito posee cierto grado de simetría (cilindros, esferas, toros de revolución) con el objeto de reducir el efecto corona, lo que permite calcular el campo utilizando métodos muy específicos como el de cargas virtuales [8] o el de desarrollo en serie de funciones armónicas [9]. No obstante, son estos métodos especialmente adecuados en el área de las altas tensiones, no son expeditos cuando en el dominio hay varios materiales de características diferentes, aplicación que no presenta mayores dificultades con el MEC.

#### METODO DE ELEMENTOS DE CONTORNO

El método de elementos de contorno se obtiene a partir de una ecuación integral básica. Esta ecuación integral puede deducirse empleando conceptos de residuos ponderados [4], a partir de la tercera identidad de Green o a partir de principios fundamentales como ser el de trabajos virtuales.

Los problemas de campo en el área de las altas tensiones se pueden plantear como la solución de la ecuación de Laplace en una cierta región del espacio y con determinadas condiciones de borde (contorno).

Supóngase que se busca una solución de la ecuación de Laplace en un dominio  $\Omega$  bi o tridimensional (ver Figura 1).

$$\nabla^2 u = 0 \text{ en } \Omega \quad (1)$$

con las siguientes condiciones en el contorno

- a) Condiciones esenciales del tipo  $u = \bar{u}$  en  $\Gamma_1$ .
- b) Condiciones naturales del tipo  $q = \frac{\partial u}{\partial n} = \bar{q}$  en  $\Gamma_2$ .

en que  $\Gamma = \Gamma_1 + \Gamma_2$ ,  $n$  es la normal exterior al contorno,  $\bar{u}$  y  $\bar{q}$  son valores conocidos.

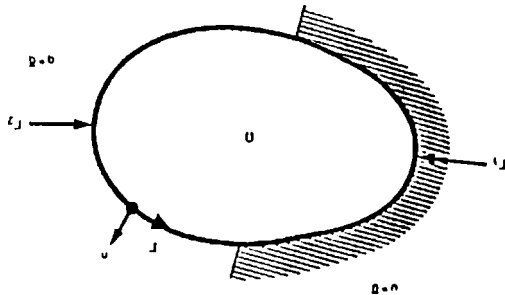


Figura 1. Definición del contorno para la ecuación de Laplace

Si los valores exactos de  $u$  y  $q$  son reemplazados por valores aproximados, se introducen errores en la ecuación, errores que pueden ser minimizados ortogonalizándolos con respecto a una función de ponderación

$$u^* \text{ con derivadas en el contorno } q^* = \frac{\partial u^*}{\partial n}$$

Si se utiliza como función de ponderación  $u^*$  la llamada solución fundamental aplicada en un punto "i" cualquiera interior al dominio, se puede deducir la siguiente ecuación integral que relaciona el potencial  $u^*$  del punto "i" con los potenciales  $u$  y  $q$  en el con-

torno  $\Gamma$

$$u^i + \int_{\Gamma} u q^* d\Gamma = \int_{\Gamma} q u^* d\Gamma \quad (2)$$

La solución fundamental  $u^*$  corresponde al potencial generado por una carga concentrada unitaria ubicada en el punto "i" sin considerar los contornos del problema, es decir que se extiende hasta el infinito.

Para un medio tridimensional isótropo, la solución fundamental es

$$u = \frac{1}{4\pi r} \quad (3)$$

y para un dominio bidimensional (problema con simetría de traslación) isótropo es

$$u^* = \frac{1}{2\pi} \ln \left( \frac{1}{r} \right) \quad (4)$$

en que  $r$  es la distancia del punto "i" a cualquier otro punto considerado.

La ecuación (2) es válida para cualquier punto interior al dominio  $\Omega$ . Sin embargo, en el MEC es conveniente, por razones computacionales, aplicarla en el contorno y por lo tanto es necesario averiguar que sucede cuando el punto "i" se encuentra sobre  $\Gamma$ .

Se puede demostrar que cuando el punto "i" se encuentra sobre el contorno  $\Gamma$ , la ecuación (2) se transforma en la siguiente:

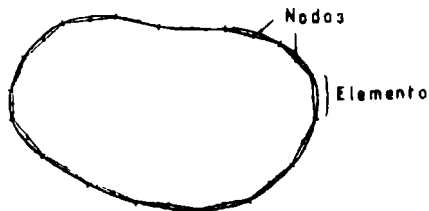
$$\frac{1}{2} u^i + \int_{\Gamma} u q^* d\Gamma = \int_{\Gamma} q u^* d\Gamma \quad (5)$$

Esta ecuación que se toma como punto de partida para la formulación del MEC es válida tanto para problemas bi como tridimensionales.

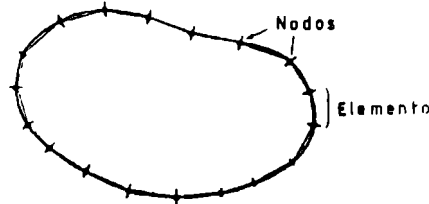
La ecuación (5) se puede discretizar para obtener el sistema de ecuaciones que permitirá calcular los valores de  $u$  y  $q$  en el contorno. Por simplicidad supóngase que el dominio es bidimensional y que su contorno se divide en  $N$  segmentos o elementos como se muestra en la Figura 2. Los puntos en que se evaluarán los valores desconocidos de  $u$  y  $q$  se denominan nodos y, para los llamados elementos constantes, se ubican en el punto medio del elemento (ver Figura 2a). Por ahora se considerará este tipo de elementos pero posteriormente se considerará el caso de elementos lineales cuyos nodos están en los extremos del segmento (ver Figura 2b) y elementos cuadráticos (curvos) (ver Figura 2c) en que se debe definir además un nodo en el medio del segmento.

Considérese que el contorno se divide en  $N$  elementos constantes. Supóngase además, que los valores de  $u$  y  $q$  son constantes sobre cada elemento (por definición de elemento constante) o iguales a los valores en el nodo del punto medio. De este modo es posible discretizar la ecuación (5) aplicada a un punto "i" cualquiera, antes de imponer cualquier condición de contorno, en la siguiente forma:

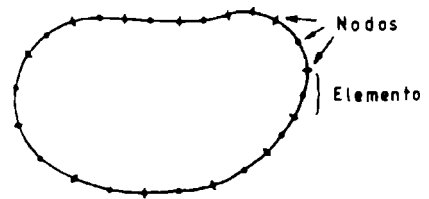
$$\frac{1}{2} u^i + \sum_{j=1}^N \int_{\Gamma_j} u q^* d\Gamma = \sum_{j=1}^N \int_{\Gamma_j} q u^* d\Gamma \quad (6)$$



(a) Elementos Constantes



(b) Elementos Lineales



(c) Elementos Cuadráticos

Figura 2. Diferentes tipos de elementos de contorno

En la relación (6) el punto "i" es uno de los nodos del contorno y  $\delta_j$  es el contorno del elemento "j".

Los valores u y q se pueden sacar de las integrales por tener valores constantes  $u^j, q^j$  en cada elemento y por lo tanto se tendrá

$$\frac{1}{2} u^i + \sum_{j=1}^N \left( \int_{\delta_j} q^j d\delta \right) u^j = \sum_{j=1}^N \left( \int_{\delta_j} u^j d\delta \right) q^j \quad (7)$$

En la expresión (7) se relacionan los valores de u y q en el nodo "i" ( $u^i, q^i$ ) en que está actuando la solución fundamental, con los valores en cualquier otro nodo "j" ( $u^j, q^j$ ) a través de integrales que se denominarán:

$$\hat{H}^{ij} = \int_{\delta_j} q^j d\delta \quad (8)$$

$$G^{ij} = \int_{\delta_j} u^j d\delta \quad (9)$$

Con esta notación la expresión (7) aplicada a un punto "i" particular queda como

$$\frac{1}{2} u^i + \sum_{j=1}^N \hat{H}_{ij} u^j = \sum_{j=1}^N G^{ij} q^j \quad (10)$$

Si se hace variar la posición del punto "i" de 1 a N, o sea suponiendo que la solución fundamental se aplica a cada uno de los nodos en forma sucesiva, se

obtiene un sistema de ecuaciones que relaciona entre sí los valores de u y q del contorno.

Definiendo

$$H^{ij} = \begin{cases} \hat{H}^{ij} & \text{para } i \neq j \\ \hat{H}^{ij} + \frac{1}{2} & \text{para } i = j \end{cases} \quad (11)$$

la ecuación (10) se puede escribir como

$$\sum_{j=1}^N H^{ij} u^j = \sum_{j=1}^N G^i q^j \quad (12)$$

El conjunto de ecuaciones (12) puede expresarse en forma matricial como

$$[H] [U] = [G] [Q] \quad (13)$$

en que [H] y [G] son matrices de orden  $N \times N$ , [U] y [Q] son vectores de orden N.

En total hay N valores tanto de u como de q en el contorno. De estos se conocen  $N_1$  valores de u sobre  $\delta_1$  y  $N_2$  valores de q sobre  $\delta_2$ . Como  $\delta = \delta_1 + \delta_2$  el sistema de ecuaciones (13) sólo tiene N incógnitas.

Si se trasladan todos los valores conocidos (condiciones de contorno) de u y q el lado derecho de la relación (13) resulta

$$[A] [X] = [F] \quad (14)$$

en que [X] es el vector de los valores desconocidos de u y q, [F] es un vector que depende de las condiciones de contorno, ambos de orden N y [A] es una matriz de orden  $N \times N$ . El vector de incógnitas [X] contiene una mezcla de potenciales u y derivadas del potencial q.

Resolviendo el sistema de ecuaciones (14) se obtienen todos los valores de u y q sobre el contorno. Luego a partir de los valores anteriores es posible calcular los valores de u y q para cualquier punto interno del dominio empleando la relación (2).

Es importante enfatizar que al aplicar la relación (2) se considera la solución fundamental actuando en un punto "i" interno del dominio a y que todos los valores de u y q sobre el contorno ya son conocidos.

La relación (2) se puede discretizar en la misma forma como se procedió en el dominio y así resulta para el potencial eléctrico del punto i

$$u^i = \sum_{j=1}^N G^{ij} q^j - \sum_{j=1}^N H^{ij} u^j \quad (15)$$

El valor del campo en el punto "i" se puede calcular a partir de q cuyo valor a su vez se puede obtener derivando la expresión (15).

Las integrales  $G^{ij}$  y  $H^{ij}$  que intervienen en las relaciones anteriores se pueden calcular usando fórmulas de integración numérica (por ejemplo las reglas de cuadratura de Gauss) para el caso  $i \neq j$ . Sin embargo, cuando  $i = j$  la solución fundamental introduce una singularidad y por lo tanto se debe recurrir a una integración más precisa.

Afortunadamente en el caso particular de los elementos constantes las integrales  $\hat{H}^{1,2}$  y  $G^{1,2}$  se pueden obtener analíticamente. Los términos  $\hat{H}^{1,1}$  son idénticamente nulos ya que la normal  $n$  es siempre perpendicular al elemento. O sea

$$\hat{H}^{1,1} = 0 \quad (16)$$

Para el caso bidimensional se puede demostrar que

$$G^{1,1} = \int_{\mathcal{A}_1} u^* d\mathcal{A} = - \int_{\mathcal{A}_1} \frac{1}{2\pi} \ln \left( \frac{1}{r} \right) d\mathcal{A} \quad (17)$$

$$G^{1,1} = \frac{1}{\pi} \frac{1}{2} \left[ \ln \left( \frac{1}{l/2} \right) + 1 \right] \quad (18)$$

siendo  $l$  el largo del elemento.

Hasta ahora se ha considerado el MEC para casos bidimensionales (simetría de traslación) con elementos constantes. A continuación se explicará brevemente los cambios que es necesario introducir en los desarrollos previos, al considerar elementos lineales o elementos cuadráticos, manteniendo la suposición de simetría de traslación. Más adelante se analizará el caso de problemas con simetría de rotación, que realmente son tridimensionales, pero cuya solución se puede analizar en dos dimensiones (plano meridiano).

Al considerar elementos lineales, o sea elementos en que  $u$  y  $q$  varían linealmente, la ecuación (6) debe ser reemplazada por la ecuación más general siguiente:

$$c^1 u^1 + \sum_{j=1}^N \int_{\mathcal{A}_j} u^j q^* d\mathcal{A} = \sum_{j=1}^N \int_{\mathcal{A}_j} u^j q^* d\mathcal{A} \quad (19)$$

$$\text{en que } c^1 = \frac{\theta}{2\pi}$$

siendo  $\theta$  el ángulo interno entre los elementos adyacentes al nodo 1

Además del cambio recién mencionado, se complica la evaluación de las integrales que aparecen en (19) debido a que tanto  $u$  como  $q$  no se pueden sacar del signo de integración como sucedía con los elementos constantes, debido a que en este caso  $u$  y  $q$  varían (linealmente) a lo largo del elemento. En todo caso la integración se puede realizar numéricamente.

En muchos casos de geometrías arbitrarias es preferible emplear elementos cuadráticos en vez de elementos lineales. Los elementos cuadráticos, en que  $u$  y  $q$  varían cuadráticamente, se definen mediante tres nodos, dos en los extremos del elemento y uno en el medio. La principal dificultad que surge al aplicar el MEC con elementos cuadráticos radica en la complicación que se introduce en el cálculo de las integrales que intervienen en la relación (19). En todo caso dichas integrales se pueden evaluar numéricamente y las mayores dificultades se compensan con la mejor adaptación de los elementos de contorno a la geometría del problema.

En muchos problemas del área de las altas tensiones basta considerar la presencia de un solo medio

aislante (el aire) en el dominio de interés  $\mathcal{A}$ . Sin embargo, también se plantean problemas en que se hace imprescindible considerar la presencia de más de un medio aislante como sucede por ejemplo con los aisladores o con las aislaciones internas de los equipos de alta tensión, que se realizan empleando una combinación de materiales aislantes. El MEC permite considerar subregiones de modo que cada subregión posea una permitividad dieléctrica propia. Para ello se aplica el MEC a cada subregión a la vez como si fueran independientes entre sí. Posteriormente se ensamblan las ecuaciones correspondientes obteniéndose así el sistema de ecuaciones para el dominio completo. Para esto se aplican condiciones de compatibilidad del potencial (continuidad) y de las derivadas normales (conservación de las componentes normales del vector densidad de flujo eléctrico) en las interfaces comunes.

Los problemas de campo del área de las altas tensiones en que es necesario considerar más de un medio aislante afortunadamente en muchos casos poseen simetría de rotación. Estos problemas si bien en estricto rigor son tridimensionales, basta con que sean resueltos en el plano meridiano que pasa por el eje de simetría.

Los problemas con simetría de rotación se pueden plantear mediante una integración de la solución tridimensional. En un sistema de coordenadas cilíndricas  $\rho, \theta, z$ , debido a la simetría la solución es independiente de la coordenada  $\theta$  y se puede integrar la solución fundamental tridimensional de la expresión (3) para  $\theta$  comprendido entre 0 y  $2\pi$ , en las integrales que intervienen en la relación (19). Esto da como resultado la aparición de integrales elípticas en la relación (19) lo que provoca algunas dificultades en su evaluación numérica. La solución numérica de la ecuación (19) se puede obtener siguiendo los mismos procedimientos analizados para problemas con simetría de traslación. La dificultad en el manejo numérico de las integrales elípticas se puede atenuar empleando expresiones polinomiales [10].

#### PROGRAMA DE COMPUTACION, VERIFICACION Y APLICACIONES

Para desarrollar el programa de computación con que se aplicó el MEC, se eligió un computador personal PC (XT/AT), dado que cuenta con todos los recursos necesarios para resolver los problemas planteados en los objetivos de este trabajo. Como lenguaje de programación se optó por el Pascal y se utilizó un compilador Turbo Pascal versión 5.0.

El programa se estructuró teniendo como idea básica su modularidad. Esto significa que el programa está compuesto de una serie de módulos independientes que son manejados a través de un módulo principal que es el que dirige todo el proceso de ejecución. Estos módulos son cargados en memoria principal sólo cuando van a ser ejecutados, lo que supone una optimización en la memoria RAM, ya que en cada momento sólo es necesario el espacio correspondiente al módulo principal más el módulo de proceso que en dicho instante se está ejecutando.

El programa desarrollado tiene un carácter interactivo de fácil manejo para el usuario. Se provee un conjunto de opciones que permiten realizar una variedad de trabajos complementarios al método en sí.

Aunque el MEC puede ser aplicado a problemas con cualquier número de regiones y cualquier número de no-

dos y elementos, por razones prácticas se definieron algunos valores máximos permisibles. La principal de estas razones se refiere a la cantidad de memoria principal disponible, ya que toda la información que define un problema debe mantenerse en memoria RAM.

Los principales valores máximos fijados son los siguientes:

Número de regiones	:	4
Número total de nodos	:	200
Número de elementos por región	:	100
Número de nodos por región	:	200
Número de nodos de una interfaz	:	200
Dimensión de la matriz real	:	200
Dimensión de la matriz compleja	:	140
Número de puntos de integración	:	100
Número de puntos internos	:	4 500

Estos valores han sido elegidos para un computador de 640 Kbytes de memoria RAM, pero pueden ser modificados fácilmente en el programa fuente para un computador con menos o más capacidad de memoria.

Para verificar el desarrollo del MEC y su correspondiente programa se eligieron dos problemas típicos que tienen solución analítica conocida. En la verificación de la solución de problemas con simetría de traslación se utilizó como referencia un condensador cilíndrico con un medio dieléctrico y para verificar la solución de problemas con simetría de rotación se utilizó como referencia un condensador esférico con dos medios dieléctricos. Se constataron errores de 0.1% y menores en el potencial y del 0.2% promedio en el campo eléctrico. Sin embargo, cuando el punto interno está a una distancia muy pequeña del contorno, estos errores aumentan.

Como aplicación del método a problemas con simetría de traslación, se calculó el campo electrostático en un cable trifásico cuya sección se muestra en la Figura 3.

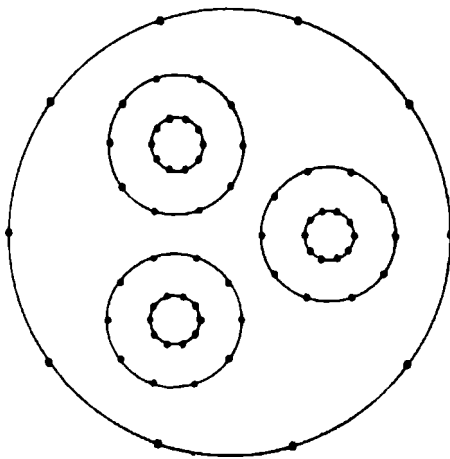


Figura 3. Sección transversal de cable trifásico

Las características del cable elegido son las siguientes:

- Blindaje del conductor externo:
  - Radio = 43 [mm]
  - Potencial = 0.0 [Volt]
  - Coordenadas del centro = (0, 0)

- Conductores internos:
  - Radio = 5 [mm]
  - Potencial = 10 [kV] fase 0°  
para fase A  
10 [kV] fase 120°  
para fase B  
10 [kV] fase -120°  
para fase C
  - Coordenadas del centro = (-10.0, 17.3) [mm] fase A  
= (-10.0, -17.3) [mm] fase B  
= (20.0, 0.0) [mm] fase C
- Dieléctricos:
  - Espesor = 8 [mm]
  - Permitividad relativa = 4,0 (dieléct. internos)  
= 3.0 (dieléct. interst.)

La ecuación del potencial y del campo eléctrico se realizó siguiendo la línea segmentada de la Figura 3, es decir, sobre la línea vertical ubicada en  $x = -10.0$  [mm], y considerando 132 puntos internos. En la discretización se emplearon 20 nodos por contorno lo que da un total de 140 nodos (7 contornos).

En la Figura 4 se muestra el potencial y en la Figura 5 se muestra el campo eléctrico de la aplicación mencionada.

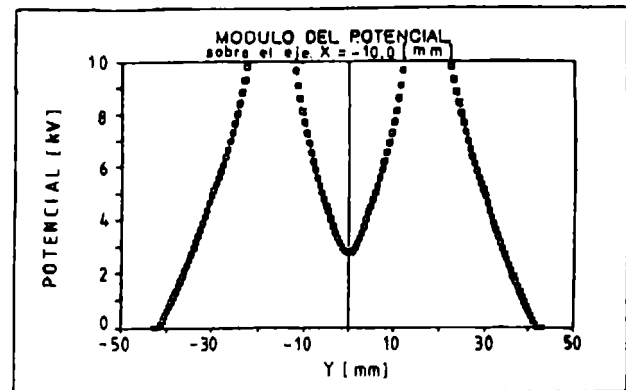


Figura 4. Potencial eléctrico en un cable trifásico

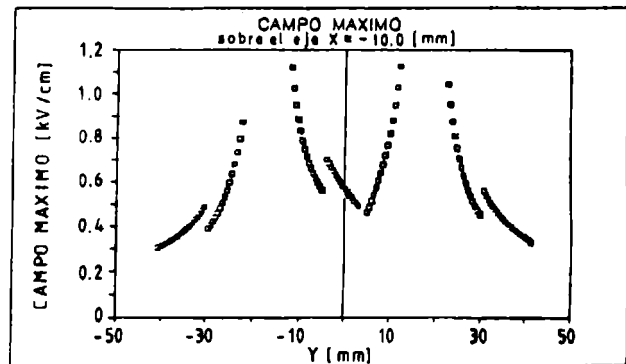


Figura 5. Campo eléctrico máximo en un cable trifásico

Como una aplicación del método a problemas con simetría de rotación se darán los resultados del cálculo del campo en un aislador tipo disco neblinero. Se supone que el aislador está limpio de modo que el cam-

po es electrostático y que su permitividad relativa es igual a 6.5. La solución de este problema requiere definir dos regiones con una interfaz. La discretización de estas dos regiones se hace con un total de 73 nodos, lo que significa resolver un sistema lineal de 128 incógnitas. El electrodo de alta tensión se supone a un potencial de 100% y el de baja tensión a un potencial de 0%.

En la Figura 6 se muestra la discretización utilizada y la ubicación de los 73 nodos que definen el problema. En la Figura 7 se muestran las líneas equipotenciales obtenidas.

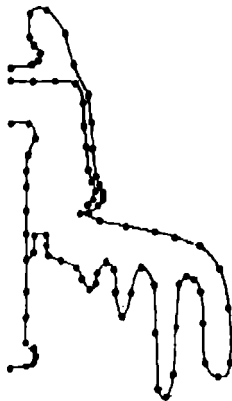


Figura 6. Discretización de un aislador tipo disco

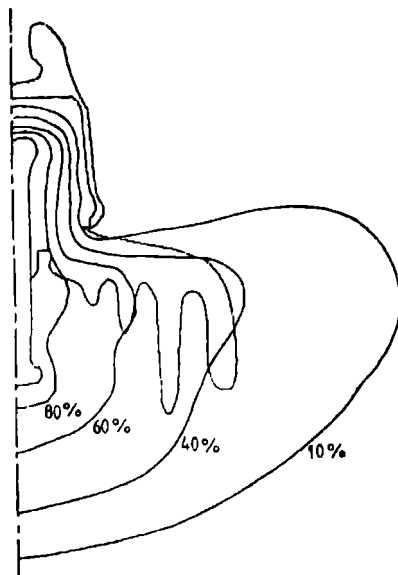


Figura 7. Líneas equipotenciales en un aislador tipo disco

#### CONCLUSIONES

Se ha desarrollado el MEC y el correspondiente programa computacional para resolver problemas de campo típicos del área de las altas tensiones. El método presenta ventajas frente a otros métodos numéricos alternativos como los de diferencias finitas y de ele-

mentos finitos especialmente desde el punto de vista de los recursos computacionales necesarios. Esto da como resultado que la mayoría de los problemas planteados se puedan resolver en un computador personal tipo PC. El método se desarrolló para resolver problemas con simetría de traslación y de rotación quedando pendiente su extensión a problemas tridimensionales sin simetría.

#### AGRADECIMIENTOS

Este trabajo se realizó gracias al financiamiento otorgado por Fondecyt al Proyecto 0524-88 y por el Departamento Técnico de Investigación de la Universidad de Chile al Proyecto

#### REFERENCIAS

- [1] R.H. Galloway, H.M. Ryan, M.F. Scott; "Calculation of electric fields by digital computer". Proc. IEE, Vol. 114, N°6, pp. 824 - 829, June 1967.
- [2] P.P. Silvester, R.L. Ferrari; "Finite elements for electrical engineers". Cambridge; Cambridge University Press, 1983.
- [3] M.V.K. Chari, P.P. Silvester; "Finite elements in electrical and magnetic field problems". New York; John Wiley, 1984.
- [4] C.A. Brebbia and J. Dominguez; "Boundary elements an introductory course". Mc Graw-Hill, 1989.
- [5] C.A. Brebbia, (Ed); "Recent advances in boundary elements methods". London; Pentech Press, 1978.
- [6] C.A. Brebbia; "The boundary element method for engineers". London; Pentech Press, 1978.
- [7] W.M. Rucker, K.R. Richter; "Calculation of two-dimensional eddy current problems with the boundary element method". IEEE Trans. on Magnetics. Vol. MAG-19, N°6, pp. 2429 - 2432, November 1983.
- [8] H. Singer, H. Seibigler, P. Weiss; "A charge simulation method for the calculation of high voltage fields". IEEE Tans., Vol. PAS-73, pp. 1660 - 1668, January 1974.
- [9] N.O. Morales, E.S. Asenjo and J.L. Inostroza; "A generalized analytical-numerical method for the calculation of 3-dimensional H.V. fields". IEEE Trans. on Electrical Insulation, Vol. EI-23, N°6, pp. 929 - 936, December 1988.
- [10] M. Abramowitz, I. Stagun; "Handbook of mathematical function". Applied Mathematical Series, 1965.

Efraín Asenjo S., Ingeniero Civil Electricista, Universidad de Chile, 1964. Académico de jornada completa del Departamento de Ingeniería Eléctrica de la Universidad Chile, en el Grupo de Alta Tensión y Dieléctricos.

Ismael de la Sotta S., Ingeniero Civil Electricista, Universidad de Chile, 1990.

DETERMINACION DEL ERROR DE MEDICION DEL CAMPO ELECTRICO A FRECUENCIA INDUSTRIAL  
EN LINEAS DE TRANSMISION

LUIS ORTIZ N., MIGUEL ARIAS A., VICTOR URREA A.,  
Departamento de Ingeniería Eléctrica  
Universidad de Santiago de Chile  
Casilla 10233, Santiago.

FERNANDO GARCIA P.  
Depto. de Ingeniería  
Division Transmision - ENDESA  
Casilla 1392 Santiago.

RESUMEN

En este trabajo son analizados y determinados los errores de medición del campo eléctrico en las líneas de transmisión. Estos errores son causados por: distorsión del campo por la presencia del cuerpo del operador del instrumento, conductividad del mango del instrumento, lectura, efecto de la temperatura, dificultad del posicionamiento del centro eléctrico del instrumento y posicionamiento en relación al eje de medición. El error más importante originado por la presencia del operador, es calculado a través del Método de Simulación de Carga (MSC) en la versión tridimensional, con el cual es posible tomar en cuenta la variación de altura de los conductores, las estructuras y el operador. La metodología desarrollada es aplicada a los valores de campo eléctrico medidos en la línea Ancoa-Alto Jahuel de 500 kV, de propiedad de la División Transmisión de la ENDESA.

SUMMARY

The transmission line electric field error for measurement are analysed and calculated in this work. This error is caused by: distortion of the field by the body of the person holding the handle, conduction of the handle, reading, temperature effects and difficulties in positioning the electric center of the meter at the point of measurement and in positioning the electric axis of the meter along the direction of measurement. The most important error, originated by the operator presence is calculated by three-dimensional version of Charge Simulated Method. This method considers the towers, non uniformity of conductors height and operator. In the application is considered the Ancoa-Alto Jahuel 500 kV transmission lines electric field values measurement, the owner of this line is ENDESA Transmission Division.

1. INTRODUCCION

El procedimiento de medición de un perfil transversal de campo eléctrico de una línea de transmisión, recomendado por el IEEE [1], consiste básicamente en mantener al instrumen-

to de medición a una altura de 1 m sobre la superficie del suelo y a una distancia de 2.5 m del operador. Aun siguiendo este procedimiento, los errores de medición pueden alcanzar valores cercanos al 10%. Tomando precauciones especiales estos errores podrían ser reducidos a valores del orden del 5% [2].

La precisión de las mediciones de campo eléctrico está limitada por los siguientes factores: distorsión del campo por el cuerpo de la persona que asegura el mango del instrumento, conductividad del mango del instrumento (especialmente en la presencia de humedad), error de lectura, efecto de la temperatura, dificultad del posicionamiento del centro eléctrico del instrumento en el punto de medición y posicionamiento del eje eléctrico del instrumento a lo largo del eje de medición.

La teoría y características operacionales de la medición del campo eléctrico son descritas en las referencias [2,3]. El instrumento usado en las mediciones es tipo cuerpo libre, que es el más utilizado en las mediciones de campo en líneas de transmisión. A 50 o 60 Hz, según corresponda, es medida una corriente inducida entre las dos mitades de un cuerpo conductor aislado (cuerpo libre) en un campo eléctrico. La teoría de este medidor de campo es descrita en las referencias anteriores. Este instrumento es apropiado para mediciones de campo en líneas y subestaciones, es portátil y permite medidas sobre el plano del suelo.

En la referencia [4], es presentado un procedimiento de medición del campo eléctrico próximo del suelo en las cercanías de líneas de transmisión, y es hecho un análisis estadístico de los resultados. Es también discutida la influencia de la geometría de la línea y de la topografía del terreno en el valor del campo. En [5] es realizado un estudio de los errores de cálculo y medición con la finalidad de hacer una correcta comparación de estos valores.

En este trabajo son analizados y calculados los errores originados por las diversas fuentes mencionadas anteriormente, con el objeto de tener un conocimiento cuantitativo de la precisión de los valores medidos de campo eléctrico en una línea de alta tensión.

## 2. DISTORSION DEL CAMPO POR EL CUERPO DEL OPERADOR

Para efecto del campo eléctrico cuasi-estático a frecuencia de 50 o 60 Hz, el cuerpo de una persona es un buen conductor y por lo tanto distorsiona el campo eléctrico a medir. La distorsión es función de la distancia de la persona al punto de medición.

En el cálculo del error introducido por el operador en la medición del campo eléctrico de una línea de transmisión, el operador y la línea son modelados en forma simultánea en tres dimensiones a través del MSC. La Fig. 1 muestra la ubicación del instrumento y el operador en la medición del campo en una línea de transmisión. En el modelo, para la persona fueron consideradas 9 cargas puntuales, ubicadas: una en la cabeza, dos en el tronco, dos para cada pierna y una para cada mano. Los conductores de la línea de transmisión fueron modelados por 123 cargas de esferas.

El radio de las cargas de esfera es calculado por equivalencia de capacidad entre un segmento cilíndrico conductor de largo  $L$  y radio  $r$  ( $L \gg r$ ) a una altura  $h$  ( $h \gg r$ ) y una esfera de radio  $R$  colocada a la misma altura  $h$  ( $h \gg R$ ). La expresión resultante para el radio  $R$  de la esfera equivalente [6], es:

$$R = \left\{ \frac{1}{L} \left[ \frac{2(L^2/4+r^2)^{1/2}+L}{2(L^2/4+r^2)^{1/2}-L} \right] \left[ \frac{2(L^2/4+h^2)^{1/2}-L}{2(L^2/4+h^2)^{1/2}+L} \right] - 1 \right\}^{-1} \cdot 2h \quad (1)$$

El valor de las cargas escogidas en el modelaje de los conductores de la línea y el cuerpo del operador son determinados mediante un sistema de ecuaciones de la siguiente forma:

$$[Q] = [P]^{-1} [V] \quad (2)$$

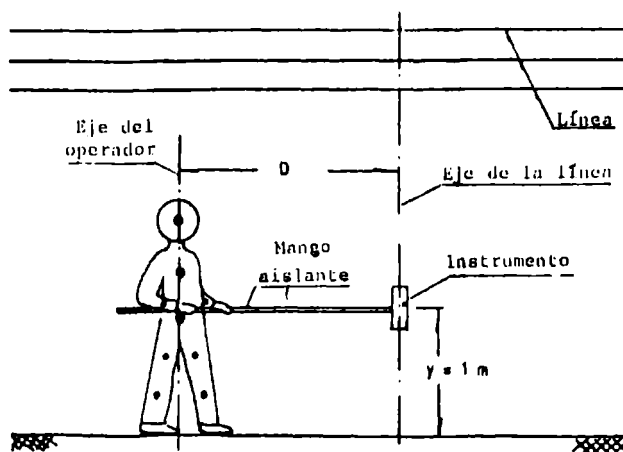


Fig. 1. Ubicación del operador y del instrumento en la medición del campo eléctrico en una línea de transmisión.

donde  $[P]$  es la matriz real de los coeficientes de potencial, en este caso de orden  $132 \times 132$ .  $[Q]$  es el vector complejo que representa el valor de las cargas elementales de orden 132.  $[V]$  es el vector complejo de orden 132 de los potenciales de los puntos de contorno escogidos. Los puntos de contorno para las cargas de esfera están localizados en la superficie de estas y corresponde a la tensión fase-neutro de la respectiva fase que representan. Como la persona está en contacto con el suelo, los puntos de contorno para las cargas que representan el cuerpo de la persona están a potencial cero [6].

La Fig. 2. muestra el error introducido por el cuerpo del operador en la medición de la componente vertical del campo eléctrico en una línea de transmisión de 500 kV, en función de la distancia entre el operador y el instrumento. El campo fue medido en el centro del vano y en el eje de la línea; su valor no perturbado (sin el operador) es de 3.67 kV/m (valor eficaz). El gráfico muestra que para distancias del operador al instrumento superiores a 2 m, el error es menor que -4.2%.

Un cálculo analítico aproximado del efecto de la presencia del operador en la medición del campo eléctrico puede ser hecho substituyendo la persona por un semi-esferoide conductor en un campo uniforme [6]. Los valores obtenidos de la reducción de la componente vertical del campo son del mismo orden de magnitud a los obtenidos modelando la línea y el operador tridimensionalmente por cargas puntuales y de esferas. Los valores son más coincidentes en la medida que aumenta la distancia del operador al instrumento.

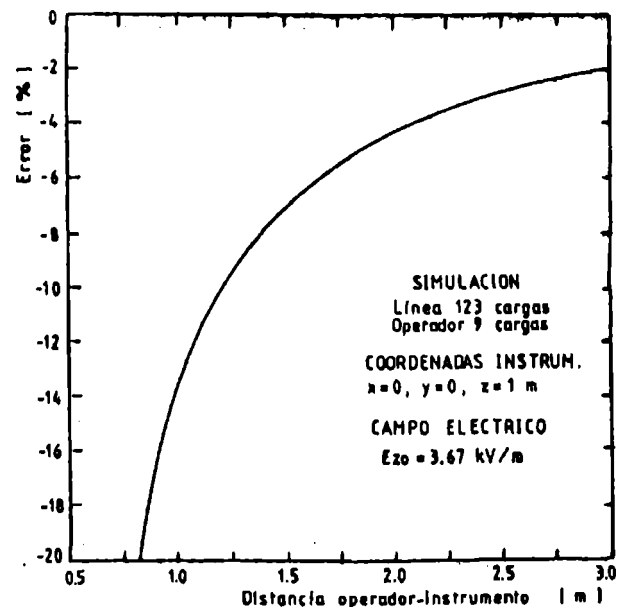


Fig. 2. Error introducido por el cuerpo del operador en la medición del campo eléctrico en una LT de 500 kV.



### 3. ERROR POR MAL POSICIONAMIENTO DEL INSTRUMENTO.

La dificultad de posicionar correctamente el instrumento, ocasiona errores que deben ser calculados. El posicionamiento incorrecto puede ser en relación a las tres coordenadas x, y, z, y a la inclinación del eje eléctrico del instrumento.

Las Figs. 3 y 4 muestran el error de la componente vertical  $E_z$  del campo eléctrico, originado por mal posicionamiento del centro del instrumento. Son mostradas las curvas para desvíos en los ejes x, y, z.

En las coordenadas x (transversal), y (longitudinal) y z (altura), es posible cometer errores del orden de 0.4 m, 4.0 m y 0.1 m respectivamente. Esto ocasiona errores en la componente vertical del campo eléctrico  $E_z$  de aproximadamente  $\pm 3.4\%$ ;  $\pm 0.11\%$  y  $\pm 0.35\%$  respectivamente.

En las cercanías de la superficie del suelo, se tiene que  $E_z \gg E_x, E_y$ , esto significa que  $E \approx E_z$ . Un desvío en el ángulo  $\alpha$  del instrumento en relación al eje vertical, hace que el campo eléctrico marcado por el instrumento sea la proyección de la componente  $E_z$  en el ángulo  $\alpha$ :  $E_x = E_z \cos \alpha$ .

El error aproximado en % es dado por:

$$\text{Error} = \frac{E_z - E_x}{E_x} \cdot 100 \quad (3)$$

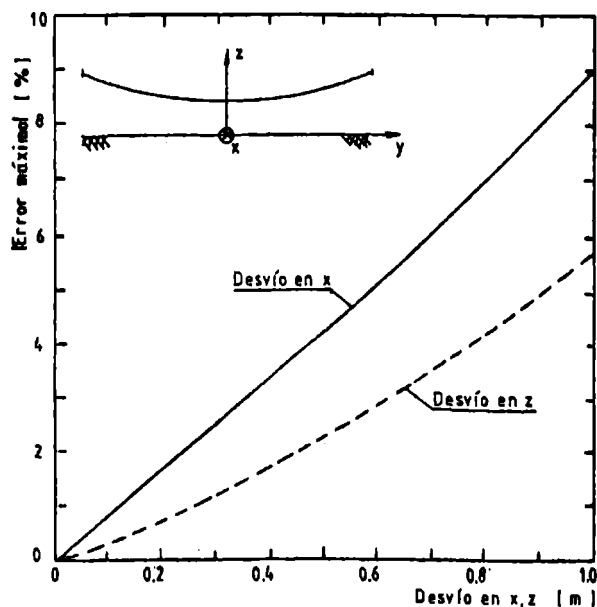


Fig. 3. Error máximo en la componente vertical del campo eléctrico causado por mal posicionamiento del instrumento, en las coordenadas x, z, en una LT de 500 kV.

Sustituyendo la expresión para  $E_x$  se tiene:

$$\text{Error} = 1 - \frac{1}{\cos \alpha} \cdot 100 \quad (4)$$

En la Fig. 5 es mostrado el error de la componente vertical del campo eléctrico en función del desvío angular en relación al eje vertical, en la línea de 500 kV. Un desvío angular de  $3^\circ$  causa un error de medición de 0.13%.

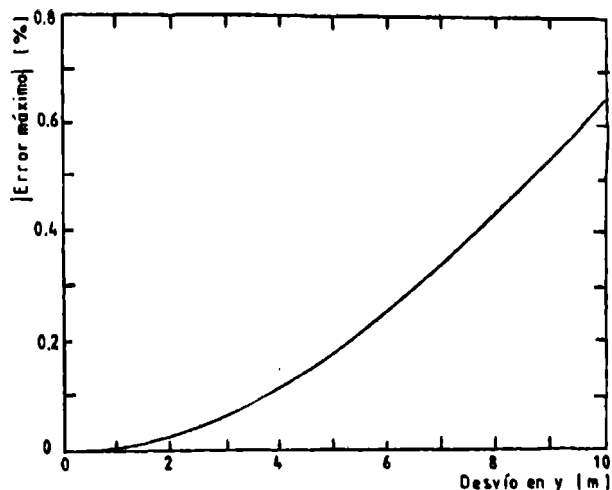


Fig. 4. Error máximo en la componente vertical del campo eléctrico causado por mal posicionamiento del instrumento en la coordenada y, en una LT de 500 kV.

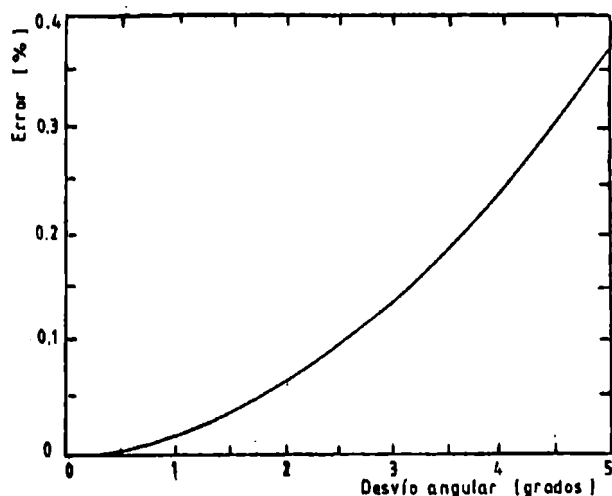


Fig. 5. Error en la componente vertical del campo eléctrico en función del desvío angular.

#### 4. ERROR CAUSADO POR EL MANGO DEL INSTRUMENTO

Este error es originado por la corriente de fuga del mango aislante del instrumento. Una prueba para determinar este error, consiste en orientar el eje eléctrico del instrumento perpendicular al plano de la elipse descrita por la extremidad del vector campo eléctrico a ser medido. La lectura del instrumento, en esta posición, expresado en porcentaje del campo eléctrico máximo, representa la orden de magnitud del error causado por la corriente de fuga del mango [2].

#### 5. ERROR DE LECTURA.

El instrumento utilizado en la medición del campo eléctrico posee las siguientes escalas 0-1, 0-3, 0-10, 0-30, 0-100 KV/m (valores eficaces). El error de lectura mayor generalmente se comete en la parte inicial de cada escala, y puede estimarse del orden de  $\pm 2\%$ . La Fig. 6 muestra el instrumento utilizado en las mediciones presentadas en este trabajo.

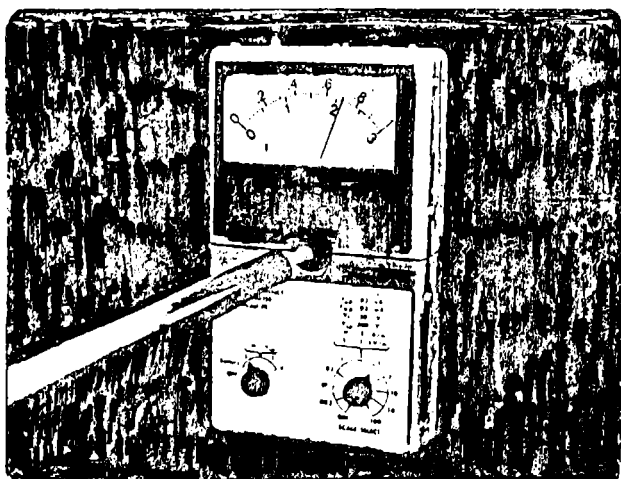


Fig. 6. Instrumento de medición de campo eléctrico a frecuencia de potencia.

#### 6. APLICACION DE LA METODOLOGIA A LOS VALORES MEDIDOS.

Las mediciones de campo eléctrico fueron realizadas con el "Medidor de Campo Eléctrico de Frecuencia de Potencia" modelo 113 de la Electric Field Measurement Co. Los valores medidos a 1 m del suelo corresponden a un perfil transversal y a un perfil longitudinal.

La Fig. 7 muestra los valores medidos de la componente vertical del campo eléctrico a 1 m del suelo, a lo largo de un perfil transversal en el centro del vano. Los valores medidos están indicados por la letra x y el trazo vertical muestra el margen de error.

Los errores en la medición del campo eléctrico son originados por:

distorsión del campo eléctrico por el cuerpo del operador: - 4.2%.

mal posicionamiento del instrumento; desvíos en las coordenadas "x", "y", "z" y en la posición angular  $\alpha$  causan un error máximo de  $\pm 4.0\%$

lectura del instrumento:  $\pm 2\%$ .

Los errores totales en la medición del campo eléctrico son del orden de +6% a -10%.

La Fig. 8. muestra los valores de la componente vertical del campo eléctrico, medidos a 1 m del suelo en un perfil longitudinal en el eje de la línea a partir del eje de una estructura hacia el centro del vano.

#### 7. CONCLUSIONES

De entre las fuentes de errores a que está afecta una medición de campo eléctrico, las más importantes por su mayor magnitud de error que causan, están la distorsión del campo eléctrico por el cuerpo de la persona que realiza la medición y el posible desvío en las coordenadas del centro eléctrico del instrumento en relación al punto de medición y al desvío angular del eje eléctrico del instrumento en relación a la dirección de medición.

Es posible, con cuidados razonables y no prohibitivos, medir el campo eléctrico, en las cercanías de líneas de transmisión y distribución, en la proximidad del suelo, con errores de +7% a -10% .

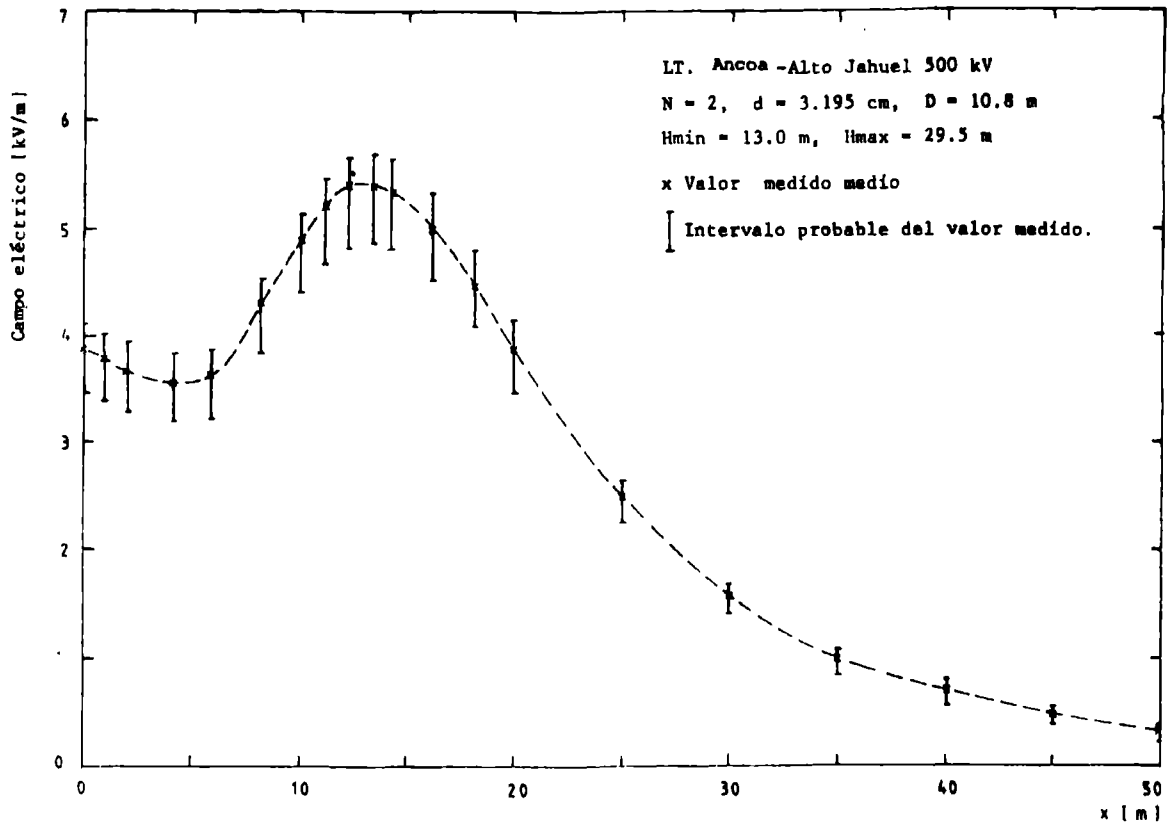


Fig. 7. Valores medidos de la componente vertical del campo eléctrico a 1 m del suelo en un perfil transversal en el centro de un vano de la línea de transmisión Ancoa-Alto Jahuel.

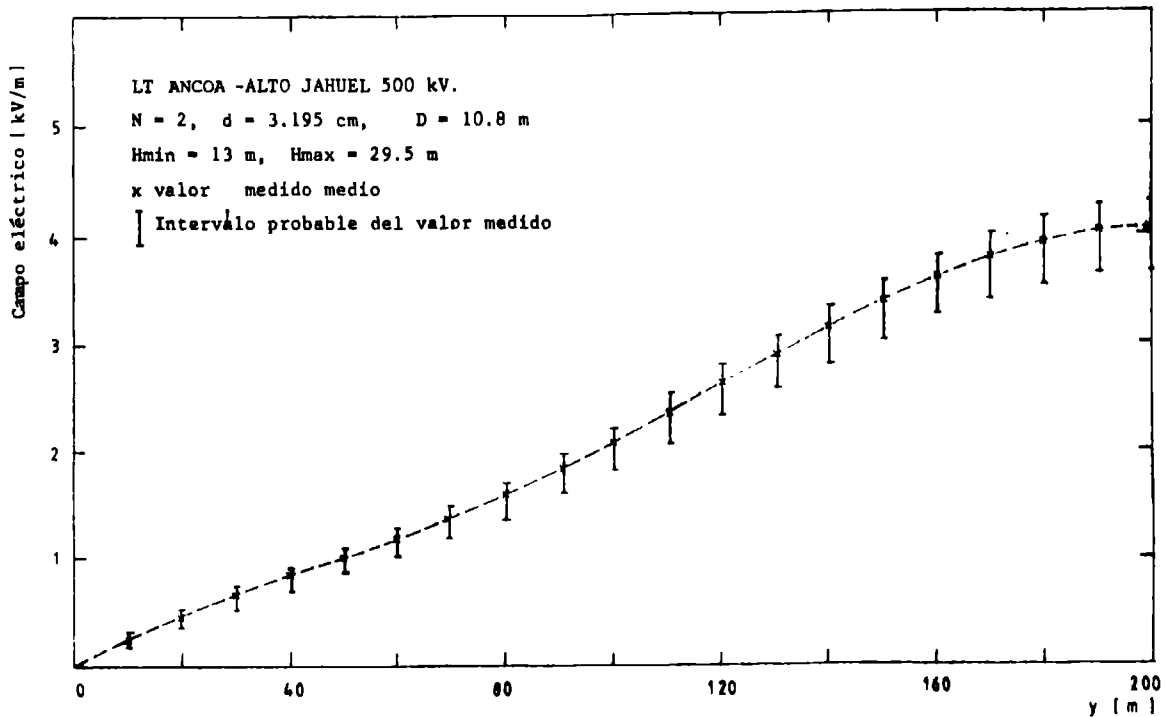


Fig. 8 Valores de la componente vertical del campo eléctrico a 1 m del suelo en un perfil longitudinal en el eje de la línea de transmisión Ancoa-Alto Jahuel a partir del eje de una estructura hacia el centro del vano.

REFERENCIAS

BIOGRAFIA

- [1] IEEE Working Group "Electrostatic Effects of Overhead Transmission Lines, Part I, Hazards and Effects", IEEE Trans. PAS Vol. 91, March/April, 1972, p. 422-426.
- [2] EPRI Electric Power Research Institute, "Transmission Line Reference Book 345 kV and Above". Second Edition, 1982, Palo Alto, California, Cap. 8.
- [3] DENO D.W., "Electrostatic and Electromagnetic Effects of Ultra High Voltage Transmission Lines", EPRI EL-802, Project 556, Final Report, June 1978, Cap 2.
- [4] SENDAULA M., HILSON D., MEYERS R., AKENS L., and WOOLERY B., "Analysis of Electric and Magnetic Fields Measured near TVA'S 500 kV. Transmission Lines", IEEE Trans. PAS Vol. 103, N° 2, February 1984, p. 328-336.
- [5] PORTELA C.M., ORTIZ L., "Determinacao do Erro de Medicao e Erro de Cálculo de Campo Eletrico nas Linhas Elétricas a Frecuencia Industrial" I-SIDEE Seminario Internacional de Distribucao de Energia Elétrica, Belo Horizonte, Brasil, 1990.
- [6] ORTIZ L., "Criterios de Otimizacao do Metodo de Simulacao de Carga no Cálculo do Campo Elétrico em Arranjos de Alta Tensao e sua Extensao ao Cálculo do Campo Magnético" Tese D. Sc. COPPE, Universidad Federal do Rio de Janeiro, 1991, Cap IV.

LUIS ORTIZ N. Ingeniero Civil Electricista Universidad de Santiago de Chile 1970. Master y Doctor en Ciencias de la Ingeniería, Universidad Federal de Rio de Janeiro 1982, 1991. Profesor e Investigador del Departamento de Ingeniería Eléctrica de la Universidad de Santiago de Chile. Especialista en el Area de Alta Tensión, Líneas de Transmisión y Subestaciones, Campos Eléctricos y Magnéticos y sus Efectos.

MIGUEL ARIAS A. Ingeniero Civil Electricista, Universidad de Santiago de Chile 1980, Master y Doctor en Ciencias de la Ingeniería, Universidad Federal de Rio de Janeiro 1987, 1990. Profesor e Investigador del Departamento de Ingeniería Eléctrica de la Universidad de Santiago de Chile. Areas de interés: Supervisión y Control de la Operación de Sistemas de Potencia, Métodos Computacionales en SEP.

VICTOR URREA A.: Ingeniero Civil Electricista Universidad de Santiago de Chile 1991, Coordinador de Ventas y Contratos de Pirelli Cables SAIC. para Chile.

FERNANDO GARCIA P.: Ingeniero Civil Electricista, Universidad de Santiago de Chile 1966, especialización en Sistemas de Transmisión de Extra Alta Tensión en Inglaterra ( 1979-1980) Jefe de la Sección Líneas del Departamento de Ingeniería de la División Transmisión de la ENDESA. Profesor Jornada Parcial del Departamento de Ingeniería Eléctrica de la Universidad de Santiago de Chile. Especialista en Proyectos y Mantenimiento de Líneas de Transmisión.

## LOCALIZACION DE FALLAS EN AISLACIONES MEDIANTE TECNICAS DE ULTRASONIDO

Marco González Z., Víctor Segovia C., Ariel Valdenegro E., Efraín Asenjo S.  
Departamento de Ingeniería Eléctrica  
Universidad de Chile  
Av. Tupper 2007, Casilla 412-3  
Santiago - CHILE

### RESUMEN

Este trabajo informa de recientes desarrollos en la aplicación de sensores de ultrasonido en la detección y localización de descargas parciales en la aislación de equipo eléctrico, especialmente en transformadores.

Se aplicaron satisfactoriamente unos sensores contruidos en el país, los que, si bien no logran la sensibilidad de los sensores comerciales, aseguran la detección de descargas de 150 pC en aceite a 93 cm.

Se desarrolló y aplicó satisfactoriamente un programa computacional de triangulación para localizar descargas parciales en transformadores aplicable a tres o más sensores.

Se evidenciaron las ventajas de esta técnica de detección y localización de descargas parciales en transformadores sometidos a ensayo de impulso.

### ABSTRACT

This paper describes some developments in the detection of partial discharges which may occur in high voltage transformers, by means of ultrasonic sensors.

Some sensors made in Chile were applied, which are able to detect discharges of 150 pC in oil at 93 cm from the sensor.

It was developed a computer program for locating a partial discharge, based on the lectures done by three or more sensors.

This technique was succesfully applied to a transformer tested with a surge wave.

### 1. ANTECEDENTES

La importancia de la detección y la medida de las descargas parciales (D.P.) en la aislación de equipo eléctrico de alta tensión es algo que hoy no admite dudas. Se agrega la necesidad de localizar las D.P., si eventualmente éstas aparecieran por sobre un nivel tolerable, en un ensayo de recepción o durante la operación del equipo. La localización de estas descargas sería de una gran utilidad para su eventual eliminación, previa intervención al interior de la aislación del equipo. La técnica que se ha demostrado más eficaz para esta localización ha sido la detección por medio de sensores de ultrasonido. El estado del arte se ha reseñado en [1][2], la introducción de esta técnica a nivel nacional se hizo en el Departamento de Ingeniería Eléctrica de la Universidad de Chile [3] [4], en el cual se prosiguieron los desarrollos [5].

En este trabajo se desea informar de avances recientes [6], en especial en la utilización de sensores desarrollados en el país, en la aplicación de la detección ultrasónica de D.P. en ensayos de impulso y en el desarrollo de un programa computacional para efectuar una triangulación del punto de D.P. a partir de la indicación de tres o más sensores.

### 2. EFECTO ULTRASONICO DE UNA DESCARGA PARCIAL

#### 2.1. Generalidades

La generación de D.P. en una aislación, ejemplo en vacuolas gaseosas en una aislación sólida o líquida, involucra movimientos de cargas dentro de la vacuola, luego corrientes internas de alta densidad, generación de calor, elevación de presión y finalmente una onda de impulso sónica y ultrasónica (sobre los 20 kHz). Este efecto de la D.P. es el que se detecta con sensores ad-hoc instalados en las paredes del estanque o carcasa del equipo. La señal de ultrasonido, captada por un sensor piezoeléctrico, se transforma en un impulso de voltaje, el cual, convenientemente amplificado, puede evidenciarse en un osciloscopio. La presencia de esta señal ultrasónica acusaría la aparición de D.P., lo cual es un medio de detección de dichas descargas de buena sensibilidad, especialmente en ensayos de impulso hoy en día.

La señal ultrasónica no es adecuada como medida de la magnitud de las D.P., por la atenuación que sufre en su trayecto, pero esta señal da una valiosa información en el retardo que experimenta respecto del momento de aparición de las D.P. La detección directa (a través del circuito eléctrico que incluye la aislación) es prácticamente instantánea. Por lo tanto, si esta señal impulsional eléctrica se utiliza para disparar el registro de la señal de ultrasonido se obtendrá en el instrumento de medición (en principio un osciloscopio de doble haz) una medida directa del retardo entre ambas señales, es decir el tiempo empleado por la señal ultrasónica en alcanzar, desde el foco de D.P., al sensor respectivo. Conocida la velocidad de propagación del ultrasonido en el sistema aislante podrá deducirse de este tiempo de retardo la distancia entre la D.P. y el sensor; en la determinación de esta distancia podrán basarse eventuales procesos de triangulación, empleando varios sensores.

#### 2.2. Formas y velocidades de propagación

Las ondas de ultrasonido se propagan longitudinalmente en gases y líquidos, a una velocidad única en cada medio homogéneo. Esta velocidad depende de varios factores, entre ellos la temperatura y la frecuencia de la señal.

Según Howells [7], para aplicaciones prácticas es relevante la variación de la velocidad con la temperatura, cuya relación empírica está dada en la curva

de la Figura 1.

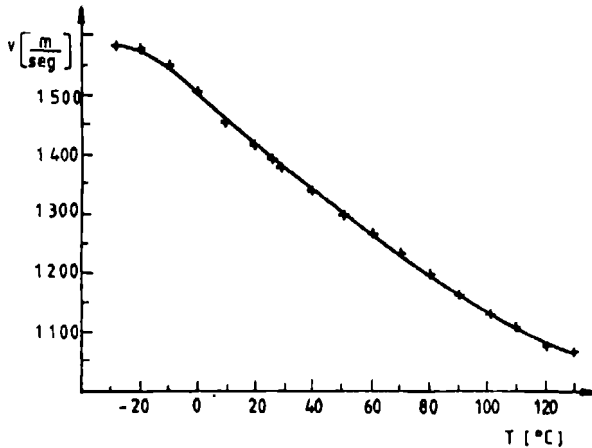


Figura 1. Velocidad del sonido v/s temperatura en aceite de transformador (a 150 kHz) [7]

En la Figura 1 puede observarse que la injerencia de la temperatura en el proceso no es despreciable: La velocidad en el aceite es 1400 m/seg a 20°C, mientras que a 70°C baja a 1250 m/seg.

En un medio sólido el ultrasonido se propaga longitudinalmente a una cierta velocidad y transversalmente a otra velocidad (del orden de la mitad de la anterior). En el caso que nos interesa particularmente, en el fierro, la velocidad longitudinal es de 5810 m/seg y la velocidad transversal es de 3230 m/seg.

### 2.3. Atenuación en un medio homogéneo

Al propagarse el ultrasonido en un medio homogéneo (ejemplo el aceite de un transformador) sufre una atenuación, la que es debido principalmente a efectos de difusión. Al avanzar el ultrasonido a una distancia  $d$  de la fuente la amplitud se atenúa en un factor comprendido entre  $d^4$  y  $d^2$ . En experiencias básicas [4] se ha determinado en el caso de aceite de transformador, un factor de atenuación  $d^{2.3}$ .

### 2.4. Atenuación al cambiar de medio

Al atravesar el ultrasonido una interfase entre dos medios diferentes (en rigor dos medios de diferentes impedancias acústicas) sufre una atenuación que puede cuantificarse según la relación (1), que define un coeficiente de penetración.

$$\frac{P_T}{P_o} = \frac{1}{\left[ 1 + \frac{1}{4} \left( m - \frac{1}{m} \right)^2 \sin^2 \left( 2\pi \frac{s}{\lambda} \right) \right]^{1/2}} \quad (1)$$

Siendo:

- $P_T$  : Amplitud de la onda transmitida
- $P_o$  : Amplitud de la onda incidente
- $m$  : Impedancia acústica del primer medio (ej. aceite)/Impedancia acústica del segundo medio (ej. material de una lámina sumergida en aceite)
- $s$  : Espesor de la lámina
- $\lambda$  : Longitud de onda del ultrasonido en la lámina

Los valores de impedancias acústicas para diferentes medios han sido difundidos [4]. De (1) se concluye que la atenuación será mínima mientras más cercano a 1 sea  $m$ , y que la condición peor en cuanto a espesor de la lámina es si éste es  $\lambda/4$ , por el contrario la mejor transmisión se logra si el espesor de la lámina es igual a  $\lambda/2$ .

En base a estas consideraciones puede recomendarse un rango de frecuencias de medida que asegure la captación de señales ultrasónicas que no experimenten excesiva atenuación al atravesar el aceite y las láminas de aislantes sólidos sumergidos en el aceite.

### 2.5. Efecto de la pared del estanque

Al alcanzar la onda ultrasónica la pared del estanque llega al sensor por tres vías posibles, lo que determina tres impulsos ultrasónicos diferentes captados por el sensor.

- 1) Directamente. Por el aceite (a velocidad  $V_a$ )
- 2) Conducida longitudinalmente por el fierro (a velocidad  $V_{FL}$ ) después de haberlo alcanzado a través del aceite (a velocidad  $V_a$ )
- 3) Conducida transversalmente por el fierro (a velocidad  $V_{FT}$ ) después de haberlo alcanzado a través del aceite.

Siendo  $V_{FT} < V_{FL}$  no cabe duda que la onda 3 llegará al sensor después que la onda 2, de modo que la duda que persiste es si la onda que se capta primero es la directa (1) o la conducida (2).

Este problema fue discutido en [3] y se concluyó lo siguiente (Figura 2).

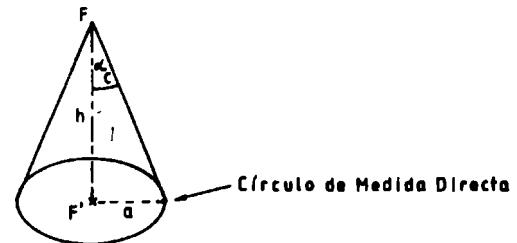


Figura 2. Incidencia de una onda producida en F sobre una pared del estanque

Siendo F el foco emisor de ultrasonido (la zona con D.P.) y F' su proyección ortogonal sobre la pared del estanque. Se define sobre esta pared un círculo de radio  $a$  que llamaremos Círculo de Medida Directa, a está dado por la relación (2):

$$a = h \operatorname{tg} \alpha_0, \quad \alpha_0 = \operatorname{sen}^{-1} \frac{V_a}{V_{FL}} \approx 13,7^\circ \quad (2)$$

Si el sensor está dentro del círculo la onda 1 llega antes que la onda 2. Y si el sensor está fuera del círculo llega primero la onda conducida, la que hemos llamado onda 2.

La interpretación de la medida de  $\tau$  (tiempo de retardo) en ambos casos es diferente, para deducir de ella la distancia entre la D.P. y el sensor. Para obviar este problema se recomienda procesar la información proveniente de ondas directas, para lo cual después de unas primeras lecturas tentativas se desplazan los sensores hasta ubicarlos dentro del Círculo

de Medida Directa. Otra forma práctica de obviar el problema es discriminando en el registro entre ambas ondas, lo cual es en general posible dado que se ha comprobado reiteradamente que la onda conducida por el fierro (que tiene una atenuación adicional) es claramente de menor amplitud que la onda transmitida directamente por el aceite.

### 3. ESPECIFICACIONES MINIMAS DEL EQUIPO DE MEDIDA

El esquema básico para la medida de D.P. por ultrasonido se muestra en la Figura 3.

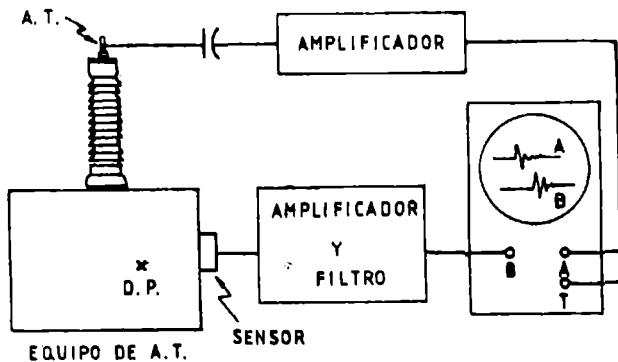


Figura 3. Esquema básico de la medición

En la Figura 3 se indica sumariamente que al canal A del osciloscopio, y al trigger, se hace llegar una señal eléctrica directa de la D.P. Al canal B ingresa la señal ultrasonífica que proviene de un sensor piezoeléctrico instalado en un acoplador acústico, y pasa por una etapa de amplificación y filtro.

Para una medida adecuada deben cumplirse ciertos requisitos en cuanto a respuesta de frecuencia, sensibilidad e inmunidad al ruido externo principalmente. En base a las consideraciones resumidas precedentemente, al conocimiento de las características acústicas de los materiales presentes en el equipo eléctrico y a la experiencia, se pueden enunciar los siguientes criterios generales.

**Sensor de ultrasonido.** En general son cerámicas piezoeléctricas de configuración diferencial (dos cerámicas en oposición de fase y sólo una en contacto con la zona sensible del transductor), de este modo se insensibiliza a interferencias externas. En cuanto a su respuesta de frecuencia depende del uso a que se destinen. Para descargas parciales en aire se recomiendan sensores en el rango 20 - 40 kHz, para descargas en líquidos (aceite de transformador) se recomienda un rango 80 - 300 kHz, lo mismo para D.P. en sólidos con vacuolas gaseosas. Para transformadores con pared de estanque entre 6 y 15 mm de espesor la frecuencia de medida se recomienda entre 200 kHz y 400 kHz. La sensibilidad mínima de los sensores debe ser de 200  $\mu\text{V}/\mu\text{bar}$ .

En nuestra experiencia anterior se habían utilizado diferentes sensores de marca Dunegan-Endeveco, en este trabajo se informa de los resultados obtenidos con un primer espécimen de sensores desarrollados en el Laboratorio de Ultrasonido de la Universidad de Santiago, el que llamaremos sensor USACHI.

**Acoplador acústico.** El sensor debe adosarse a

la pared exterior del estanque por medio de un montaje ad-hoc que evite absolutamente que quede aire entre el sensor y el fierro, lo cual provocaría una atenuación inaceptable. En las experiencias que se informan se empleó el acoplador usado en [5], que tiene carcasa de aluminio, una capa de aceite entre pared y sensor, aislación de teflón, adherencia asegurada por imanes permanentes, el amplificador y filtro montados contiguos al sensor.

**Amplificador.** Debe ser de gran ancho de banda, asociado a un filtro pasabanda que se ajustará según sea la aplicación. Amplificación del orden de 40 dB. Ruido medio referido a la entrada menor que 5  $\mu\text{V}$ .

En nuestras experiencias se utilizaron amplificadores y filtros marca Dunegan-Endeveco Modelo 1801-200B con 40 dB de ganancia, ruido referido a la entrada inferior a 5  $\mu\text{V}$ . El filtro pasabanda con un ancho de banda de 100 a 400 kHz.

**Osciloscopio.** Debe tener una buena respuesta de frecuencia: 10 MHz o más. Dos haces independientes con disparo del barrido en forma externa.

### 4. RESULTADOS DE LA APLICACIÓN DE DIFERENTES SENSORES

Para estudiar experimentalmente las características básicas del sistema de detección ultrasónica se ha empleado una cuba de fierro de paredes rectangulares de 1 mm de espesor, de dimensiones 139,5 x 40,5 x 30,5 cm, llena de aceite de transformador, en cuyo interior se provocan descargas en el aceite, por medio de un sistema de electrodos punta-plano, alimentado con alta tensión alterna a través de un bushing. Los sensores piezoeléctricos pueden instalarse en las paredes de la cuba.

Hasta ahora, [3] [5], se había utilizado un generador de descargas parciales de dimensiones tales que la carga aparente  $q$  asociada era muy elevada ( $\approx 2,5 \times 10^9$  pC), con lo cual la estimación de la sensibilidad en la medida de  $q$  no es segura. Para las actuales experiencias se ha habilitado un sistema de electrodos como se muestra esquemáticamente en la Figura 4, con el cual se puede generar descargas parciales relativamente pequeñas, hasta un mínimo de 632 pC, regulables al ser variable la distancia punta - plano.

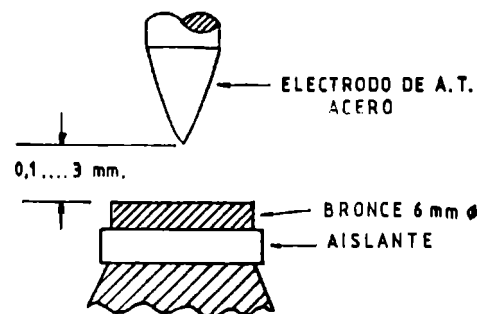


Figura 4. Electrodo para generar descargas parciales en aceite

Con este dispositivo experimental se pudo comparar la respuesta del sistema de detección ultrasónica descrito con dos tipos de sensores, a saber:

- i) Marca Dunegan-Endevco Modelo D 9203 A Serie AK28, rango de trabajo 100 a 400 kHz. Lo llamaremos sensor D-E.
- ii) Sensor desarrollado en el país, es el primer espécimen obtenido en el Laboratorio de Ultrasonido de la Universidad de Santiago, según nuestros requerimientos. Lo llamaremos sensor USACH1.

Los resultados experimentales más importantes se muestran en las Figuras 5 y 6. En la Figura 5 se observa el nivel del impulso de voltaje obtenido a la salida del equipo detector por cada sensor en función

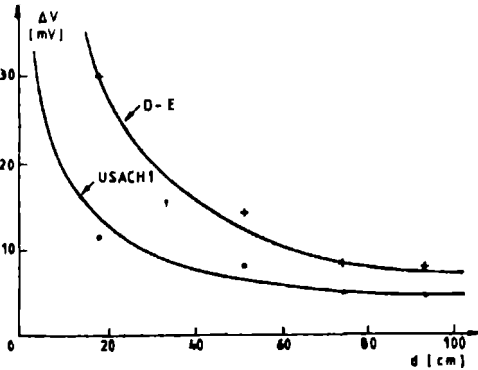


Figura 5. Voltaje generado por los sensores por una D.P. de 1000 pC v/s la distancia al sensor

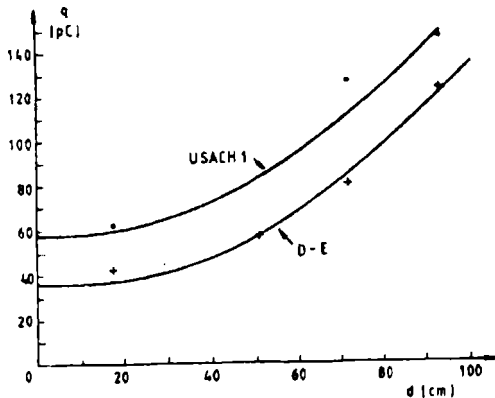


Figura 6. Mínima D.P. detectable v/s distancia al sensor

de la distancia entre la D.P. y el sensor. Se observa que el sensor USACH1 tiene una respuesta algo inferior al D-E, pero ambos dan una respuesta adecuada a una distancia de 100 cm, es decir detectarían una descarga de 1000 pC a las mayores distancias esperadas en un transformador.

En la Figura 6 se muestra la mínima descarga detectable, sobre el nivel de ruido existente, en función de la distancia D.P. - sensor. En esta Figura se aprecia nuevamente que la sensibilidad del sensor USACH1 es algo inferior al D-E pero en ambos casos se detectaría una descarga de 150 pC a una distancia de 93 cm.

En resumen ambos sensores, incluso el primer espécimen nacional, tienen la sensibilidad adecuada, considerando que en transformadores reales las descargas parciales a detectar son de más de 500 pC.

## 5. METODOS DE TRIANGULACION

La medida de los tiempos  $\tau$  de retardo en diferentes sensores permite determinar, con las consideraciones hechas en el punto 2.5, las respectivas distancias entre descarga y sensor, y luego, por triangulación, llegar a localizar en el espacio la descarga parcial.

En [3] se ha dado una completa reseña de las posibles estrategias para proceder a una triangulación. Merece especial mención la sugerencia de desplazar el sensor sobre determinadas rectas en la pared del estanque, para determinar los puntos de menor tiempo de retardo, los que corresponderían a la proyección ortogonal del foco de descarga sobre la pared respectiva. Un procedimiento así, teóricamente impecable, exige muchas medidas o disponer de una enorme cantidad de sensores, y no siempre es posible por los elementos agregados en la pared del estanque.

En [5] se desarrolló un programa computacional para procesar la medida de tres sensores, procediendo a determinar la intersección de tres esferas, para lo cual debe atenderse especialmente a la eliminación de soluciones ficticias o aparentes.

En este trabajo se desea informar del desarrollo y satisfactoria aplicación de un programa basado en una estrategia diferente que permite localizar la D.P. a partir de la medida en tres o más sensores.

El método podría llamarse de aproximaciones sucesivas. Parte de postular un foco de D.P. a distancias  $r_i$  de los N sensores; se comparan estas distancias con las distancias  $r_{i0}$  que indican las lecturas de los respectivos sensores. Con el objetivo de minimizar las diferencias entre  $r_i$  y  $r_{i0}$  se corrigen las coordenadas del foco de D.P. hasta que, con un proceso iterativo, se llega a las coordenadas buscadas. El diagrama de flujo del programa se muestra en la Figura 7. El programa considera inicialmente la variable temperatura del aceite para corregir la velocidad del sonido, de acuerdo a la relación indicada en la Figura 1.

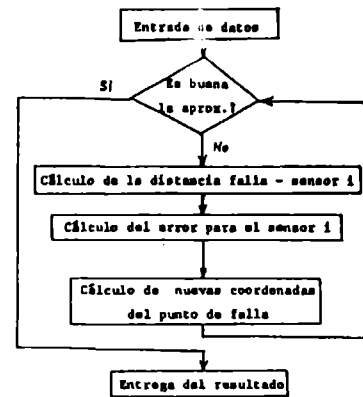


Figura 7. Diagrama de flujo del programa de localización



## 6. RESULTADOS EXPERIMENTALES

A continuación se resumen resultados experimentales en que además se ha aplicado el método de triangulación recién expuesto.

### 6.1. Descargas parciales en aceite en una cuba de paredes rectangulares

En una cuba como la descrita en el punto 4 se hicieron las siguientes medidas con los sensores disponibles (D-E y USACH1) ubicados como se indica en la Figura 8.

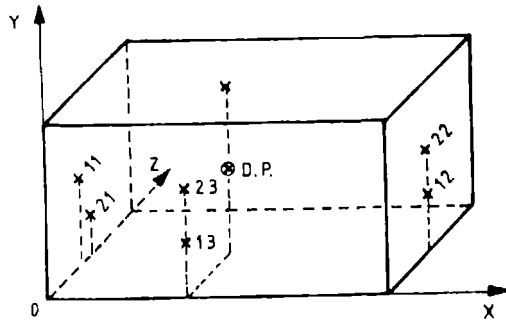


Figura 8. D.P. y sensores en cuba con aceite

Coordenadas del foco de descargas:  $X_0 = 49$ ,  $Y_0 = 16$ ,  $Z_0 = 15$  (distancias en cm).

Ubicación de los sensores y tiempos de retardo medidos

Sensor	X (cm)	Y (cm)	Z (cm)	$\tau$ ( $\mu$ seg)
11	-2	21.5	14.5	356
21	-2	11.3	15	358.9
12	141.5	11.5	16	661.9
22	141.5	21.5	16	660.4
13	47	10.8	-2	132.8
23	47	21	-2	133.2

Los tiempos de retardo medidos en los sensores corresponden a las ondas directas (propagadas directamente por el aceite), siendo las ondas conducidas por el fierro de sensible menor amplitud.

Coordenadas obtenidas al aplicar el programa, después de 80 iteraciones:  $X = 47.92$ ;  $Y = 18.45$ ;  $Z = 14.42$  (en cm).

### 6.2. Localización de D.P. en un transformador en un ensayo a frecuencia industrial

Se empleó un transformador trifásico de 50 kVA 11.3/44 kV, 50 Hz en el cual se provocó una falla por descargas corona en una punta (cable cortado conectado al enrollado en prueba).

Se realizaron las medidas con 8 sensores de ultrasonido durante un ensayo de voltaje aplicado.

La detección de las D.P. fue satisfactoria y la localización por medio del programa descrito determinó la ubicación de las D.P. con un error de 8 mm.

No daremos más detalles de esta experiencia para exponer mejor los resultados de la experiencia siguiente, que parece más novedosa e interesante.

### 6.3. Localización de D.P. en un transformador en un ensayo de impulso

Se utilizó un transformador trifásico de 50 kVA 13.2/0.4 - 23 kV, 50 Hz en el cual se simuló una falla por medio de dos electrodos de tipo varillas enfrentadas conectados entre un par de discos del embobinado.

En las Figura 9 se muestran los registros al aplicar un impulso de rayo de 50% y 100%

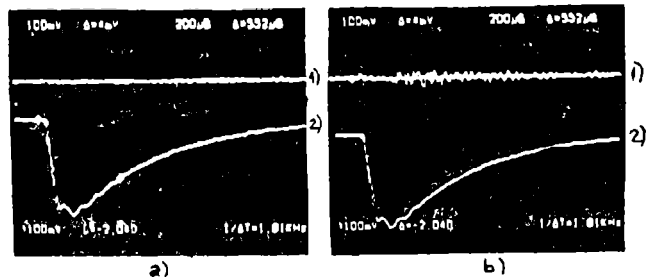


Figura 9. a) Impulso 50%: a1) Salida sensor ultrasonido a2) Onda de corriente  
b) Impulso 100%: b1) Salida sensor ultrasonido b2) Onda de corriente

Como puede observarse en la Figura 9, la presencia de D.P. no se detecta en la onda de corriente (registro normal en este ensayo), pero es puesta en evidencia gracias a la detección ultrasónica en el ensayo a 100%

En la Figura 10 se puede ver el registro de la señal ultrasónica en dos sensores, uno (a) dentro del Círculo de Medida Directa y el otro (b) fuera de él. En el registro (b) se evidencia que puede distinguirse la onda directa respecto de la onda conducida por el estanque, la cual empieza antes, pero es mucho menor.

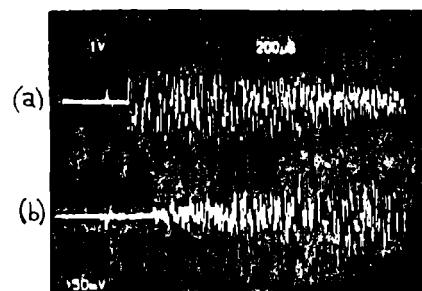


Figura 10. Registro de la medida de dos sensores de ultrasonido

En cuanto a la localización de la falla, se intentó con las medidas que dieron los sensores disponibles en 13 ubicaciones diferentes. Después de aplicar el programa de localización se retuvieron 9 lecturas, al descartarse 4 lecturas que eran claramente erróneas. Esto puede discernirse porque la distancia que miden a la falla es muy diferente de la

que predice el conjunto de todos los sensores.

Las 9 lecturas retenidas fueron las siguientes nótese que hay un par de sensores para los que se consideró dos lecturas ligeramente diferentes).

Sensor	X (mm)	Y (mm)	Z (mm)	$\tau$ ( $\mu$ seg)
11	-20	50	300	840
11(2)	-20	50	300	960
12	-20	1020	305	136
13	-20	1030	100	168
15	860	68	435	976
22	420	90	435	760
24	495	345	-20	716
25	990	860	110	740
25(2)	990	860	110	788

Al aplicar el programa da una localización de la falla de coordenadas (139.3; 1230.5; 352.4) en mm. La indeterminación es del orden de 13 cm (máximo error entre la distancia sensor-falla calculada y la distancia medida).

## 7. CONCLUSIONES

En estos nuevos desarrollos en la aplicación de la detección y localización de descargas parciales por sensores de ultrasonido cabe destacar lo siguiente:

- La utilización de sensores hechos en el país, que tienen una característica algo inferior a los comerciales pero que alcanzan a detectar una descarga de 150 pC en aceite a 93 cm. Cabe esperar especímenes más perfeccionados de estos sensores en el futuro.
- Una medida más rigurosa de la sensibilidad de la medida al aplicarla a D.P. pequeñas, hasta de 632 pC.
- La puesta a punto satisfactoria de un programa computacional de localización aplicable a una cantidad mayor o igual a tres sensores.
- La constatación de las ventajas de la detección de descargas parciales por ultrasonido en ensayos de impulso.

## AGRADECIMIENTOS

El presente trabajo ha contado con el financiamiento del Fondo Nacional del Desarrollo Científico y Tecnológico, Proyecto FONDECYT N° 0524/88 y del Departamento Técnico de Investigación (U. de Chile) Proyecto DTI N° I-2482.

## REFERENCIAS

- [1] R.T. Harrold: "Acoustical Techniques for Detecting and Locating Electrical Discharges". Engi-

neering Dielectrics, Vol. I, Ed. R. Bartnikas and E.J. Mc Mahon, Ed. ASTM STP 669, 1979.

- [2] R.T. Harrold: "Acoustical Technology Applications in Electrical Insulation and Dielectrics". IEEE Trans. on Elec. Ins. Vol. EI-20 N°1, Feb. 1985, pp. 3 - 19.
- [3] W. Lozán: "Puesta a punto de un método para ubicar descargas parciales en transformadores mediante sensores de ultrasonido". Memoria de Ingeniero Civil Electricista, U. de Chile, 1983.
- [4] W. Lozán: "Puesta a punto de un método para ubicar descargas parciales en transformadores mediante sensores de ultrasonido". Anales del V Congreso Chileno de Ingeniería Eléctrica, Valparaíso, Chile, 1983, Vol. II, pp. 107 - 118.
- [5] S. Palacios: "Método computacional para la localización de descargas parciales (D.P.) en transformadores empleando sensores de ultrasonido". Memoria de Ingeniero Civil Electricista, U. de Santiago, 1988.
- [6] M. González: "Contribución a la localización de fallas de aislaciones por técnicas de ultrasonido". Memoria de Ingeniero Civil Electricista, U. de Chile, 1991 (por publicar).
- [7] E. Howells and E.T. Norton: "Parameters Affecting the Velocity of Sound in Transformer Oil". IEEE Trans. Vol. PAS - 103, May 1984, pp. 1111 - 1115.

Marco González Z. Egresado de Ingeniería Civil Electricista, U. de Chile (1991). Ayudante de Investigación del Departamento de Ingeniería Eléctrica de la Universidad de Chile.

Víctor Segovia C. Ingeniero Civil Electricista, U. de Chile (1983). Trabaja en el Grupo de Alta Tensión y Dieléctricos del Departamento de Ingeniería Eléctrica de la Universidad de Chile.

Ariel Valdenegro E. Ingeniero Civil Electricista Universidad de Chile, 1967 y Doctor de la Universidad de Toulouse, 1970. Desde 1966 es académico de jornada completa del Departamento de Ingeniería Eléctrica de la Universidad de Chile, en el grupo de Alta Tensión y Dieléctricos. Ha sido Coordinador Docente y Director del Departamento. El Dr. Valdenegro es miembro de la C.I.G.R.E.

Efraín Asenjo S. Ingeniero Civil Electricista, U. de Chile, 1964. Académico de Jornada Completa del Depto. Ing. Eléctrica de la Universidad de Chile, en el grupo de Alta Tensión y Dieléctricos.

## MODELO ANALITICO DEL PROCESO DE ARCO EN FUSIBLES DE ALTA CAPACIDAD DE RUPTURA

DANIEL H. TOURN Y JUAN C. GOMEZ  
IPSEP-FACULTAD DE INGENIERIA-UNIVERSIDAD NACIONAL DE RIO CUARTO  
RUTA NACIONAL N°36 Km. 601-CP 5800 RIO CUARTO, CORDOBA, ARGENTINA

### Resumen

Se ha desarrollado e implementado un modelo analítico de arco eléctrico en base a las simplificaciones de Wilkins y Gnanalingam para fusibles de alta capacidad de ruptura. El modelo es aplicable en aquellas corrientes en las que se produce la limitación de su valor máximo. Los parámetros semiempíricos del modelo fueron determinados a partir de ensayos de laboratorio. Estas determinaciones se realizaron empleando la metodología de "congelado del arco" y posterior examen mediante rayos X. Los resultados analíticos y los experimentales presentan una coincidencia dentro del 20%. Se muestran oscilogramas obtenidos vía analítica y experimental.

### Abstract:

An electric arc analytical model has been developed and implemented using Wilkins and Gnanalingam's assumptions for high rupturing capacity fuses. The main purpose is to analyze short circuit fuse behaviour, provided that the current is cut-off before the maximum is reached. The semiempirical parameters of the model have been determined from short circuit laboratory tests. For those tests the "crow-bar" and X-ray methodology were used. The agreement between analytical and experimental results is within 20%. Experimental and analytical oscillograms are shown.

### INTRODUCCION

El fusible es el elemento de protección de circuitos eléctricos más antiguo y su uso se ha incrementado en los últimos años debido al aumento de las potencias de corto circuito disponibles, lo que obliga a contar con dispositivos de interrupción muy veloces para minimizar el daño que estas corrientes producirían en los equipos protegidos.

Un fusible de alta capacidad de ruptura está compuesto básicamente por una o varias láminas en paralelo de material conductor (generalmente cobre o plata) con reducciones de sección (estricciones) a intervalos regulares a lo largo de su longitud. Estas láminas se encuentran dentro de un cuerpo generalmente cerámico y relleno con un material extintor el cual comúnmente es arena de cuarzo. Esta disposición es utilizada en fusibles tanto de baja como de alta tensión variando principalmente la longitud y por lo tanto el número de estricciones de la o las láminas.

Con niveles de corriente para los cuales el periodo en el que se produce el arco (periodo de arco) es corto respecto al tiempo que tarda el elemento en fundirse (periodo de pre-arco), los efectos del arco en factores tales como el tiempo de despeje de la falla son usualmente despreciables. En estas circunstancias es posible predecir el comportamiento del fusible mediante el cálculo del periodo de pre-arco empleando la técnica de elementos finitos que permite calcular la distribución de temperaturas en la totalidad del fusible con suficiente aproximación [1].

La capacidad de limitar grandes corrientes de corto circuito es una de las propiedades más importantes de los fusibles de alta capacidad de ruptura. Con estos niveles de corriente el tiempo de arco es comparable al tiempo de pre-arco.

Un parámetro que es muy importante, fundamentalmente para la protección de semiconductores, es la integral del cuadrado de la corriente entre el inicio de la falla y la interrupción de la misma ( $\int i^2 dt$ ) conocido como energía específica. Este valor da una idea del monto de energía que debió absorber el dispositivo protegido durante la falla. Para grandes corrientes, este valor es considerablemente afectado por el comportamiento del fusible durante el periodo de arco ya que el pre-arco estará definido por la energía necesaria para fundir la lámina. Esta energía será constante para una lámina determinada si consideramos el proceso (para estos niveles de corriente) como adiabático. El propósito de este trabajo es estudiar e implementar un modelo analítico del proceso de arco que nos permita predecir el valor de la corriente durante la interrupción. En este sentido es necesario resolver la siguiente ecuación diferencial:

$$u(t) = R \cdot i + L \cdot di/dt + U_a \quad (1)$$

Donde:  $u(t)$  es la tensión de la fuente  
 $R$  y  $L$  son la resistencia e inductancia de falla  
 $U_a$  es la tensión de arco en bornes del fusible

Si el incremento de  $U_a$  es suficientemente grande,  $di/dt$  se hace negativo y se consigue el efecto limitador de corriente.

### ESTUDIO DEL FENOMENO DE ARCO

Para describir analíticamente el proceso de arco trataremos de emplear relativamente pocas variables de manera de conseguir un modelo que sea a la vez representativo y posible de resolver por medios computacionales simples.

El arco dentro de un fusible se genera en cada estricción de la lámina, es decir que la tensión de arco  $U_a$  estará dividida entre varios arcos simples en serie. Dirigiremos el estudio a uno de estos arcos simples y consideraremos que los demás tienen idénticas características.

En principio la tensión de un arco simple de longitud  $x$  puede ser expresada por:

$$U_a = U_b + \int_0^x E \, dx \quad (2)$$

Donde  $U_b$  representa la caída de tensión en los electrodos (ánodo y cátodo) y  $E$  es el gradiente axial de tensión.

La determinación de  $E$  es muy compleja ya que varía con la corriente, tiempo y posición. Wheeler [2] desarrolló un método de análisis basado en un simple balance energético y haciendo una importante simplificación al

despreciar la energía almacenada en la columna de arco (lo cual es aplicable en cortos tiempos de arco). Wheeler sugiere que E es función de la corriente instantánea y además muestra el efecto que tiene, sobre este gradiente, el área transversal del canal en el que se encuentra confinado el arco. La expresión que sugiere es:

$$E = \frac{0.4}{\beta} \frac{K \cdot i}{A} \quad (3)$$

Donde: K es constante

i es la corriente instantánea

A es el área transversal de la columna de arco

Un trabajo posterior [3] aplicando este método de análisis a arcos en fusibles rellenos con arena de cuarzo muestra que K tiene un valor entre 3.49 y 4.6 (para obtener E en V/mm) con  $\beta=0.85$ , A en mm<sup>2</sup> e i en Amp. Para este estudio se consideró particularmente el hecho de que el espesor del canal de arco es mucho menor que el ancho.

#### - Área de la columna de arco

La columna de arco se establece en el lugar previamente ocupado por la parte de la lámina que se ha fundido y se expande en el espacio que deja el cuarzo líquido, ya que éste se "escurre" junto con el vapor metálico debido a la alta presión producida en la raíz del arco. Esta mezcla de metal y cuarzo fundidos forma una especie de conducto dentro del cual se desarrolla el arco. Se puede ver claramente, luego que el fusible opera, que dicha mezcla se solidifica formando un tubo de un compuesto vítreo llamado fulgurita.

El área de la columna de arco se incrementa fundamentalmente como consecuencia de la fusión de la arena de cuarzo que lo rodea. Si consideramos que la energía entregada a la columna es íntegramente empleada en fundir el cuarzo, podemos escribir que:

$$\frac{dv}{dt} = \frac{E \cdot i}{Q} \quad (4)$$

Siendo v el volumen de cuarzo fundido por unidad de longitud y Q el monto de energía necesario para producir una unidad de volumen de cuarzo fundido.

Para determinar el valor de Q se ensayaron muestras de fusibles rellenos con arena de cuarzo compuesta por un 99.68% de óxido de silicio. Las pruebas se realizaron con un valor de corriente suficiente para producir un proceso adiabático. Mediante los registros de tensión y corriente se calculó la energía absorbida por el fusible. Luego se pesó la fulgurita formada y descontando el peso de la lámina empleada, previamente medido, se obtiene el peso de arena fundida. Además se determinó la densidad de la arena para llevar el valor obtenido en J/gr a J/mm<sup>3</sup>. Si bien el valor de energía medido incluye lo necesario para fundir la lámina, esto puede ser despreciado ya que el volumen de fulgurita formado es mucho mayor que el de la lámina. De estas pruebas se concluye que el valor de Q para la arena empleada es 5.3 J/mm<sup>3</sup>.

Para relacionar la variación de volumen con la variación del área, emplearemos un parámetro  $\alpha = dA/dv$  que vincula el incremento del área de la columna producido por un incremento del volumen de cuarzo fundido, por lo tanto:

$$\frac{dA}{dt} = \alpha \cdot \frac{E \cdot i}{Q} \quad (5)$$

La variación de este parámetro con el tiempo la supondremos exponencial de acuerdo con [4].

Un fusible llenado con arena de cuarzo tiene en su volumen interno aproximadamente un 60% de arena y el 40% restante es aire (esto depende de la granulometría y de la esfericidad del relleno empleado). El cuarzo al fundirse incrementa su volumen en un 7% y por lo tanto el espacio ocupado por el cuarzo fundido es aproximadamente un 64% del total. Podemos entonces dar la siguiente expresión para  $\alpha$ :

$$\alpha = \alpha_m \cdot (1 - e^{-t/\tau}) \quad (6)$$

Con:  $\alpha_m = 0.64$  es el valor final de  $\alpha$ .

$\tau = 10$  ms es la constante de tiempo.

#### Longitud del arco

La longitud del arco se incrementa a medida que los extremos de la lámina fusible (electrodos) se erosionan debido a la fusión y evaporación producida por el calor proveniente de la raíz del arco. El metal del elemento que se "quema" fluye en forma de líquido y de vapor desde la zona de erosión por los intersticios que hay entre los granos de arena.

Una forma de determinar la velocidad de crecimiento del arco ( $dx/dt$ ) es mediante la técnica de congelado del arco (crowbar) que consiste en detener el proceso de interrupción por medio de la conexión de un camino en paralelo para la corriente. Esto se consigue a través de dos tiristores conectados en oposición que se encuentran gobernados por un controlador que cuenta a partir del inicio de la corriente y da la señal de disparo. Con el controlador se puede variar el instante de conmutación. De esta forma se ensayaron una serie de fusibles de idénticas características y con iguales condiciones del circuito de prueba, cada uno de los cuales es detenido en su proceso de interrupción en un instante dado. De estas pruebas se extraen los registros de tensión y corriente con los que se calculan las energías y tiempos. Luego mediante la aplicación de rayos X a las muestras ensayadas, se obtienen radiografías de las que se puede medir la longitud del arco (la figura 1 muestra radiografías obtenidas en estas pruebas). La lámina fusible que se empleó es de plata con un espesor de 0.097mm, un ancho de 3.175mm y cuatro perforaciones circulares en serie de 2mm de diámetro. El fusible se relleno con la misma arena de cuarzo empleada anteriormente y las condiciones del circuito de prueba son: tensión 230V, corriente 1315A, factor de potencia 0.1 y un ángulo de conexión de 88°.

Como resultado de estas pruebas, se muestra en la figura 2 la variación de la longitud del arco con el tiempo. De este gráfico se obtiene la velocidad de crecimiento del arco, la cual ha sido estudiada por algunos autores [5][6] que coinciden en indicar su dependencia casi proporcional con la densidad de corriente. Para verificar esto se graficó  $dx/dt$  versus i y se aproximó esta curva con ecuaciones (figura 3). Mediante este procedimiento se obtuvo la siguiente expresión:

$$dx/dt = 0.104 \cdot \delta + 0.024 \cdot \delta^{1.6} \quad (7)$$

Donde  $\delta = i/S$  es la densidad de corriente en los electrodos. Con  $\delta$  en A/mm<sup>2</sup> se obtiene  $dx/dt$  en mm/s.

Un detalle importante que se observó en las placas radiográficas es que las estricciones prácticamente "desaparecen" antes de 0.1ms de arco, lo cual es un tiempo suficientemente corto si tenemos en cuenta que el proceso dura, en nuestro caso, 1.34ms. Esto indicaría que la forma geométrica de la estricción no influye mayormente en el comportamiento del elemento durante

el arco, siempre que se conserven las proporciones dimensionales aquí empleadas (que por otra parte son las utilizadas en la mayoría de los fusibles de uso industrial). Lógicamente, tanto la ecuación obtenida como la afirmación anterior son válidas para procesos adiabáticos.

#### Caida de tensión en los electrodos

Finalmente para poder resolver la ecuación 2 es necesario conocer el valor de  $U_b$ . La caída de tensión en  $U_b$  se produce en las proximidades de las superficies de los electrodos y está asociada con el mecanismo de transferencia de corriente entre el plasma de arco y el metal del electrodo. Para arcos en aire  $U_b$  es prácticamente constante, pero en arcos de fusibles rellenos con arena hay evidencias que sugieren que aumenta con la corriente. Un desarrollo realizado por Dolegowski [7] concluye con en la siguiente ecuación:

$$U_b = 15 + i^{0.4} \quad (8)$$

Donde  $U_b$  se obtiene en V con  $i$  en Amp.

#### MODELO DEL ARCO ELECTRICO

Un método que represente el proceso de arco debe tener en cuenta la variación dinámica de la tensión de arco debido a la erosión de los electrodos y a la expansión de la columna, fenómenos que han sido descritos precedentemente.

Durante este proceso, la materia que está en o cerca de una estricción estará expuesta al arco por mayor tiempo que la que se encuentra más lejos, por lo tanto el área de la columna en la zona de la estricción será mayor.

Una técnica desarrollada por Wilkins y Gnanalingam [4] toma en cuenta la variación en el tamaño de la columna y por lo tanto del gradiente axial de tensión por medio del modelo ilustrado en la figura 4. El mismo representa una integración paso a paso de las ecuaciones diferenciales que gobiernan el proceso. De modo que en cada paso de tiempo  $dt$ , la longitud del arco se incrementa en un valor  $dx$  (7) y a cada segmento de la columna  $dx_j$  le corresponde un área asociada  $A_j$  obtenida por adición a su anterior valor de  $dA_j$  (5) y un gradiente axial  $E_j$  (3), obteniendo de esta forma la tensión de arco en el instante  $t+dt$  como:

$$U_a = U_b + \sum_{j=1}^{j=n} E_j \cdot dx_j \quad (9)$$

Donde  $n$  es el número de segmentos o áreas que se han agregado hasta el instante  $t+dt$ . La figura 4 describe la condición obtenida dos pasos de tiempo después del inicio del arco.

Resumiendo las ecuaciones que deben ser resueltas para un fusible de  $N_p$  láminas en paralelo (arcos en paralelo) y  $N_s$  estricciones (arcos en serie) son:

$$\frac{di}{dt} = \frac{u(t) - R_i i - U_a}{L} \quad 1.6$$

$$\frac{dx}{dt} = 0.104 \cdot (i/S \cdot N_p) + 0.024 \cdot (i/S \cdot N_p)$$

$$\frac{dA_i}{dt} = a_m \left(1 - e^{-t/\tau}\right) \cdot \frac{E_i}{Q} \cdot \frac{(i/N_p)}{Q} \quad j=1 \dots n$$

$$E_j = \frac{K \cdot (i/N_p)^{0.4}}{A} \quad j=1 \dots n$$

$$U_a = N_s \cdot \left( U_b + \sum_{j=1}^{j=n} E_j \cdot dx_j \right)$$

Donde:  $n$  es el número de segmentos en el instante  $t+dt$   
 $t$  es el tiempo medido desde el instante en que el segmento  $j$  es sumado a la columna.

Se desarrolló un programa de cómputos, en lenguaje Basic, empleando un método de integración iterativo para resolver las ecuaciones planteadas. Se tomaron como valores iniciales:  $U_a=0$ ,  $x=0$ ,  $A=S$  es decir el área inicial de la columna como la sección transversal de la lámina. El valor inicial del gradiente axial  $E$  (en V) fue tomado de la expresión propuesta por Hibner [8] en base a mediciones de la tensión inicial del arco:

$$E_0 = 0.4 \cdot i_0 / \sqrt{S_0}$$

Donde:  $i_0$  es la corriente inicial en Amp.  
 $S_0$  es el área transversal de la estricción en  $mm^2$ .

En cuanto a la corriente se toma como valor inicial el último del periodo de pre-arco. Para ello el programa calcula este periodo en base a la constante de Meyer ( $M$ ) que da la energía específica para fundir un material dado con una corriente que lo atraviese por una sección unitaria. Para la plata esta constante vale  $77\,400 \text{ A}^2\text{s/mm}^2$ . Mediante la resolución de la ecuación de la corriente durante el periodo de arco:

$$i = \sqrt{2} \cdot I \cdot \left[ \sin(\omega t + \theta - \phi) - \sin(\theta - \phi) \right] \cdot e^{-t \cdot R/L}$$

Con:  $I$  es el valor de cresta de la corriente  
 $\theta$  es el ángulo de inicio de la corriente medido respecto a la onda de tensión.  
 $\phi$  es el ángulo de factor de potencia del circuito

Se calcula  $i$  en cada paso de tiempo y se la integra para obtener el valor de energía específica ( $\sum i^2 dt$ ). Cuando el valor calculado iguala el que resulta de aplicar la constante de Meyer a la lámina empleada ( $M \cdot S_0^2$ ) se obtienen los valores de  $i_0$  y  $t_0$  que marcan el final del pre-arco y el inicio del arco. Este método de cálculo del pre-arco es solo aplicable cuando el fusible debe operar bajo grandes corrientes de corto circuito donde toda la energía que recibe la lámina es empleada en calentarla y fundirla.

De esta forma el programa genera las ondas de tensión de arco y corriente de la totalidad del periodo de operación y a partir de ellas calcula las energías, tiempos y picos de corriente y tensión.

#### RESULTADOS

Los cálculos realizados con el modelo analítico fueron contrastados con pruebas experimentales realizadas a tal efecto. Los registros de tensión y corriente de estas pruebas fueron almacenados en un PC mediante una conexión por interfaz con un osciloscopio con memoria digital y de esta forma, pudieron ser comparados en forma superpuesta con los oscilogramas obtenidos del modelo analítico. En las figuras 5, 6 y 7 se muestran oscilogramas comparativos de tensión y corriente de tres pruebas realizadas. Del mismo modo, con los datos de los ensayos experimentales almacenados en el PC se

pueden calcular las energías para poder compararlas con las obtenidas del modelo analítico. La figura 6 muestra en un gráfico de barras la comparación de los valores de energía de arco obtenidos de diversos ensayos y las correspondientes obtenidas analíticamente.

#### CONCLUSIONES

Los resultados obtenidos son sumamente satisfactorios dando una muy buena coincidencia con los valores obtenidos experimentalmente. El modelo empleado habilita el estudio del comportamiento de fusibles de alta capacidad de ruptura bajo condiciones de corrientes elevadas facilitando el prediseño analítico y disminuyendo por lo tanto las pruebas de laboratorio. Así mismo permite estudiar el comportamiento del fusible con frecuencias y formas de onda no convencionales o con tensiones y corrientes no disponibles en los laboratorios de ensayo.

Si bien este modelo fue implementado para un tipo de fusible determinado, su aplicación puede ser extendida a distintos tipos de materiales de relleno y distintos materiales y geometrías de lámina fusible. En este sentido los autores continuarán con este estudio ya que además existen una serie de factores sumamente importantes en el fenómeno del arco en fusibles que no son tenidos en cuenta en este modelo, como por ejemplo la presión y la temperatura en la columna de arco o el efecto de la forma y tamaño de la estricción.

#### REFERENCIAS

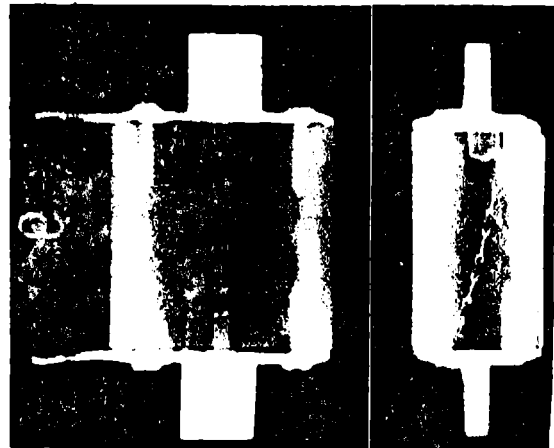
- [1] Gómez J.C., Mc.Ewan P.; "Determination of the time current characteristics of fuses using finite element methodology", int. Conf. 6th SAP. Lodz, Polonia pp. 184-187, Set. 1989.
- [2] Wheeler C.B.; "The high power constricted plasma discharge column I. Theoretical analysis", J.Phys. D., pp 1374-1380. 1970.
- [3] Gnanalingam S.; Ph.D. Thesis, Liverpool Polytechnic, Liverpool 1979.
- [4] Wilkins R., Gnanalingam S.; "Dynamic behaviour of fuse arcs", IEE PROC., Vol.127, pt C, No.6, pp.434-440. Nov. 1980.
- [5] Daalder J.E.; "The arcing voltage in high voltage fuses", ICEFA 84 pp. 212-219. Trondheim, Noruega. Jun. 1984.
- [6] Wilkins R., Gnanalingam S.; "Burn-Back rates of silver fuse elements", 5th Int. Conf. on gas discharges, University of Liverpool, 1978.
- [7] Dolegowski M.; "Calculation of the course of the current and voltage of a current-limiting fuse" ICEFA 76 pp.218-230. Liverpool 1976.
- [8] Hübner J; "Obliczanie napiecia zaplonu tuku na prostokątnych przewozieniach swarciovych tropika paskowego", Przegl. Electrotech, 1978, 54, pp 204-206

**Reconocimiento:** Se agradece especialmente al Consejo de Investigaciones Científicas y Tecnológicas de la Provincia de Córdoba (CONICOR) quien através de becas y subsidios facilito la realizacion del presente trabajo. Así mismo se agradece la colaboración prestada por los Ings. J.C. Amatti y C.A. Reineri.

#### Biografía de los autores

**Daniel H. Tourn:** Nació en Río Tercero, Argentina en 1959. Se graduó en 1987 en la Universidad Nacional de Río Cuarto como Ingeniero Mecánico Electricista. Desde 1987 es docente del Departamento de Electricidad de la Facultad de Ingeniería de la U.N.R.C.. Es miembro del Instituto de Protecciones de Sistemas Eléctricos de Potencia (IPSEP). Tiene publicaciones a nivel nacional sobre fusibles.

**Juan Carlos Gómez:** Nació en Mendoza, Argentina en 1952. Se graduó en 1974 en la Universidad Nacional de Cuyo como Ingeniero Electromecánico. Desarrolló actividades docentes en el Departamento de electricidad de la Univ. Nac. de Cuyo entre los años 1974 al 1978. Desde 1978 es profesor del Departamento de Electricidad de la Universidad Nacional de Río Cuarto. Desde 1980 es Director del Instituto de Protecciones de Sistemas Eléctricos de Potencia (IPSEP). Tiene publicaciones a nivel nacional e internacional sobre diseño y aplicaciones de fusibles. Es miembro de la División Argentina de la IEC, comité de fusibles. Miembro de IEEE N°4182630.



Radiografía de un fusible  
FIGURA 1

LAMINA DE PLATA DE DOS PASAJES  
Ip-1315A V=240V COS II=0,1 e-88

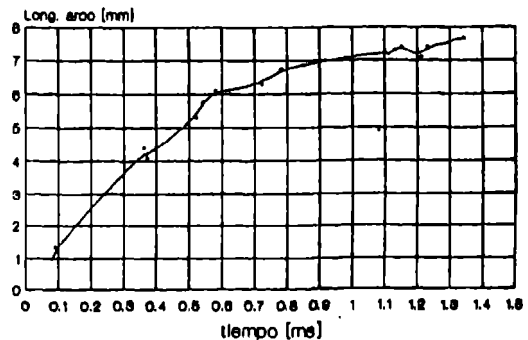


FIGURA 2

VELOCIDAD DE CRECIMIENTO DEL ARCO

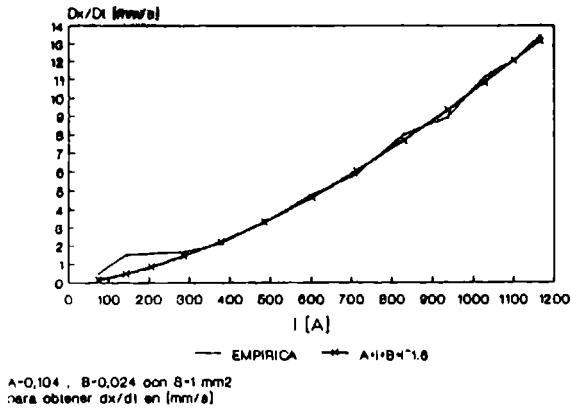


FIGURA 3

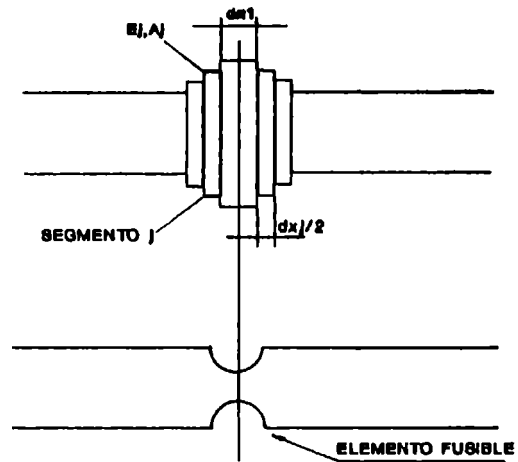
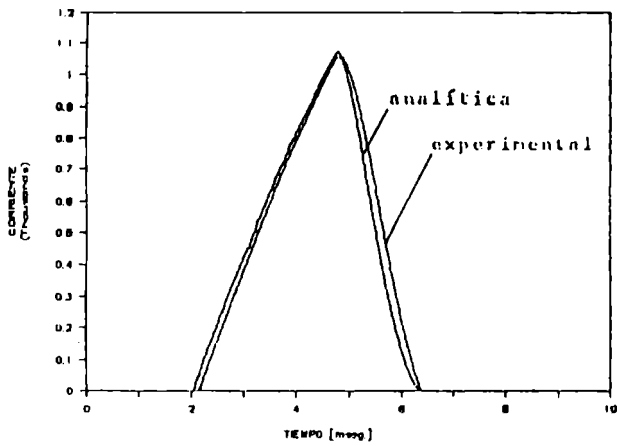
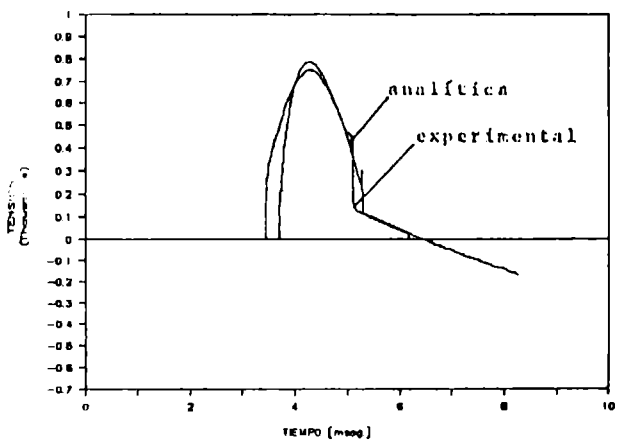


FIGURA 4  
MODELO DE CRECIMIENTO DE ARCO.

OSC. DE CORRIENTE



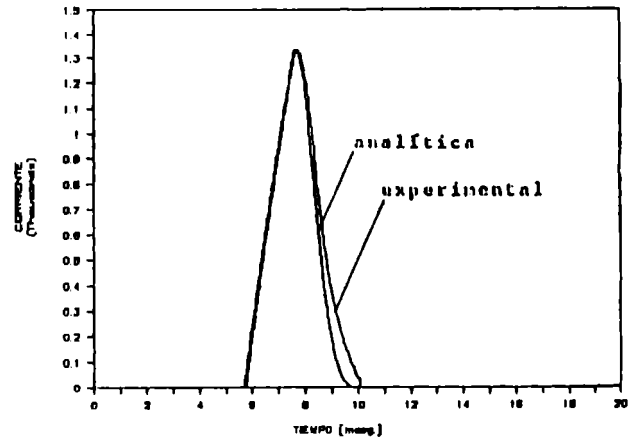
OSC. DE TENSION



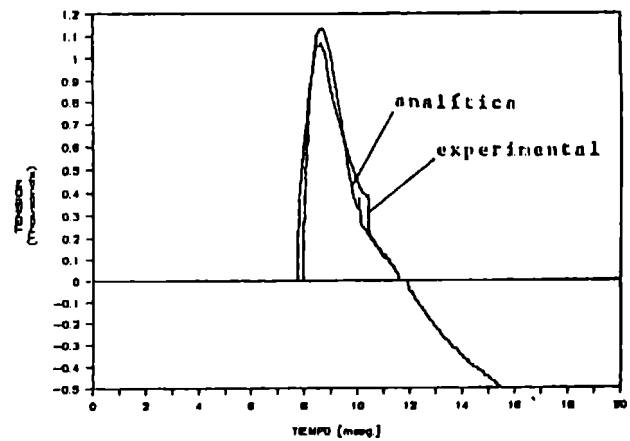
Tensión: 240V, corriente presunta: 1000A  
 $\cos\phi=0.15, \theta=80^\circ$

FIGURA 5  
OSCILOGRAMAS COMPARATIVOS.

OSC. DE CORRIENTE



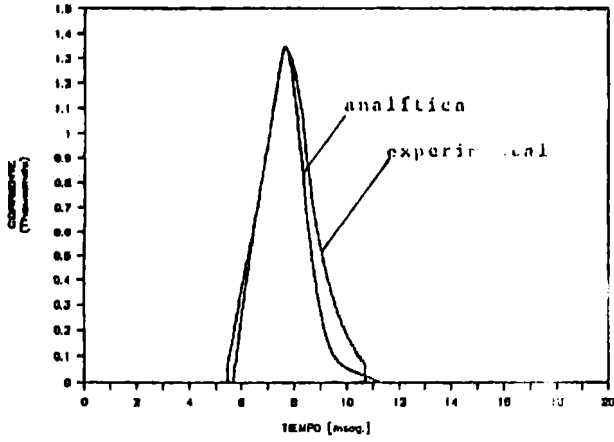
OSC. DE TENSION



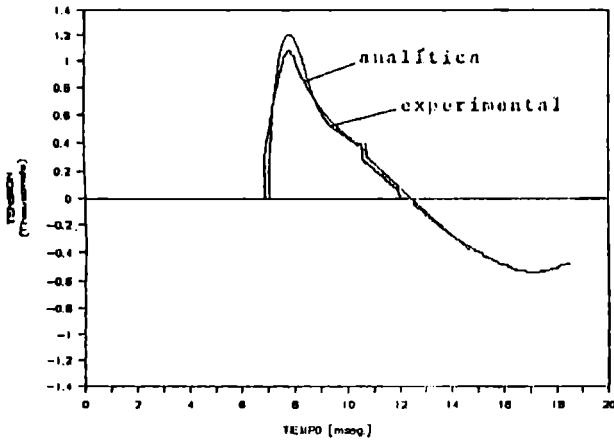
Tensión: 410V, corriente presunta: 1640A  
 $\cos\phi=0.15, \theta=80^\circ$

FIGURA 6  
OSCILOGRAMAS COMPARATIVOS.

OSC. DE CORRIENTE



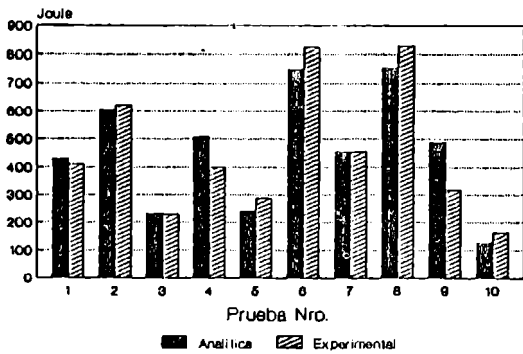
OSC. DE TENSION



Tensión: 410V, corriente presunta: 1640A  
 $\cos\phi=0.15, \theta=45^\circ$

FIGURA 7  
 OSCILOGRAMAS COMPARATIVOS.

GRAFICO COMPARATIVO  
 Energía en Joules



Valores obtenidos con distintas condiciones del circuito (V, I, cos φ)

FIGURA 8



EXPERIMENTACION SOBRE EL COMPORTAMIENTO DE DISTINTOS TIPOS DE ELEMENTOS  
EXTINTORES EN FUSIBLES H.B.C. EN BAJA TENSION

CLAUDIO A. REINERI, DANIEL H. TOURN Y JUAN C. GOMEZ  
IPSEP-FACULTAD DE INGENIERIA-UNIVERSIDAD NACIONAL DE RIO CUARTO  
RUTA NACIONAL N°36 Km. 601-CP 5800 RIO CUARTO, CORDOBA, ARGENTINA

Resumen

El presente trabajo tiende a esclarecer el fenómeno de arco tomando como variable el material de relleno. Se han utilizado arenas de cuarzo de distintas formas y tamaño de grano.

Las experiencias se realizan con lámina de plata y la corriente de prueba muy próxima a la corriente crítica (I2 de VDE 0636).

Se han evaluado variables tales como: energía específica de prearco y arco, cresta de sobretensión, densidad de compactado, peso de la fulgurita, longitud final del arco, composición química, etc.

Algunos tipos de relleno fueron sometidos a las mismas pruebas pero con el uso de medios aglutinantes, observándose así una importante reducción en los valores de energía, como así también que estas mejoras son más acentuadas en algunos casos que en otros.

Se realizaron ensayos de compresión y posterior tamizado a dos tipos de arenas de forma exterior totalmente distinta.

Esto, sin duda alguna, aporta más elementos de análisis para poder explicar los resultados obtenidos.

Se evaluó el comportamiento de granalla de vidrio y carburo de silicio.

Abstract

The main purpose of this paper is to enlighten the arcing phenomena, studying specially the filler material. Several fillers (quartz sand) of different grain sizes and forms have been analysed. Tests with silver fuse element and test current near the critical current were carried out, using the VDE 0636 I2 value. Variables such as: prearcing and arcing specific energies, overvoltage peak values, porosity, fulgurite weight, arcing final length and chemical analysis have been evaluated.

Some fillers using bond agents have been tested and important reductions in energy values have been observed, these improvements being more clearly seen in some fillers than in others.

Several tests compression and sieving of two types of different outer shape sands have been carried out. Results of the above tests, provide more elements to the analysis of the results of the electrical tests obtained.

The behavior of both glass balls and silicon carbide as quenching arc material was tested.

1.-Introducción:

El fusible es el elemento de protección más usado en sistemas eléctricos de subdistribución y distribución. Su historia arranca a fines del siglo pasado contando con un desarrollo continuo hasta la fecha, con un pronóstico prometedor para los próximos años, debido a ciertas características de operación que lo hacen irremplazable especialmente en la protección de semiconductores de potencia. Esencialmente el fusible de

alta capacidad de ruptura consta de dos componentes fundamentales, el elemento conductor en forma de lámina, normalmente cobre o plata, y el material extintor del arco eléctrico, casi universalmente arena de cuarzo.

Cuando a través del fusible circula una corriente superior a su valor nominal, ya sea sobrecarga o cortocircuito, éste eleva su temperatura por efecto Joule. Parte del calor desarrollado es disipado en forma radial y axial, provocando una mayor elevación de temperatura en el núcleo del elemento fusible, alcanzando allí la fusión y posterior vaporización. La ruptura del elemento fusible se produce por la sobrepresión interna de vapor cuando ésta supera la tensión elástica de las capas periféricas, antes de que la totalidad del fusible haya alcanzado la fusión. Esta sobrepresión es conocida como "Componente explosiva de presión"(e.p.c.), la cuál ha sido reportada alcanzando valores de 100 Mpa [1],[2].

Una vez iniciado el arco eléctrico, éste comienza a erosionar el elemento fusible, evaporándolo y expulsando el vapor de la zona de arco a través de los interespacios existentes entre los granos de arena. El material de relleno, durante el intercambio de calor con el vapor metálico cambia de estado actuando como refrigerante y suministra un recinto para el arco eléctrico. El éxito, o el fracaso, de la interrupción dependerá de que el gradiente de tensión de arco iguale, o no, a la tensión existente entre los terminales del fusible. Es conocida la importancia fundamental que posee la sección del canal de arco en la magnitud del campo eléctrico, dicha sección está regida por la forma y tamaño de grano (facilidad para la evacuación de los vapores metálicos) y con la capacidad de soportar sobrepresiones internas.[3]

En base a lo explicado, un material de relleno óptimo debe soportar elevadas sobrepresiones sin ceder. Una de las formas de mejorar tal comportamiento es mediante el agregado de aglutinantes, los cuales no deben obstruir los intersticios para el escape de los vapores metálicos.

Ha sido demostrado que no se producen reacciones químicas durante el proceso de arco, no obstante existen algunas impurezas propias de los materiales de relleno en estado natural las cuales dificultan la extinción final del arco eléctrico.

2.-Materiales y métodos:

2.1.-Materiales

Los ensayos se efectuaron sobre muestras fusibles con las siguientes características:

2.1.1.- Elemento fusible: Lámina de plata, resistividad 0.017 ohm/mm<sup>2</sup>n, espesor de 0.097 mm, ancho 3.175 mm, con cuatro perforaciones circulares de 2 mm de diámetro separadas 8 mm entre centros. La corriente nominal es de aproximadamente 32 A.

2.1.2.- Cuerpo: Por razones de simplicidad se adoptó un fusible de uso comercial respondiendo a la normaliza-

ción DIN tamaño 00. El cuerpo es de esteatita, con forma interior elíptica de semi-eje mayor y menor de 30 mm y 14 mm respectivamente, con un largo de 45 mm y volumen de 15 cm<sup>3</sup>.

2.1.3.- Materiales de relleno: Se estudiaron siete tipos distintos de arena de cuarzo (SiO<sub>2</sub>) y granallas de vidrio. La división por tamaños se efectuó mediante el tamizado con cribas normalizadas según ASTM números 20, 30, 40, 50, 80, 100 y fondo.

La individualización de los tipos de relleno se efectúa con una letra que especifica análisis químico y forma de grano (ver Tabla 1), seguida de un número que representa el tamaño de grano medio (promedio entre dos cribas sucesivas). Todos los tipos de rellenos fueron calcinados durante una hora a 800 °C salvo la granalla de vidrio que fué calcinada a 600 °C debido a su bajo punto de fusión.

Los fusibles ensayados fueron llenados con el material extintor de manera tal de alcanzar el máximo grado de compactación, por vibración horizontal de amplitud variable y frecuencia de 100 Hz, con el fusible montado en posición vertical. La porosidad de cada tipo de relleno se muestra en la Tabla 2.

## 2.2.-Metodología

2.2.1.- Pruebas Eléctricas: Las mediciones se efectúan con una tensión de 410 V 50Hz, con corriente presunta próxima a la crítica para este tipo de fusible, en base a lo especificado por las normas VDE 0636 e IEC 269, la cual debe producir el mayor trabajo de conmutación (mayor valor de energía de arco absorbida por el fusible). En razón de utilizarse distintos tipos de relleno, la corriente crítica difiere ligeramente para cada tipo de fusible, no obstante se adoptó un valor medio con propósitos comparativos.

El valor empleado fué 1050 A, factor de potencia 0.15 y ángulo de conexión 9 grados.

La figura 3 muestra el circuito de prueba, especificando los puntos de toma de señal. Las señales de tensión del sistema, tensión sobre el fusible y corriente son tomadas por un osciloscopio con tres memorias digitales. Los citados registros son procesados por un sistema de adquisición de datos-computadora, de donde se obtienen los siguientes valores: tiempos de prearco y arco, tensión media y cresta de tensión de arco, máximo de corriente, energías específicas de prearco y arco, energía de arco y oscilogramas de corriente y tensión.

La tabla N° 2 muestra los resultados obtenidos, los cuales son valores medios de tres muestras.

Se efectuaron varios ensayos con carburo de silicio.

2.2.2.- Mediciones sobre la fulgurita: La tabla 2 muestra los pesos de la fulgurita formada y longitud final del arco. A los pesos se les descontó el correspondiente al elemento fusible. La longitud del arco se midió sobre placas radiográficas obtenidas previamente al desmantelamiento del fusible. En la mayoría de los casos se encontró arco único (coalescencia de los 4 arcos en serie).

2.2.3.- Pruebas de compresión: Muestras de los tipos de arena A, B y F en diversos tamaños de grano fueron ensayados a la compresión. Para ello se utilizó una máquina universal de tracción-compresión, donde se montó un sistema cilindro-pistón de 50 mm de diámetro. Los ensayos consistieron en la aplicación de presiones crecientes en forma de rampa lineal cuyos valores de presión final y tiempos se explican a continuación. En todos los casos se aplica una precarga de 15 kg/cm<sup>2</sup>.

- Muestras de 27 g de rellenos A-512, B-512, A-240 y F-240 sometidos a 450 kg/cm<sup>2</sup> en 3 minutos. Los resultados se muestran en figura 4.

- Muestras de 27 g de relleno A-512 con y sin aglutinante, carga similar al caso anterior, resultados en figura 5.

- Tres muestras de 50 g de rellenos A-512 y B-512, que son sometidas a 150, 300 y 450 kg/cm<sup>2</sup>, según una rampa cuyo tiempo es de 3 min, Figura 6. A continuación los rellenos usados en esta prueba son tamizados, mostrándose los resultados en las Figuras 7 y 8.

## 3.-Análisis de resultados:

3.1.- Tamaño de grano: De la tabla 2 se observa claramente que los tamaños de grano más pequeños, para todos los tipos de relleno ensayados, muestran dificultades en el apagado del arco eléctrico, presentándose en el tipo H reencendidos y peor aún en la granalla de vidrio no se logró la extinción del arco eléctrico. Este fenómeno se debe a la baja permeabilidad, lo cual impide la extracción de los vapores metálicos que se acentúa aún más con los rellenos de grano con forma irregular. Si los granos son de tamaño excesivo, comienza a presentarse nuevamente la dificultad de apagado en razón al bajo efecto refrigerante sobre los vapores y a la imposibilidad de formar un recinto que encierre al arco.

3.2.- Composición química: Puede deducirse la importancia relativa del grado de pureza del material de relleno. Los resultados obtenidos con el material tipo D presentan un alto valor de energía específica a pesar de que se trata del relleno químicamente más puro, lo cual se explica por tratarse de forma de grano sumamente irregular.

El tipo H es el relleno con mayor contenido de impurezas, a su vez es el que presentó reencendido (que podría deberse al reducido tamaño) a pesar de que con mayores tamaños de grano el efecto se reduce.

El relleno tipo H en su menor tamaño no fué capaz de interrumpir el arco, con mayores tamaños interrumpió pero con valores de energías sumamente elevados, lo cual se atribuye a su bajo punto de fusión como así también a la presencia de un elevado porcentaje de CaO.

Estos resultados confirman la importancia relativa de la pureza química, siempre y cuando nos encontremos dentro de los valores aconsejados por diversos autores, los cuales se incluyen en la tabla 1.[4](\*)

Los fusibles rellenos con carburo de silicio no fueron capaces de interrumpir el arco. Esto se debe a la presencia de carbono lo cual produce fulgurita de baja resistencia de aislación.

3.3.- Compactación: Para los distintos tipos de relleno ensayados, a igualdad de tamaño de grano, se obtiene mejor apagado del arco eléctrico cuando se posee mayor compactación. Cuando se habla de mejor apagado estamos resumiendo la obtención de los siguientes resultados: menor energía, menor energía específica, menor tiempo de extinción de arco y mayor cresta de sobretensión de arco.

Para cada tamaño de grano de los distintos tipos de relleno, las menores porosidades (mejor compactación) se obtienen con los granos de mayor esfericidad.

Se observó que, en un mismo relleno, una disminución del grado de compactación en solo un 2% produjo un incremento de la energía específica del orden de un 20% con el consiguiente desmejoramiento del proceso de interrupción.

3.4.- Efecto del aglutinante: Se estudió la influencia del medio aglutinante sobre los rellenos A, B y C en 512 micras y A, F y H en 240 micras.

(\*) Comunicación con Professor, Dr. So.: Karl Lerstrup; LAUR. KNUDSEN, Electrical Manufacturing Co. Ltd. Copenhagen, Denmark.

Las mejoras obtenidas sobre el valor de energía específica se encuentra entre el 30 y 40% con un incremento de la sobretensión de arco de 15 al 30%. Donde se pone de manifiesto el efecto del aglutinante es en el valor promedio de la sobretensión de arco que es la causante de la mejoría de la extinción.

Debe destacarse que en los casos de relleno tipo F-240 y H-240 con aglutinante no se presentó arco único, es decir, pueden ser distinguidos cuatro arcos en serie al momento de la extinción.

El efecto del aglutinante es beneficioso para todos los tipos de relleno probados, poniéndose más de manifiesto en los menos eficaces,

3.5.- Peso de la fulgurita: A igualdad de tamaño de grano y para distinto tipo de relleno se observa un mayor peso de la fulgurita formada en aquellos casos de grano redondeado a pesar de que los valores de energía son menores. La explicación de este efecto radica en que, por la mayor permeabilidad, los vapores metálicos alcanzan una posición más distante y por ello al condensarse aglutinan mayor cantidad de granos no fundidos.

3.6.- Compresión: De la observación de las figuras 4, 5 y 8 se concluye que los rellenos tipo A ceden considerablemente más que los B y F para ambos tamaños de grano. Tal diferencia en forma cualitativa se mantiene para todos los valores de presión aplicada.

La razón del citado comportamiento radica en la quebradura de los cantos vivos o protuberancias de los granos dendríticos. Tales trozos son luego detectables por la presencia de partes de menor tamaño a las existentes antes de aplicar la presión, al efectuar la separación por tamizado. Esta es una buena explicación del mejor comportamiento de los rellenos de canto redondeado considerando las presiones generadas durante el arco y el efecto perjudicial que significa una mayor sección del canal de arco.

#### 4.- Conclusiones:

De los ensayos aquí realizados se concluye que para optimizar el comportamiento del fusible en el apagado del arco eléctrico el material de relleno debe cumplir con los siguientes requerimientos:

a: Grano redondeado, de manera de alcanzar valores de compactación no inferiores a 1.7 g/cm<sup>3</sup>.

b: Presencia de contaminantes con porcentajes no mayores a los recomendados en la tabla 1. Evitando especialmente el CaO de manera de impedir la formación de vidrio y la existencia de carbono que produce sustancias conductoras.

c: Los aglutinantes brindan considerables ventajas en el control de las energías de arco, solucionando las falencias de las arenas con forma de grano irregular, ya que por este procedimiento se pueden obtener resultados comparables, y en algunos casos superiores, a los producidos con arenas de grano redondeado. En caso de emplear aglutinantes, de ninguna manera puede permitirse la obstrucción de los espacios entre los granos.

Es imprescindible continuar con la investigación tendiente a la cuantificación de la forma del grano quedando demostrado, en este trabajo, que es un factor determinante en el comportamiento del relleno para la extinción del arco. Por otro lado es por nosotros conocida la influencia de las características geométricas del grano en la conductividad térmica del relleno, lo cual define el tiempo de operación del fusible cuando debe operar en condiciones de sobrecarga.

#### Bibliografía:

- [1] K. Jakubiuk, T. Lipski, An improved analytical model of the explosive component pressure generation in H.B.C. fuse, 6th IntSAP, Lodz, 1989, pp 185.
- [2] J. Hibner, T. Lipski, Investigations of the pressure shock-wave generated by H.B.C. strip fuse elements at the arc-ignition instant in sand filled fuses, 3th ICEFA, Eindhoven, The Netherlands, 1987, pp 87.
- [3] J.E. Daaler and E.F. Schreurs, Arcing Phenomena in High Voltage Fuses, EUT Report 83-E-137, Eindhoven, 1983.
- [4] J. Ossowicki, Effects of cross-sectional dimensions of strip fuse-elements on interrupting overload current by low-voltage fuses with direct current, 2nd SAP, Lodz, 1973, pp 282.

Se agradece muy especialmente la colaboración del Ing. Juan Carlos Anatti en la realización del presente trabajo.

#### Biografía de los autores

Claudio A. Reineri: Nació en Río Cuarto, Argentina en 1964. Se graduó en 1990 en la Universidad Nacional de Río Cuarto como Ingeniero Mecánico Electricista. Es docente del Departamento de Electricidad de la Universidad Nacional de Río Cuarto. Actualmente es miembro del Instituto de Protecciones de Sistemas Eléctricos de Potencia (IPSEP) donde desarrolla tareas de investigación sobre fusibles.

Daniel H. Tourn: Nació en Río Tercero, Argentina en 1959. Se graduó en 1987 en la Universidad Nacional de Río Cuarto como Ingeniero Mecánico Electricista. Desde 1987 es docente del Departamento de Electricidad de la Universidad Nacional de Río Cuarto.

Es miembro del Instituto de Protecciones de Sistemas Eléctricos de Potencia (IPSEP). Tiene publicaciones a nivel Nacional sobre fusibles.

Juan C. de Jesus Gómez: Nació en Mendoza, Argentina en 1952. Se graduó en 1974 en la Universidad Nacional de Cuyo como Ingeniero Electromecánico. Desarrollo actividades docentes en el Departamento de Electricidad de la Universidad Nacional de Cuyo entre los años 1974 al 1978. Desde 1978 al presente es profesor del Departamento Electricidad de la Universidad Nacional de Río Cuarto. Desde 1980 es director del Instituto de Protecciones de Sistemas Eléctricos de Potencia (IPSEP). Tiene publicaciones a nivel Nacional e Internacional sobre diseño y aplicación de fusibles. Es miembro de la división Argentina de la IEC, Comité de fusibles. Miembro de IEEE N°4182630. Obtuvo el premio "Committee prize paper award 1984" otorgado por "Power System Technologies Committee" de la "Industry Applications Society" del IEEE.



Relleno tipo A-512, 20x



Relleno tipo B-512, 20x



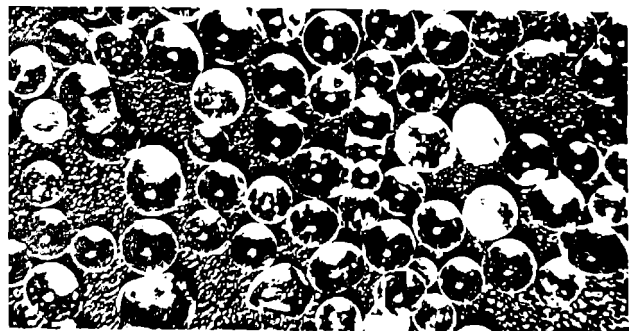
Relleno tipo C-512, 20x



Relleno tipo D-512, 20x



Relleno tipo F-362, 32x



Relleno tipo M-512, 20x

Relleno tipo	Fe2.O3 (%)	Ti.O2 (%)	Ca.O (%)	K2.O (%)	S.O3 (%)	Al2.O3 (%)	Si.O2 (%)
A	0.015	0.001	0.082	0.026	0.014	0.180	Balance
B	0.034	0.010	0.063	0.021	0.005	0.100	"
C	0.260	0.031	0.100	0.120	0.016	0.580	"
D	0.006	--	0.082	0.004	0.015	0.086	"
E	0.042	0.012	0.060	0.014	0.013	0.160	"
F	0.130	0.021	0.065	0.087	0.007	0.300	"
H	0.480	0.110	0.120	0.340	0.013	1.160	"
M	0.270	0.070	6.800	0.410	0.260	0.810	"
[*]	< 0.2	< 0.05	< 0.06	< 0.20	--	< 0.5	> 99.5

TABLA N° 1.- Composición química de los rellenos.  
[\*].- Recomendados.

Relleno Tipo	Cresta de tensión (Volt)	I <sup>2</sup> x t (A <sup>2</sup> x s.)	Energía (Joules)	Tiempo de Arco (ms.)	Porocidad (%)	Peso de Fulgurita (gramos)	Longitud de arco (cm)
A-75	972	2224	1857	4.24	41.13	0.908	4.20
A-185	1150	1715	1788	4.10	43.02	0.784	4.10
A-240	1300	1388	1584	3.84	41.50	0.782	4.20
A-382	1210	1578	1714	3.08	42.28	1.050	4.40
A-512	1188	1838	1724	3.87	42.64	1.285	4.55
A-725	1118	1874	1727	3.90	41.88	1.788	4.85
B-512	1441	1117	1417	2.16	34.57	1.648	4.05
B-725	1344	1214	1480	2.88	32.71	1.883	4.20
C-512	1324	1248	1498	3.08	36.05	1.608	4.20
C-725	1174	1464	1808	3.48	37.54	2.120	4.35
D-240	1089	1858	1887	4.52	44.88	0.919	4.50
D-382	1081	1800	1787	4.34	ND	1.082	4.80
D-512	1087	1788	1788	4.20	ND	1.488	4.45
D-725	1105	1858	1705	3.77	ND	2.144	4.50
E-75	1118	1822	1728	3.42	ND	0.747	ND
E-185	1413	1138	1418	2.53	38.53	0.648	3.50
E-240	1488	1123	1407	2.82	37.31	0.798	3.75
E-382	1485	1073	1371	2.48	38.58	1.028	4.00
F-240	1488	1057	1381	2.48	34.70	0.807	3.75
F-382	1478	1030	1376	2.58	35.44	0.883	3.80
H-75	1045	1858	1772	3.78	ND	0.887	4.20
H-185	1287	1245	1518	3.08	38.43	0.700	3.85
H-240	1421	1094	1404	2.85	38.43	0.789	3.80
H-240	1184	1495	1781	4.94	38.84	.708	4.50
H-382	1106	1714	1813	4.88	36.54	2.070	4.50
H-512	1057	1870	1740	4.43	38.14	2.387	4.80
A-240(*)	1446	828	1330	2.34	NPD	NPD	ND
F-240(*)	1782	873	1234	1.84	NPD	NPD	ND
H-240(*)	1876	715	1273	1.87	NPD	NPD	ND
A-512(*)	1547	948	1372	2.13	NPD	NPD	ND
B-512(*)	1780	778	1288	1.84	NPD	NPD	ND
C-512(*)	1745	800	1254	1.88	NPD	NPD	ND

TABLA N° 2.- (\*): Modelos con aglutinante.  
 ND : No determinados.  
 NPD: No posibles de determinar.

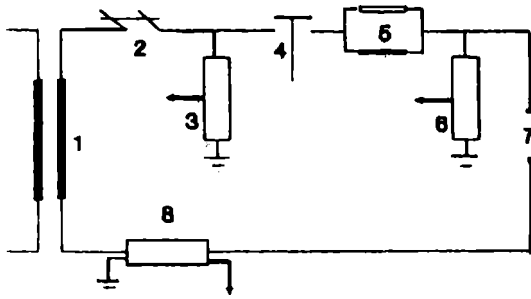


FIGURA N° 3 .- Circuito de prueba.  
 1- Transformador de 1 MVA, 13.2/0.41 KV  
 2- Interruptor de respaldo.  
 3- Divisor de tensión (tensión sistema)  
 4- Contactor sincrónico.  
 5- Impedancias de carga.  
 6- Divisor de Tensión (tensión de arco)  
 7- Fusible a ensayar.  
 8- Shunt coaxial.

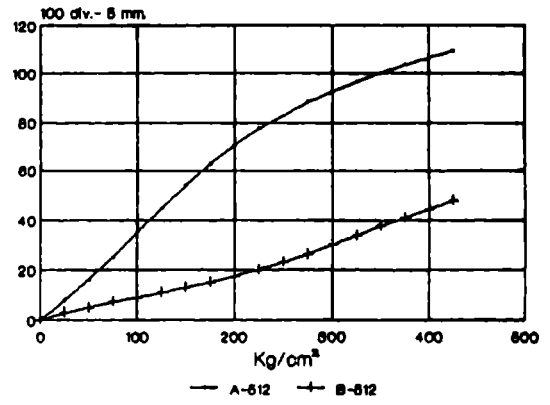


FIGURA N° 6 .- Ensayo de compresión.

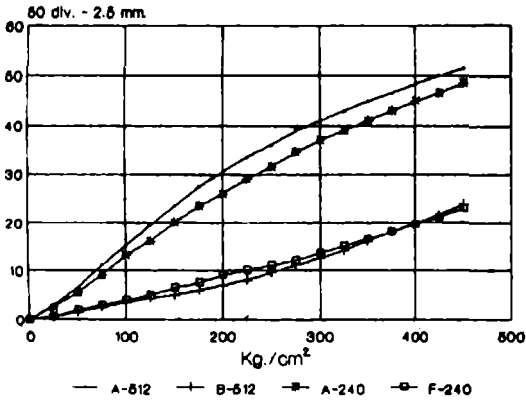


FIGURA N° 4 .- Ensayo de compresión.

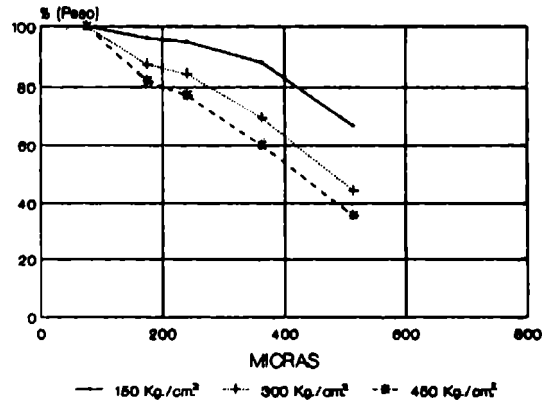


FIGURA N° 7 .- Tamizados de los rellenos A-512 luego de los ensayos de compresión.

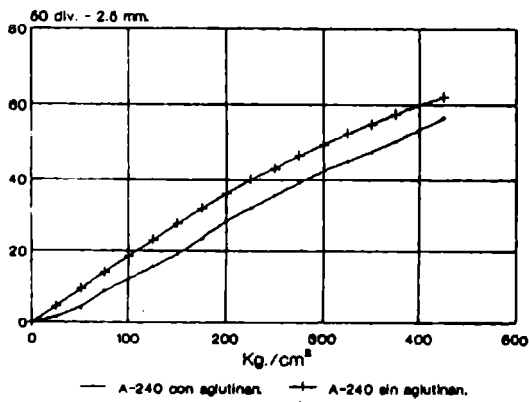


FIGURA N° 5.- Ensayo de compresión.

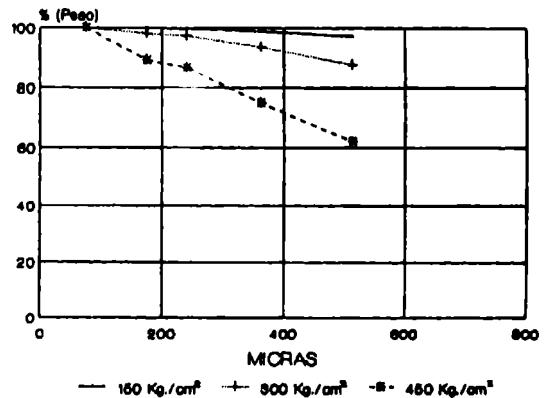


FIGURA N° 8 .- Tamizados de los rellenos B-512 luego de los ensayos de compresión.

# MANTENIMIENTO DE LINEAS DE TRANSMISION DE ALTA TENSION Y EXTRA ALTA TENSION

FERNANDO GARCIA P., VICTOR MARCHANT M.

Departamento de Ingeniería  
División Transmisión  
E N D E S A  
Casilla 1392 Santiago  
Fax (562) 2228009

## RESUMEN

En este trabajo se da a conocer la experiencia obtenida por la División Transmisión de ENDESA en relación al mantenimiento de las líneas de transmisión el cual ha sido desarrollado durante más de 40 años. El Sistema Interconectado Central (SIC) de la ENDESA alcanza a la fecha aproximadamente 10.000 km-circuito. Esta experiencia le ha permitido a ENDESA proporcionar asesoría y servicios a empresas nacionales y del extranjero.

También se da a conocer en forma resumida, para cada clase o categoría de línea, el tipo de mantenimiento tanto en inspecciones periódicas o extraordinarias en caso de fallas.

A continuación se detalla el Plan de Mantenimiento Preventivo Básico (M.P.B.) que deben cumplir los grupos responsables del mantenimiento mediante programas anuales para cada una de las líneas en servicio. El mantenimiento Preventivo Eventual (M.P.E.), que forma parte del M.P.B., se indica separadamente.

Además, se describe el Mantenimiento Correctivo (M.C), el que se realiza tanto en líneas desenergizadas como también en línea energizada. Para trabajar en línea energizada en los voltajes de 66, 110, 154, 220 y 500 kV se utiliza el método de trabajo a distancia (Hot sticks). Sólo en 500 kV se utiliza el método de trabajo con el personal en contacto con el potencial (Bare Hand).

La atención de fallas o Mantenimiento Correctivo Contra Falla (M.C.F.) se aborda, dependiendo del tipo de problema, por diversos métodos de trabajo.

Para el Mantenimiento por Emergencias se plantea la solución dependiendo de la línea, tipo de estructura y del deterioro que presenta, estructura dañada o derribada.

## ABSTRACT

This publication comprehends the experience and knowledge got earned in ENDESA's División Transmisión, in relation with the maintenance of transmission lines, developed along more than 40 years. The Central Interconnected System of ENDESA have about 10.000 km of circuits up to now. As outcoming of this experience, ENDESA has given advice and maintenance service to national and international enterprises and organizations for many years.

For each transmission line, it can be found also the corresponding periodical or extraordinary type of maintenance.

The Basic Preventive Maintenance Plan is detailed for each transmission line in service. This plan has to be developed by the corresponding group responsible of the maintenance, through annual programs. The contingent Preventive Maintenance Plan, that is part of the basic plan, is detailed separately.

It is also detailed the Corrective Maintenance, that involves both the energized and deenergized transmission lines. Hot sticks method is used when working with energized lines at voltages like 66, 110, 154, 220 and 500 kV. The Barehand live techniques are used for 500 kV lines only.

The working methods for Corrective Maintenance in case of failure are described according with the type of problem.

In the Emergency Maintenance, the solution described depends upon the type of line or structure, and its damage, for example, structure partially damaged or strike down.

## 1. INTRODUCCION

Desde la puesta en servicio de su primera línea de transmisión el año 1945, ENDESA estableció un programa de mantenimiento para sus líneas. Este programa se basó en inspecciones visuales pedestres y otras a caballo para conocer periódicamente el estado de las instalaciones. Estas inspecciones daban como resultado intervenciones para normalizar todos aquellos elementos que se detectaban defectuosos.

Con el correr del tiempo y basados en la experiencia que se iba acumulando, se decidió elaborar un plan de mantenimiento que considerara las inspecciones que se deben realizar, fijando periodicidades, y a la vez estableciendo prioridades o importancia a las líneas. Así se llegó a definir también periodicidades para efectuar mediciones y verificaciones de carácter preventivo para evitar que ciertas anomalías evolucionaran hasta transformarse en una falla de la línea.

Ya en 1951, se incorporó una nueva técnica para realizar el mantenimiento correctivo (MC) que es el trabajo en líneas energizadas por el método a distancia (Hot sticks). Con estos nuevos métodos de trabajo se atendía todos los sistemas que estaban aislados unos de otros en los voltajes de 66, 110 y 154 kV. Posteriormente también se incorporó a este tipo de mantenimiento el naciente Sistema Interconectado (SI).

En el año 1968 se incorporó la primera línea de 220 kV a la que también se aplicó el mismo Plan de Mantenimiento Preventivo Básico (MPB).

En el año 1985 con la incorporación del nuevo sistema de transmisión, de 500 kV, se dio inicio a una nueva

etapa del mantenimiento incorporando un nuevo método de trabajo en líneas energizadas en que el personal hace contacto con el potencial (Bare hand).

La incorporación de este nuevo sistema de transmisión ha obligado a adecuar el Plan General de Mantenimiento a los requerimientos de estas nuevas instalaciones.

El desarrollo y dominio de esta actividad ha permitido que ENDESA dé asesoría técnica en este campo a empresas chilenas eléctricas y de la gran minería que poseen sistemas de transmisión. Así mismo, se ha asesorado a empresas eléctricas de otros países como: Argentina, Ecuador, Paraguay y Haití y se mantiene intercambio de experiencias con empresas de Brasil.

## 2. FACTORES QUE AFECTAN EL COMPORTAMIENTO DE LAS LINEAS DE TRANSMISION DE ALTA (A.T.) Y EXTRA ALTA TENSION (E.A.T.)

Para desarrollar el MPD se deben considerar, entre otros, todos los factores externos que provocan alteraciones a su normal servicio, la importancia de la línea y el comportamiento que han tenido sus componentes durante la explotación de ella. Estos factores permiten establecer el tipo de atención que requiere cada elemento y la periodicidad en que se hará la intervención o inspección.

Los factores se pueden dividir en los siguientes grupos: a) Factores Naturales, b) Factores Ambientales y c) Factores Técnicos.

a) Factores Naturales. Estos factores están relacionados con los fenómenos de la naturaleza y corresponden a los siguientes: temperatura, vientos, descargas eléctricas, lluvia, neblina, erosión de suelos, crecidas de ríos y otros cursos de aguas, pájaros, contaminación natural, etc.

b) Factores Ambientales. Se los relaciona con el comportamiento del ambiente adyacente a la línea, estos se alteran por la presencia o acción del hombre, es así como se presentan las siguientes situaciones: vegetación bajo la línea, árboles debajo y próximos a los conductores, vandalismo en aisladores, estructuras y conductores,

construcciones y rumbas de material combustible bajo los conductores, alteraciones de la topografía por excavaciones o acopio de materiales en la faja de la línea.

c) Factores Técnicos. Entre estos factores podemos citar: inducción por campo eléctrico en los enmallados metálicos de cercos y frutales, vibración de conductores, esto involucra verificación de apriete de espaciadores (elementos que fijan la posición de los subconductores en las líneas (E.A.T.), verificación de apriete en amortiguadores del cable de guardia, verificación de apriete en contactos de puentes eléctricos de estructuras de anclaje. Además, verificación de la resistencia de las mallas de puesta a tierra de las estructuras, etc.

## 3. PLAN DE MANTENIMIENTO PREVENTIVO BASICO (MPB)

La base del MPD son las inspecciones visuales que se realizan a las líneas de transmisión y la realización de algunos trabajos especiales, como ser lavado de la aislación.

La frecuencia de los recorridos quedará determinada por la categoría asignada a la línea de acuerdo a una clasificación que obedece a la importancia del servicio que presta.

Se han dividido en:

- Clase A: Líneas vitales del Sistema Interconectado y radiales de gran importancia.
- Clase B: Líneas del Sistema Interconectado y radiales importantes.
- Clase C: Líneas de Interconexión, en anillo y radiales de importancia secundaria.
- Clase D: Líneas que no tienen incidencia en el Sistema Interconectado y cuyos consumos son de importancia local.

Para los efectos de la programación de las inspecciones visuales pedestres y aéreas y de las inspecciones extraordinarias en casos de emergencia por fallas de carácter transitorio o permanente, se señalan a continuación las prioridades de la clasificación anterior.

CLASE	INSPECCION PERIODICA DE LINEAS (1)			INSPECCION DE EMERG.	
	PEDESTRE		AEREA (2)	FALTA TRANSIT.	FALLA PERMANENTE
	A TODA LA LINEA	RESTRINGIDA A ZONAS VULNERABLES			
A	CADA 2 MESES	SEGUN NECESIDADES	CADA 12 MESES(3)	ATENCION PREFERENTE	INMEDIATA
B	CADA 3 MESES	SEGUN NECESIDADES	SEGUN NECESIDADES	DENTRO DE 24 HORAS	INMEDIATA
C	CADA 4 MESES	SEGUN NECESIDADES	NO	SEGUN NECESIDADES	SEGUN NEC.
D	CADA 6 MESES	SEGUN NECESIDADES	NO	SEGUN NECESIDADES	SEGUN NEC.

NOTAS: 1) Las frecuencias indicadas son las mínimas.  
2) La inspección aérea reemplaza al recorrido pedestre del mes correspondiente. Igualmente una faena de lavado o limpieza de aislación hecha por la brigada.

3) Para algunas líneas se han autorizado 3 inspecciones aéreas al año.



La inspección visual pedestre es realizada por los linieros de la brigada y/o personal de contratistas especialmente capacitado para desarrollar esa función. Las observaciones se anotan en el formulario "Informe de Inspección Visual" si la inspección es hecha por linieros de ENDESA o en la forma que se estipule en las bases del contrato, si la referida inspección se efectúa por contratistas.

Los aspectos más relevantes que incluirán las inspecciones visuales son los siguientes:

#### A. - AISLADORES

##### A.1 ESTADO FISICO

Deberá observarse que no tengan daños, su estado de limpieza, la presencia de señales de arco y el aplomado de las cadenas de suspensión y line-post.

##### A.2 LAVADO DE AISLACION

El lavado con línea energizada se programa de acuerdo a la experiencia y mediciones periódicas de contaminación.

##### A.3 LIMPIEZA MANUAL

Donde no es posible el acceso de un equipo lavador, se hace la limpieza manual ya sea con línea viva empleando pértiga y escobillas de crin o con línea desenergizada usando paños.

#### B. - CONDUCTOR

En la inspección visual se aprecia si el conductor presenta anormalidades (hebras cortadas, quinqués, abultamiento, corrosión, etc.). Además se deberá observar:

- Que no existan diferencias de flechas importante entre los conductores.
- La presencia de objetos extraños en la línea, lanzados por terceros o llevados por el viento.
- Si las modificaciones de la topografía por agentes naturales o terceros comprometen la distancia mínima al suelo de los conductores o la estabilidad de la o las estructuras.
- Si los amortiguadores han tenido desplazamientos, giros, fatigas o si se ha desprendido alguno de ellos.
- El estado de los breteles.
- El estado de las amarras, que no estén aprisionadas entre los aisladores y los conductores o cortadas.

#### C. - CABLE DE GUARDIA

Se apreciará si el cable de guardia presenta hebras cortadas o quinqués. Si el cable es de acero galvanizado o de alumoweld, se observará si presenta corrosión.

#### D. - FAJA DE SEGURIDAD

Durante la inspección visual se calificará la

necesidad de efectuar roce o fumigación de la faja de acuerdo a la reglamentación vigente.

Se observará aquellos árboles que estando fuera de la faja pudieran afectar a la línea al caer en dirección a ella.

Se verificará si los puentes para el paso del personal y/o vehículos reúnen las condiciones adecuadas de seguridad y si los caminos de acceso a las estructuras se mantienen expeditos.

Se inspeccionará la integridad de aquellas obras ejecutadas para defender la o las estructuras ya sea debido a erosión provocada por lluvias o por la corriente de los ríos. En el caso de estructuras cercanas a caminos o huellas se observará la necesidad de construir defensas.

Se observará la existencia en la faja de elementos tales como: ramas de madera, parvas de paja, ramas abandonadas al talar bosques vecinos a la faja, construcciones ligeras o definitivas y cruces de nuevas líneas o instalaciones no autorizadas.

#### E. - ESTRUCTURAS

Se verificará que la señalización cumpla con las normas vigentes.

Se observará si en los elementos metálicos hay deformación de piezas provocadas por sobre-esfuerzo o por acción de terceros y piezas o pernos faltantes.

Se apreciará la presencia de ruido por vibración de elementos sueltos. El reapriete de los pernos que se hayan soltado se hará con llave de torque.

Además, en uno de los recorridos durante el año se verificará si las piezas galvanizadas o pintadas tienen presencia de corrosión.

Una vez al año se observará el estado de la ferretería (accesorios) y la correcta instalación de las chavetas. Se observará la necesidad de pailetas protectoras contra pájaros o la eficacia de las existentes.

En la inspección visual se observará el correcto aplomado de las estructuras.

Se verificará que el terreno que rodea las estructuras no haya sufrido erosiones, deslizamientos, rebajes o rellenos.

Además en las estructuras atirantadas se verificará:

- a) Protección: en aquellos tirantes donde deba usarse dicha protección de acuerdo a lo señalado en el reglamento de Corrientes Fuertes, se observará su estado de conservación.
- b) Cable: se verificará manualmente el tensado. Se observará si hay oxidaciones en el galvanizado.
- c) Ferretería: se verificará si hay presencia de corrosión.

## F.- FUNDACIONES

En las de hormigón se observará que el concreto no tenga grietas ni saltaduras con el fierro a la vista.  
En las parrillas se verá la presencia de corrosión.

## G.- CONEXION A TIERRA

Se verificará en aquellas estructuras con conexión a tierra accesible, la integridad de ésta.

## H.- PROTECCION CONTRA TREPADO DE TERCEROS

Se verificará el estado de la protección contra trepado de terceros a las estructuras. Si procede se informará la necesidad de reparación o instalación de ellas.

## I.- LINEAS DE 500 kv.

Con la incorporación de las líneas de 500 kv que poseen conductores fasciculados y que además el campo eléctrico que generan es más intenso, se han agregado los siguientes ítemes:

Una vez al año se deberá observar que no existan espaciadores de subconductores sueltos o dañados. La reparación se ejecutará en un plazo no mayor de 6 meses.

Si se detectan espaciadores sueltos, se deberá programar intervenciones para verificar, por muestreo, el apriete de pernos.

Una vez al año, se deberá observar la integridad de las puestas a tierra de cercos metálicos y alambradas de frutales. Además se deberá individualizar los nuevos cercos y alambres de frutales que se instalen y no están conectados a tierra.

## 4.- MANTENIMIENTO PREVENTIVO EVENTUAL (M.P.E.)

Otros aspectos que también considera el M.P.B es lo que se denomina Mantenimiento Preventivo Eventual (MPE) y que comprende el conjunto de actividades que se indican a continuación, las cuales incluyen aquellas inspecciones e intervenciones que se realizan en las líneas de transmisión con una periodicidad superior a la anual.

### 4.1 REVISION DE APOYOS

Cada 5 años se revisará por muestreo del 3% el estado del conductor en el apoyo sobre las grampas o aisladores.

### 4.2 PUENTES ELECTRICOS EN LOS ANCLAJES

Cada 5 años se verificará el estado de las conexiones. Se utilizará de preferencia el sistema de medición de temperatura a distancia.

### 4.3 CONEXION ENTRE CABLE DE GUARDIA Y ESTRUCTURA

Cada 10 años se verificará por muestreo del 3% el apriete de los puntos de conexión y de la grampa. Si existen amortiguadores, se procederá de igual forma con los pernos de

estos elementos.

### 4.4 TENSORES DE TIRANTES

Los tensores se verificarán por muestreo del 5% cada 5 años y se harán las correcciones que proceda.

### 4.5 BARRA TIRANTE Y FERRETERIA

En climas y terrenos no agresivos, cada 15 años se verificará por muestreo del 3% el apriete de las prensas y el estado de la barra hasta 0,50 m bajo tierra.

En climas y terrenos agresivos, este plazo se rebaja a 5 años y el estado de la barra se verificará en toda su longitud.

### 4.6 VERIFICACION RESISTENCIA A TIERRA

Cada 2 años se verificará por muestreo del 3% con un mínimo de 3 estructuras, el valor de la resistencia a tierra de las estructuras.

## 5. MANTENIMIENTO CORRECTIVO CONTRA FALLAS

Las fallas de mayor ocurrencia y que pueden provocar desconexiones forzadas son las que se presentan en los siguientes elementos que componen una línea.

5.1 AISLACION. La aislación puede resultar afectada por diversos factores, como ser: quebradura por vandalismos, dañada por arco de potencia causado por descargas eléctricas atmosféricas, sobretensiones de maniobra, contaminación salina o mineral, excremento de pájaros o contacto de estas aves entre el conductor y la estructura, quebradura por alta corrosión de sus partes metálicas, etc.

Estas fallas se pueden presentar tanto en estructuras de suspensión o de anclaje, de esto dependerá el método de trabajo a emplear para su reemplazo. Si la falla se presenta en estructuras de suspensión y no compromete más de 2 ó 3 unidades y dependiendo del voltaje de la línea esta faena se podría realizar con línea energizada. Otra magnitud de daño, y trabajos en estructuras de anclaje se realizarán con la técnica de línea desenergizada.

5.2 CONDUCTOR. Las fallas de conductores pueden tener como efecto, daño con hebras cortadas, o cortadura del conductor.

Las hebras pueden resultar dañadas o cortadas por vandalismo provocado con armas de fuego, por chisporroteo provocado por arco eléctrico, hebras cortadas por efecto de vibración eólica o por quinqués formados durante la instalación de los conductores, hebras cortadas por corrosión. En estos casos si se detecta oportunamente el daño la reparación puede ser tan simple como instalar una armadura preformada, la que dependiendo de la cantidad de hebras comprometidas puede ser armadura de reparación o armadura de unión.

El conductor puede resultar cortado por daño por algunas de las causas mencionadas anteriormente y ante una sobretensión mecánica por cargas de viento o hielo, o

bajas temperaturas provocándose la fatiga de las hebras que no han sufrido daño. También se presentan cortadura de conductor por árboles que caen hacia la línea y por accidente de naves aéreas en vuelo rasante.

La faena de reparación consistirá en unir el conductor fallado reemplazando un trozo de él en una longitud que dependerá de la ubicación del punto de corte. Este tipo de trabajo siempre es realizado por el método de trabajo en línea desenergizada.

- 5.3 ESTRUCTURAS. En condiciones normales, incluso frente a cargas eventuales las estructuras de una línea no resultan afectadas, ya que en las bases de cálculo se consideran esas situaciones. La posibilidad de falla es que al cortarse uno o más conductores, las estructuras adyacentes al punto de corte no soporten, por condiciones de cálculo, el desequilibrio que se presente y el impacto dinámico de la cortadura. En estos casos, generalmente, sólo fallará la o las crucetas correspondientes.

La reparación, dependiendo de la existencia de elementos de reemplazo se podría realizar en dos etapas, con línea desenergizada la reparación del conductor y un trabajo provisional en la estructura, en otra oportunidad se hace una reparación definitiva de la estructura, trabajando con línea energizada, si las condiciones de seguridad lo permiten.

- 6.- TRABAJOS DE EMERGENCIA. Corresponden generalmente a accidentes provocados por la acción de la naturaleza (rodados de suelos, crecidas de ríos, etc.) y a acciones de terceros. Los efectos que provocan se han clasificado en dos grupos: estructuras que permanecen erguidas pero con graves daños en sus elementos constitutivos y estructuras que son derribadas.

En el primer caso se repara afianzándola provisionalmente o realizando una reparación definitiva. La diversidad de situaciones que se han presentado ha obligado a desarrollar métodos, que garanticen la seguridad del personal que interviene y permitan asegurar que la reparación realizada evitará que la estructura caiga.

En el segundo caso, la reparación para dejar la línea en servicio, dependiendo de las condiciones del terreno y del daño de la estructura caída puede constar de tres etapas: si la línea es vital para el Sistema Interconectado Central, se verá, como primera etapa, la posibilidad de hacer una reparación provisional aprovechando parte de la estructura siniestrada y utilizar como soportes postes o algún equipo que permita alzar los conductores aislados convenientemente. Una segunda etapa será instalar una estructura de emergencia proyectada para dejar en servicio la línea durante el período que se reparan las fundaciones y se traslada la estructura de repuesto o se hace fabricar si no se dispone de ella. Ver figura N° 1.

La estructura de emergencia se ubicará de tal forma que quede despejada la zona de la estructura definitiva, y que además la altura y distancia a los conductores permita levantar la nueva estructura, mientras la línea continúa en servicio. Se han diseñado y proyectado estructuras

de emergencia tipo para las diversas sollicitaciones mecánicas de los conductores y función que desempeñan las estructuras atentadas.

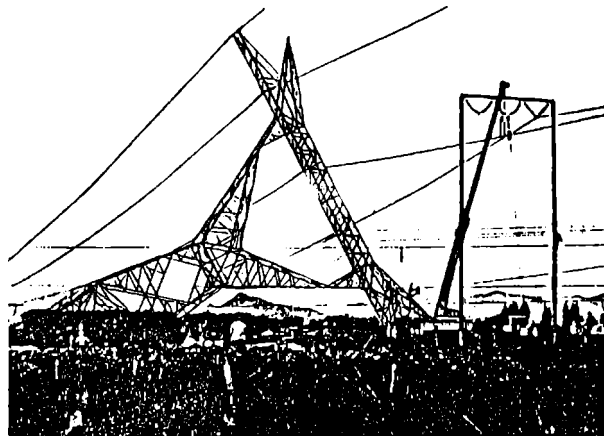


Figura N° 1. Variante de emergencia en línea de 2 x 220 kV se usa portal de suspensión tubular desplazado del eje de la línea.

La tercera etapa consiste en trasladar hacia la nueva estructura los conductores que se encuentran en la estructura de emergencia. En los casos de líneas con dos circuitos éstos se trasladan alternadamente mientras uno de los circuitos permanece en servicio.

## 7. TRABAJOS EN LINEAS DESENERGIZADAS

Esta técnica de trabajo, puede ser empleada en cualquier tipo de faena. Sin embargo suele infundir exceso de confianza en quienes participan exponiéndose muchas veces a riesgos innecesarios, que han ocasionado accidentes, por ello es indispensable una estricta supervisión que haga cumplir todas las normativas de seguridad que rigen para este tipo de trabajo.

A continuación se indican aquellas reglas de seguridad básica que deben cumplirse:

**EL PERMISO DE TRABAJO.** Este documento junto a una completa pauta de trabajo obligan al supervisor que lo usa a planificar, programar y analizar detalladamente el desarrollo de su trabajo definiendo exactamente las maniobras de desconexión requeridas y fijar los bloqueos que dejan a resguardo al personal a su cargo; cuando se han cumplido todos los puntos descritos en él, queda vigente su aplicación.

**LAS PUESTAS A TIERRA DE BLOQUEO.** Un conjunto de equipos de puesta a tierra provisionales que al cortocircuitar todos los conductores y conectarlos a tierra bloquean eléctricamente todos los posibles caminos de energización del lugar que se denomina zona de trabajo.

**LA PUESTA A TIERRA INDIVIDUAL.** Está compuesta por un conductor con una prensa adecuada en un extremo y una mordaza con bastón aislante adosado en el otro. Se usa dentro de la zona de trabajo para unir eléctricamente la estructura y el conductor que manipulará el liniero de tal forma que los pies y las manos de él estén en contacto con puntos que se encuentran siempre al mismo potencial eléctrico.

EL PUENTE SUPLETORIO. Es un conductor con mordazas y bastones aislantes en sus extremos, destinado a ser instalado dentro de la zona de trabajo para mantener la continuidad eléctrica de los cables conductores que se requiera cortar o abrir. Al mantener la continuidad eléctrica se evitará crear diferencias de potencial que puedan accidentar al personal. Ver figura N° 2.

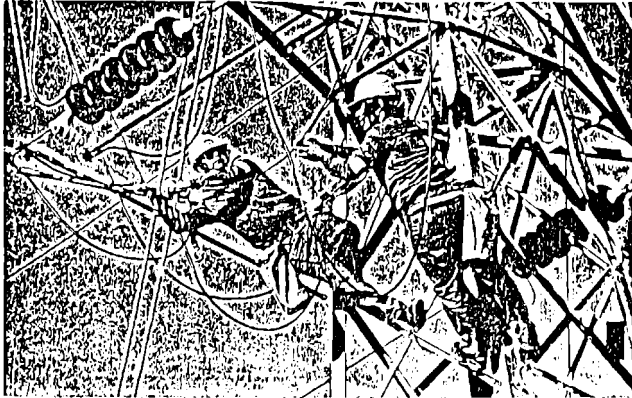


Figura N° 2. Faena típica en línea desenergizada. Se observa el equipo de bloqueo, tierra individual y puente supletorio.

### 8. TRABAJOS EN LINEAS ENERGIZADAS

Las actividades con las técnicas de trabajo en línea energizada se iniciaron el año 1951, desde esa fecha han evolucionado los métodos de acuerdo al desarrollo del Sistema, las nuevas líneas y los nuevos voltajes.

Los métodos usados por ENDESA son dos, método a distancia (Hot sticks) y método en contacto con el potencial (Dare-hand).

8.1 METODO A DISTANCIA. Este método se basa esencialmente en el uso de bastones aislantes donde se instalan las herramientas que reemplazan las manos, y mediante las cuales el liniero puede efectuar, estando a la distancia de seguridad, labores tan minuciosas como poner y sacar una tuerca o una pequeña chaveta.

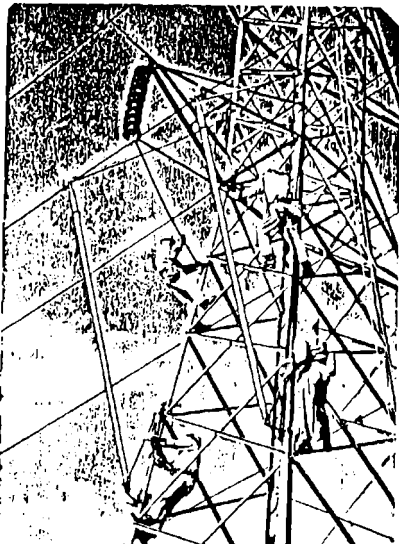


Figura N° 3. Disposición típica para trabajo en línea energizada de 154 kV.

En ambos métodos el peso del o los conductores o su tensión mecánica es soportado por otros bastones aislantes o pértigas adecuados para este tipo de trabajo.

El método a distancia se usa en líneas de 66, 110, 154, 220 y 500 kV. Existen disposiciones típicas para hacer cambio de aislación de diversos tipos. Además, se han efectuado trabajos en estructuras que han consistido desde el reemplazo de partes de ellas hasta la estructura completa, mientras la línea ha continuado en servicio. Ver Figura N° 3.

8.2 METODO EN CONTACTO CON EL POTENCIAL. Este está diseñado para intervenir en voltaje de 345 kV o superiores, sin embargo, dependiendo de las necesidades y características de las estructuras es factible intervenir en algunos casos en líneas de 220 kV.

Las características esenciales del método son que el liniero que trabajará a potencial debe proteger su cuerpo con una ténida completa de tela conductiva y zapatos con planta conductiva. Luego es trasladado mediante elementos aislantes hasta tocar y conectarse a los conductores. En esa posición realiza las labores directamente con sus manos. Ver Figura N° 4.

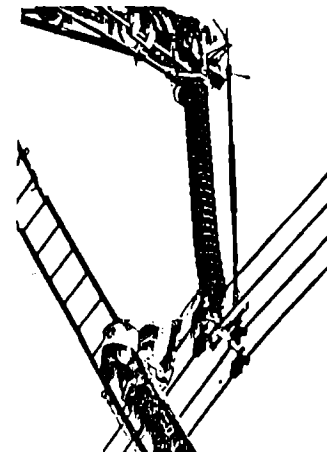


Figura N° 4. Trabajo en contacto con el potencial en 500 kV. Se interviene una cadena de suspensión tipo "I".

### 9. CONCLUSIONES

#### 9.1 PLAN DE MANTENIMIENTO PREVENTIVO (MPB)

De los resultados obtenidos de la aplicación del MPB se puede mencionar que éste ha permitido detectar oportunamente el inicio del deterioro en algunos elementos de las líneas, efectuándose las reparaciones necesarias para evitar el envejecimiento prematuro de las instalaciones o la ocurrencia de fallas, que por la importancia de las líneas afectadas, habrían provocado serios trastornos en el suministro eléctrico y elevadas pérdidas por energía no vendida y costosas reparaciones mayores.

Entre los deterioros más importantes que han sido detectados se pueden citar los siguientes:

- Hebras de los conductores cortadas por vibración eólica.
- Detección de puntos de mal contacto eléctrico en los puentes eléctricos de las estructuras de anclaje o de retención.
- Aisladores dañados.
- Sustracción de chicotes de puesta a tierra.
- Corrosión de elementos metálicos.

#### 9.2 TRABAJOS DE EMERGENCIA.

La implementación de métodos de trabajo con estructuras diseñadas especialmente para hacer reparaciones provisionales ha permitido minimizar los tiempos de desconexión de las líneas y poner las líneas nuevamente en servicio, en algunos casos, con restricciones en la transferencia, pero que han permitido restablecer el servicio por lo menos a los consumos de mayor importancia para posteriormente restablecer el servicio al resto de los consumidores.

#### 9.3 TRABAJOS EN LINEAS ENERGIZADAS.

Estos trabajos representan una gran economía para las empresas eléctricas, al poder hacer las faenas de mantenimiento correctivo durante el horario normal y sin necesidad de interrumpir el servicio, maximizando la calidad y continuidad del suministro de energía a los clientes y evitar altos costos de faenas en días festivos o Sábados y Domingos.

#### BIBLIOGRAFIA

1. EPRI Electric Power Research Institute "Transmission Line Reference Book 345 kV and Above". Second Edition, 1982, Palo Alto, California. Cap. 8.
2. DEND D.W., "Electrostatic and Electromagnetic Effects of Ultra High Voltage Transmission Lines", EPRI EL-802, Project 556. Final Report, June 1978, Cap. 2.
3. Live Line Maintenance Methods IEEE Towers, Poles and Conductors Subcommittee Paper T73157-5.
4. Calculation of Minimum Safety Distances for Live-Line Maintenance-A Statistical Method Applied to 765 kV AC Itaipu Lines P.C.V. Esmeraldo-Furnas; J.R.Fonseca-CEPEL Paper 85SM397-5 IEEE.

#### BIOGRAFIA

FERNANDO GARCIA P.: Ingeniero Civil Electricista, Universidad de Santiago de Chile 1966, especialización en Sistemas de Transmisión de Extra Alta Tensión en Inglaterra (1979-1980). Jefe de la Sección Líneas del Departamento de Ingeniería de la División Transmisión de ENDESA. Profesor Jornada Parcial del Departamento de Ingeniería Eléctrica de la Universidad de Santiago de Chile. Especialista en Proyectos y Mantenimiento de Líneas de Transmisión.

VICTOR MARCHANT M., Ingeniero de Ejecución Electricista, Universidad de Santiago de Chile 1964, Especialización en Mantenimiento de Líneas de Transmisión de E.A.T. energizadas, en Brasil en 1982. Coordinador de Mantenimiento de Líneas en la Sección Líneas del Departamento de Ingeniería de la División Transmisión de ENDESA.

**IV**

**ELECTRONICA DE POTENCIA**

LAMPADAS FLUORESCENTES ALIMENTADAS EM ALTA FREQUENCIA  
- EXPECTATIVA LIMITE PARA O AUMENTO DE EFICIENCIA -

Walter Kaiser, Waldir Pó

Escola Politécnica da Universidade de São Paulo  
Departamento de Engenharia de Energia e Automação Elétricas  
Caixa Postal 8174 - CEP 05508 - São Paulo - SP  
BRASIL

RESUMO

O objetivo deste artigo é estabelecer limites possíveis e alcançáveis para o aumento de eficiência no estado atual da arte para instalações que utilizam lâmpadas fluorescentes alimentadas com conversores eletrônicos. As considerações neste artigo baseiam-se em conversores alimentados pela rede de corrente alternada (CA) para uma ou duas lâmpadas fluorescentes. Inicialmente são apresentadas as vantagens do sistema eletrônico e, em função das configurações comercialmente viáveis para este tipo de conversor, realizam-se projeções de perdas para estabelecer limites para a eficiência do mesmo. Na análise são levados em conta os seguintes fatores: (a) aumento de eficiência da lâmpada acima de 5 kHz; (b) fator de potência; (c) ruído acústico; (d) volume; (e) peso; (f) elevação de temperatura; (g) compatibilidade eletromagnética e (h) harmônicos injetados na rede CA. Elaboram-se especificações e critérios de projeto para tais conversores. Como conclusão apresentam-se os resultados de medidas e de economia de energia esperada para o conjunto lâmpada + conversor eletrônico em relação aos sistemas convencionais que utilizam reatores eletromagnéticos comerciais.

ABSTRACT

This paper objective is to establish possible and feasible limits for the efficiency increase in the present state-of-art illumination installations using fluorescent lamps feed by electronic ballasts. The analysis done here is based on converters feed by the alternating current line (AC) for one or two fluorescent lamps. At first, the advantages of the electronic system are shown, and taking in account the commercially feasible configurations for these converters, losses estimations are done to establish limits for the efficiency. The analysis considers the following factors: (a) lamp efficiency increase above 5 kHz; (b) power factor; (c) acoustic noise; (d) size; (e) weight; (f) temperature elevation; (g) electromagnetic compatibility; and (h) harmonics injected in the AC line. Specifications and project criteria for these converters are presented. Measurements and energy saving projections are presented for the set lamp + electronic converter and

compared with ordinary systems which employ conventional electromagnetic ballasts.

1. INTRODUÇÃO

A evolução ascendente das tarifas de energia elétrica exige um esforço cada vez maior no sentido da racionalização no uso da energia.

A utilização de conversores eletrônicos para alimentação de lâmpadas fluorescentes oferece diversas vantagens em relação aos sistemas convencionais, sendo as principais discutidas a seguir.

As lâmpadas de descarga de vapor de mercúrio a baixa pressão, mais conhecidas como lâmpadas fluorescentes, apresentam um aumento do fluxo luminoso quando alimentadas na sua potência nominal em uma frequência superior a 5 kHz. Este fato, associado ao elevado rendimento dos conversores eletrônicos, proporciona um aumento de eficiência global em relação às instalações com reatores convencionais, com consequente economia substancial de energia. Com o custo atual da energia elétrica esta tecnologia torna-se economicamente viável para instalações de iluminação de médio e grande porte.

Luminárias com conversores eletrônicos aquecem menos devido à redução na potência consumida pelo sistema. Desta forma, existe uma redução na carga térmica do sistema de ar condicionado permitindo uma economia de energia indireta e possibilitando inclusive a utilização em instalações novas, de unidades de refrigeração de menor potência com custo de aquisição mais baixo.

Sob o aspecto luminotécnico tem-se como vantagem a ausência de efeito estroboscópico. Este fenômeno, associado a oscilação do fluxo luminoso, se manifesta quando se iluminam peças móveis, as quais, girando com rotação múltipla ou próxima da frequência de alimentação da fonte luminosa, fornecem a imagem de repouso ou de movimento lento. Em alta frequência este efeito desaparece devido à inércia do revestimento de fósforo da lâmpada, que não consegue mais acompanhar as variações de excitação impostas pela frequência de operação, reduzindo as oscilações do fluxo luminoso para um nível mínimo.

Finalmente, a flexibilidade de projeto com circuitos eletrônicos permite a implementação de proteções que inibem o conversor em caso de falta de lâmpada ou quando a mesma atinge o fim de sua vida útil e não consegue mais entrar em ignição [1].

A seguir são apresentadas algumas considerações sobre a operação de lâmpadas de descarga em alta frequência e a descrição de um conversor eletrônico genérico para no máximo duas lâmpadas, alimentado pela rede CA de 50-60Hz.

## 2. A LÂMPADA FLUORESCENTE EM ALTA FREQUÊNCIA

As lâmpadas fluorescentes, quando alimentadas em alta frequência (acima de 5 kHz), apresentam um aumento de eficiência que depende das suas características geométricas. A Figura 1 mostra o aumento de eficiência com a frequência para lâmpadas tubulares 40WT12 e 32WT8 de mesmo comprimento e diâmetros de 25mm e 38 mm respectivamente, bem como a lâmpada HO de 110 W, todas operando na sua potência nominal de 60 Hz.

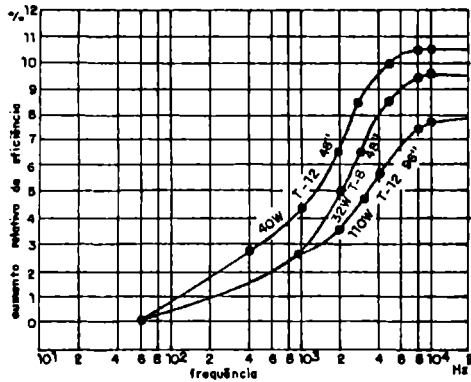


Figura 1: Aumento relativo de eficiência em função da frequência

O incremento na eficiência estabiliza no seu valor final para frequências acima de 5 kHz. A razão do aumento de eficiência pode ser explicado de uma forma bastante simples. A lâmpada de descarga, ao contrário de um condutor metálico, como por exemplo o filamento de uma lâmpada incandescente, possui apenas uma quantidade pequena de elétrons livres. Portanto, inicialmente a coluna gasosa tem que se tornar condutora e um número suficiente de ions e elétrons tem que ser gerado continuamente de forma a garantir a manutenção da descarga.

Operando a lâmpada em corrente alternada de 60 Hz o processo de ignição da descarga se repete 120 vezes por segundo. Toda vez que a tensão da rede cai abaixo do valor de arco a descarga cessa, voltando a ocorrer nova ignição quando a tensão sobre a lâmpada atinge novamente o valor de ignição no semiciclo seguinte. Os filamentos na extremidade da lâmpada, por sua vez trocam de função a cada semiciclo, operando alternadamente como anodo e catodo. O

estabelecimento e extinção periodicos da descarga consomem uma energia significativa que não é utilizada no mecanismo da emissão de luz, reduzindo a eficiência global do processo.

Para frequências acima de 5 kHz a descarga não chega a delonizar completamente, uma vez que a frequência da variação de polaridade de tensão aplicada a lâmpada é superior a vida média das partículas que compõem a coluna de plasma da descarga.

Analisando o balanço energético de uma lâmpada fluorescente alimentada em alta frequência [2], é possível verificar uma redução substancial na dissipação térmica na lâmpada e nas perdas nos filamentos em relação à operação em baixa frequência. Além disso desaparecem as oscilações superpostas à tensão da lâmpada conforme pode ser visto na Figura 2.



Figura 2: Tensão sobre a lâmpada durante um semiciclo para diversas frequências

## 3. CONVERSOR

O conversor com alimentação em corrente alternada (CA), conforme mostra a Figura 2, consiste de um sistema de retificação que transforma a energia CA em CC com características de elevado fator de potência. A tensão em corrente contínua alimenta um inversor, operando em frequência constante na faixa de 20 kHz a 50 kHz, que, através de mecanismos de estabilização adequados, energiza convenientemente a(s) lâmpada(s).

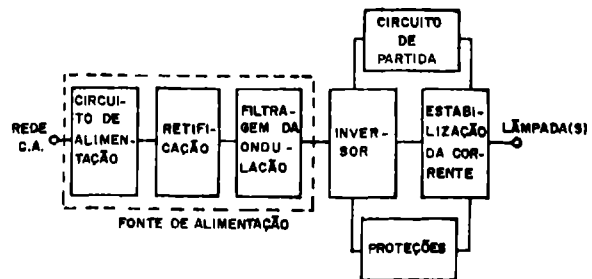


Figura 3: Diagrama de blocos de um conversor eletrônico alimentado em CA



### 3.1 FONTE DE ALIMENTAÇÃO

O circuito de alimentação constitui o elo de ligação entre a rede CA e a carga (inversor + lâmpada), devendo atender às especificações de ambas as partes, tais como: (a) limitação dos harmônicos de corrente na rede de alimentação abaixo dos níveis máximos especificados pelas normas (por exemplo, IEC 82); (b) supressão da interferência de rádio frequência, visando compatibilizar o equipamento com as especificações definidas em normas (por exemplo, DIN 0875 parte 2); (c) proteção dos componentes eletrônicos do conversor contra surtos de tensão da rede; (d) proteção da rede contra eventuais falhas do conversor e (e) um certo nível de tensão CC especificado como a ondulação de tensão adequada de forma a operar o inversor em condições de máxima eficiência.

Foram analisadas diversas alternativas e escolhidas duas que reúnem os requisitos expostos acima. A primeira utiliza um filtro ativo (Figura 4) e a segunda um filtro passivo (Figura 5).

O sistema utilizando um filtro ativo [4] é constituído de um filtro de linha, uma ponte retificadora e um conversor CC/CC chaveado, utilizando modulação de largura de pulso com três malhas de realimentação através do sensoreamento da corrente na chave, tensão retificada e tensão na saída. Desta forma consegue-se: (a) uma tensão CC ajustável e controlável, (b) uma corrente de linha praticamente senoidal, com baixo conteúdo harmônico e fator de potência elevado (>0.95). Para um conversor de 200 Vca/360 Vcc, potência de 320 W, operando em frequência constante de 50 kHz conseguiu-se uma eficiência máxima de 95% com fator de potência de 0.99 [5]. Foram utilizados os seguintes componentes: transistor MOSFET BUZ 330 (VDSmax= 500 V, RDon=0.6 Ohms), indutor com núcleo de ferrite de baixas perdas com enrolamento de fio Litz (8 fios bitola 33AWG) e diodo ultrarrápido (BYR 29-800).

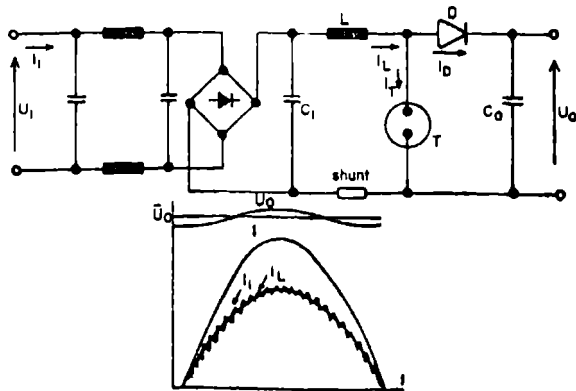


Figura 4: Sistema de alimentação com filtro ativo

A fonte de alimentação mostrada na Fig. 5 [6] utiliza apenas componentes passivos. Com este

tipo de fonte é possível obter-se tensões CC superiores ao valor de pico da tensão CA de alimentação, com fator de potência superior a 0.9 e conteúdo harmônico na corrente inferior aos limites especificados pela norma IEC 82. Para uma fonte de 220 Vca/280 Vcc, potência de 80 W foi obtida uma eficiência de 95%, com fator de potência de 0.95 [1]. Na configuração testada foram utilizados os seguintes componentes: indutor de 0.65 H, montado com chapas de ferro silício de grão orientado, CB=1 uF (poliéster) e CF= 47 uF (eletrolítico).

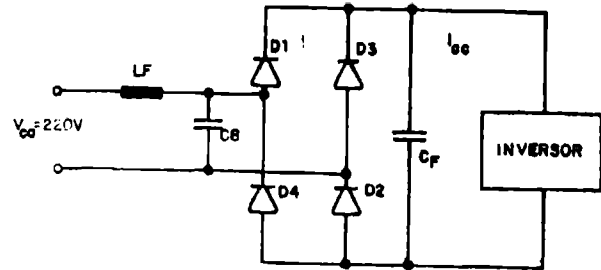


Figura 5: Sistema de alimentação utilizando filtro passivo

Do exposto acima pode-se concluir que o desempenho das duas configurações é semelhante do ponto de vista de eficiência. A escolha de uma ou outra alternativa está condicionada a problemas de custo e escala de produção.

### 3.2 INVERSOR

O inversor converte a tensão contínua em alternada de frequência e amplitude adequadas para operar a(s) lâmpada(s) nas suas condições nominais. A frequência do inversor é escolhida de forma a superar o limiar audível, sendo o limite superior fixado em torno de 50 kHz, visando minimizar efeitos de interferência em radiofrequência por harmônicos e corrente e tensão na lâmpada [4].

O inversor deve permitir um pré-aquecimento dos filamentos, fornecer uma tensão elevada nos instantes iniciais para permitir a ignição da descarga e possibilitar um ajuste de forma simples da corrente na lâmpada.

A corrente na lâmpada deve ser preferencialmente senoidal de modo a minimizar os níveis de interferência provocados pelas harmônicas de ordem superior [3] e atender as especificações de fator de forma impostas pela norma IEC 82.

Em função do aumento de eficiência da lâmpada em alta frequência projeta-se o conversor de forma a operar a lâmpada emitindo o seu fluxo luminoso nominal especificado em 50-80 Hz. Desta forma a potência fornecida lâmpada cai para aproximadamente 90% do seu valor

nominal, sendo este percentual função das características da lâmpada.

Foram pesquisadas várias configurações de inversores chaveados, com técnicas de chaveamento dissipativas e pouco dissipativas com transistores bipolares ou MOSFETs como elementos de chaveamento, uma vez que a potência no inversor praticamente não ultrapassa 150 W, mesmo para a lâmpada HD. Foi pesquisada uma topologia de elevada eficiência [1], que utiliza a própria lâmpada quando acessa, para reduzir o índice de mérito de um circuito ressonante série. As Figuras 6 e 7 mostram as configurações utilizando transistores bipolares e MOSFETs respectivamente.

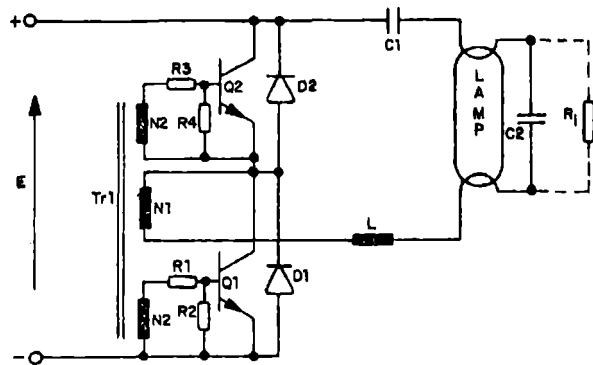


Figura 6: Inversor ressonante série com transistores bipolares

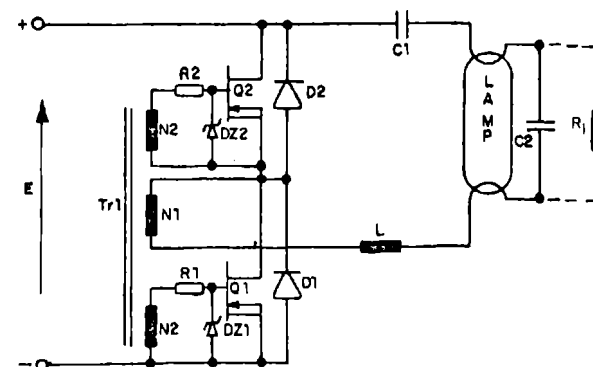


Figura 7: Inversor ressonante série com transistores MOSFETs

A configuração testada permite a circulação de uma corrente relativamente elevada pelos filamentos da lâmpada nos instantes iniciais, garantindo o seu pré-aquecimento de forma a atingirem rapidamente o estágio de emissão. A tensão sobre C2 aumenta até atingir o ponto de ignição da lâmpada. O acendimento da lâmpada equivale, do ponto de vista elétrico, a inserção de uma resistência de algumas centenas de ohms em paralelo com o capacitor C2. Nesta condição de operação em regime a corrente na lâmpada é limitada pela indutância L.

O inversor não pode operar sem carga durante mais do que alguns ciclos sem causar danos aos componentes de chaveamento e do circuito ressonante. Por esta razão se torna necessária uma proteção que bloqueie o inversor no caso de falta de lâmpada ou quando a mesma está defeituosa [1].

A corrente na lâmpada e nos dispositivos de chaveamento é praticamente senoidal. Como o chaveamento é pouco dissipativo, com corrente nula e chave bidirecional de corrente, o dispositivo de chaveamento não necessita de dissipador. Em função das características do circuito, o chaveamento ocorre quando a corrente na chave é decrescente e atinge aproximadamente 10 a 20% do seu valor de crista.

Foram realizadas medidas em um inversor alimentado com 280 Vcc para duas lâmpadas 40WT12 ligadas em série, utilizando transistores bipolares (TIPL 763A) e MOSFET (5N40). Foi adotada uma frequência de chaveamento de 40 kHz, obtendo-se uma eficiência de 96% para os dois casos. O desempenho de ambos os tipos de transistores foi semelhante, uma vez que as perdas mais elevadas do circuito bipolar são próximas das perdas de condução mais elevadas do MOSFET. As perdas de chaveamento são reduzidas nos dois casos.

#### 4. LIMITE DE EFICIENCIA

As projeções para limites de eficiência propostas consideram conversores para no máximo duas lâmpadas com potências individuais não inferiores a 32 W e não superiores a 110 W, alimentados com tensão de 220 Vca da rede industrial de 50-60 Hz.

As considerações baseiam-se nas configurações discutidas no trabalho, sendo comparadas com sistemas utilizando reatores eletromagnéticos convencionais de boa qualidade disponíveis no mercado brasileiro e que realmente alimentam a lâmpada nas suas condições nominais de fluxo luminoso. Em todos os casos analisados os sistemas foram calibrados de forma a operar a(s) lâmpada(s) nas condições nominais de fluxo luminoso.

	Conversor Eletrônico	Reator Eletromag.
Perdas [W]		22
fonte aliment.	4	
inversor	3	
Potência [W]		
lâmpadas	72	80
Total	79	102
Elev. eficiência		
medido	29%	
limite	41%	

TABELA 1: Sistema de alimentação para 2 lâmpadas 40WT12.

As tabelas 1 e 2 apresentam a análise de dois casos: (a) conversor para 2 lâmpadas 40WT12 e (b) conversor para uma lâmpada 110WT12 tipo HO. O aumento de eficiência limite é calculado considerando um conversor com perdas nulas e tomando como base apenas a potência absorvida pela lâmpada alimentada em alta frequência nas suas condições nominais de fluxo luminoso.

	Conversor Eletrônico	Reator Eletromag.
Perdas (W)		14
fonte aliment.	4	
inversor	3	
Potência (W)		
lâmpadas	102	110
Total	109	124
Elev. eficiência		
medido	13.7%	
limite	21.5%	

TABELA 2: Sistema de alimentação para 1 lâmpada 110WT12 tipo HO

## 5. CONCLUSÕES

A alimentação em alta frequência de lâmpadas fluorescentes é uma técnica conhecida há quatro décadas, mas que somente a partir da última tornou-se competitiva com os sistemas eletromagnéticos convencionais. A principal vantagem oferecida é a economia de energia proporcionada pelo elevado rendimento dos conversores e pelo aumento de eficiência da própria lâmpada.

Embora não haja impedimento tecnológico para conversores multilâmpadas, uma solução de consenso limita para duas o número de lâmpadas/conversor, principalmente por imposições de compatibilidade eletromagnética, uma vez que a própria lâmpada atua como elemento irradiante.

O máximo aumento de eficiência esperado em sistemas eletrônicos para lâmpadas 40WT12 e 32WT8 em relação aos sistemas convencionais no entanto não ultrapassa o limite teórico de 41%. Através de estudos realizados, espera-se uma economia de energia de 28% a 32% em sistemas eletrônicos comerciais utilizando este tipo de lâmpada.

Estes valores baseiam-se em projeções considerando-se as características elétricas de dispositivos eletrônicos que eventualmente possam surgir. Por exemplo, para um suposto novo dispositivo de chaveamento com a metade dos tempos de comutação em relação aos atuais, bem como com a metade da queda de tensão na condução, se obteriam uma redução de 1 W nas perdas do inversor. Isto significa uma melhora de 29% para 30,8% para o caso de 2 lâmpadas 40WT12 e melhora de 13,7% para 14,8% para o caso da lâmpada HO.

O aumento de eficiência está ligado a fenômenos que ocorrem na região dos filamentos. Em função do seu comprimento

elevado (96"), a lâmpada 110WT12 apresenta um incremento de eficiência menor. O limite teórico de elevação de eficiência para sistemas de alimentação eletrônica utilizando este tipo de lâmpada não ultrapassa 22%, com uma expectativa de 10 a 15% para sistemas eletrônicos comerciais.

Nota-se, portanto, que o horizonte ideal não pode ser facilmente alcançado.

## 6. BIBLIOGRAFIA

- (1) W. Kaiser; "Conversor eletrônico de elevada eficiência para alimentação de lâmpadas fluorescentes tubulares - uma metodologia de projeto", Tese de Doutorado, Escola Politécnica da Universidade de São Paulo, Depto. Eng. Eletricidade, São Paulo, 1989.
- (2) H. Lange; "Lamps and Circuits", International Symposium on the Science and Technology of Light Sources, Toulouse, França, 1983.
- (3) M. Kercher, E. Klein; "Elektronik in der Beleuchtungstechnik", ETZ: Elektro technische Zeitschrift, Berlin, Vol 105, No. 6, p 836-839, July 1984.
- (4) M. Herfurth; "Active harmonics filtering for line rectifiers of higher output power", Siemens Components, Berlin, Vol 21, No. 3, p103-107, June 1986.
- (5) M. Herfurth; "Active harmonics filter with constant operating frequency and 600 W output power", Siemens ML - Anwendungsbericht No. PD22 9002, Berlin, March 1990.
- (6) L. Matakas Jr.; "Retificadores Especiais", Dissertação de Mestrado, Escola Politécnica da Universidade de São Paulo, Depto. Eng. Eletricidade, São Paulo, 1989.

## 7. BIOGRAFIAS

Walter KAISER, nascido em 1957 na cidade de São Paulo. Formou-se em engenharia eletrotécnica pela Escola Politécnica da Universidade de São Paulo em 1980 onde concluiu o mestrado em 1983 e o doutorado em 1989. Entre 1983 e 1989 trabalhou como engenheiro de desenvolvimento na Fundação para o Desenvolvimento Tecnológico da Engenharia. Desde 1990 é Professor Assistente da Escola Politécnica da Universidade de São Paulo na área de Eletrônica de Potência.

Waldir Pó, nascido em 1943 na cidade de São Paulo. Formou-se em engenharia eletrônica pela Escola Politécnica de São Paulo em 1967, onde concluiu o mestrado em 1970 e o doutorado em 1976. É professor da Escola Politécnica de USP desde 1968, e agora é Professor Titular e chefe da área de Eletrônica de Potência. Seus assuntos de maior interesse são conversores para HVDC, SVS e conversores ressonantes de alta potência.

## COMPENSACION FEEDFORWARD PARA CONTROLADORES DE ESTRUCTURA VARIABLE EMPLEADOS EN SISTEMAS ELECTRONICOS DE POTENCIA.

J.A. Solsona  
Sec. CICPBA

R.J. Mantz  
Inv. CICPBA

E.J. Tacconi  
Inv. CONIGET

LEICI - Fac. de Ing. - UNLP - C.C. 91 - 1900 La Plata - Argentina  
TE: (54-21)45643 - E-mail: LEICI1@CESPIVM2.BITNET

### RESUMEN

Este trabajo propone una compensación feedforward para rechazar perturbaciones en sistemas no lineales, del tipo afín en la variable de control, que trabajan bajo control en modo de deslizamiento real. Se obtiene la ley con que debe ser modificado el ciclo de trabajo de las llaves involucradas en el control, para obtener un efectivo rechazo de las perturbaciones.

Se hace hincapié en la aplicación de la técnica propuesta a sistemas electrónicos de potencia que emplean la estrategia de control de PWM realimentado.

### ABSTRACT

In this paper feedforward compensation in order to reject disturbances for affine nonlinear systems using real sliding mode control strategy is proposed. The law of the modified duty cycle of the switches in order to reject the disturbances is obtained.

Application to power electronic systems using the feedback PWM strategy is presented.

### I.-INTRODUCCION

El control por modo de deslizamiento [1] [2] se ha manifestado como una metodología apta para el diseño de estrategias de control en sistemas que emplean accionadores con dispositivos actuando como llaves. Su aplicación a sistemas del tipo afín analíticos ha sido tratada en [3]. El caso particular de los convertidores electrónicos de potencia, los cuales pueden ser modelados como sistemas dinámicos bilineales donde la acción de control conmuta entre dos posibles valores, puede encontrarse en [4] y [5].

El empleo de la técnica de control por modo de deslizamiento permite establecer de un modo claro y sencillo la relación que debe satisfacerse entre la ley de realimentación, expresada como una superficie en el espacio de estado, y las características del sistema dinámico de lazo abierto para obtener un funcionamiento de lazo cerrado determinado.

Si el accionador, tal cual propone el método, conmuta a frecuencia infinita no existe ninguna diferencia entre el contenido armónico de la señal de salida y el contenido armónico de la señal de referencia. Obviamente, esta idealización no ocurre en los sistemas reales, pero el método puede ser empleado para calcular el ciclo de trabajo de la llave cuando su frecuencia de conmutación es finita [6]. Bajo estas condiciones de trabajo existirá un contenido armónico de alta frecuencia

en la señal de salida, pero este puede ser despreciado si el sistema está bien diseñado.

En general, los convertidores electrónicos se encuentran sometidos a perturbaciones tales como, apartamientos en el valor nominal de la fuente de energía primaria y variaciones en el valor de la corriente de carga, las cuales pueden ser medidas.

En el presente trabajo se propone un método para calcular una compensación, tipo feedforward, para rechazar perturbaciones medibles de frecuencia menor que la de conmutación del actuador, cuando el sistema se encuentra trabajando bajo control en modo de deslizamiento real.

En la sección II se hace un breve resumen de los principales aspectos de la estrategia de control por modo de deslizamiento ideal. En la sección III se establece el método para calcular el ciclo de trabajo de las llaves en base a los resultados obtenidos en la sección II. En la sección IV se obtiene la ley con que se debe modificar el ciclo de trabajo cuando el sistema está sometido a perturbaciones y se muestra que ésta puede ser interpretada como una compensación feedforward. En la sección V se desarrolla un ejemplo de aplicación y en la sección VI se presentan las conclusiones.

**II.- CONTROL POR MODO DE DESLIZAMIENTO EN SISTEMAS ELECTRONICOS DE POTENCIA.**

Una gran mayoría de los sistemas electrónicos de potencia pueden ser modelados como:

$$\dot{x} = f_0(x,t) + g_0(x,t) u(t) \quad (1)$$

donde  $x$  es el vector de estado,  $(\dot{\phantom{x}})$  significa derivada con respecto al tiempo,  $f_0(x,t)$  y  $g_0(x,t)$  son funciones continuas con derivadas acotadas con respecto a  $x$ , y  $u(t)$  es la señal de comando la cual puede tomar, únicamente, dos valores que se denominarán  $u_{max}$  y  $u_{min}$ .

Si se tiene un sistema como el modelado por la ecuación (1), se puede establecer una estrategia por control en modo de deslizamiento sobre una superficie preestablecida, definida en el espacio de estado por la ecuación  $s(x,t)=0$ , si y sólo si se satisface la ecuación (2): [2][3]

$$u_{min} \leq u_{eq}(t) = -(L_{g_0 s})(L_{f_0}^{-1} s + \frac{\partial s}{\partial t}) \leq u_{max} \quad (2)$$

donde  $L_{g_0 s}$  es la derivada de Lie [7] en la dirección del campo  $g_0$ ,  $L_{f_0 s}$  es la derivada de Lie en la dirección del campo  $f_0$  y  $\frac{\partial s}{\partial t}$  es la derivada parcial de  $s$  con respecto a  $t$ .

La señal  $u_{eq}(t)$  se denomina control equivalente y representa una señal continua la cual debe estar comprendida entre los valores  $u_{min}$  y  $u_{max}$ , donde  $u_{max} > u_{min}$ , para que el control por modo de deslizamiento exista.

La estrategia de conmutación que debe utilizarse es la dada por la ecuación (3):[8]

$$u = \begin{cases} u_{min} & \text{si } s \cdot L_{g_0 s} > 0 \\ u_{max} & \text{si } s \cdot L_{g_0 s} < 0 \end{cases} \quad (3)$$

La dinámica del sistema equivalente está dada por:

$$\dot{x}_{eq} = f_0(x,t) + g_0(x,t) u_{eq}(t) \quad (4)$$

**III.- CONTROL POR MODO DE DESLIZAMIENTO REAL.**

El control por modo de deslizamiento ideal supone que las llaves involucradas en el control conmutan de estado a frecuencia infinita. De esta manera, una vez que el sistema alcanza la superficie de deslizamiento se desplaza sobre ésta, sin abandonarla, hasta alcanzar el estado estacionario. Bajo estas condiciones de funcionamiento la estrategia de control es muy robusta. [3]

En los sistemas reales las llaves conmutan a una frecuencia finita. Esto provoca un pequeño apartamiento, de la trayectoria del sistema a lazo cerrado, de la superficie de deslizamiento [8]. Sin embargo, la metodología de la sección II puede ser utilizada para calcular el ciclo de trabajo de la llave de manera que sea posible conformar una señal de PWM adecuada para los requerimientos del

sistema de lazo cerrado.

Supóngase que se implementa la señal de PWM, tal cual se muestra en la figura 1, donde  $f_{con}=1/T$ , es la frecuencia de conmutación del actuador.

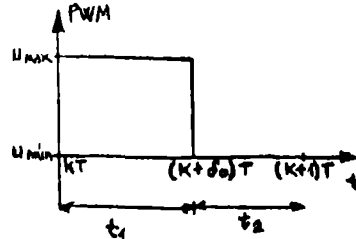


figura 1: Implementación de la señal de PWM.

Se puede calcular el ciclo de trabajo del actuador ( $\delta_0$ ) en el instante  $kT$  a partir de:

$$u_{max}(kT) \cdot t_1 + u_{min}(kT) \cdot t_2 = u_{eq}(kT) \cdot T \quad (5)$$

donde  $t_1$  es el tiempo que la llave está en la posición  $u_{max}$  y  $t_2 = T - t_1$  es el tiempo que el actuador está en la posición  $u_{min}$ . A partir de la ecuación (5) se obtiene la ecuación (6).

$$u_{max}(kT)\delta_0(kT) + u_{min}(kT)[1-\delta_0(kT)] = u_{eq}(kT) \quad (6)$$

donde  $\delta_0(kT) = t_1/T$ , es el ciclo de trabajo de la llave.

De la ecuación (6) se obtiene:

$$\delta_0 = \frac{u_{eq} - u_{min}}{u_{max} - u_{min}} \quad (7)$$

**IV.- COMPENSACION FEEDFORWARD.**

Como ha sido comentado, en muchos casos los sistemas están sometidos a perturbaciones que pueden ser medidas.

Un modelo para el sistema perturbado es

$$\begin{aligned} \dot{x} &= (f_0(x,t) + \Delta f(x,t)) + (g_0(x,t) + \Delta g(x,t)) u(t) \\ &= f_p(x,t) + g_p(x,t) u(t) \end{aligned} \quad (8)$$

donde las funciones  $\Delta f(x,t)$  y  $\Delta g(x,t)$  satisfacen los mismos requerimientos que las funciones  $f_0(x,t)$  y  $g_0(x,t)$ .

La dinámica equivalente del sistema perturbado está dada por la ecuación (9):

$$\dot{x} = f_p(x, t) + g_p(x, t) \cdot u_{eqp} \quad (9)$$

donde

$$u_{min} \leq u_{eqp}(t) = -(Lg_p)^{-1} (Lfp + \partial B / \partial t) \leq u_{max} \quad (10)$$

donde  $u_{eqp}$  es la señal continua que debe estar comprendida entre  $u_{min}$  y  $u_{max}$  para que el sistema perturbado no abandone la superficie de deslizamiento.

Para que el sistema perturbado tenga la misma dinámica equivalente que el sistema sin perturbar se debe satisfacer:

$$f_p(x, t) + g_p(x, t) \cdot u_{eqp} = f_0(x, t) + g_0(x, t) \cdot u_{eq0}(t) \quad (11)$$

De la ecuación (11) se obtiene:

$$g_p \cdot u_{eqp} = f_0 - f_p + g_0 \cdot u_{eq0} \quad (12)$$

La relación entre el ciclo de trabajo y la señal  $u_{eqp}(kT)$  está dada por la ecuación (13):

$$u_{max}(kT) \delta_p(kT) + u_{min}(kT) [1 - \delta_p(kT)] = u_{eqp}(kT) \quad (13)$$

Luego, denominando:

$$\Delta f = f_p - f_0; \Delta u = u_{max} - u_{min}; \Delta g = g_p - g_0 \quad (14)$$

y combinando las ecuaciones (8), (12), (13) y (14) se obtiene:

$$\delta_p = a \delta_0 + b \quad (15)$$

donde

$$a = \frac{g_p^T g_0}{g_p^T g_p}$$

$$b = - \frac{g_p^T \Delta f + g_p^T \Delta g u_{min}}{g_p^T g_p \Delta u}$$

La ecuación (15) define el valor que debe tener el ciclo de trabajo del sistema perturbado para rechazar las perturbaciones. Esta compensación puede ser implementada si se miden las perturbaciones  $\Delta f$  y  $\Delta g$ .

#### V.- Ejemplo de aplicación

En la figura 2 se muestra un esquema, donde interactúan elementos lineales y llaves. Esta topología puede asociarse al modelo simplificado de un convertidor CC-CC de tipo elevador.

El modelo de estado del sistema es:

$$\dot{x} = \frac{V_i}{L} - \frac{V_o}{L} (1-u) \quad (16)$$

donde  $V_i$  es la tensión de entrada,  $V_o$  es la tensión de salida y el estado  $x$  se corresponde con la corriente en la inductancia.

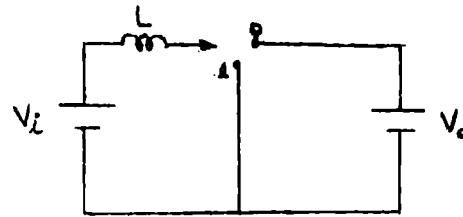


figura 2: esquema del sistema a controlar

El objetivo del control es reducido a mantener la corriente media por el inductor constante.

Si se produce una perturbación en la tensión de entrada de valor  $\Delta V_i$ , la ecuación del sistema perturbado es:

$$\dot{x} = \frac{V_i + \Delta V_i}{L} - \frac{V_o}{L} (1-u) \quad (17)$$

En este caso particular, la señal de comando  $u$  toma el valor 1 o 0. Teniendo en cuenta esta consideración, el ciclo de trabajo  $\delta_p$  calculado según la ecuación (15) es:

$$\delta_p = \delta_0 - \frac{\Delta V_i}{V_o} \quad (18)$$

En la figura 3 se muestran los resultados obtenidos en la simulación, si se elige una superficie de deslizamiento de tipo proporcional-integral y aparece una perturbación en  $t=0.1$  de tipo escalón de amplitud  $\Delta V_i$  en la tensión de entrada. Los valores de los parámetros son:

$$V_i: 2 \quad V_o: 4 \quad L: 1 \quad \Delta V_i: -0.2$$

$$I_{ref}: 1 \quad f_{con}: 10^4$$

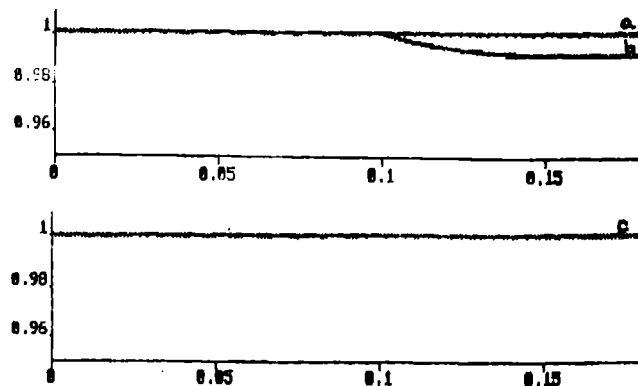


figura 3: corriente en el inductor: a) sistema sin perturbar. b) sistema perturbado. c) sistema compensado.

## VI.- CONCLUSIONES

Se ha presentado una estrategia de compensación feedforward para rechazar perturbaciones en sistemas que se encuentran trabajando bajo control por modo de deslizamiento real.

Se ha obtenido la ley de compensación, ecuación (15), la cual permite establecer el ciclo de trabajo del sistema compensado en función de la medida de las perturbaciones.

Como se puede observar en los resultados obtenidos en el ejemplo este tipo de compensación permite mejorar las características de regulación del sistema. Su empleo puede ser de mucha utilidad en sistemas electrónicos de potencia.

## REFERENCIAS:

- [1] V.I Utkin.; "Sliding mode and their applications in variable structure systems"; MIR, 1978.
- [2] R. De Carlo, S. Zak, P. Matthews; "Variable structure control of nonlinear multivariable systems: A tutorial"; Proc. IEEE, Vol. 76, pp. 212-232, march 1988.
- [3] H. Sira-Ramirez; "Differential geometric methods in variable-structure control"; Int. Journal of Control, Vol. 48, No. 4, pp. 1359-1390, 1988.
- [4] H. Sira-Ramirez; "Sliding motions in bilinear switched networks"; IEEE Trans. on Circuits and Systems, Vol. CAS-34, No.8, pp. 919-933, Aug. 1987.
- [5] M. Carpita, M. Marchesoni, M. Oberti, L. Puglisi; "Power conditioning system using sliding mode control", PESC'88 Record, pp. 626-633, 1988.
- [6] H. Buhler, "Reglage par mode de glissement"; Presses Polytechniques Romandes, 1986.
- [7] A. Isidori; "Nonlinear control systems. An introduction", 2nd. edition, Springer Verlag, 1989.
- [8] J. Solsona, C. Rivetta, R. Mantz; "Controladores de estructura variable para sistemas electrónicos de potencia."; XII Simposio nacional de control automático AADECA'90, Argentina, 1990.

## BIOGRAFIAS

JORGE ALBERTO SOLSONA se graduó como Ingeniero en Electrónica en la Facultad de Ingeniería de la Universidad Nacional de La Plata (UNLP), en 1986.

Desde su graduación es integrante del Laboratorio de Electrónica Industrial, Control e Instrumentación (LEICI) de la Facultad de Ingeniería de la UNLP. Es becario de la CICpBA.

Su área de interés es la teoría del control y su aplicación a sistemas electrónicos de potencia.

RICARDO JULIAN MANTZ se graduó como Ingeniero en Telecomunicaciones en la Universidad Nacional de La Plata (UNLP), Argentina en 1979.

Desde su graduación es integrante del Laboratorio de Electrónica Industrial, Control e Instrumentación de la Facultad de Ingeniería de la UNLP.

Es Profesor Adjunto de la Facultad de Ingeniería de la UNLP y miembro de la CICpBA. Su área de interés es el control de sistemas.

EUGENIO JORGE TACCONI se graduó como Ingeniero en Telecomunicaciones en la Universidad Nacional de La Plata (UNLP), Argentina en 1968.

Luego de su graduación trabajó en el desarrollo de instrumentación electrónica en el Laboratorio de Física experimental de la UNLP. Es integrante del Laboratorio de Electrónica Industrial, Control e Instrumentación de la Facultad de Ingeniería de la UNLP.

Es Profesor Titular dedicación exclusiva de la Facultad de Ingeniería de la UNLP y miembro del CONICET.

# STABILITY ANALYSIS FOR SERIES CONNECTED BOOST TYPE SPWM RECTIFIERS

**Juan W. Dixon**  
 Department of Electrical Engineering  
 Universidad Católica de Chile  
 Casilla 6177  
 Santiago - Chile

**B. T. Ooi**  
 Department of Electrical Engineering  
 McGill University  
 Montreal P. Q. H3A-2A7  
 Canada

## Abstract

It has been verified experimentally that it is feasible to connect the Boost Type SPWM rectifiers in series in order to augment the Voltage Rating. A precondition for its acceptability as an engineering system is that it must be stable within the normal steady-state operating limits. This paper presents the analysis which shows that the system is in fact very stable. The paper also presents the parameter sensitivity analysis together with correlation of analytical predictions with results from experiments and digital simulations.

Although the principles of operations have been demonstrated experimentally and in digital simulation in Ref. [13, 14], important gaps in the knowledge remain to be mapped out. The purpose of this paper is to fill up these gaps by showing that the master and slaves operate as a stable system. Another objective is to present a parameter sensitive analysis to find out to what extent the components in the slaves can differ from the master. The conclusion is that 5% is the limit in engineering tolerance.

## Introduction

Recently, new converters making use of forced commutation principles [1,2,3] are replacing the traditional circuits which make use of line commutation. The availability of fast solid-state switches with gate-turn-off capability enables the implementation of the pulse width modulation (PWM) techniques [4,5] in sophisticated rectifiers which have attractive features such as leading power factor operation [6] very low harmonic distortion [7,8], zero voltage regulation and power reversal capability through current reversal in the dc link [9,10,11].

Originally, the rectifiers were based on hysteresis current control [6,11]. An inner current feedback loop ensures that the AC currents in the 3 phases maintain a good sinusoidal waveform at the desired power factor. An outer voltage feedback loop ensures that the dc link voltage is closely regulated. When the voltage and the current ratings need to be increased, then modules of the rectifiers can be connected in Series and in Parallel. [14]. Two versions of the Series and the Parallel connections have been studied. The first version consists of identical modules each having the inner and the outer feedback loops. The second version consists of one module functioning in the role of a Master, the remaining modules functioning as Slaves. Only the Master is provided with both the inner and the outer feedback loops. The Slaves operate virtually in open loop. The gate trigger signals of the valves of the slaves are identical to the gate trigger signals of the Master. It is the stability of the system consisting of one Master controlling several slaves in the series connection which is subject of this paper.

The more recent advance has been to eliminate the inner current feedback loop and to replace the hysteresis current control by the more familiar Sinusoidal Pulse Width Modulation (SPWM) [13]. The objective is to take advantage of the regular and predictable harmonics of SPWM. In particular, one can exploit the principle of harmonic elimination as suggested by J. Holtz, W. Lotzkat and K.H. Werner [12]. When several modules of the SPWM rectifiers have to be connected in series, one can phase shift the triangular carriers and obtain a high quality waveform in the current even though the switching rates of the Valves themselves are modest. The reduction of the switching rate means that the switching losses can be kept low. Furthermore, this favours valves of the high power ratings which are generally fairly slow.

## Principle of Operation

Figure 1 shows the schematic of the Dynamic Indirect Current Controlled Rectifier, whose operational and stability characteristics have already been discussed in Ref. [13]. The principle of operation of such a rectifier is as follows:

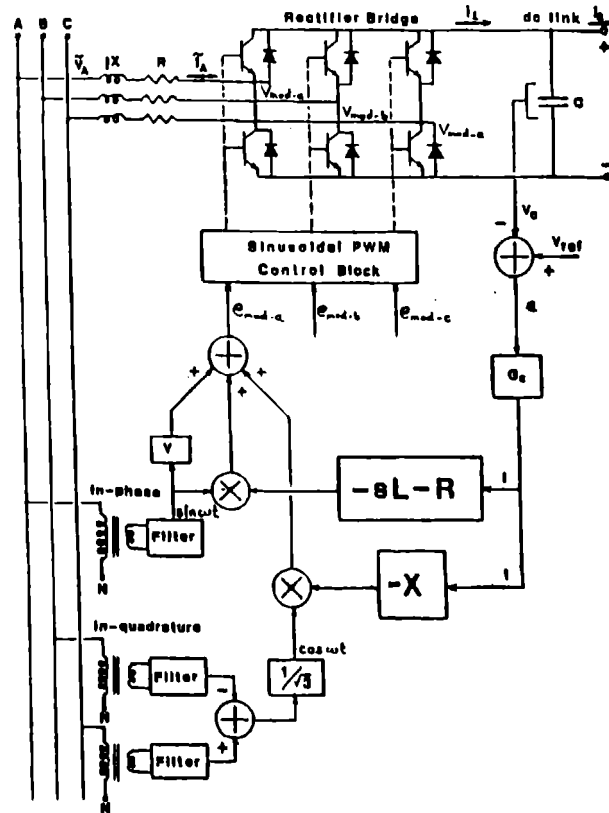


Fig. 1 Schematic of the Dynamic Indirect Current Controller of the SPWM Rectifier for the A-Phase.



The voltage regulation consists of measuring  $V_c$ , the voltage across the dc link capacitor and comparing it with the preset reference  $V_{REF}$ . In the proportional feedback which is assumed here, any error  $\epsilon$  is used to command  $I$ , the magnitude of the ac current. As the input impedance  $R+jX$  is known, it is possible to compute the required fundamental harmonic voltage at the terminal of the PWM rectifier so as to supply ac power at the unity power factor. The electronic blocks in Fig. 1, mimic this computation in real time by analogue circuits for the A-phase. The B and the C phases are identical except for the  $120^\circ$  and  $240^\circ$  time delays. In Sinusoidal Pulse Width Modulation (SPWM), the instants of firing of the valves of each phase are determined by the intersections of the triangular carrier waveforms and the modulating signal. The output of the electronic blocks in Fig. 1,  $v_{mod-a}$  is the modulating signal. The amplitude and the phase angle of the modulating signal corresponds to the switchings of the A-phase valves which will produce the fundamental Fourier harmonic voltage required to command the current at unity power factor and of magnitude  $I$ .

To increase the voltage rating of the rectifier, many of the rectifiers described above are connected in series. The series connection allows an important simplification: It is sufficient to measure the dc voltage in just one rectifier, called "Master" as shown in Figure 2. The modulating signal produced in this Master is used to control the other rectifiers called "Slaves". The series connection also permits the elimination of unwanted harmonics by suitably shifting the triangular carriers of each one of the  $N$  rectifiers in the bridge [12,13].

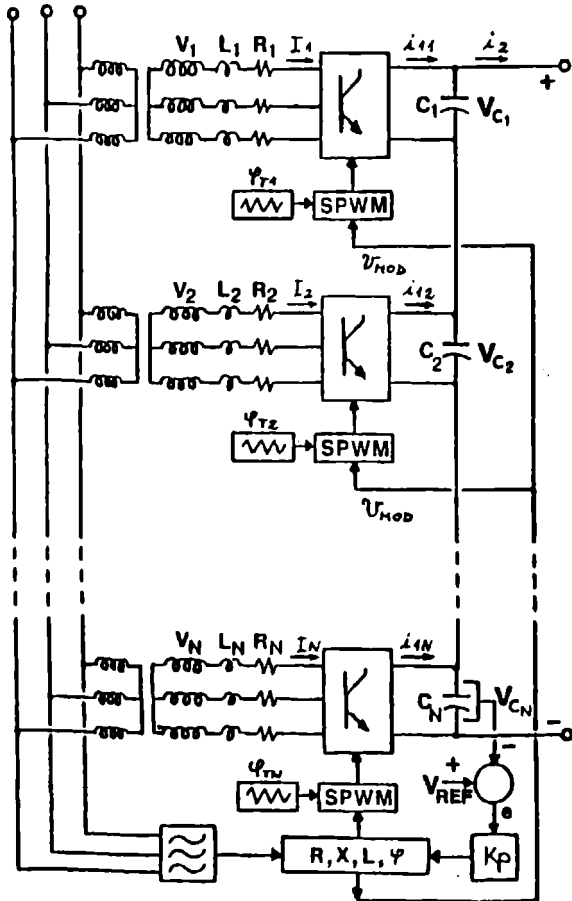


Fig. 2 Control of Multiple Modules Connected in Series Using a Common Sinusoidal Voltage Reference,  $V_{mod}$ , and a Master Rectifier.

### Stability Analysis

Figure 3 shows how the firing signals for the power semiconductors of the rectifier are generated. This firing signals will produce a fundamental Fourier component of the voltage at the rectifier terminals which can be represented by a phasor  $V_{modn}$  ( $n=1,2,\dots,N$ ).

The magnitude of the Slave phasors are related to the Master (converter number  $N$ ) by the relationship

$$|V_{modn}| = \frac{V_{cn}}{V_{cN}} \cdot |V_{modN}| \quad (1)$$

where  $V_{cn}$  and  $V_{cN}$  are the dc capacitor voltage at one of the  $n$  Slaves and at the Master rectifier respectively. As they are produced for the same modulating signal, they have the same phase angle as the Master

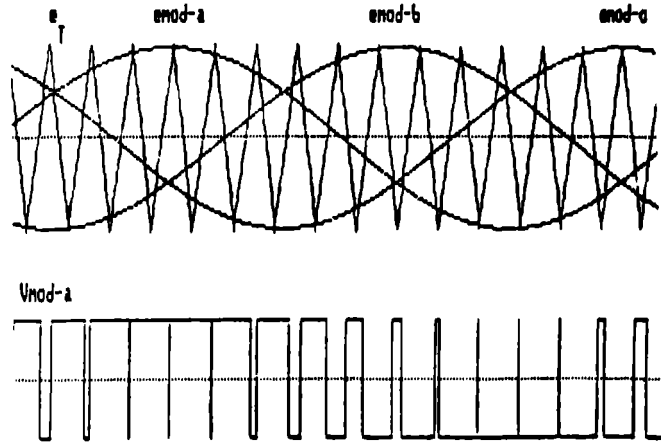


Fig. 3 Generation of the Firing Signals for the Power Semiconductors (SPWM).

$$\theta_n = \theta_N = \theta \quad (n = 1, 2, \dots, N) \quad (2)$$

The Figure 4 shows the phasor diagram relating fundamental harmonic component of the Master, operating at unity power factor, and one of the Slaves.

The control of the Slave Units is through  $V_{modn}$  which is related to  $V_{modN}$  through eqs. (1) and (2).

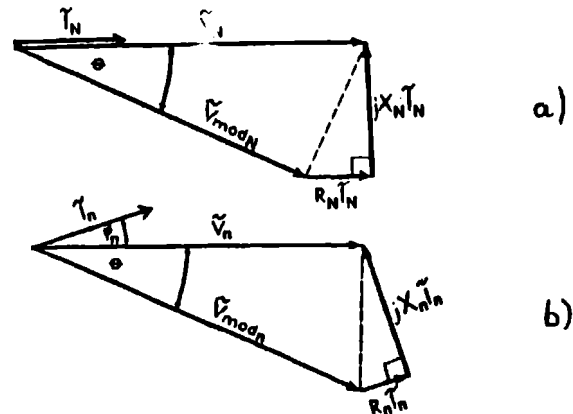


Fig. 4 Phasor Diagram Relating Fundamental Harmonic Component. a) Master at Unity Power Factor Operation; b) Slave.

One sees from the voltage phasor diagram of Figure 4 b) that the Slave current  $I_n$ , which can change in magnitude and angle, is determined by  $I_n \cdot Z_n$  which is the closing side of the triangle formed by  $V_n$  and  $V_{modn}$ .  $V_n$  is assumed to be constant and  $V_{modn}$  can only vary in amplitude through eq. (1).

$$\begin{bmatrix} V_{modnd} \\ V_{modnq} \end{bmatrix} = -\sqrt{3} \frac{V_{cn}}{V_{cn}} \begin{bmatrix} X_n \cdot I_n \\ V_n - R_n \cdot I_n - L_n \cdot \frac{dI_n}{dt} \end{bmatrix} \quad (12)$$

Up to this point, it should be stressed that  $V_{cn}$  is still an algebraic unknown. It is necessary to develop the simultaneous equations by which it can be solved (see solution in eq. (41)).

$$\underline{V}_{odq} = [B] \cdot \underline{V}_{abc} \quad (3)$$

$$\underline{i}_{odq} = [B] \cdot \underline{i}_{abc} \quad (4)$$

where

$$[B] = \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} \begin{bmatrix} \sqrt{2/2} & \sqrt{2/2} & \sqrt{2/2} \\ \cos w-t & \cos (w-t-120^\circ) & \cos w-t \cos (w-t-240^\circ) \\ -\sin w-t & -\sin (w-t-120^\circ) & -\sin (w-t-240^\circ) \end{bmatrix}$$

#### Master Rectifier

The dynamic differential equation of the Master rectifier, operating with a proportional control, is given by [11]

$$\frac{dv_{cn}}{dt} = \frac{3V_n K_p (V_{REF} - V_{cn}) - 3R_n K_p^2 (V_{REF} - V_{cn})^2 - I_2 V_{cn}}{C_n V_{cn} - 3K_p^2 L_n (V_{REF} - V_{cn})} \quad (6)$$

Where  $V_n$ ,  $R_n$ ,  $L_n$ ,  $C_n$  are the supply rms voltage, the input resistance, the input inductance and the output dc capacitor respectively, and  $K_p$  is the proportional gain. To ensure the stability of the Master rectifier, the following relations, assuming the Master operating at unity power factor, must be respected [14]

$$I_n < \frac{C_n \cdot V_{cn}}{3 \cdot K_p \cdot L_n} \quad (7)$$

$$I_n < (V_n + \frac{I_2}{3K_p}) / 2R_n \quad (8)$$

In controlling the time dependent magnitude of the input current  $I_n$ , the voltage  $V_{modN}(t)$  at the Master Rectifier terminals for phase "a" is

$$V_{modN}(t) = \sqrt{2} \cdot (V_n - L_n \cdot \frac{dI_n}{dt} - R_n \cdot I_n) \cdot \sin w_m t - X_n \cdot I_n \cdot \cos w_m t \quad (9)$$

Transforming the a-b-c frame into a d-q frame it yields

$$V_{modNd} = -\sqrt{3} \cdot X_n \cdot I_n \quad (10)$$

$$V_{modNq} = -\sqrt{3} \cdot (V_n - R_n \cdot I_n - L_n \cdot \frac{dI_n}{dt}) \quad (11)$$

#### Slaves

Because of the relations (1), (2), (10) and (11), the modulating voltage  $V_{modn}$  in the d-q frame for the Slaves ( $n=1,2,\dots, N-1$ ) is

The transformed dynamic equation in the d-q frame for the Slaves is

$$\begin{bmatrix} L_n & 0 \\ 0 & L_n \end{bmatrix} \cdot \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} I_{dn} \\ I_{qn} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} R_n - X_n & \\ X_n & R_n \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_{dn} \\ I_{qn} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_{nd} \\ V_{nq} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} V_{modnd} \\ V_{modnq} \end{bmatrix} \quad (13)$$

The angle of each supply voltage  $V_n$  ( $n=1,2,\dots,N$ ) is the same and is the reference in the d-q frame. As a result, the vector  $\underline{V}_n$  is

$$\underline{V}_n = \begin{bmatrix} V_{nd} \\ V_{nq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ -\sqrt{3} \cdot V_n \end{bmatrix} \quad (14)$$

Replacing eqs. (12) and (14) into (13) it yields

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} I_{dn} \\ I_{qn} \end{bmatrix} = \frac{\sqrt{3}}{L_n} \begin{bmatrix} \frac{V_{cn}}{V_{cn}} \cdot X_n \cdot I_n \\ \frac{V_{cn}}{V_{cn}} (V_n - R_n I_n - L_n \frac{dI_n}{dt}) \end{bmatrix} \quad (15)$$

$$- \begin{bmatrix} \frac{R_n}{L_n} & -w_d \\ w_d & \frac{R_n}{L_n} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_{dn} \\ I_{qn} \end{bmatrix}$$

There are three unknown values in the two-dimension differential equation, eq. (15):  $I_{dn}$ ,  $I_{qn}$  and  $V_{cn}$ . A third relation is required. The power Balance Equation for the Slaves, in the d-q frame, overcome the problem

$$V_{cn} \cdot I_{in} = V_{modnd} \cdot I_{dn} + V_{modnq} \cdot I_{qn} \quad (n=1,2,\dots,N-1) \quad (16)$$

Where  $I_{in}$ , the Slave dc output current is given by

$$I_{in} = C_n \cdot \frac{dv_{cn}}{dt} + I_2 \quad (n=1,2,\dots,N-1) \quad (17)$$

and  $I_2$  is the do current. Replacing eq. (12) and (17) into (16), results

$$C_n \cdot \frac{dv_{cn}}{dt} = \frac{-\sqrt{3}}{V_{cn}} \cdot (X_n I_n I_{dn} + (V_n - R_n I_n - L_n \frac{dI_n}{dt}) I_{qn}) - I_2 \quad (18)$$

Assuming for simplicity that the Master operates with a Proportional Control, then  $I_n = K_p (V_{ref} - v_{cn})$  and the term  $dI_n/dt$  in eqs. (15) and (18) can be replaced by:

$$\frac{dI_n}{dt} = -K_p \cdot \frac{dv_{cn}}{dt} \quad (19)$$

The standard small perturbation linearization on eqs. (6) for the Master and (15) and (18) for the Slaves, about their equilibrium operating states, yields the following linear state equation for the N-1 Slaves and the Master

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Delta \\ \Delta_2 \\ \vdots \\ \Delta_{N-1} \\ \Delta_N \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_{11} & 0 & \dots & 0 & A_{1N} \\ 0 & A_{22} & \dots & 0 & A_{2N} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & A_{N-1,N-1} & A_{N-1,N} \\ 0 & 0 & \dots & 0 & A_{NN} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta_1 \\ \Delta_2 \\ \vdots \\ \Delta_{N-1} \\ \Delta_N \end{bmatrix} \quad (20)$$

The Master is characterized by the 1-tuple vector  $\Delta_N = V_{CN}$  and  $A_{NN}$  is a 1x1 matrix in the last line of eq. (2), based on perturbations of eq. (6):

$$A_{NN} = \frac{3Kp(V_N - 2R_N I_N) + I_2}{C_N V_{CN} - 3KpL_N I_N} \quad (21)$$

The dynamics of each of the N-1 Slaves is described by equations involving the 3-tuple vector  $\Delta_n T = [\Delta V_{cn}, \Delta i_{dn}, \Delta i_{qn}]$  and the 3x3 matrix:

$$[A_{nn}] = \begin{bmatrix} 0 & -p_n L_n & -q_n L_n \\ p_n C_n & r_n & e_n \\ q_n C_n & -e_n & r_n \end{bmatrix} \quad (m=1,2,\dots,N-1) \quad (22)$$

where

$$p_n = \frac{\sqrt{3} \cdot X_N \cdot I_N}{V_{CN} C_N L_n} \quad (23)$$

$$q_n = \frac{\sqrt{3} \cdot (V_N - R_N I_N)}{V_{CN} C_N L_n} \quad (24)$$

$$r_n = -\frac{R_n}{L_n} \quad (25)$$

$$e_n = \omega_s \quad (26)$$

Each Slave is coupled to the  $\Delta V_{CN}$  of the Master through

$$[A_{nN}]^T = [e_n, I_n, q_n] \quad (n=1,2,\dots,N-1) \quad (27)$$

where

$$e_n = \frac{\sqrt{3}Kp}{V_{CN} C_n} \cdot (X_N I_{dn} - R_N I_{qn} + L_N I_{qn}) \cdot A_{NN} - \frac{I_2}{\sqrt{3}Kp} \quad (28)$$

$$I_n = \frac{X_N I_{qn} - R_N I_{dn} - \sqrt{3}X_N V_{CN} Kp}{L_n V_{CN}} \quad (29)$$

$$q_n = \frac{\sqrt{3}Kp V_{CN}}{V_{CN} L_n} \cdot (R_N - L_N \cdot A_{NN}) - \frac{\sqrt{3}V_N + X_N I_{dn} + R_N I_{qn}}{\sqrt{3}Kp V_{CN}} \quad (30)$$

$I_{dn}$ ,  $I_{qn}$  and  $V_{CN}$  are the steady-state solutions of eqs. (15) and (18).

As  $\Delta V_{CN}$  of the Master can be regarded as a forcing function in the equation

$$\Delta_n = [A_{nn}] \cdot \Delta_n + [A_{nN}] \cdot v_{CN} \quad (31)$$

the stability of each Slave is determined by the eigenvalues of the matrix  $[A_{nn}]$ . As the objective is to prove global stability, the characteristic equation is obtained in the 3rd order polynomial form:

$$\text{determinant } (S[I] - [A_{nn}]) = a_{0n} S^3 + a_{1n} S^2 + a_{2n} S + a_{3n} = 0 \quad (n=1,2,\dots,N-1) \quad (32)$$

where

$$a_{0n} = 1 \quad (33)$$

$$a_{1n} = 2R_n/L_n \quad (34)$$

$$a_{2n} = \frac{R_n^2 + S_n^2}{L_n^2} + \frac{3((X_N I_N)^2 + (V_N - R_N I_N)^2)}{L_n C_n V_{CN}^2} \quad (35)$$

$$a_{3n} = \frac{3((X_N I_N)^2 + (V_N - R_N I_N)^2)}{L_n C_n V_{CN}^2} \cdot \frac{R_n}{L_n} \quad (36)$$

The stability of the Slaves can be found by Routh's Criterion. Routh's Criterion assures stability when  $a_{1n} > 0$  for  $j=0,1,2,3$  and  $(a_{1n} \cdot a_{2n} - a_{0n} \cdot a_{3n}) > 0$ . From eqs. (33) to (36) it is clear that  $a_{1n} > 0$  is satisfied when  $R_n > 0$ . The second condition,  $(a_{1n} \cdot a_{2n} - a_{0n} \cdot a_{3n}) > 0$ .

$$\frac{2(R_n^2 + X_n^2)}{L_n^2} + \frac{3((X_N I_N)^2 + (V_N - R_N I_N)^2)}{L_n C_n V_{CN}} \cdot \frac{R_n}{L_n} > 0 \quad (37)$$

is also satisfied when  $R_n > 0$ .

In conclusion, the Slaves are always stable, because the ideal condition  $R_n = 0$  for 100% efficiency, is never reached. The direction of the power does not come into the stability conditions and hence, the Slaves are stable for both, rectifier and inverter operation. Therefore, the overall system is stable when the Master is stable.

One can explain the stability of the Slaves through the phasor diagram of Figure 5. When the Master is under steady-state, the  $\theta$  angle is constant and hence, any perturbation in the Slave voltage  $v_{cn}$  only affects the amplitude of  $V_{modn}$ , making the input current to move following the "ac locus", shown in Figure 5, to satisfy the phasor diagram. But, because of the power balance between the ac and dc side of the rectifier, the load current  $I_2$  tries to force the input current  $I_n$  to follow the "dc locus", also shown in Figure 5.

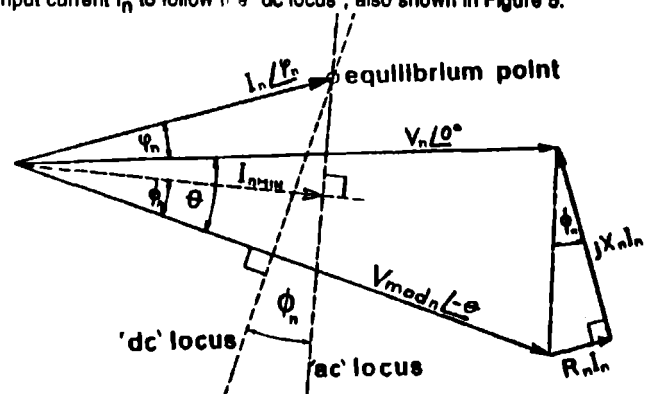


Fig. 5 Slave Phasor Diagram and its Equilibrium Point.

The intersection of these two loci represents a stable equilibrium point, because when  $V_{CN}$  increases (decreases), less (more) power comes from the ac side, discharging (charging) the capacitor  $C_N$  and making the Slave to return to the equilibrium point. Similar reasoning can be used for the inverter mode, in which a stable equilibrium point is also reached.

It can be seen from Figure 5 that the equilibrium point is stable and only possible when  $R_N > 0$ . When  $R_N = 0$ , the two loci are parallel and hence cannot meet. On the other hand, a hypothetical  $R_N < 0$  would produce an unstable equilibrium point.

### Voltage and Current Sharing

The voltage ( $V_{CN}$ ) and current ( $I_n$ ) sharing for the series configuration is found from the steady-state solutions of eqs. (15), and (18). Equation (15) gives the in-phase and the in-quadrature terms of  $I_n$ . The steady-state solution of eq. (15) is:

$$\begin{bmatrix} I_{dn} \\ I_{qn} \end{bmatrix} = \frac{\sqrt{3}}{R_n^2 + X_n^2} \begin{bmatrix} \frac{V_{CN}}{V_{CN}} \cdot (I_N X_N R_n + (V_N - R_N I_N) X_N) \\ \frac{V_{CN}}{V_{CN}} \cdot (-I_N X_N R_n + (V_N - R_N I_N) R_n) - V_N R_n \end{bmatrix} \quad (38)$$

and the steady-state solution for eq. (18) is

$$I_2 = V_{CN} = -\sqrt{3} (I_N X_N I_{dn} + (V_N - R_N I_N) I_{qn}) \quad (39)$$

The dc current  $I_2$  can be evaluated from the Master steady-state Power Balance Equation:

$$I_2 \cdot V_{CN} = 3 (V_N - R_N I_N) I_N \quad (40)$$

Eqs. (38) to (40) permit one to express the values of  $I_{dn}$ ,  $I_{qn}$  and  $V_{CN}$ , in terms of the Master input current  $I_N$ , the Master dc voltage  $V_{CN}$ , and the constants  $R_N$ ,  $R_n$ ,  $X_n$  and  $V_N$ .  $V_N$  and  $V_n$  are the ac supply voltages of the Master and the Slaves respectively. The manipulation of these equations finally yields:

$$V_{CN} = V_{CN} \cdot \frac{(V_N X_n \cdot X_n \cdot I_N + (V_N - R_N \cdot I_N) [R_n V_N - I_N (R_n^2 + X_n^2)])}{R_n - \text{Denom}} \quad (41)$$

$$I_{dn} = \sqrt{3} \cdot I_N \cdot \frac{(V_N - R_N I_N) \cdot (V_N X_n - V_N X_n + I_N (R_n X_n - R_N X_n))}{R_n - \text{Denom}} \quad (42)$$

$$I_{qn} = -\sqrt{3} \cdot I_N \cdot \frac{(R_n (V_N - R_N I_N)^2 + X_n I_N (V_N X_n - V_N X_n + R_n I_N X_n))}{R_n - \text{Denom}} \quad (43)$$

where

$$\text{Denom} = (V_N - R_N I_N)^2 + (I_N X_n)^2 \quad (44)$$

The magnitude and phase of the input Slave current,  $I_n$ , is found through eqs. (42) and (43):

$$I_n = |I_n| \angle \theta_n \quad (45)$$

where

$$|I_n| = \frac{1}{\sqrt{3}} \cdot \sqrt{I_{dn}^2 + I_{qn}^2} \quad (46)$$

and

$$\theta_n = \tan^{-1} (-I_{dn}/I_{qn}) \quad (47)$$

From eqs. (41) to (47), it can be found that voltages and currents are perfectly balanced when the parameters of the Slaves are identical to the corresponding parameters of the Master ( $R_n=R_N$ ,  $X_n=X_N$  and  $V_n=V_N$ ). Based on these equations, figures 6 and 7 show graphically the effect of the parameter variations on  $I_n$  and  $V_{CN}$  with respect to the Master steady-state conditions, as a function of  $X_n$  and  $V_n$  respectively. The Master operates at its rated power and  $X_N = 0.25$  [pu].

It can be seen from figure 6 that the Slave current  $I_n$  is very sensitive to  $X_n$  variations. The Slave output voltage  $V_{CN}$ , is also affected by  $X_n$  variations.

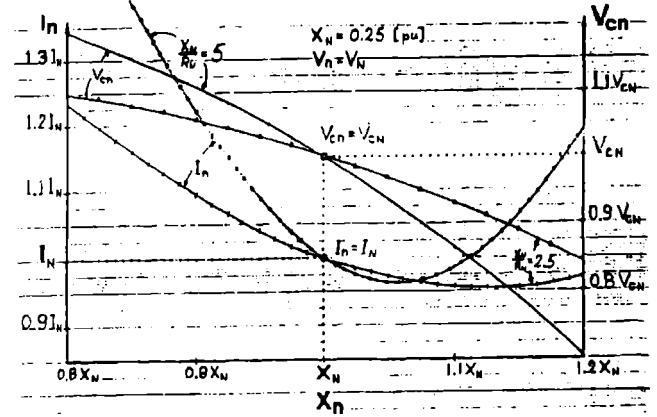


Fig. 6 Parameter Sensitivity to  $X_n$  Variations.

Note that in both cases, the  $X_n/R_N$  ratio has an important influence in the parameters variation. The bigger is this ratio, the more sensitive becomes the system. It is clear that the deviations of the reactances of the Slaves should not be bigger than 5% of the reactance of the Master.

The values of  $R=0.05$  [pu] ( $X_N/R_N=5$ ) and  $R=0.1$  [pu] ( $X_N/R_N=2.5$ ) represent modular efficiencies of about 95 and 90 percent respectively. The figure shows the  $I_n$  and  $V_{CN}$  variations for  $X_N/R_N=5$  and  $X_N/R_N=2.5$ . These ratios and the value  $X_N=0.25$  [pu] are very representative of real systems.

The Figure 7 shows similar behaviour in the Slave input current and output voltage when its supply voltage  $V_n$  changes with respect to  $V_N$ . The voltage  $V_{CN}$  increases almost linearly when  $V_n$  should be kept as close to the Master supply voltage  $V_N$  as possible.

With these results it is easy to realize that it is very important to keep the Slave reactance  $X_n$  and its supply voltage  $V_n$  as close to the Master values as possible. Any variation in these parameters exceeding 5% cannot be tolerated.

The resistance  $R_n$  has been proven to produce a negligible effect on  $I_n$  and  $V_{CN}$ . For this reason, it is not shown graphically.

The capacitors  $C_n$  play neither a role in the sharing of the power nor in the stability of the system. Hence, they can be made small in the Slaves. However, the Master has to have a sufficiently

large capacitance to satisfy eq. (7).

The Figure 8 shows experimentally a step response for two 2-kW series-connected rectifiers. The load dc current  $I_2$  changes

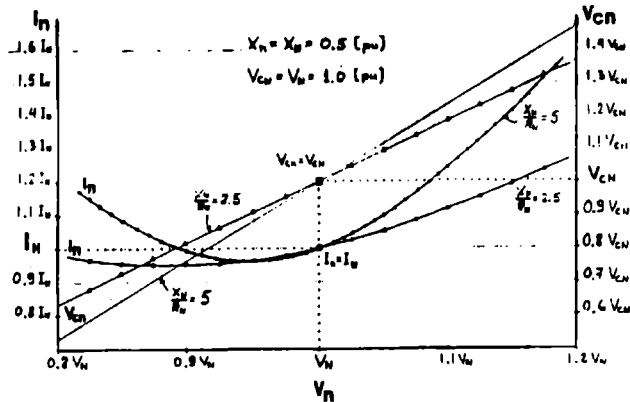


Fig. 7 Parameter Sensitivity to  $V_n$  Variations

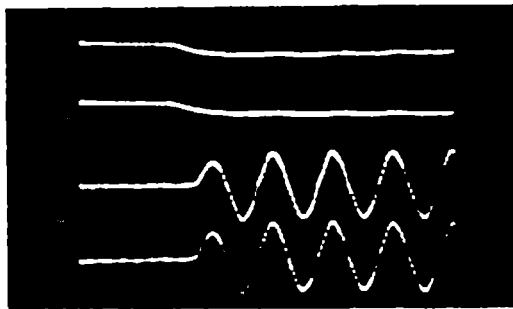


Fig. 8 Experimental Oscillogram for a Step Response  
a) Slave Voltage  $V_{c1}$ ; b) Master Voltage  $V_{c2}$   
c) Slave Current  $I_1$ ; d) Master Current  $I_2$ .

from zero to 6 A dc. The Slave and Master dc voltages, and the phase currents are displayed. The dc voltage  $V_c = 120$  V. The system is using only proportional gain. The oscillogram shows that both the voltages and the currents are shared equally in steady-state and in the transient position.

The Figure 9 shows a reversal of power simulation for 5 series connected modules. A switching frequency of 500 Hz is used and the rating of each rectifier is 60 kW. The current  $I_2$  changes from -100 to 100 A dc. The system uses a PI controller.

The Figure 10 shows experimentally the sensitivity of the Slave in the two-module system, under  $X_n$  variations. One sees that the equations predict with good approximation the variations of  $V_{cn}$  and  $I_n$  per unitized to the Master.

### Conclusions

The analytical tools for stability analysis of series connected Boost Type PWM Rectifiers, controlled by a Master unit, have been developed. The equations have been verified experimentally and by computer simulations. From these equations, the following conclusions can be made:

- 1) The only condition for the Slaves stability is that  $R_n \neq 0$ . This means that when the Master is stable. The overall system is stable.

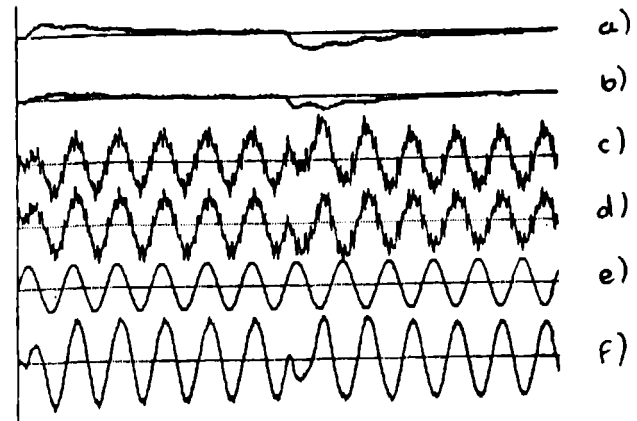


Fig. 9 Reversal of Power Simulation for a 300 kW System, from Zero to 100 to -100 a DC. a) Slave 1 DC Voltage Error; b) Master DC Voltage Error; c) Slave 1 Input Current; d) Master Input Current; e) Master Input Voltage; f) Total Input Current.

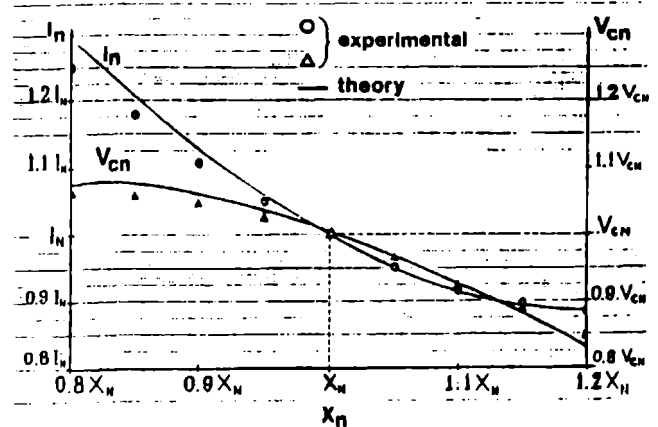


Fig. 10 Experimental Parameter Sensitivity to  $X_n$  Variations.

- 2) The equations permit one to predict the parameter sensitivity of the system under variations in the input values of voltages and impedances of each Slaves.
- 3) They can be used to predict the behaviour of small or very large rectifiers. They represent a useful tool for the design of this type of series connection.

### Acknowledgements

The authors are grateful for financial support from the "Natural Science and Engineering Research Council of Canada and de Ministry of Education of Quebec". The authors are indebted to Mr. Joseph Mul for laboratory assistance and Miss Betty Andonaegui A. for the preparation of the manuscript.

### References

- [1] J.A. Wilson, "The forced Commutated Inverter as a Regenerative Rectifier", IEEE Trans on Ind. Appl., Vol. IA-14 N°4, July/Aug. 1978, pp 335-340.

- [2] E.P. Wiechmann, P.D. Zlogas and V.R. Stefanovic, "AS Novel Bilateral Power Conversion for Variable Frequency Static Power Supplies", IEEE Trans on Ind. Appl., IA-21 N°5, Sep/Oct 1985, pp 1226-1233.
- [3] M. Brechbuhler and B. Skrabo, "The Static Converter as Modern Power Controller", Brown Boveri Rev., Vol. 69 N°12, Dec. 1982, pp 441-452.
- [4] L. Malesani and P. Tenti, "Three-Phase AC/DC PWM Converter with Sinusoidal AC Currents and Minimum Filter Requirements", IEEE Trans on Ind., Vol. IA-23 N°1, Jan/Feb 1987, pp 71-77.
- [5] S.K. Biswas, M.S. Mahesh and B.S. Ramakrishna, "A Three-Phase GTO AC to DC Converter with Input Displacement Factor and Output Voltage Control", IEEE-IAS Annual Meeting, Oct. 1987, pp 684-690.
- [6] B.T. Ooi, J.C. Salmon, J.W. Dixon and A.B. Kulkarni, "A three-Phase Controlled Current PWM Converter with Leading Power Factor", IEEE Trans on Ind. Appl. Vol IA-23 N°1, Jan/Feb 1987, pp 78-84.
- [7] H.S. Patel and R.F. Holt, "Generalised Techniques of Harmonic Elimination", IEEE Trans. on Ind. Appl., Vol IA-9 N°3, 1973, pp 310-313.
- [8] Xiaolang Ma, "High-Performance PWM Frequency Changers", IEEE Trans. on Ind. Appl., Vol. IA-22 N°2, March/April 1986, pp 267-280.
- [9] H. Kohlmeier, O. Niermeyer and D. Schroder, "High Dynamic Four Quadrant AC-Motor Drive with Improved Power Factor and On-Line Optimized Pulse Pattern with PROMC", IEEE Trans. on Ind. Appl., Vol. IA-23 N°6, Nov/Dec 1987, pp 1001-1009.
- [10] H. Kohlmeier, and D. Schroder, "Control of a Double Voltage Inverter System Coupling a Three Phase Mains with an AC Drive", IEEE-IAS Annual Meeting, Oct. 1987, pp 593-599.
- [11] A.B Kulkarni, J.W. Dixon, M. Nishimoto and B.T. Ooi, "Transient Tests on a Voltage Regulated Controlled-Current PWM Converter", IEEE Trans. on Ind. Electronics, Vol. IE-34 N°3, Aug. 1987, pp 319-324.
- [12] J. Holtz, W. Lotzkat and K. H. Werner, "A High-Power Multi Transistor-Inverter Uninterruptible Power Supply System", IEEE PESC'86 Record, 1986, pp 311-320.
- [13] J.W. Dixon and B.T. Ooi, "Dynamically Stabilized Current Controlled SPWM Boost Type Three-Phase Rectifier", IEEE-IAS Annual Meeting, October 1988.
- [14] J.W. Dixon and B.T. Ooi, "Series and Parallel Operation of Hysteresis Current-Controlled PWM Rectifiers", IEEE-IAS Annual Meeting, Oct. 1987, pp 641-647.

# DESARROLLO DE UN ESQUEMA DE CONTROL PARA UN COMPENSADOR ESTÁTICO DE REACTIVOS DEL TIPO CONDENSADOR CONMUTADO POR TIRISTORES.

Luis Morán T. Alejandro Rivera

Depto. de Ingeniería Eléctrica  
Universidad de Concepción  
Casilla 53-C, Correo 3  
Concepción - CHILE

## RESUMEN

En este artículo se presenta un esquema de control para un condensador conmutado por tiristores que permite la conexión de los condensadores sin que se generen altas corrientes inrush. Para ello, el condensador se conecta en el instante en que su voltaje residual se hace igual a la tensión de la red. El tiempo de respuesta del circuito es rápido, permitiendo variar la cantidad de potencia reactiva generada cada medio ciclo. Finalmente, las características del compensador se comprueban experimentalmente.

## ABSTRACT

The paper deals with a control scheme for a thyristor-switched capacitor system. The proposed control scheme allows to switch on the capacitor without generating inrush currents. The compensator allows to change the generated reactive power every half cycle. The capacitor banks are switched in at the instant of zero voltage across their thyristor switches. A prototype compensator is built and the theoretical results are verified experimentally.

## I. INTRODUCCION

El uso de condensadores conmutados por tiristores ha demostrado ser una eficiente herramienta para controlar el flujo de reactivos en los sistemas eléctricos de potencia [1], [2], [3], [4]. Junto con presentar una construcción sencilla y operación confiable [5], este equipo posee la importante ventaja de no generar armónicas de corriente. Sus principales desventajas radican en la poca flexibilidad para variar la cantidad de reactivos generados, la que depende de la potencia de cada condensador, y el hecho de producir altas corrientes en el instante en que se conectan a la red. Para evitar la generación de estas altas corrientes "inrush" los fabricantes optan por conectar pequeños reactores en serie con el equipo, limitando de esta manera el  $di/dt$ , además de energizar el condensador en el instante en que la tensión de la red es máxima [6]. Cabe destacar que la única manera efectiva de asegurar un valor mínimo en la componente transitoria de la corriente es conectando el condensador en el instante en que la tensión de la red es igual, en magnitud y polaridad, al voltaje residual en el condensador [1]. Para ello es necesario conocer el voltaje inicial en el condensador para poder determinar el instante en que este se conecte a la red. Por lo tanto, el esquema de control que dispara los tiristores en el momento en que la tensión del sistema es máxima es efectivo sólo cuando el condensador permanece cargado con la tensión máxima de la fuente. En este caso el voltaje en los terminales del tiristor es cero minimizando la am-

plitud de la componente transitoria de la corriente.

En este trabajo se presenta un esquema de control que asegura la conexión del condensador en el instante preciso en que su tensión residual es igual al voltaje de la red, evitando de esta forma la generación de altas corrientes inrush. El esquema de control es efectivo cualesquiera que sea la tensión residual en el condensador. Además en este artículo se describen los diferentes módulos que componen el esquema de control incluyendo un circuito para calcular la componente reactiva de la corriente de carga, un circuito para seleccionar el número de condensadores a conectar a la red (depende de la cantidad de reactivos a generar), y el circuito de disparo de los tiristores. También se incluye un análisis que permite identificar el instante óptimo de conexión de los condensadores. Por último, las características del esquema de control propuesto se demuestran con resultados experimentales obtenidos en un prototipo de laboratorio.

## II.- PRINCIPIOS DE OPERACION

Para determinar las condiciones que deben cumplirse para evitar la generación de corrientes transitorias al momento de conectar el condensador a la red, se analiza el circuito mostrado en la Fig. 1. La ecuación característica del circuito es:

$$v(t) = L \frac{di}{dt} + \int_0^t i_c(t) dt + V_{co} \quad (1)$$

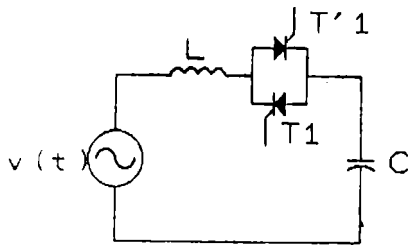


Fig. 1 Circuito equivalente del condensador conmutado por tiristores.

donde

- $v(t) = V_m \sin(\omega t + \alpha)$ , tensión de la red,
- $L$  es la inductancia equivalente del sistema de potencia,
- $C$  es la capacidad del condensador,
- $V_{co}$  es la tensión inicial en el condensador.

Aplicando la transformada de Laplace a la ecuación (1):

$$V_m \frac{(s \sin \alpha + \omega \cos \alpha)}{s^2 + \omega^2} = I(s) \left[ \frac{s^2 LC + 1}{sC} \right] + \frac{V_{co}}{s} \quad (2)$$

Despejando el valor de la corriente y agrupando términos:

$$I(s) = \frac{(V_m \sin \alpha - V_{co}) s^2 + (\omega V_m \cos \alpha) s - \omega^2 V_{co}}{L(s^2 + \omega^2)(s^2 + 1/LC)} \quad (3)$$

Separando en fracciones parciales:

$$I(s) = \frac{\omega C V_m}{1 - \omega^2 LC} \left[ \cos \alpha \left\{ \frac{s}{s^2 + \omega^2} \right\} - \sin \alpha \left\{ \frac{\omega}{s^2 + \omega^2} \right\} \right] - \frac{\omega C V_m \cos \alpha}{1 - \omega^2 LC} \left\{ \frac{s}{s^2 + \omega_n^2} \right\} - \frac{V_{co}}{\omega_n L} \left\{ \frac{\omega_n}{s^2 + \omega_n^2} \right\} + \frac{V_m \sin \alpha}{\omega_n L (1 - \omega^2 LC)} \left\{ \frac{\omega_n}{s^2 + \omega_n^2} \right\} \quad (4)$$

Aplicando la transformada inversa

$$i(t) = \frac{\omega C V_m}{1 - \omega^2 LC} (\cos \alpha \cos \omega t - \sin \alpha \sin \omega t) - \frac{\omega C V_m \cos \alpha}{1 - \omega^2 LC} \cos \omega_n t - \frac{V_{co}}{\omega_n L} \sin \omega_n t + \frac{V_m \sin \alpha}{\omega_n L (1 - \omega^2 LC)} \sin \omega_n t \quad (5)$$

Finalmente:

$$i(t) = \frac{\omega C V_m}{1 - \omega^2 LC} \cos(\omega t + \alpha) - \frac{\omega C V_m \cos \alpha}{1 - \omega^2 LC} \cos \omega_n t + \left[ \frac{V_m \sin \alpha}{\omega_n L (1 - \omega^2 LC)} - \frac{V_{co}}{\omega_n L} \right] \sin \omega_n t \quad (6)$$

El primer término de la ecuación (6) corresponde a la corriente en estado estacionario en el condensador. Los términos restantes representan la componente oscilatoria de la corriente cuya velocidad angular  $\omega_n$  es igual

a  $1/\sqrt{LC}$ . En la práctica la resistencia del sistema eléctrico amortigua la componente oscilatoria de la corriente haciéndola desaparecer después de cierto tiempo y no altera la característica oscilatoria del circuito.

Para evitar un cambio brusco en la corriente de partida del condensador,  $V_{co}$  debe ser igual a la tensión de la red, de manera que al disparar el tiristor, la diferencia de tensión entre el condensador y la fuente es cero. De esta forma se evitan altas corrientes inrush en el sistema eléctrico. Sin embargo, la ecuación (6) demuestra que para evitar oscilaciones en la corriente una vez el condensador se ha conectado a la red, se deben satisfacer simultáneamente las siguientes condiciones:

i)  $\cos \alpha = 0 \rightarrow \sin \alpha = \pm 1$

ii)  $V_{co} = \frac{V_m}{1 - \omega^2 LC}$

La primera condición exige que el condensador se conecte a la red en el instante en que la tensión del sistema es máxima (positivo o negativo), mientras que la segunda condición requiere que en ese momento la tensión inicial en el condensador sea igual a  $V_m/(1 - \omega^2 LC)$ . Esta última condición hace que sea prácticamente imposible asegurar una corriente libre de oscilaciones puesto que es difícil mantener  $V_{co}$  al valor deseado, sobretodo si el condensador ha permanecido desenergizado.

El valor de la amplitud de la componente oscilatoria con respecto a la amplitud de la componente alterna, en el caso de conectar el condensador cuando  $v = V_{co}$  está dado por la expresión:

$$\left| \frac{I_{osc}}{I_{ac}} \right| = \sqrt{\frac{1}{n^2} \left[ \frac{V_{co}}{V_m} \right]^2 - \cos^2 \left( \sin^{-1} \frac{V_{co}}{V_m} \right)} \quad (7)$$

Al conectar el condensador cuando  $\alpha = 90^\circ$  la relación entre las dos componentes de la corriente es igual a:

$$\left| \frac{I_{osc}}{I_{ac}} \right| = n - \frac{n^2 - 1}{n} \frac{V_{co}}{V_m} \quad (8)$$

Al graficar estas expresiones en función de la frecuencia natural en por unidad "n" ( $n = 1/(f\sqrt{LC})$ ), figuras 2 y 3, se comprueba que en ambos casos los valores mínimos de la componente oscilatoria se generan si el condensador se conecta en el instante en que la tensión en la red es igual al voltaje residual en el condensador ( $v = V_{co}$ ) [1].

Para lograr conectar el condensador en el instante en que  $v = V_{co}$  es necesario sensar la tensión en los terminales del condensador de manera de poder disparar los tiristores de acuerdo a la forma indicada en la figura 4, esto es:

- Para  $V_{co}$  positivo, el pulso S1 se aplica a la grilla del tiristor T1.
- Para  $V_{co}$  negativo el pulso S'1 se aplica a la grilla del tiristor T'1.
- Para  $V_{co}$  igual a cero, los pulsos M se aplican simultáneamente a T1 y T'1.

En todos estos casos el tiristor recibe el pulso en el instante en que está con pola-



rización inversa, por lo tanto no entra en conducción hasta que la tensión en el condensador y el voltage en la red sean iguales.

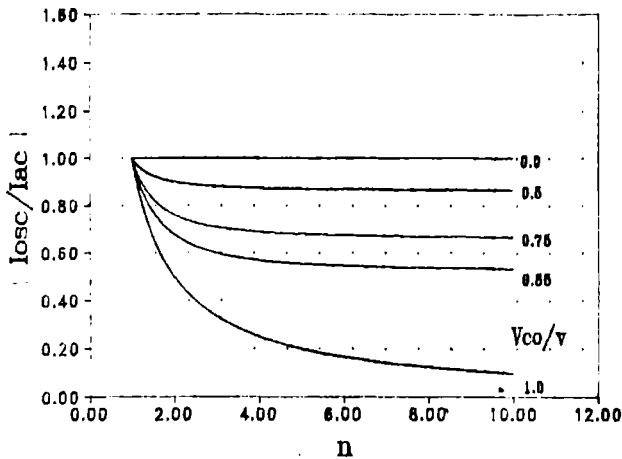


Fig. 2 Amplitud relativa de la componente oscilatoria de corriente. El tiristor se dispara cuando  $v = V_{co}$ .

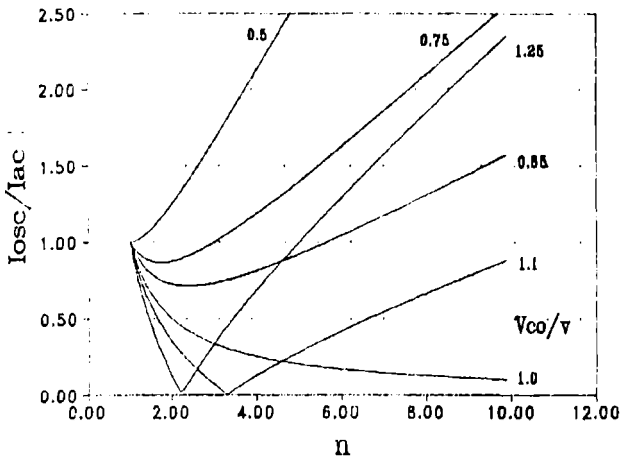


Fig. 3 Amplitud relativa de la componente oscilatoria de corriente. El tiristor se dispara cuando  $\alpha = \pm 90^\circ$ .

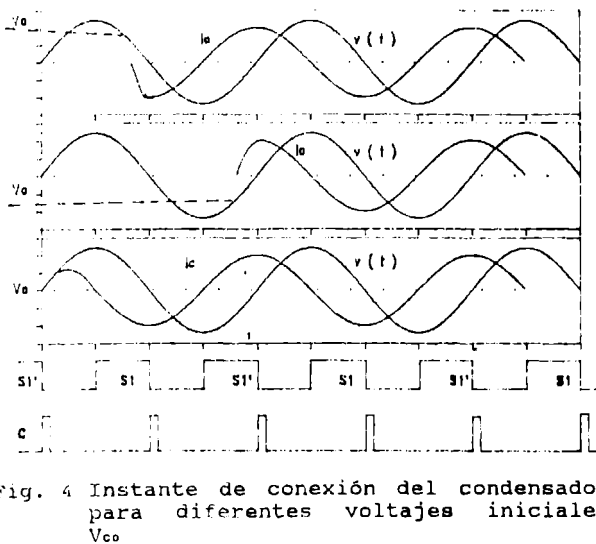


Fig. 4 Instante de conexión del condensador para diferentes voltajes iniciales  $V_{co}$

### III.- SISTEMA DE CONTROL

En la figura 5 se muestra el diagrama en bloques del esquema de control propuesto. Este sistema consta de un circuito que calcula la componente reactiva de la corriente de carga, un circuito que determina el número de condensadores a conectar a la red, un circuito que sensa la tensión en el condensador y un circuito que genera los pulsos de disparo a los tiristores.

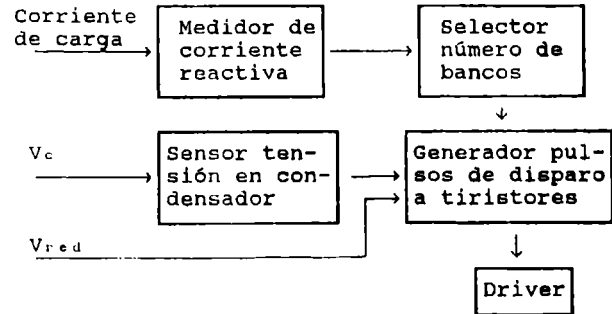


Fig. 5 Diagrama en bloques del esquema de control.

#### A. Cálculo de la corriente reactiva

La tensión de la red y la corriente en la carga están definidas por las expresiones:

$$v(t) = V_m \sin(\omega t) \quad (9)$$

$$i_L(t) = I_m \sin(\omega t + \phi)$$

La componente activa y reactiva de la corriente son

$$i_{La}(t) = (I_m \cos \phi) \sin(\omega t) \quad (10)$$

$$i_{Lr}(t) = (I_m \sin \phi) \cos(\omega t)$$

La ecuación (9) muestra que la amplitud de la componente reactiva de la corriente es  $I_m \sin \phi$  y es igual al valor instantáneo de la corriente en la carga  $i_L(t)$  cuando  $\omega t = m\pi$  ( $m = 0, 1, 2, \dots$ ). Por lo tanto para conocer la componente reactiva  $i_{Lr}$  basta muestrear la corriente en el instante en que la tensión fase neutro de la red cruza por cero.

#### B. Selección de los bancos de condensadores

El circuito que determina el número de bancos de condensadores que deben conectarse a la red se muestra en la figura 6. Este circuito consta de un comparador por cada banco de condensadores existente. Estos comparadores reciben como entrada una señal  $V_o$ , proporcional a la componente reactiva de la corriente de carga. Esta señal es comparada con un voltaje de referencia ( $V_r$ ) el cual debe ser levemente superior al nivel máximo de la corriente reactiva que se desea compensar. La máxima corriente reactiva que se puede compensar depende del número de bancos de condensadores y está definida por:

$$I_{rmax} = k\omega CV_m \quad (11)$$

donde  $k$  representa el número total de bancos.  
 El  $i$ -ésimo banco deberá conectarse cuando la componente reactiva de la corriente exceda el valor

$$I_{r_i} = \frac{(2i-1)}{2k} I_{r_{max}} \quad (12)$$

De esta última expresión se deduce la relación que se utiliza para fijar los distintos niveles de los comparadores, esta es:

$$V_i = \frac{(2i-1)}{2k} V_r \quad (13)$$

De esta forma cada vez que  $V_i$  exceda a  $V_o$  los pulsos de disparo al par de tiristores del  $i$ -ésimo banco quedan habilitados.

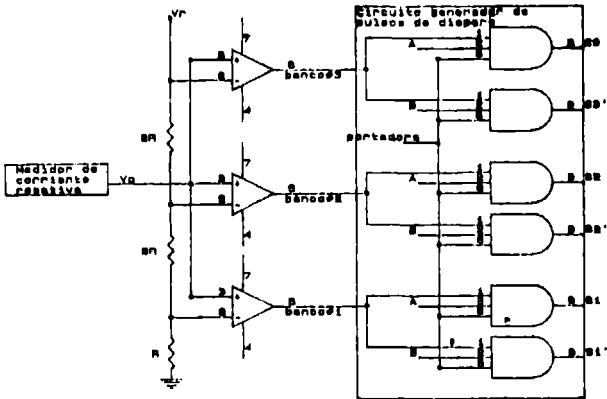


Fig. 6 Circuito selector de los bancos de condensadores

**C. Sensor de polaridad**

Este circuito debe entregar una señal dependiendo de la polaridad de la tensión residual en el condensador la que puede ser positiva, negativa o nula. Esta tensión es continua, razón por lo cual se utiliza un opto-acoplador para aislar y procesar la señal. Como un opto-acoplador entrega solo pulsos positivos, es necesario usar dos en conexión antiparalela tal como se indica en la figura 7. Dependiendo de la polaridad de  $V_{co}$ , el diodo de entrada de los opto-acopladores quedarán polarizados en sentido directo entregando una señal.

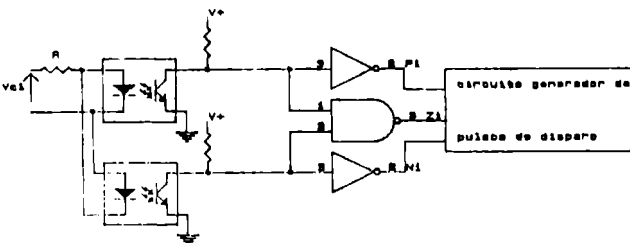


Fig. 7 Circuito sensor del voltaje residual en el condensador.

**D. Generador de pulsos de disparo**

Este circuito se encarga de generar los pulsos de disparo correspondientes a cada banco de condensadores. Para ello es necesario generar un tren de pulsos de alta frecuencia (9 kHz) con un ancho de 90° en el caso de que la polaridad del voltaje residual en el condensador sea positiva o negativa, o un ancho menor en el caso de que el condensador esté descargado. El circuito se configura de acuerdo a la siguiente expresión lógica (figura 8):

$$S_i = (A \cdot P_i + C \cdot Z_i) \cdot i \cdot \text{portadora}$$

$$S'_i = (B \cdot N_i + C \cdot Z_i) \cdot i \cdot \text{portadora}$$

donde:

- $i$ : señal de habilitación del  $i$ -ésimo banco,
- $S_i, S'_i$ : pulsos a los respectivos tiristores,
- $A$ : pulsos en crestas positivas del voltaje de la red,
- $B$ : pulsos en crestas negativas del voltaje de la red,
- $C$ : pulsos en cruces por cero del voltaje de la red,
- portadora: señal de 9 kHz para modular pulsos a los tiristores.
- $P_i, Z_i, N_i$ : señales de salida del circuito sensor de polaridad.

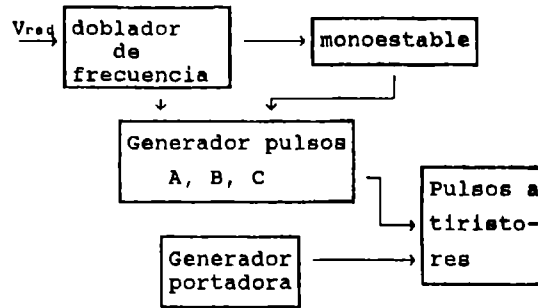


Fig.8 Diagrama en bloques del circuito generador pulsos de disparo.

**IV. RESULTADOS EXPERIMENTALES**

El prototipo implementado en el laboratorio consta de tres bancos trifásicos de 5 kVAR cada uno. El equipo se conecta a una carga inductiva con factor de potencia variable.

En la figura 9 se muestran las formas de onda de tensión y corriente de la fuente sin compensación y con compensación. La figura 10 muestra el instante en que un banco de condensadores se conecta a la red cuando  $v = V_{co}$ . Se observa que la corriente no presenta componente transitoria. En cambio en la figura 11 se puede ver el efecto que se produce al conectar el condensador cuando  $\alpha = 0$  y  $V_{co} \neq v$ . Finalmente, en la figura 12 se muestran la tensión de la red y los pulsos de disparo de un banco de condensadores.

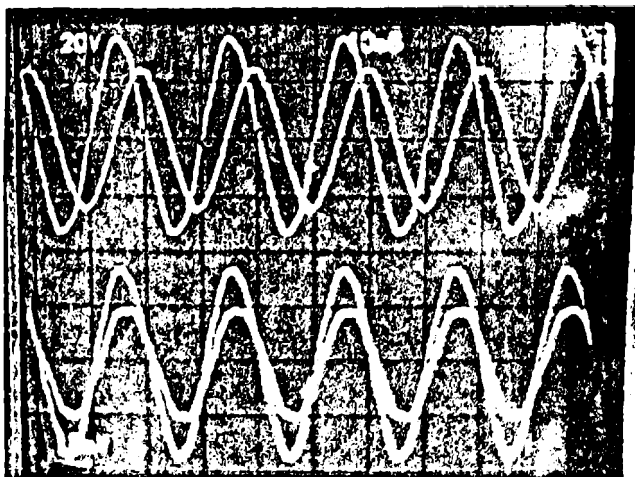


Fig. 9 Voltaje y corriente en la red. a) Sin condensadores. b) Con condensadores.

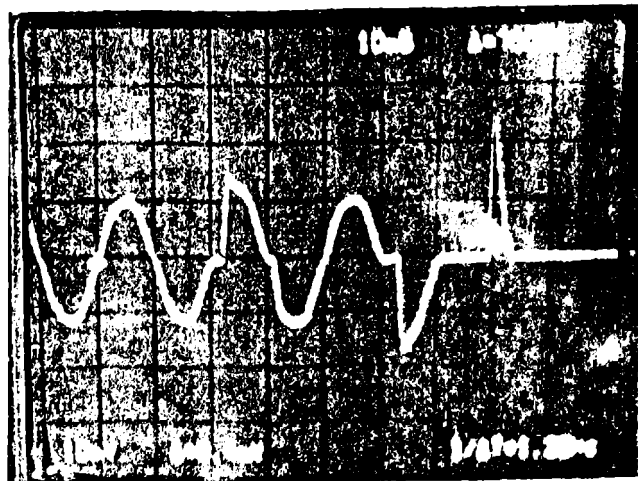


Fig. 11 Corriente en el condensador ( $v \cdot V_{cc}$ ).

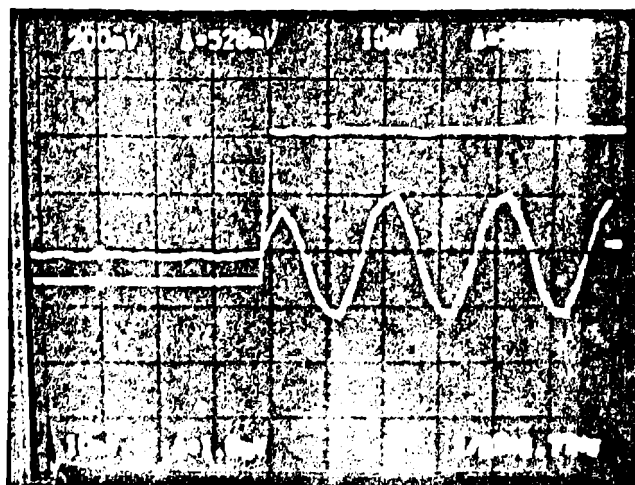


Fig. 10 Corriente en el condensador ( $v = V_{cc}$ ).

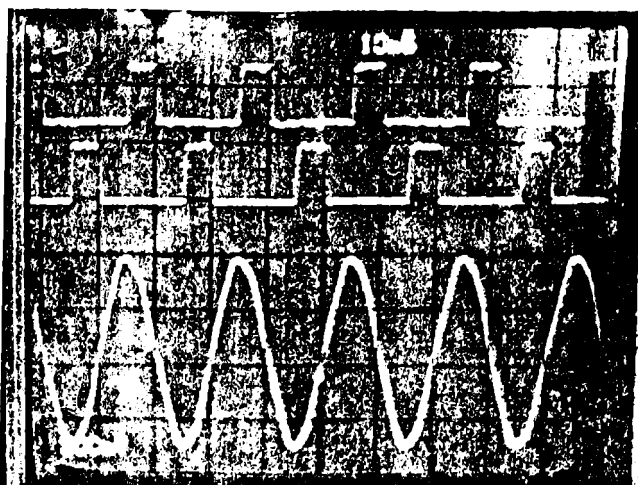


Fig. 12 a) Pulsos de disparo.  
b) Tensión en la red.

#### V. CONCLUSION

En este trabajo se presenta un esquema de control para un compensador estático de potencia reactiva del tipo condensador conmutado por tiristores. El esquema de control propuesto conecta los condensadores en el instante preciso en que su tensión residual es igual al voltaje de la red, en magnitud y fase. De esta forma la componente oscilatoria de la corriente es mínima además de evitar cambios abruptos en la corriente de partida. El sistema de control es sencillo y está diseñado para aplicaciones industriales de preferencia en baja tensión. Finalmente la factibilidad del sistema se comprueba experimentalmente en un prototipo de laboratorio de 15 kVAR.

#### AGRADECIMIENTOS

Los autores desean agradecer a la Dirección de Investigación de la Universidad de Concepción (Proyecto 20.92.11) y al proyecto Fondecyt 91-0400, que con su apoyo han hecho posible la realización de este trabajo.

#### REFERENCIAS

- [1] T.J. Miller, "Reactive Power Control in Electric Systems," John Wiley & Sons, 1982.
- [2] L. Gyugyi, R.A. Otto, T.H. Putman, "Principle and Applications of Static, Thyristor-Controlled Shunt Compensators," *IEEE Trans. on P.A.S.*, vol. PAS-97, n° 5, pp. 1935-1945, Octubre 1980.
- [3] H. Frank and B. Landstrom, "Power Factor Correction with Thyristor-Controlled Capacitors," *ASEA Journal*, vol. 45, n° 6, pp. 180-184, 1971.
- [4] E. Wanner, R. Mathys, M. Hausler, "Compensation Systems for Industry," *Brown Boveri Review*, vol. 70, pp. 330-340, Sept./Oct. 1983.
- [5] H.K. Patel, G.K. Dubey, "Reactive Power Compensation by Thyristor-Switched Capacitors," in *Conf. Record IEEE Industry Application Annual Meeting*, 1982, pp.818-824.
- [6] K. Engberg, H. Frank, B. Klerfors, "Thyristor Switched Capacitors, TSC, in Theory and Practice," *Asea Journal*, 1985.

# MODULACION MEJORADA PARA UN INVERSOR A GTO DE ALTA FRECUENCIA DE CONMUTACION

Klaus E. Bornhardt

Depto. Ing. Eléctrica, Univ. de Concepción, Cas 53-C, Concepción, Chile  
Tel.: 041/234985 anexo 2308,2247, Fax: 56/41/240280

## RESUMEN

Para aumentar la frecuencia de conmutación en inversores a GTO, es necesario reducir sus pérdidas de conmutación. Ello se puede lograr con razonable costo adicional ubicando un circuito de conmutación adicional en el enlace de continua del inversor. Dicho circuito es activado para el apagado de los GTO del inversor, pero debe operar una sola vez en cada período de conmutación, por lo que se requiere de métodos de modulación PWM modificados. En el presente trabajo se presentan dos métodos de modulación para esta aplicación que logran una importante reducción de las armónicas de salida del inversor. Dichos resultados se presentan en forma teórica y mediante resultados experimentales obtenidos mediante implementación analógico-digital y un inversor a GTO de 10 KVA operando a una frecuencia de modulación de aproximadamente 20 kHz. Mediante estos métodos de fácil implementación se logra una disminución de las pérdidas adicionales en la máquina y en el inversor.

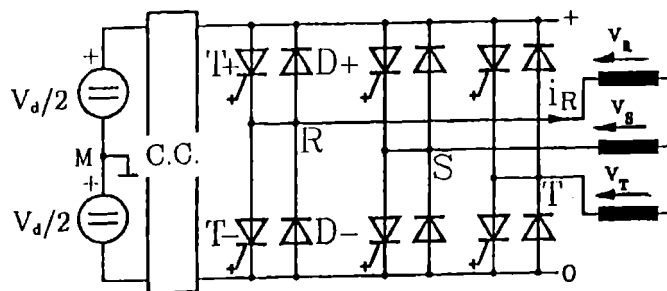
## ABSTRACT

In order to increase the switching frequency of a GTO-inverter, its switching losses should be decreased. This can be achieved with a reasonable cost increase using an additional commutation circuit placed on the DC-link. This circuit should be activated to turn-off the GTOs, but only once per switching period, thus modified PWM techniques should be used. In this paper two modulation techniques are presented for this application. These techniques present an important reduction of the output harmonics. The experimental results has been obtained through an analog-digital implementation and a 10 KVA GTO-inverter working at 20 kHz switching frequency. With these easy-implemented modified modulation techniques the additional motor and inverter losses has been decreased.

## I. INTRODUCCION

En convertidores de frecuencia la tendencia tecnológica es aumentar la frecuencia de conmutación a objeto de optimizar la interacción red-equipos-carga. En niveles de potencia medios y altos el GTO (Gate turn-off thyristor) es una interesante alternativa tecnológica. Para aumentar la frecuencia de conmutación de un inversor a GTO, es necesario disminuir drásticamente las pérdidas de conmutación del dispositivo semiconductor y del circuito snubber asociado [1]. La mejor forma de lograr esto es evitando la aparición simultánea de corriente y voltaje durante el apagado y/o encendido. Este método se ha llamado "conmutación suave" y se logra usando técnicas resonantes o cuasi-resonantes, o bien, utilizando un circuito de conmutación adicional como el de los tiristores [2-9]. Para evitar un fuerte aumento del costo y volumen se han propuesto configuraciones con solo un circuito de conmutación en el enlace de continua del inversor como se observa en figura 1 [10,11]. Dicho circuito no tiene la función de asegurar un tiempo de apagado como en el tiristor tradicional, sino de mantener el voltaje de entrada al inversor igual a cero durante el apagado de los GTO.

Con los métodos de modulación de ancho de pulso (PWM) tradicionales los GTO del inversor no son apagados en forma simultánea. Por ello el único circuito de conmutación debería actuar cada vez que un GTO requiera ser apagado. Ello aumenta las pérdidas en el circuito de conmutación y por ende limita la frecuencia de conmutación. Para lograr una reducción de las pérdidas en el circuito de conmutación, éste debe actuar sólo una vez en cada período de conmutación. En ese instante todos los GTO del puente inversor son apagados adicionalmente por el Gate, con mínimas pérdidas de apagado. La corriente de carga queda circulando através de los diodos del inversor. Posteriormente tres GTO pueden ser reencendidos en forma secuencial para retomar la corriente de carga desde sus diodos complementarios. Como las pérdidas de encendido no son críticas, en este caso no se requiere la activación del circuito de conmutación. Para que el inversor pueda operar en esta forma, se han presentado tres técnicas de modulación que son modificaciones de la técnica PWM sinusoidal, del control bang-bang de corriente y del método de modulación vectorial [12]. Los tres métodos presentan mayores armónicas que la modulación PWM sinusoidal tradicional. Sin embargo las pérdidas adicionales en la máquina son compensadas por una fuerte reducción de las pérdidas en el inversor, lográndose una mayor eficiencia del conjunto [11]. La modulación vectorial modificada presenta las mejores características, sin embargo requiere de un procesador de señales en su implementación para altas frecuencias de conmutación. Esta solución es aún muy costosa para un convertidor de frecuencia industrial. En el presente trabajo se presentan modificaciones a la técnica de modulación PWM y al controlador de corriente bang-bang presentados en [12] con las cuales se logra una importante reducción de las armónicas sin aumentar la complejidad de la implementación. Ambos métodos serán presentados en el capítulo dos y tres respectivamente.



C.C.: Circuito de Conmutación

Figura 1. Inversor a GTO con circuito de ayuda a la conmutación

## II. MODULACION PWM SINUSOIDAL MODIFICADA

Tradicionalmente en la técnica de modulación PWM sinusoidal se compara una señal de referencia sinusoidal con una señal portadora triangular. Se define como índice de modulación  $m$  a la razón entre la amplitud de la señal de referencia y la amplitud de la señal portadora. La amplitud de la tensión de salida del inversor varía linealmente con el índice de modulación, hasta llegar a una saturación para valores de  $m$  cercanos a uno. Para obtener la máxima tensión de salida se debe aumentar la tensión de referencia por sobre la señal portadora. Las tensiones que aparecen en las fases del motor dependen directamente de las tensiones en cada pierna del inversor según ecuaciones 1-3. (los voltajes están referidos a la figura 1)

$$v_R = + \frac{2}{3} \cdot v_{RM} - \frac{1}{3} \cdot v_{SM} - \frac{1}{3} \cdot v_{TM} \quad (1)$$

$$v_S = - \frac{1}{3} \cdot v_{RM} + \frac{2}{3} \cdot v_{SM} - \frac{1}{3} \cdot v_{TM} \quad (2)$$

$$v_T = - \frac{1}{3} \cdot v_{RM} - \frac{1}{3} \cdot v_{SM} + \frac{2}{3} \cdot v_{TM} \quad (3)$$

Las principales armónicas de tensión producidas aparecen alrededor de los múltiplos de la frecuencia portadora que corresponde a la frecuencia de conmutación del inversor [13]. Como las señales de referencia para las tres piernas del inversor son comparadas con la misma señal portadora, las armónicas en las tres piernas se encuentran en fase y se cancelan parcialmente en el motor (ecuaciones 1-3). Para el caso extremo de un índice de modulación  $m = 0$  las tres piernas conmutan en forma simultánea y por lo tanto la tensión fundamental y las tensiones armónicas en las fases del motor son cero (ec. 1-3).

En la presente aplicación, en que se desea que todos los GTO del puente inversor sean apagados simultáneamente, la señal portadora es cambiada a diente de sierra tal como se observa en la figura 2. Si la corriente de carga es negativa la señal portadora debe ser invertida para asegurar que en cada pierna conduzca primero un diodo y después un GTO (figura 2b). Los típicos errores en la detección de la dirección de corriente (para bajos niveles de corriente) no son críticos ya que el GTO puede apagarse por sí solo, sin ayuda del circuito de conmutación [12].

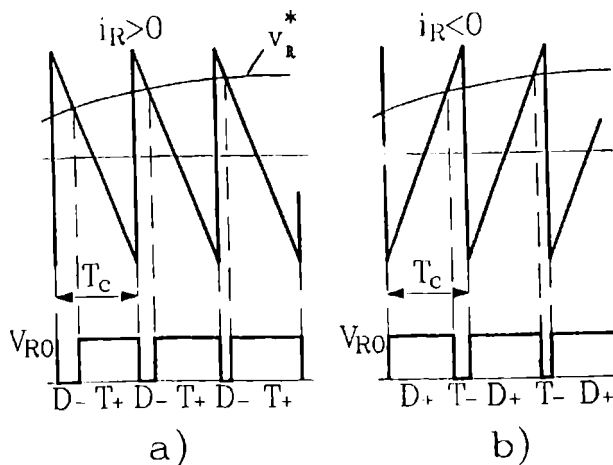


Figura 2. Modulación PWM sinusoidal con portadora diente de sierra.  
a) corriente de carga positiva  
b) corriente de carga negativa

Lamentablemente las armónicas de tensión generadas con una portadora diente de sierra no se encuentran en fase y por lo tanto aparecen con mayor intensidad en las fases del motor [13]. Adicionalmente la inversión de la señal portadora en las fases con corriente de carga negativa produce una adición de los voltajes armónicos. Para el caso extremo indicado anteriormente ( $m = 0$ ) las tensiones en el motor aparecen variando entre  $\pm(2/3) \cdot V_d$  o  $\pm(1/3) \cdot V_d$  (ec. 1-3) siendo  $V_d$  la tensión en el enlace de continua. La tensión fundamental también es igual a cero pero las tensiones armónicas obtienen su valor máximo. En la figura 3 se muestran las armónicas de tensión que aparecen en el motor para ambos métodos de modulación y para dos índices de modulación  $m$ . Las armónicas de tensión aparecen en frecuencias  $k \cdot f_c \pm \eta \cdot f_r$  siendo  $f_c$  la frecuencia de la señal portadora (frecuencia de conmutación) y  $f_r$  la frecuencia de la señal de referencia (frecuencia fundamental) [12,13].

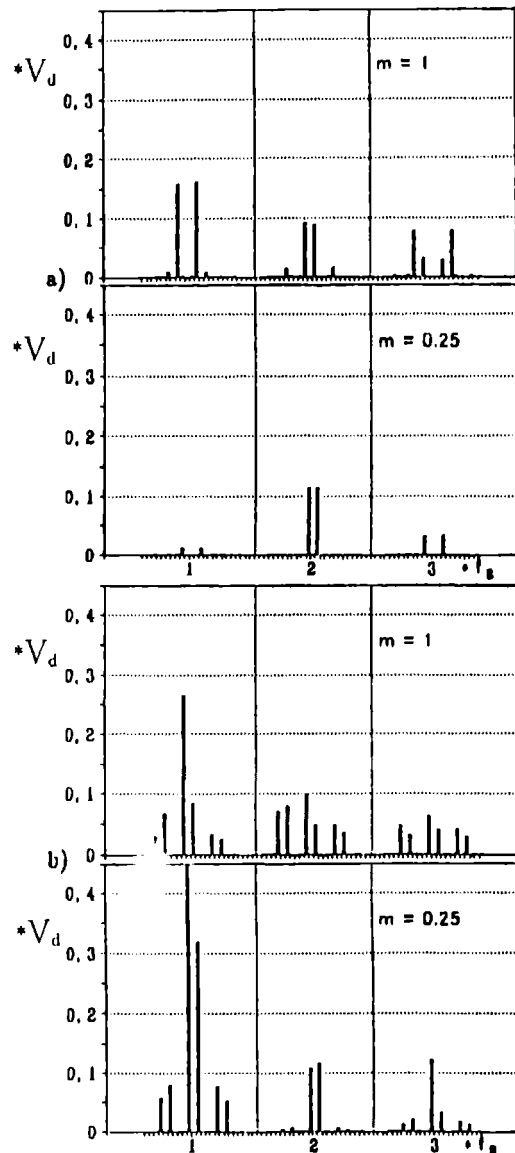


Figura 3. Espectro armónico de las tensiones en un motor para un factor de potencia de 0.86. ( $m =$  índice de modulación,  $f_c =$  frecuencia portadora)  
a) Modulación PWM sinusoidal con señal portadora triangular  
b) Modulación PWM sinusoidal con señal portadora diente de sierra invertida para corriente de carga negativa

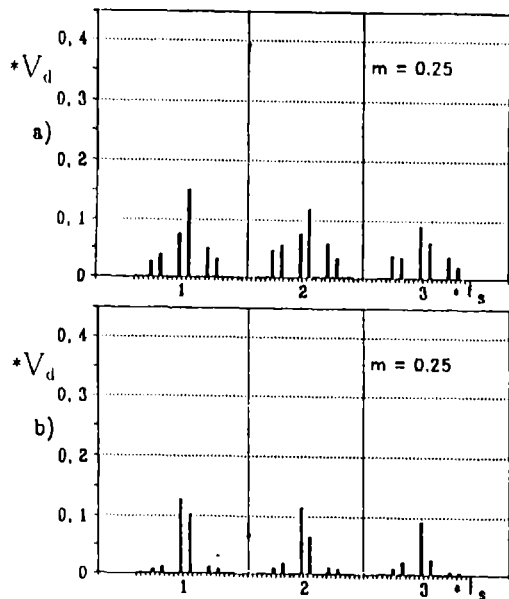


Figura 5. Espectro armónico de las tensiones en un motor para la modulación PWM mejorada con un factor de potencia de 0.86.  
 $m$  = índice de modulación  
 $f_s$  = frecuencia portadora)  
 a) 60° centrales del rango de validez  
 b) últimos 60° del rango de validez.

#### Verificación experimental

Se realizaron mediciones experimentales en un inversor a GTO de 10 KVA con circuito de conmutación adicional en el enlace de continua, alimentando un motor de inducción de 6 KW. La frecuencia de operación es aproximadamente 18 kHz. Figura 6 muestra la corriente de salida obtenida con la modulación mejorada. Figura 7 muestra los espectros armónicos del método presentado en [12] y de la versión mejorada de este trabajo. La disminución de las tensiones armónicas adquiere mayor importancia con bajos índices de modulación.

### III. CONTROLADOR BANG-BANG DE CORRIENTE

La gran ventaja del controlador bang-bang de corriente (control por histéresis) es su rapidez de respuesta y su independencia de los parámetros de la carga. En altas frecuencias de conmutación este control también tiene ventajas comparativas, ya que no es afectado por los retardos de los dispositivos semiconductores, los que pueden distorsionar fuertemente las corrientes de salida en un tren de pulsos precalculado. Sin embargo, debido a la interacción de las tres fases, el control bang-bang produce una frecuencia de conmutación muy variable y un contenido armónico de la corriente demasiado elevado considerando la alta frecuencia de conmutación. Para evitar esto, al menos parcialmente, algunos autores utilizan una histéresis variable, o generan el tren de pulsos en base a la corriente de las tres fases [16-20].

Como en la presente aplicación se desea que todos los GTO del puente inversor sean apagados simultáneamente, la filosofía del controlador debe ser cambiada: La frecuencia de conmutación se mantiene constante, por lo cuál la hysteresis varía en forma aleatoria. Al comienzo de un período de conmutación se activa el circuito de conmutación y se apagan todos los GTO del puente inversor trasapando la corriente a los diodos complementarios. La corriente a través de los diodos disminuye su amplitud hasta alcanzar la señal sinusoidal de referencia, instante en el cuál se reenciende el GTO, tal como se muestra en la figura 8 para el caso monofásico. Para el funcionamiento correcto, en cada semiciclo de la señal de referencia se debe bloquear a uno de los GTO en cada pierna del inversor.

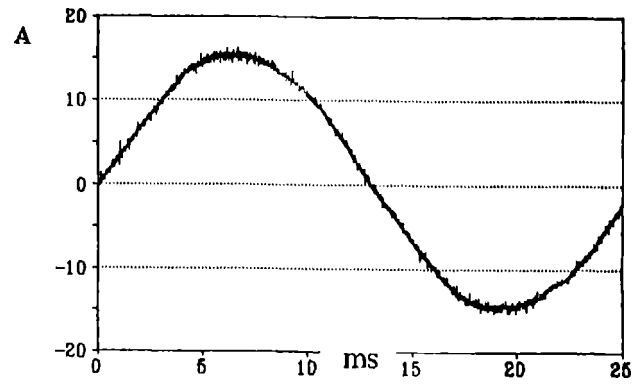


Figura 6. Corriente de salida del inversor a GTO operando a 18 kHz con la modulación PWM mejorada.

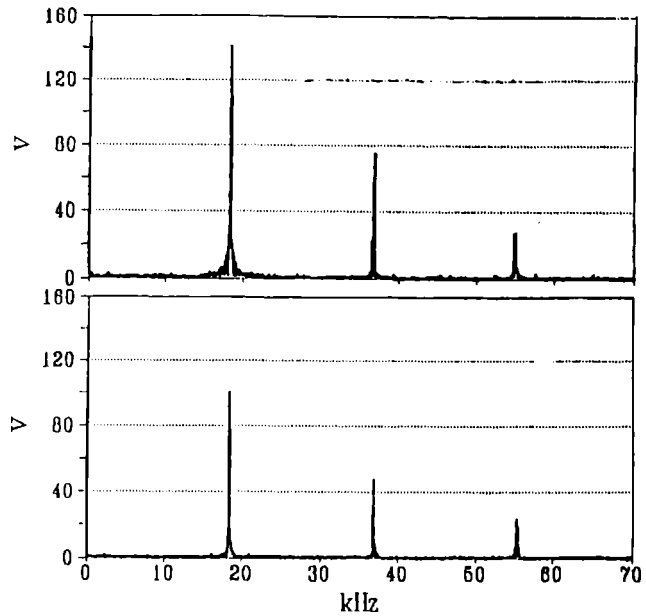


Figura 7. Espectro de tensiones medido.  
 (índice de modulación  $m = 0.5$ )  
 a) Modulación PWM sinusoidal con señal portadora diente de sierra invertida para corriente de carga negativa  
 b) Modulación PWM mejorada.

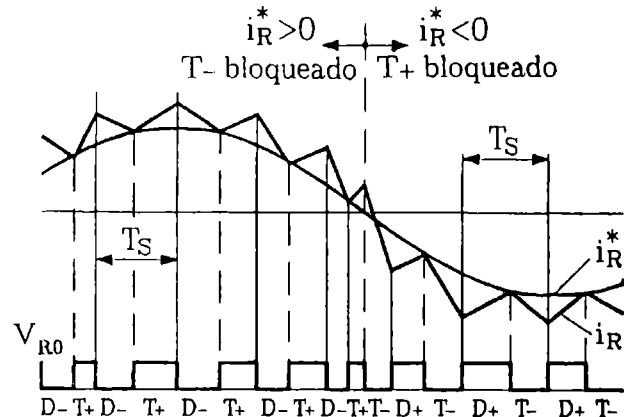


Figura 8. Principio de funcionamiento del controlador de corriente bang-bang presentado en [12].

En [12] se muestra que para altas frecuencias de conmutación (superiores a 10 - 15 kHz según la configuración utilizada) las pérdidas adicionales en el motor son compensadas por menores pérdidas en el inversor, obteniéndose una mayor eficiencia total.

### Modulación PWM mejorada.

Las altas armónicas aparecen principalmente porque en cada pierna del inversor se hace conducir primero a un diodo y luego al GTO complementario. Ello se puede evitar si la tensión de salida se obtiene conmutando los GTO en solamente dos piernas del inversor, mientras que la tensión en la tercera pierna permanece fija. En otras palabras un GTO queda en conducción, es decir no es apagado durante la activación del circuito de conmutación. Por razones de simetría la pierna con tensión constante debe ser rotada cada 60 grados. Con ello no sólo se reducen las armónicas en la tensión de salida, sino que además se reduce la frecuencia de conmutación efectiva de los semiconductores a 2/3 de la frecuencia portadora. Esto ya que cada fase no es conmutada durante 120 grados de la tensión de salida fundamental. Para obtener las mismas tensiones en el motor, a pesar de no conmutar los GTO en una de las piernas del inversor, las tres tensiones de referencia deben ser modificadas. Efectivamente se desprende de las ecuaciones 1-3 que si a la tensión de cada pierna del inversor se le suma una función igual, ésta no aparece en las fases del motor. Por lo tanto basta con sumar a las tres señales de referencia una señal que haga constante a una de ellas. Las ecuaciones 4-6 muestran el caso en el cual no se desea conmutar los GTO de la pierna R del inversor (permanece en el valor  $v_{RM} = B = \pm 1$ ).

$$v_{RM}^* = m \cdot \sin(\omega t) + [B - m \cdot \sin(\omega t)] = B \quad (4)$$

$$v_{SM}^* = m \cdot \sin(\omega t - 120^\circ) + [B - m \cdot \sin(\omega t)] = -\sqrt{3} \cdot m \cdot \cos(\omega t - 60^\circ) + B \quad (5)$$

$$v_{TM}^* = m \cdot \sin(\omega t - 240^\circ) + [B - m \cdot \sin(\omega t)] = \sqrt{3} \cdot m \cdot \cos(\omega t + 60^\circ) + B \quad (6)$$

Las señales de referencia obtienen su valor máximo (igual a 1) para un índice de modulación  $m = 2/\sqrt{3} \approx 1.15$  y tienen validez entre  $30^\circ$  y  $150^\circ$  para  $B = 1$  y entre  $210^\circ$  y  $330^\circ$  para  $B = -1$ . Como en los métodos de modulación vectorial [12,14] o con inyección de tercera armónica [15] se obtiene una tensión de salida un 15% mayor sin disminuir la frecuencia de conmutación. En Tabla 1 se muestran las señales de referencia para las tres fases del inversor, indicando además su rango de validez.

Tabla 1. Señales de referencia para la modulación PWM mejorada

Señal de referencia			Rango de validez		
$v_{RM}^*$	$v_{SM}^*$	$v_{TM}^*$	B	de	hasta
B	$-\sqrt{3} \cdot m \cdot \cos(\omega t - 60^\circ) + B$	$\sqrt{3} \cdot m \cdot \cos(\omega t + 60^\circ) + B$	+1 -1	30° 210°	150° 330°
$\sqrt{3} \cdot m \cdot \cos(\omega t - 60^\circ) + B$	B	$\sqrt{3} \cdot m \cdot \cos(\omega t) + B$	+1 -1	150° -30°	270° 90°
$-\sqrt{3} \cdot m \cdot \cos(\omega t + 60^\circ) + B$	$-\sqrt{3} \cdot m \cdot \cos(\omega t) + B$	B	+1 -1	270° 90°	30° 210°
Utilizando ecuaciones 1-3 se obtiene:					
$v_R$	$v_S$	$v_T$	con $0 < m < 2/\sqrt{3}$		
$m \cdot \sin(\omega t)$	$m \cdot \sin(\omega t - 120^\circ)$	$m \cdot \sin(\omega t - 240^\circ)$			

Cada ecuación en Tabla 1 es válida durante 120 grados consecutivos, pero por razones de simetría sólo se pueden utilizar 60 grados. Figura 4a muestra por ejemplo las señales de referencia durante los 60 grados centrales de cada rango de validez. Esto implica que no es conmutada aquella fase cuya tensión de salida fundamental es mayor que las otras en su valor absoluto. Sin embargo se puede demostrar que las menores armónicas se producen si se utilizan los últimos 60 grados del rango de validez de cada ecuación, tal como se observa en la figura 4b.

La Figura 5 muestra el espectro de la tensión de fase del motor para ambos casos. Comparando con figura 3b, se observa la importante reducción en las armónicas especialmente para bajos índices de modulación. Se puede demostrar que este método se comporta igual que la modulación vectorial modificada [12] siendo de menor costo por su fácil implementación basada en contadores, memorias EPROM y comparadores digitales. Si bien su contenido armónico aún es mayor que en el método PWM sinusoidal tradicional, permite el funcionamiento del circuito de potencia mencionado y una fuerte reducción de las pérdidas totales para altas frecuencias de conmutación [12].

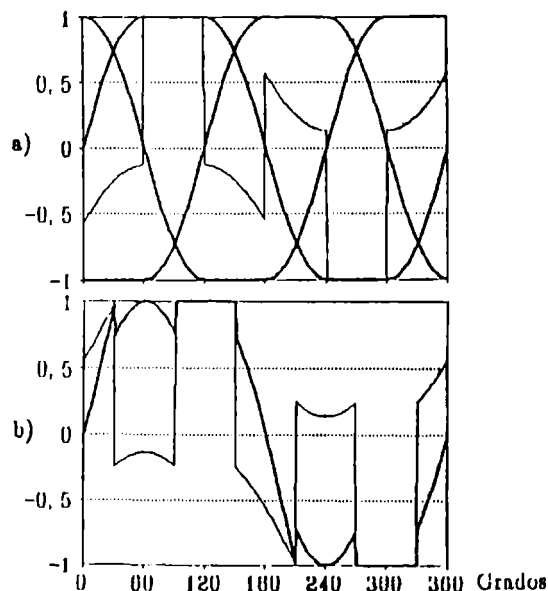


Figura 4. Tensiones de referencia para la modulación PWM mejorada.

línea gruesa:  $m = m_{max} = 2/\sqrt{3} \approx 1.15$

línea delgada:  $m = 0.5$ .

a) 60° centrales del rango de validez

b) últimos 60° del rango de validez.

Para evitar variaciones de corriente muy altas, el método sólo puede ser utilizado con altas frecuencias de conmutación. Además, dado que las variaciones de corriente dependen de la carga, es factible que la corriente de carga no alcance la señal de referencia dentro de un período de conmutación. Esto se observa claramente en la medición de corriente de la figura 9a y especialmente en el espectro armónico de la figura 9b: Si bien el circuito de conmutación es activado con una frecuencia de 11 kHz, las tensiones armónicas más importantes se encuentran alrededor de los 5.5 kHz.

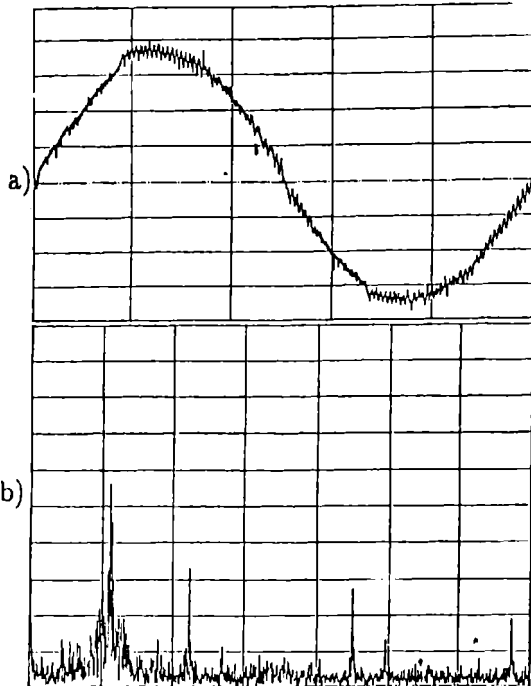


Figura 9. Medición experimental  
 Índice de modulación  $m \approx 0.5$ .  
 Frecuencia de conmutación  $f_c \approx 11$  kHz.  
 Frecuencia fundamental  $f_r \approx 50$  Hz.  
 a) Corriente de salida (5 A/div, 5 ms/div)  
 b) Espectro de la tensión de fase (12.5 V/div, 5 kHz/div).

### Controlador bang-bang de corriente mejorado

El método puede ser mejorado sustancialmente modulando la señal de referencia sinusoidal con una señal diente de sierra de la frecuencia de conmutación, tal como se muestra en la figura 10. Al comienzo de cada período de la señal diente de sierra se activa el circuito de conmutación y se apagan los GTO del puente inversor. En forma similar al método PWM presentado anteriormente, la señal diente de sierra debe ser invertida cuando la señal de referencia es negativa.

En el caso trifásico la variación de corriente en una fase depende además del estado de las otras dos fases. Sin embargo el principio de funcionamiento permanece igual, ya que normalmente la conexión de una fase al polo positivo del enlace de continua produce un aumento de la corriente, y al negativo una disminución de la corriente. Excepción es el caso en que están encendidos todos los interruptores superiores o todos los inferiores de inversor. Sin embargo esto produce un efecto positivo, ya que la variación de corriente es menor. La Figura 11 muestra la señal de referencia modulada y la señal de realimentación para el caso monofásico (neutro conectado) y el caso trifásico. para observar mejor el efecto, la modulación de la señal de referencia fue ampliada.

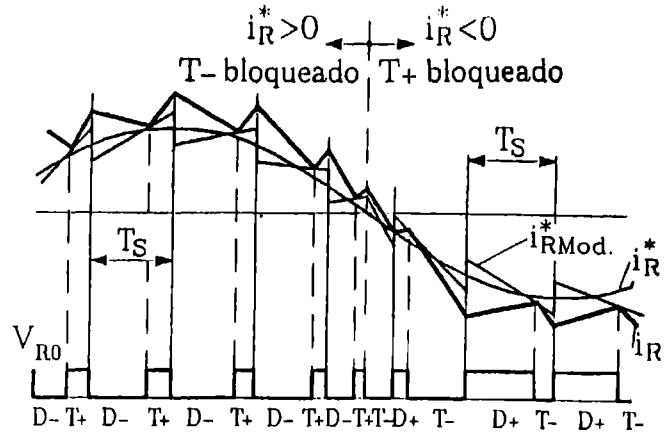


Figura 10 Principio de funcionamiento del controlador bang-bang mejorado

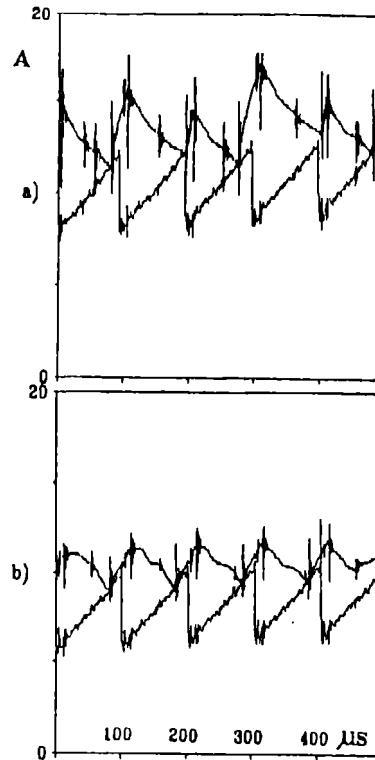


Figura 11 Señal de referencia modulada y señal de realimentación en el controlador bang-bang mejorado.  
 a) caso monofásico (neutro de la carga conectado)  
 b) caso trifásico.

La implementación del método es similar al PWM presentado anteriormente y fue realizada con circuitos análogo-digitaes basados en contadores, EPROM, conversores A/D, y comparadores.

Este método mejorado presenta ventajas importantes:  
 - Debido a la modulación de la señal de referencia, la comparación entre ésta señal y la señal de realimentación de corriente es menos susceptible al ruido.  
 - Se evitan las tensiones armónicas de frecuencia inferior a la frecuencia de conmutación, tal como se observa en el espectro de la figura 12.  
 - A diferencia del método tradicional las armónicas de tensión tienen una frecuencia definida.



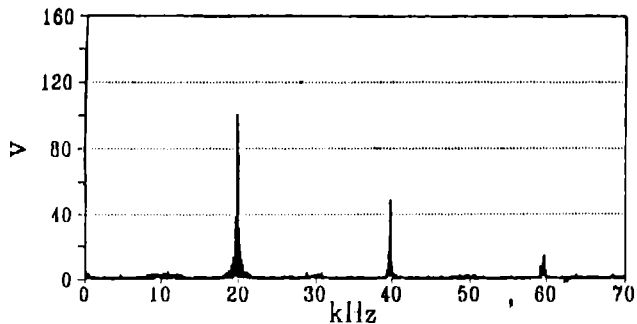


Figura 12 Espectro de la tensión de fase del motor con el método mejorado.  
 Índice de modulación  $m \approx 0.5$ .  
 Frecuencia de conmutación  $f_c \approx 20$  kHz.  
 Frecuencia fundamental  $f_r \approx 30$  Hz.

#### IV. CONCLUSIONES

Un inversor a GTO tradicional tiene altas pérdidas de conmutación en el GTO y en el snubber asociado que limitan su frecuencia de conmutación. Para disminuir estas pérdidas se puede utilizar la técnica de "conmutación suave" evitando la aparición simultánea de tensión y corriente durante el apagado. Ello se puede lograr con un circuito de conmutación adicional ubicado en el enlace de continua, que tiene la función de anular el voltaje de entrada al inversor cuando los GTO son apagados. Para obtener una real disminución de las pérdidas, este circuito debe operar sólo una vez en cada período de conmutación, lo que requiere de nuevas técnicas de modulación PWM. En este trabajo se presentan dos técnicas de modulación para esta aplicación, basadas en una modulación PWM sinusoidal modificada y un controlador de corriente bang-bang. Las nuevas técnicas presentan menor contenido armónico en la tensión de salida que las ya publicadas manteniendo la facilidad de implementación. Esto se demuestra en forma teórica y con mediciones experimentales realizadas en un inversor a GTO de 10 KVA alimentando un motor de inducción de 6 KW y operando a una frecuencia de conmutación de aproximadamente 20 kHz.

#### AGRADECIMIENTOS

El autor desea expresar sus sinceros agradecimientos a los colegas del Institut für Stromrichtertechnik und Antriebsregelung de la Universidad de Darmstadt, Alemania Federal, por su apoyo en este trabajo. Especialmente desea incluir a Prof. Dr.-Ing. Robert Jötten por sus consejos y preocupación. El autor igualmente desea agradecer a Dr. H. Berg (AEG) quién donó los GTO para la implementación de los prototipos utilizados.

#### BIOGRAFIA

Klaus Bornhardt realizó los estudios de Ingeniería Eléctrica en la Universidad de Concepción, egresando en Marzo de 1983. Posteriormente se dedicó a la docencia e investigación en el área de Electrónica de Poder en el Departamento de Ingeniería Eléctrica de la misma Universidad. Entre 1986 y 1990 trabajó en el Instituto de Electrónica de Poder y Accionamientos de la Universidad Técnica de Darmstadt (Alemania Federal) obteniendo el grado de Doctor en Ingeniería Eléctrica. Su tesis de doctorado se titula "Nuevos inversores a GTO con frecuencia de conmutación elevada". Actualmente el autor es profesor asistente del Departamento de Ingeniería Eléctrica de la Universidad de Concepción. Sus áreas de trabajo son Electrónica de Poder y Dispositivos Semiconductores.

#### REFERENCIAS

1. K.Heumann, M.Jung "Switching Losses and Operational Frequency Limitations of GTO Thyristors in PWM Inverters". *IEEE-Conf.Rec. PESC*, 1986 pp. 921-927.
2. S.M.Tenconi, M.Zambelli, L.Malesani, P.Tenti "The Reverse Blocking GTO as a very fast Turn-Off Thyristor". *IEEE-IAS Annual Meeting* 1986 pp. 377-383.
3. G.L.Skibinski, D.M.Divan "Characterization of GTOs for Soft Switching Applications". *IEEE-IAS Annual Meeting* 1988 pp 638-646
4. C.Millour "New Perspectives for GTO used as conventional Thyristors with gate assisted turn-off technique". *EPE Conf.Rec.* 1987 pp 69-75.
5. K.E.Bornhardt "Switching Behaviour of a Pulse-commutated GTO". *IEE, Power Electronics and Variable-Speed Drives Conf.Rec* 1988 pp 83-86.
6. C.Millour, J.P.Abgrall "New Perspectives for Power Converters with ZTO Thyristors". *PCI & MOTORCON* 1988 pp 1-12
7. L.Malesani, L.Rosseto, P.Tenti, R.J.Morris, F.Wakeman "Design and Characterization of GTO Devices for Medium Frequency Applications". *EPE Conf.Rec.* 1989 pp 115-120
8. D.M.Divan "The Resonant DC Link Converter, a New Concept in Static Power Conversion". *IEEE-IAS Annual Meeting* 1986 pp 648-656.
9. D.M.Divan, G.Skibinski "Zero Switching Loss Inverters for High Power Applications". *IEEE-IAS Annual Meeting* 1987 pp 627-634.
10. K.E.Bornhardt "New Possibilities for DC-Side Commutated Inverter Circuits". *EPE Conf.Rec.* 1989 pp 549-554.
11. K.E.Bornhardt "Novel Modulation Techniques for DC-Side Commutated Inverters". *IEE, Power Electronics and Variable-Speed Drives Conf.Rec* 1990 pp 92-97
12. K.E.Bornhardt "Novel Soft-Switched GTO-Inverter Circuits". *IEEE-IAS Annual Meeting* 1990 pp 1222-1227.
13. A.Pollmann "Ein Beitrag zur digitalen Pulsbreitenmodulation bei pulswechselrichter gespeisten Asynchronmaschinen". Tesis Dr.-Ing. TÜ-Braunschweig, Alemania Federal 1984.
14. P.G.Handley, J.T.Boys "Space Vector Modulation: An Engineering Review". *IEE, Power Electronics and Variable-Speed Drives Conf.Rec* 1990 pp 87-91
15. J.A.Houldsworth, D.A.Grant "The Use of Harmonic Distortion to Increase the Output Voltage of a Three-Phase PWM Inverter". *IEEE-Trans.Ind.Apl. Vol. IA-20* 1984. pp 1224-1227.
16. A.Kawamura, R.Hoft "Instantaneous Feedback Controlled PWM Inverter with Adaptive Hysteresis". *IEEE-Trans. Ind. Apl. Vol. IA-20*, 1984. pp 769-775.
17. T.G.Habetler, D.M.Divan "Performance Characterization of a New Discrete Pulse Modulated Current Regulator". *IEEE-IAS Annual Meeting* 1988. pp 395-405
18. U.Link "Behavior of DC Link Voltage Source Inverters with Closed-Loop controlled Current". *IEE Power Electronics and Variable-Speed Drives Conf.Rec* 1990. pp 545-550.
19. L.Malesani, P.Tenti, E.Gaio, R.Piovan "Improved Current Control Technique of VSI PWM Inverters with Constant Modulation Frequency and Extended Voltage Range". *IEEE-IAS Annual Meeting* 1988. pp 722-727.

## RECTIFICADOR MODULADO POR VECTORES ESPACIALES.

E. P. WIECHMANN  
U. DE CONCEPCION  
Concepción  
Chile

J. R. ESPINOZA  
U. DE CONCEPCION  
Concepción  
Chile

J. R. RODRIGUEZ  
U.T.F.SANTA MARIA  
Valparaíso  
Chile

### RESUMEN.

En este trabajo se presenta un convertidor ac/dc modulado en sus corrientes de línea por la técnica de control predictiva de vectores espaciales. El convertidor propuesto tiene la estructura de un inversor de voltaje PWM convencional. La conmutación está regida por un algoritmo de control predictivo de las corrientes de línea, basado en Vectores Espaciales. El algoritmo de control puede ser implementado en un sistema microcomputacional constituido por procesadores de alta velocidad. La combinación de la topología circuital y del algoritmo de control predictivo propuesto permiten obtener corrientes en fase con la tensión de alimentación y con mínima distorsión, lo que asegura un factor de potencia unitario y, además, asegura una mínima frecuencia de conmutación de los semiconductores de potencia.

El convertidor propuesto es ensayado como Rectificador y es comparado con un rectificador modulado por la técnica SPWM. De la comparación se desprende que el convertidor propuesto presenta elevados índices de evaluación. Resultados simulados son presentados en [pu] para permitir su utilización generalizada.

### ABSTRACT.

A line current rectifier modulated by space vector control technique is proposed. The converter requires the conventional voltage source inverter configuration. The commutation is dictated by a predictive control algorithm of the line currents based in space vectors. The control algorithm can be implemented in a microcomputer using high speed processors. The combination of the selected power circuit and the control technique proposed produces in-phase minimum distortion input currents with a reduced power semiconductor commutation frequency.

A comparison between the proposed rectifier and a SPWM rectifier is performed. The resultant performance indexes of this new-converter highly overcomes respective SPWM rectifier indexes. Simulated results are presented in per-unit basis to facilitate its generalization.

### I INTRODUCCION.

Los Convertidores Estáticos 3 $\phi$  ac/dc se han constituido a nivel industrial en los mayores generadores de corrientes armónicas de baja frecuencia. En efecto, su amplio uso en unidades Rectificadoras Controladas (RC) y en Convertidores de Frecuencia (CEF) los hacen líderes en el aporte de corrientes no sinusoidales a los Sistemas de Distribución Eléctrica Industrial [1].

Los convertidores ac/dc más difundidos son del tipo No-Controlado (Puente de Diodos en un CEF) o en su defecto Controlados (RC Tiristorizados). Ambas modalidades han prevalecido por su sencillez en la implementación y consecuentemente por su alta confiabilidad. Sin embargo, y producto de que ambos convertidores son modulados por la Técnica de Seis Pasos, ambos esquemas dan origen a co-

rrrientes armónicas de baja frecuencia (5, 7, ...) y de alta magnitud relativa (por lo menos 0.20, 0.14, ..., respectivamente). Además en el caso controlado el factor de potencia es bajo.

Variadas alternativas se han propuesto para minimizar estos efectos indeseables producto de la operación de los convertidores ac/dc. Básicamente se pueden reconocer tres alternativas que logran este objetivo en mayor o mejor grado. Estas son: (a) aumentar el número de pulsos del convertidor, (b) adicionar filtros de potencia y compensación y (c) la utilización de modernas técnicas PWM [2] [3]. Las dos primeras alternativas se han empleado industrialmente pero requieren equipos voluminosos y de elevado costo. La tercera alternativa es representativa de la tendencia tecnológica actual y su aplicación es inminente.

En efecto, actualmente la tecnología ha permitido el desarrollo de semiconductores de potencia totalmente controlados por compuerta aplicables a convertidores en el rango de bajas y medianas potencias. Paralelamente se han desarrollado nuevas técnicas de modulación PWM con altos índices de rendimiento, entre éstas se destacan las basadas en Vectores Espaciales caracterizadas esencialmente por minimizar la distorsión armónica y someter a los semiconductores a bajas frecuencias de conmutación, contribuyendo ambas características a mejorar drásticamente los factores de utilización del convertidor [4]. Por otro lado, el desarrollo de sistemas microcomputacionales de procesamiento de alta velocidad han permitido la aplicación exitosa y con alta confiabilidad de estas técnicas en Inversores Fuente de Voltaje [5].

En este trabajo se presenta un nuevo convertidor 3 $\phi$  ac/dc que combina todos los avances teórico-tecnológicos antes mencionados. En efecto, este convertidor tiene semiconductores de apagado por compuerta y es controlado desde un sistema microcomputacional de alta velocidad mediante una técnica predictiva de las corrientes de línea basada en Vectores Espaciales. Como resultado de lo anterior se logra un Convertidor ac/dc con corrientes con distorsión mínima y en fase con la tensión de red, operando a una reducida frecuencia de conmutación los semiconductores de potencia. El convertidor propuesto es comparado con un Rectificador SPWM y sometido a diferentes ensayos mediante simulación digital [6] para demostrar sus altos índices de rendimiento.

## II PRINCIPIO DE FUNCIONAMIENTO.

Como principio básico de funcionamiento el convertidor ac/dc tiene por finalidad mantener el voltaje medio del lado dc igual a una referencia. El convertidor propuesto es un Rectificador de Voltaje modulado de manera de obtener corrientes en fase con el voltaje de red y con una amplitud tal que compense la potencia solicitada por la carga (ec.1 - ec.3).

$$P_{ac} = 3 \cdot V_{an} \cdot I_a \quad (1)$$

$$P_{dc} = V_{dc} \cdot I_{dc} \quad (2)$$

$$3 \cdot V_{an} \cdot I_a = V_{dc} \cdot I_{dc} \quad (3)$$

Para cumplir este objetivo un algoritmo de control predictivo basado en Vectores Espaciales controla los instantes de conmutación del convertidor de manera de

mantener la corriente de entrada sinusoidal y en fase con el voltaje de red. Paralelamente, la amplitud de la corriente de entrada es fijada por un controlador tipo PI de acuerdo a las variaciones del voltaje dc.

## III DESCRIPCION DEL SISTEMA.

### A. Descripción del Circuito de Potencia.

El circuito de potencia del convertidor propuesto es mostrado en la Fig. 1. La función y descripción de cada parte del circuito es dada a continuación.

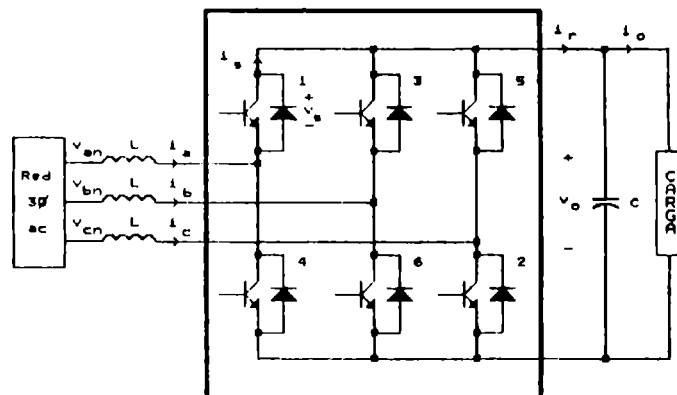


Fig. 1 Circuito de Potencia del Convertidor Propuesto.

El capacitor C tiene por misión la de mantener el voltaje medio ( $V_{dc}$ ), constante a la carga. Para esto, el capacitor debe ser capaz de absorber las ondulaciones de corrientes inyectadas al lado dc por el rectificador de voltaje y por la carga.

Los inductores de línea L son adicionados para absorber las ondulaciones de voltaje inyectadas al lado ac por el rectificador de voltaje y así contribuir a que la corriente de línea sea muy próxima a una onda sinusoidal.

El Rectificador de Voltaje tiene por misión la de entregar la corriente al lado dc ( $i_r$ ), con un valor medio igual al requerido por la carga ( $I_{dc}$ ), para así mantener el valor del voltaje medio del capacitor constante ( $V_{dc}$ ), y además generar una tensión al lado ac con una fase y contenido armónico tal que las corrientes de entrada sean sinusoidales y además estén en fase con la tensión de red, asegurando así que la operación del convertidor es con factor de potencia unitario.

### B. Descripción del Circuito de Control.

El esquema de control del convertidor propuesto es mostrado en la Fig. 2. La función y descripción de cada

parte del circuito es dada a continuación.

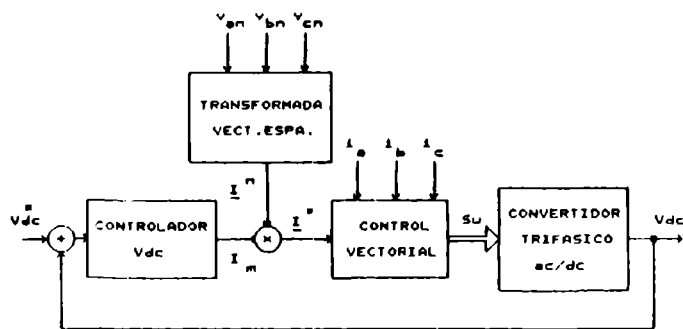


Fig. 2 Circuito de Control del Convertidor Propuesto.

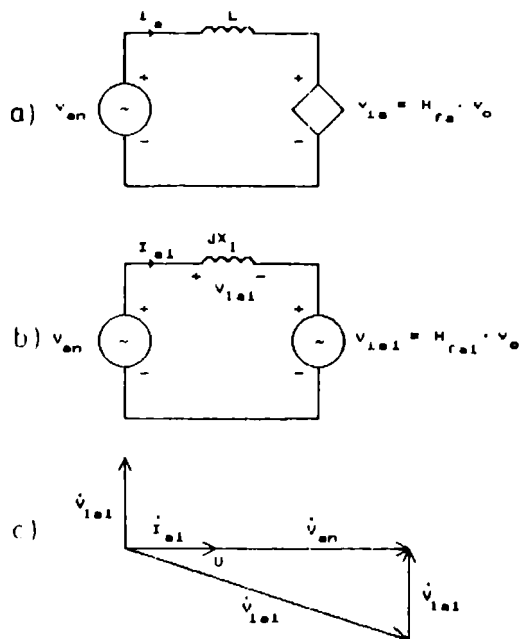


Fig. 3 Modelación del Convertidor Propuesto. (a) Modelo general por fase. (b) Modelo para la primera armónica por fase. (c) Diagrama Fasorial para la primera armónica.

La estructura corresponde a la de un esquema realimentado en que la variable controlada es el voltaje medio del lado dc del convertidor ( $V_{dc}$ ). Para esto, se dispone de un Controlador tipo PI que genera la magnitud ( $I_m$ ), de la referencia de corriente al Control Vectorial, además, a partir de las tensiones de fase de la red se genera mediante una Transformada de Vector Espacial un vector normalizado ( $I^*$ ), cuya principal característica es estar en sincronismo con la red. Del producto de la referencia

de corriente ( $I_m$ ), y el vector espacial normalizado ( $I^*$ ), se da origen a la referencia vectorial de corriente ( $I^*$ ).

El Control Vectorial tiene por misión disponer los conmutadores del Convertidor Trifásico ac/dc en un estado tal que las corrientes de línea permanezcan el mayor tiempo posible en el entorno de la referencia  $I^*$ .

#### IV MODELACION DEL CONVERTIDOR ac/dc.

##### A. Modelación del Rectificador de Voltaje.

La Fig. 3.a ilustra el modelo por fase del rectificador de voltaje. En el modelo  $v_{ia}$  representa el voltaje de la fase a inyectado por el convertidor, este voltaje es igual al voltaje de salida  $v_o$  por la función  $H_{fa}$  (ec.4). Esta función depende de la posición o estado (k) de los conmutadores del rectificador (TABLA I).

$$v_{an} = L \cdot di_a/dt + v_{ia} \quad (4)$$

El modelo y diagrama fasorial para la primera armónica se encuentra en la Fig. 3.b y Fig. 3.c.

TABLA I  
ESTADOS DISCRETOS DEL RECTIFICADOR DE VOLTAJE

estado k	$H_{fa}(k)$	$H_{fb}(k)$	$H_{fc}(k)$
0	0.0	0.0	0.0
1	0.5	-0.5	-0.5
2	0.5	0.5	-0.5
3	-0.5	0.5	0.5
4	-0.5	-0.5	0.5
5	0.0	0.0	0.0

##### B. Modelación del Controlador $V_{dc}$ .

El controlador  $V_{dc}$  es un control tipo PI y su modelo se rige por la ec.5.

$$I_m = k_p \cdot [ (V_{dc}^* - V_{dc}) + \frac{1}{T_i} \cdot \int_{-\infty}^t (V_{dc}^* - V_{dc}) \cdot dt ] \quad (5)$$

donde  $k_p$  y  $T_i$  son los parámetros del controlador.

##### C. Transformada Vector Espacial.

La transformada vector espacial tiene por objeto tomar una cantidad trifásica y asignarle un equivalente en el plano complejo denominado vector espacial de la cantidad.

Específicamente para los voltajes de fase se tiene:

$$I^h = \frac{V_{an} + a \cdot V_{bn} + a^2 \cdot V_{cn}}{\left| \frac{V_{an} + a \cdot V_{bn} + a^2 \cdot V_{cn}}{\left| \right|} \right|} \quad (6)$$

donde  $a = e^{j \cdot 2 \cdot \pi / 3}$

#### D. Control Vectorial.

El control vectorial en su forma más elemental trata de mantener la corriente de la red ( $I^r$ ), dentro de un rango específico por el mayor lapso de tiempo posible (Fig. 4.a). En consecuencia, es posible controlar directamente la distorsión de corriente y minimizar el número de conmutaciones por semiconductor.

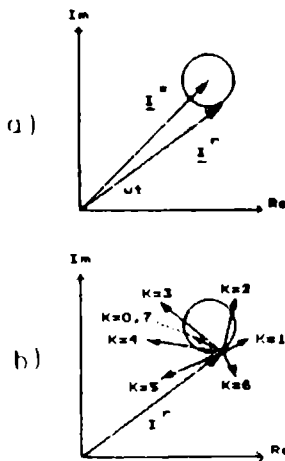


Fig. 4 Control Vectorial. (a) Referencia y Corriente de Red (b) Trayectorias posibles para la corriente de red.

Para esto, un algoritmo predictivo de las corrientes de línea modifica el voltaje inyectado al lado ac por el convertidor si y sólo si la corriente escapa a la zona predefinida (Fig. 4.a). Esto se consigue a través de la aplicación de un nuevo estado o combinación óptima de los conmutadores al convertidor (TABLA I). La determinación de este estado se hace calculando el valor de "k" tal que para la posición angular " $\omega t$ " de  $I^h$  se produce una combinación de  $v_{ia}$ ,  $v_{ib}$  y  $v_{ic}$  que llevan la corriente  $I^r$  a la zona predefinida (Fig. 4.b) y que además permanecerán en ella el mayor tiempo posible. Así, se asegura la minimización de la frecuencia de conmutación. En síntesis, la extensión del control vectorial al convertidor propuesto no implica una mayor complejidad del software, por cuanto el algoritmo utilizado para tal propósito es el mismo

desarrollado para control de inversores fuente de voltaje.

## V. SIMULACION DIGITAL DEL CONVERTIDOR PROPUESTO.

### A. Condiciones de Simulación.

Para establecer un análisis comparativo a continuación se muestran los resultados simulados para el convertidor propuesto y para un rectificador de corriente modulado con la técnica SPWM. Las condiciones de simulación son concebidas para obtener una potencia dc de 1 [pu] y son dadas en la TABLA II.

TABLA II  
CONDICIONES DE SIMULACION DE LOS CONVERTIDORES

Convertidor	$P_{dc}$	$V_{dc}$	$I_{dc}$	$V_{an}$
SPWM	1.0	2.5	0.4	1.00
Vect. Esp.	1.0	2.5	0.4	0.71

### B. Formas de Onda y Resultados Obtenidos.

La Fig. 5 muestra las formas de onda de voltaje y corriente en el lado ac, dc y en un semiconductor para el Rectificador Modulado por Vectores Espaciales y para el Rectificador Modulado SPWM.

La Fig. 6 muestra la variación del Factor de Distorsión Armónica Total de corriente de red para diferentes frecuencias normalizadas de conmutación para ambos rectificadores.

## VI. DISCUSION.

La Fig. 5.a ilustra el voltaje de red y corriente generada por el convertidor propuesto. Se puede apreciar que ésta tiene desfase cero respecto del voltaje de fase y su distorsión está sólo regida por el margen permitido por el algoritmo de Control Vectorial. Al comparar esta forma de onda con la producida por un Rectificador de Corriente SPWM (Fig. 5.f), específicamente los contenidos armónicos de corriente inyectados a la red (Fig. 5.b y Fig. 5.g), se puede observar la minimización de armónicas por parte del convertidor propuesto, este antecedente queda evidenciado en la TABLA III de acuerdo a los valores de  $FDT_1$ .

La Fig. 5.d ilustra el voltaje y corriente en el lado dc del convertidor propuesto. De acuerdo al espectro en

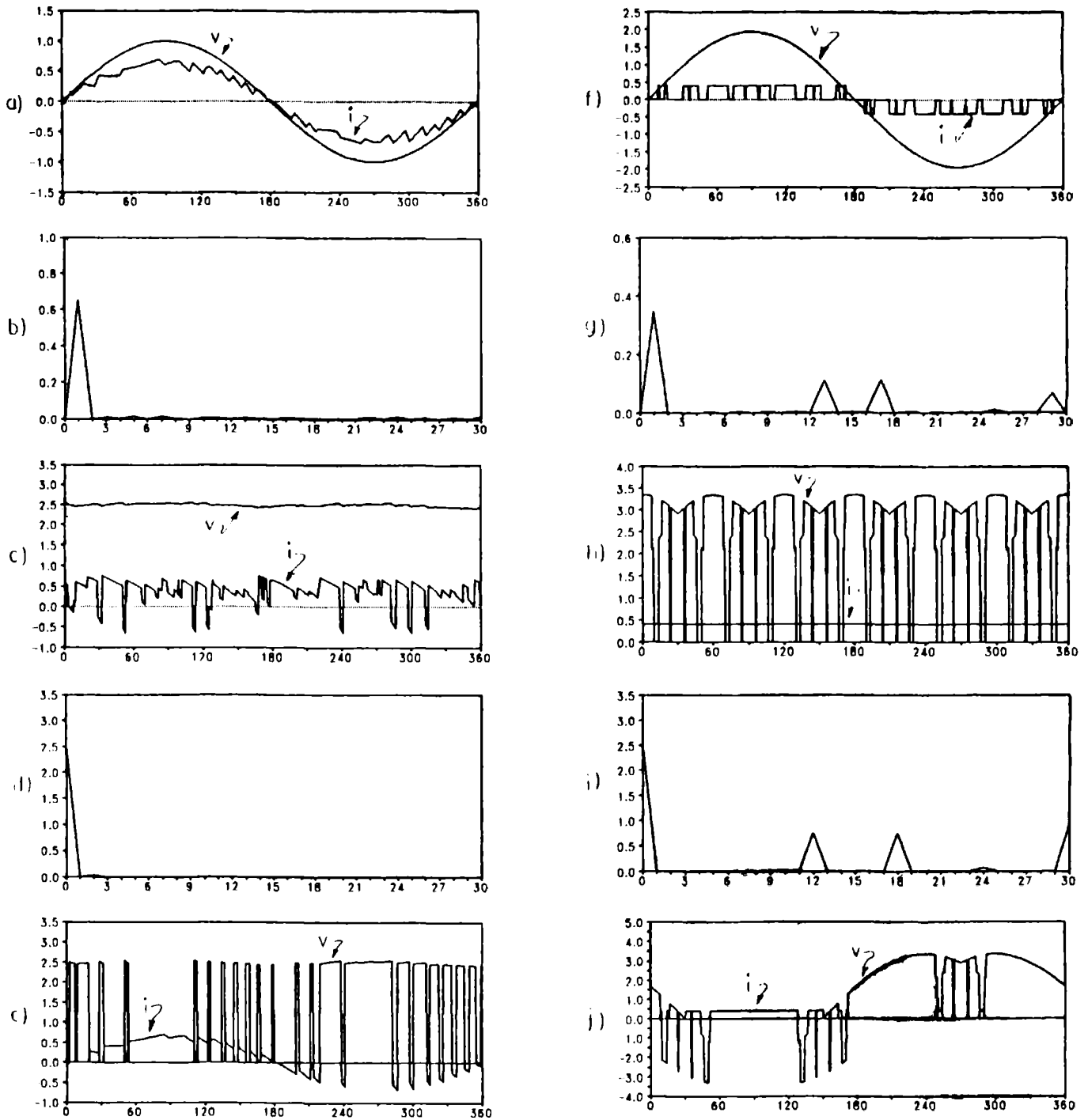


Fig. 5 Formas de Onda. (a) Voltaje y Corriente de fase Conv. Prop. (b) Espectro de Corriente de a). (c) Voltaje y Corriente lado dc Conv. Prop. (d) Espectro de Voltaje de c). (e) Voltaje y Corriente en un Semiconductor Conv. Prop. (f) Voltaje y Corriente de fase Conv. SPWM. (g) Espectro de Corriente de f). (h) Voltaje y Corriente lado dc Conv. SPWM. (i) Espectro de Voltaje de h). (j) Voltaje y Corriente en un Semiconductor Conv. SPWM.

frecuencia del voltaje del lado dc (Fig. 5.d), se puede apreciar la casi inexistencia de armónicas lo que verifica la calidad del controlador de Voltaje dc (Fig. 2). Al comparar los espectros de voltaje del lado dc del rectificador propuesto y del rectificador SPWM (Fig. 5.d y Fig. 5.i), se puede apreciar que el convertidor SPWM inyecta a la carga un contenido espectral mayor evidenciado en el Factor de Distorsión Total de Voltaje ( $FDT_V$ ).

Las Fig. 5.e y Fig. 5.j muestran que los semiconductores del convertidor propuesto quedan sometidos a una tensión inversa máxima de 2.5 [V pu] y por otro lado el convertidor SPWM a una tensión inversa máxima de 3.35 [V pu].

De la Fig. 6 se puede apreciar que para igual frecuencia de conmutación, el rectificador propuesto inyecta un menor contenido armónico de corriente a la red. O desde otro punto de vista, para conseguir igual distorsión de corriente de red el convertidor propuesto debe tener sometido sus semiconductores a una menor frecuencia de conmutación. Esto significa que es posible aumentar la potencia de salida de un rectificador SPWM en más de un 25% con el modo de control propuesto en el rango normal de operación correspondiente a un THD menor al 10%.

TABLA III  
EVALUACION DE INDICES DE MERITO PARA FIG. 5

Convertidor	$FDT_I$	$FDT_V$	V.Inv. <sub>max</sub>
SPWM	13.7*	13.5*	3.35
Vect. Esp.	8.57	1.78	2.50

\* : para un supuesto filtro de 1<sup>er</sup> orden.

### VII CONCLUSIONES.

En este trabajo se ha presentado un convertidor rectificador de voltaje controlado por un algoritmo de control en línea de las corrientes de red basado en vectores espaciales. El control permite obtener corrientes sinusoidales de entrada y en fase con las tensiones de red, asegurando su operación con distorsión mínima y con factor de potencia unitario.

Mediante simulación digital se compara el convertidor

propuesto con un rectificador de corriente modulado SPWM. Los resultados muestran que para la misma frecuencia de conmutación los factores de distorsión de corriente de red y voltaje continuo de salida son mucho mejores. Además, la técnica de control permite una potencia de salida más de un 25% mayor en comparación con un rectificador SPWM.

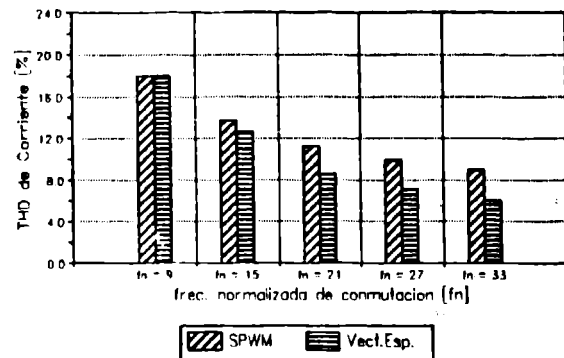


Fig. 6 Factor De Distorsión Total de Corriente de Red en función de la Frecuencia Normalizada de Conmutación. Rectificador SPWM y Rectificador Propuesto.

### NOMENCLATURA Y ABREVIACIONES.

CEF : Convertidor Estático de Frecuencia.

RC : Rectificador Controlado.

$P_{ac}$  : Potencia activa lado ac.

$V_{an}, V_{bn}, V_{cn}$  : Voltajes de fase de Red.

$V_{an}, V_{bn}, V_{cn}$  : Voltajes rms de fase de Red.

$i_a, i_b, i_c$  : Corrientes de fase de Red.

$I_a, I_b, I_c$  : Corrientes rms de fase de Red.

$P_{dc}$  : Potencia activa lado dc.

$V_o$  : Voltaje lado dc.

$V_{dc}$  : Voltaje medio l dc.

$i_r$  : Corriente lado d

$I_{dc}$  : Corriente media lado dc.

$I_p$  : Magnitud corriente de fase ac.

$\underline{I}^*$  : Vector Espacial Referencia corriente ac.

$\underline{I}^r$  : Vector Espacial de corriente ac.

k : Estado Discreto de los Conmutadores.

$S_w$  : Combinación de Posiciones de los Conmutadores.

$k_p, T_i$  : Parámetros Controlador PI.

$FDT_I, FDT_V$  : Factor Distorsión Total de Corr. y Volt.

### REFERENCIAS.

[1] C. K. DUFFY and R. P. STRATFORD, "Update of Harmonic

- Standard IEEE-519: IEEE Recommended Practices and Requirements for Harmonic Control," IEEE Trans. Ind. Appl., vol.25, No.6, pp.1025-1034, 1989.
- [2] P. N. ENJETI, P. D. ZIOGAS and J. F. LINDSAY, "Programmed PWM Techniques to Eliminate Harmonics: A Critical Evaluation," IEEE Trans. Ind. Appl., vol.26, No.2, pp.302-316, 1990.
- [3] M. A. BOOST and P. D. ZIOGAS, "State of the Art Carrier PWM Techniques: A Critical Evaluation," IEEE Trans. Ind. Appl., vol.24, No.2, pp.271-280, 1988.
- [4] H. W. van der BROECK, H. C. SKUDELNY, and G. V. STANKE, "Analysis and Realization of a Pulsewidth Modulator Based on Voltage Space Vectors," IEEE Trans. Ind. Appl., vol.24, No.1, pp.142-150, 1990.
- [5] J. HOLTZ, P. LAMMERT and W. LOTZKAT, "High-Speed Drive System with Ultrasonic MOSFET PWM Inverter and SingleChip Microprocessor Control," IEEE Trans. Ind. Appl., vol IA-23, No.6, pp.1010-1015, 1987.
- [6] E. WIECHMANN F., J. ESPINOZA C., J. RODRIGUEZ P., "Matriz de Transferencia de Estados Discretos para la Modelación de Convertidores Estáticos." Anales IX Congreso de la Asociación Chilena de Control Automático, Oct.29-Nov.2 1990, Pucón Temuco Chile.



# TECNICAS DE MODO DE DESLIZAMIENTO PARA EL ANALISIS Y DISEÑO DE COMPENSADORES DE POTENCIA REACTIVA EN CARGAS NO LINEALES.

R.J. Mantz  
Inv. CICPBA

J.A. Solsona  
Sec. CICPBA

E.J. Tacconi  
Inv. CONICET

LEICI - Fac. de Ing. - UNLP - C.C. 91 - 1900 La Plata - Argentina  
TE: (54-21)45643 - E-mail: LEICI1@CESPIVM2.BITNET

## RESUMEN

Diferentes métodos para la corrección del factor de potencia en sistemas con cargas no lineales han sido reportados en los últimos años. Los compensadores propuestos son, fundamentalmente, filtros activos con dispositivos electrónicos trabajando como llaves. Este trabajo muestra que la estrategia de disparo para estas llaves puede ser diseñada de manera simple y efectiva empleando técnicas de modo deslizante. Se muestran ejemplos y resultados obtenidos por simulación.

## ABSTRACT

Different methods for power factor correction for nonlinear load have been reported in the last years. The compensators proposed are, fundamentally, active filters with electronics devices working as switches. This work shows that the trigger strategy for these switches can be design by sliding modes (SM) techniques, in a simple and effective way. Examples and simulation results are presented.

control, y operación continua con prácticamente ningún mantenimiento.[1]

Cuando la potencia de deformación D aporta una fracción no despreciable de los VAR a compensar, las técnicas de compensación anteriores deben ser complementadas. Tradicionalmente, se han empleado filtros sintonizados para la reducción de la distorsión de corrientes.[2]

En los últimos años, numerosos trabajos han sido reportados proponiendo soluciones alternativas al mismo problema [3]-[15]. La mayoría de estos trabajos se refieren a sistemas de baja (o mediana) potencia y presentan aplicaciones sobre sistemas de laboratorio. Sin embargo, las técnicas propuestas parecen promisorias para ser aplicadas en sistemas de mayor potencia en un futuro próximo.

Básicamente en los trabajos referenciados se propone el empleo de inversores o convertidores de potencia como filtros activos de potencia (active power filters) para eliminar armónicos. Es objetivo de este trabajo mostrar que la estrategia de modo de deslizamiento (SM) puede ser una buena herramienta para el diseño de estos filtros activos.

## I.-INTRODUCCION

Los problemas de compensación de potencia reactiva y corrección del factor de potencia requieren la atención permanente de grupos de investigación y desarrollo.

Cuando los VAR a compensar se deben básicamente a la presencia de potencia reactiva Q, es decir que pueden despreciarse las componentes reactivas de deformación D, el problema es tradicionalmente resuelto, dependiendo de la energía en juego, con condensadores sincrónicos rotantes, bancos de capacitores/inductores fijos o conmutados mecánicamente, y fuentes VAR (generadores de VAR del tipo fuentes de corriente o tensión) [1][2]. El desarrollo de estos últimos ha acompañado al de la tecnología de semiconductores de alta potencia y al de los dispositivos electrónicos, y en la actualidad existen diversas instalaciones en servicio. Estos sistemas son conceptualmente simples; ellos emplean capacitores e inductores junto con tiristores u otros dispositivos actuando como llaves on/off o llaves de fase controladas. Su éxito comercial, es debido a su aceptable costo y a sus características técnicas, tales como respuesta temporal rápida, flexibilidad en el

## II. ESTRUCTURAS BASICAS PARA LOS COMPENSADORES DE VAR

A partir de los compensadores reportados en la literatura especializada durante los últimos años, puede decirse que estos responden a alguna de las tres estructuras básicas que se pasan a comentar:

1.- En la figura 1 se indica el esquema de compensación más citado. Se observa un generador síncrono alimentando una carga no lineal. La corriente de carga puede dividirse en tres componentes:

$$i_L = i_p + i_q + i_d \quad (1)$$

a) la componente  $i_p$ , de igual frecuencia y fase que la tensión del generador de alimentación es la que entrega la energía activa que se consume en la carga

b) la componente  $i_q$  es de igual frecuencia que la onda de tensión del generador, pero está en cuadratura con ésta. De acuerdo a su magnitud puede ser compensada por alguna de las técnicas tradicionales mencionadas o por el empleo de un filtro de potencia activo

c) la componente  $i_d$ , tiene las componentes de frecuencia superiores que se generan debido a

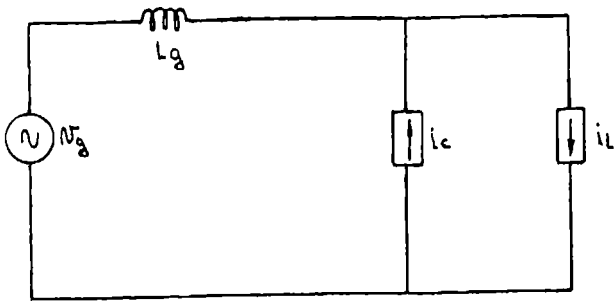


figura 1: esquema de compensacion con generador de corriente.

la carga no lineal.

Es decir se verifica que:[18]

$$\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} v_g (i_q + i_d) d\omega t = 0 \quad (2)$$

En el esquema de la figura 1, la compensación se basa en la construcción de un generador de corriente de valor  $i_d$  (o  $i_d+i_q$ ) que conectado en paralelo con la carga entrega los VAR de deformación (o totales) solicitados por ésta. Naturalmente, este generador debe insumir mínima (idealmente nula) potencia activa, luego se lo construye con dispositivos electrónicos trabajando en modo de conmutación "on/off".

2.- Otro esquema de compensación es el indicado en la figura 2a. La inductancia L puede ser propia del sistema (un transformador, filtro, o la misma línea en algunos casos) o puede ser introducida a los efectos de la compensación.

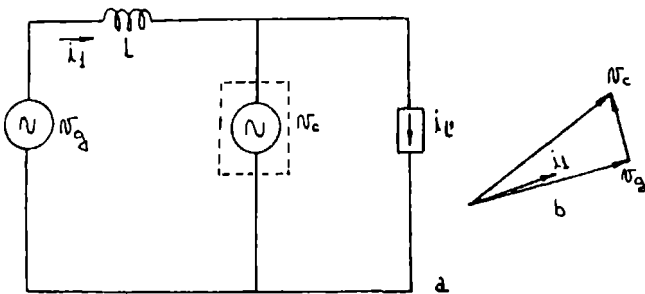


figura 2: esquema de compensacion controlando un generador de tension.

En este caso la compensación se logra controlando la amplitud y fase del generador sinusoidal de tensión  $v_c$ , de manera que la caída de tensión en el inductor L esté aproximadamente en cuadratura con la tensión  $v_g$  y por consiguiente la corriente  $i_l$  presente una fase próxima a la fase de la tensión  $v_g$ . En estas condiciones los VAR consumidos en la carga son entregados por el generador  $v_c$ , mientras que el generador  $v_g$  entrega la potencia activa.

3.- Por último se han reportado los denominados circuitos acondicionadores [8][14], que pueden ser modificaciones

propias de la carga, o circuitos conectados en cascada con ella, que hacen que el generador  $v_g$  vea una carga resistiva en sus terminales.

### III.- EMPLEO DE ESTRATEGIAS DE SM PARA EL DISEÑO DE COMPENSADORES DE VAR

Se demuestra en esta sección que el empleo de estrategias de control por modo deslizante (SM) de compensadores de estructura variable [17][18] permite obtener ecuaciones sencillas para el diseño de compensadores activos de VAR.

Para que el sistema compensador presente un adecuado rendimiento, éste debe funcionar con accionadores que trabajen como llaves. En su gran mayoría estos compensadores, formados por elementos permutando de estado y elementos reactivos, pueden ser modelados a través de una ecuación del tipo:

$$\dot{x} = f(x,t) + G(x,t) u \quad (3)$$

donde:

- $x \in R^n$  representa el vector de estado,
- $u \in R^m$  representa el vector comando, con elementos  $u_i$  tomando sólo dos valores posibles  $u_i^+$  y  $u_i^-$ , donde  $u_i^+ > u_i^-$ .
- las funciones, elementos del vector  $f \in R^n$  y de la matriz  $G \in R^{n \times m}$  ( $f$  y  $g_j$ , respectivamente) son continuas y poseen derivadas primeras continuas con respecto a  $x$ . [17][18][19].

La idea fundamental es establecer una estrategia de control, de manera que los estados del compensador se deslicen sobre una superficie que asegure que el suministro de potencia reactiva por parte de la fuente principal de alimentación sea nulo. Para compensadores de estructura como la indicada en la figura 1 resulta razonable elegir como superficie de SM la componente(s) la(s) corriente(s) reactiva(s) que demande la carga. En el caso de compensadores con la estructura como la indicada en la figura 2, puede elegirse como superficie de SM la(s) tensión(es) sinusoidal(es)  $v_c$ .

La acción de control puede ser elegida de la siguiente manera:

$$u_i = \begin{cases} u_i^+ & \text{cuando } s_i > 0 \\ u_i^- & \text{cuando } s_i < 0 \end{cases} \quad i = 1, 2, \dots, m \quad (4)$$

Supuesta esta ley de control para las llaves, los estados del compensador alcanzarán el modo de deslizamiento sólo para un dominio restringido de valores de energía reactiva y de perturbaciones presentes.

Efectivamente, dependiendo de la forma de las superficies de conmutación seleccionadas, puede suceder que el régimen de deslizamiento no sea alcanzado. El método del control equivalente puede ser empleado para asegurar la obtención del régimen de deslizamiento.

Esta técnica permite asegurar que un régimen de deslizamiento existe si se verifica que:[17][18]

$$\bar{u}^T u_{eq} = - \left[ \frac{\partial s}{\partial x} G(x, t) \right]^{-1} \left[ \frac{\partial s}{\partial x} f(x, t) + \frac{\partial s}{\partial t} \right] \leq \bar{u}^T \quad (5)$$

donde por  $u_{eq}$  debe interpretarse como vector de señales de comando  $u$  continuas equivalentes que aseguran el comportamiento deseado.

Dada una estructura para el compensador, la ecuación (5) resulta de sumo interés para su diseño. Efectivamente, esta ecuación pone de manifiesto la relación entre los parámetros del compensador y las exigencias preestablecidas.

#### IV.-EJEMPLOS

En esta sección se presentarán dos ejemplos de diseño.

##### Ejemplo 1:

La figura 3, muestra el circuito esquemático de un convertidor puente trifásico a tiristores. Este puente carga en forma no lineal a la red de alimentación trifásica.

A los efectos de compensar los VAR será empleado un esquema de compensación como el indicado en la figura 4 será empleado.

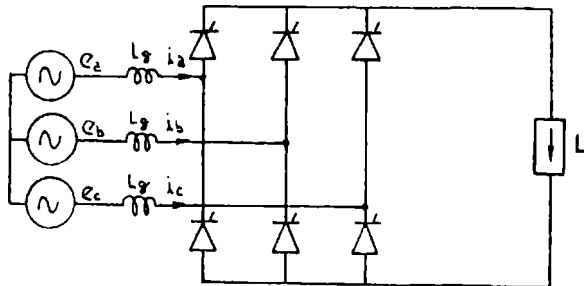


figura 3: circuito esquemático de un rectificador puente a tiristores.

El objetivo del compensador de VAR es entregar las componentes de la corriente de carga, reactiva  $i_q$  y de distorsión  $i_d$ . Se ha seleccionado una configuración de tipo inversor como la indicada en la figura 4 para el filtro activo (compensador).

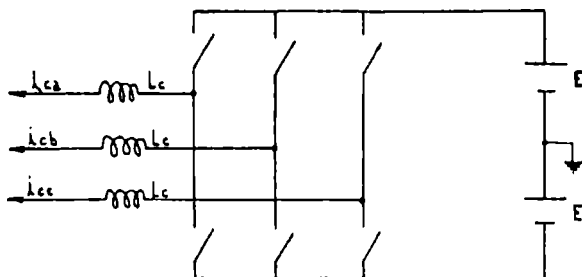


figura 4: configuración propuesta para el filtro activo.

La estrategia de control de las llaves indicadas en la figura será diseñada empleando la técnica de control por modo deslizamiento.

Las tensiones de fase de la fuente trifásica son:

$$\begin{aligned} e_a &= E_m \cos(\omega t + 60^\circ) \\ e_b &= E_m \cos(\omega t - 60^\circ) \\ e_c &= E_m \cos(\omega t - 180^\circ) \end{aligned} \quad (6)$$

El principal objetivo de compensación es lograr que el factor de potencia visto por la fuente de tensión trifásica sea muy cercano a uno. Por lo tanto cuando el sistema está compensado, las corrientes del generador que circulan por las inductancias  $L_g$  (figura 3) tendrán la siguiente forma:

$$\begin{aligned} i_{ga} &= I_m \cos(\omega t + 60^\circ) \\ i_{gb} &= I_m \cos(\omega t - 60^\circ) \\ i_{gc} &= I_m \cos(\omega t - 180^\circ) \end{aligned} \quad (7)$$

Si el compensador no consume potencia el valor  $I_m$  debe coincidir con el valor de pico de la componente de corriente activa absorbida por la carga. En estas condiciones, las corrientes entregadas por el filtro activo son:

$$\begin{aligned} i_{ca} &= i_a - I_m \cos(\omega t + 60^\circ) \\ i_{cb} &= i_b - I_m \cos(\omega t - 60^\circ) \\ i_{cc} &= i_c - I_m \cos(\omega t - 180^\circ) \end{aligned} \quad (8)$$

La ecuación que describe la dinámica del filtro compensador es:

$$\dot{x} = \frac{-1}{L_c} v + \frac{E}{L_c} u \quad (9)$$

donde

$x = [x_a \ x_b \ x_c]^T$  es el vector de corrientes que circulan por las inductancias  $L_c$ ;

$v = [v_a \ v_b \ v_c]^T$ ;

$u = [u_1 \ u_2 \ u_3]^T$  es el vector de señales de comando que pueden tomar dos valores:

$$\begin{aligned} u_i^+ &= 1 \\ u_i^- &= -1 \end{aligned} \quad \text{para } i=1,2,3 \quad (10)$$

El vector  $s$  ( $s \in R^3$ ) es elegido como:  $s = i_{ref} - x$ ,  $s = [s_1 \ s_2 \ s_3]^T$ ;  $i_{ref} = [i_{ca} \ i_{cb} \ i_{cc}]^T$ .

A partir de las ecuaciones (6) y (9), la señal de  $u_{eq}$  está dada por:

$$u_{eq} = \frac{1}{E} v + \frac{L_c}{E} \frac{\partial s}{\partial t} \quad (11)$$

donde:

$$u_{eq} = [u_{eq1} \ u_{eq2} \ u_{eq3}]^T;$$

$$\frac{\partial s}{\partial t} = \left[ \frac{\partial s_1}{\partial t} \quad \frac{\partial s_2}{\partial t} \quad \frac{\partial s_3}{\partial t} \right]^T$$

$$\frac{\partial B_1}{\partial t} = -\omega I_m \sin(\omega t + 60^\circ)$$

$$\frac{\partial B_2}{\partial t} = -\omega I_m \sin(\omega t - 60^\circ)$$

$$\frac{\partial B_3}{\partial t} = -\omega I_m \sin(\omega t - 180^\circ)$$

La ecuación (11), que debe verificar la desigualdad de la ecuación (5), sirve a los efectos de seleccionar los valores nominales de las fuentes E y de los inductores L para conseguir la compensación buscada.

Luego la estrategia de control de las llaves es:

$$u_i = \begin{cases} 1 & \text{cuando } e_i > 0 \\ -1 & \text{cuando } e_i < 0 \end{cases} \quad i=1,2,3 \quad (12)$$

En la estrategia de control planteada se ha supuesto que no existen restricciones en la velocidad de conmutación de las llaves. En la actualidad, para sistemas de baja potencia existen dispositivos electrónicos capaces de permutar de estado a una velocidad relativamente alta frente a la dinámica propia de muchos sistemas. De ser este el caso, no se introducirá error considerable empleando el método de diseño propuesto.

Por otra parte los avances tecnológicos en dispositivos electrónicos realizados en los últimos años permiten predecir la aplicación de las ideas propuestas a sistemas de mayor potencia en un futuro no muy lejano.

Las figuras 5, 6, 7 y 8 muestran los resultados de simulación obtenidos:

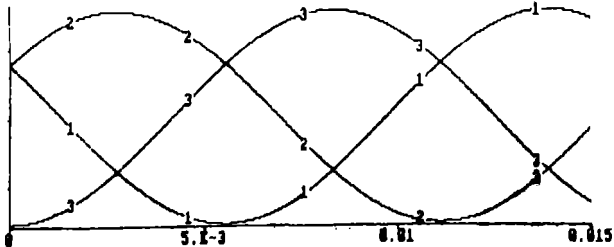


figura 5: generador de tensión trifásico.

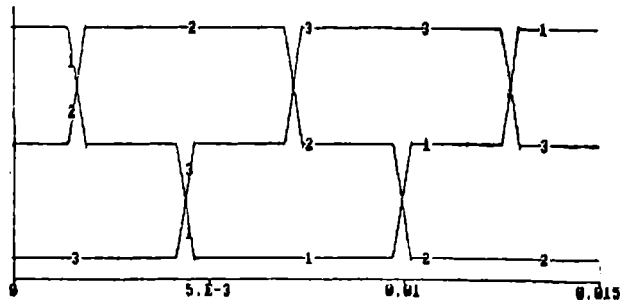


figura 6: formas de onda de la corriente de carga

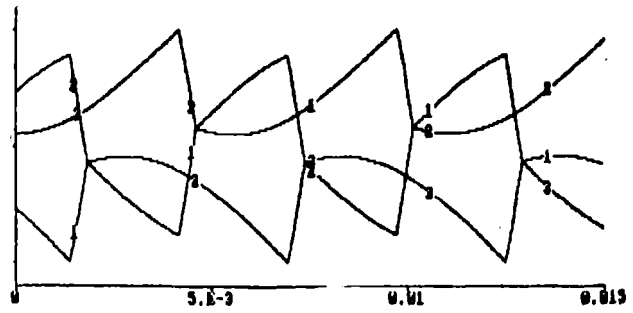


figura 7: formas de onda de las corrientes entregadas por el compensador.

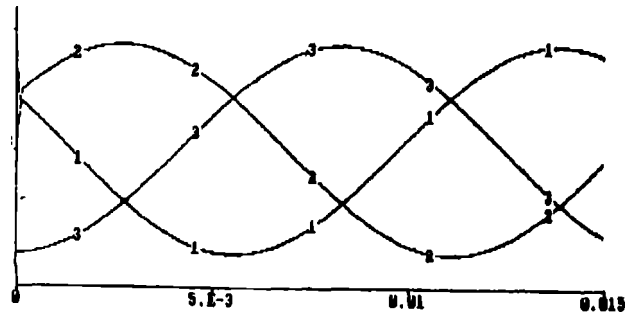


figura 8: formas de onda de las corrientes a través de Lg.

Ejemplo 2:

En la figura 9 se presenta el circuito de un rectificador controlado doble onda con una carga del tipo RL. La forma de onda de la corriente en el primario del transformador es la mostrada en la figura 10.

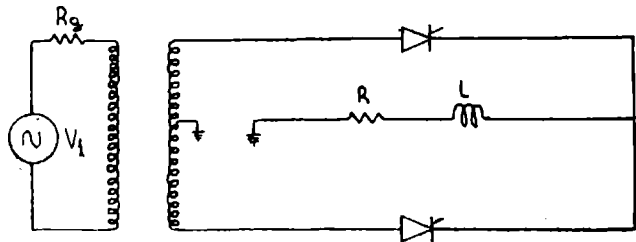


figura 9: circuito rectificador controlado doble onda con carga RL.

Se emplea el método de compensación basado en la implementación de un generador de corriente como el de la figura 1. El generador de corriente se implementa utilizando un esquema de baterías, llaves y un inductor como el de la figura 11.

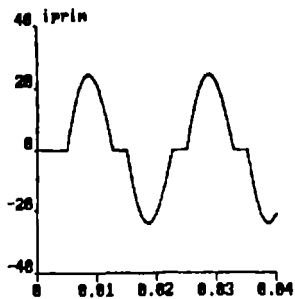


figura 10: Forma de onda de corriente en el primario del transformador.

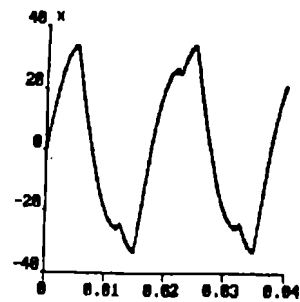


figura 12: forma de onda de corriente que entrega el compensador

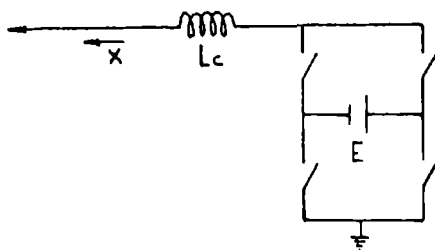


figura 11: Implementacion del generador de corriente.

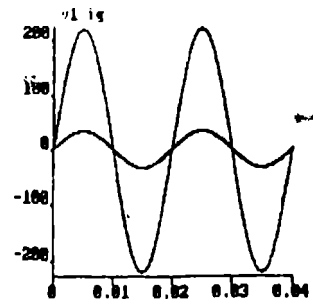


figura 13: forma de onda de la corriente en el primario (ig) y de tension (v1).

La ecuación que representa la dinámica del compensador es:

$$\dot{x} = \frac{(E u - V \sin(\omega t) - i_g R_g)}{L_c} \quad (13)$$

Se selecciona una superficie de deslizamiento:

$$s(x,t) = i_{ref} - x = 0$$

$$i_{ref} = I \sin(\omega t) - i_p$$

$$I = \frac{V}{(R^2 + (\omega L)^2)^{1/2}}$$

La estrategia de control es:

$$u = \begin{cases} 1 & \text{si } s > 0 \\ -1 & \text{si } s < 0 \end{cases}$$

A continuación se muestran los resultados obtenidos por simulación:

### CONCLUSIONES

En el presente trabajo se ha discutido la aplicación de estrategias de modo deslizante de sistemas de estructura variable para el diseño compensadores de VAR. Se ha mostrado que a partir de la teoría que sustenta estas estrategias se obtienen ecuaciones simples que ponen de manifiesto la interdependencia entre los componentes del compensador y las especificaciones de diseño.

### REFERENCIAS:

- [1]-L.Gyugyi; "Reactive Power Generation and Control by Thyristor Circuits". IEEE Trans. on Ind. Appl. Vol. IA-15. pp.521-532. Sept.1979.
- [2]-T.J.Miller; "Reactive Power Control in Electric Systems"; John Willey & Sons. New York 1982.
- [3]-F.Harashima, H.Inaba & K.Tsubo. "A Closed-Loop System for the Reduction of Reactive Power Required by Electronic Converters". IEEE Trans. on Ind. Elect. and Control Inst. Vol.23. pp.162-166. May 1976.

- [4]-H. Akagi, Y. Kanazawa & A. Nabae. "Instantaneous Reactive Power Comp. Comprising Devices without Energy Storage Components". IEEE Trans. on Ind. Appl. Vol. IA-20. pp.625-630. May 1984.
- [5]-H. Akagi, A. Nabae & S. Atoh. "Control Strategy of Active Power Filters Using Mult. Voltage-Source PWM Converters". IEEE Trans. on Ind. Appl. Vol. IA-22. pp.460-465. May 1986.
- [6]-J.D. Van Wyk, D.A. Marshall, S. Boshoff; "Simulation and Experimental Study of the Reactively Loaded PWM Converter as a Fast Source of Reactive Power", IEEE Trans. on
- [7]-B.T. Ooi, J.C. Salmon, J.W. Dixon, A.B. Kulkarni; "A Three-Phase Controlled-Current PWM Converter with Leading Power Factor". IEEE Trans. on Ind. Appl., Vol. 23, No.1, pp. 78-84, January/February 1987.
- [8]-K.K. Sen, A.K. Emanuel; "Unity Power Factor Single Phase Power Conditioning"; 18th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference PESC'87, pp. 516-524, Virginia 1987.
- [9]-G. Choe, M. Park; "A New Injection Method for AC Harmonic Elimination by Active Power Filter". IEEE Trans. on Ind. Elect., Vol. 35, No. 1, pp. 141-147, february 1988.
- [10]-L.T. Moran, P.D. Ziogas, G. Joos; "Analysis and Design of a Three-Phase Current Source Solid-State Var Compensator", IEEE Trans. on Ind. Appl. Vol. 25, No. 2, pp.356-365, March/April 1989
- [11]-T.G. Habetler, D.M. Divan; "Rectifier/Inverter Reactive Component Minimization", IEEE Trans. on Ind. Appl. Vol. 25, No. 2, pp.307-315, March/April 1989.
- [12]-L.T. Moran, P.D. Ziogas, G. Joos; "Analysis and Design of a Three Phase Synchronous Solid State VAR Compensator", IEEE Trans. on Ind. Appl. Vol. 25, pp.598-608, July/August 1989.
- [13]-L.T. Moran, P.D. Ziogas, G. Joos; "Analysis and Design of a Novel 3- $\phi$  Solid State Power Factor Compensator and Harmonic Suppressor System", IEEE Trans. on Ind. Appl. Vol. 25, pp.609-620, July/August 1989.
- [14]-M. Kazerani, G. Joos, P.D. Ziogas; "A Novel Active Current Waveshaping Technique For Solide State Input Power Factor Conditioners", IEEE Trans. on Ind. Elect. Vol. 38, pp.72-78. February 1991.
- [15]-H.M. El-Bolok, M.E. Masoud, M.M. Mahmoud; "A Microprocessor-Based Adaptive Power Factor Corrector for Nonlinear Loads.". IEEE Trans. on Ind. Elect., Vol. 36, No. 4, November 1989.
- [16]-L.S. Czarnecki, T. Swietlicki; "Powers in Nonsinusoidal Networks: Their Interpretation, Analysis and Measurement"; IEEE Trans. on Inst. and Meas., Vol. 39, No. 2, april 1990.
- [17]-V. Utkin; "Variable structure systems with sliding modes", IEEE Trans. on Automatic Control, Vol. AC-22, No.2, pp. 212-222, april 1977.
- [18]-R.A. DeCarlo, S.H. Zak, G.P. Matthews; "Variable structure control of nonlinear multivariable systems: A tutorial", Proc. of the IEEE, Vol. 76, No.3, pp. 212-232, march 1988.
- [19]-H. Sira-Ramirez; "Differential geometric methods in variable-structure control", Int. J. of Control, Vol. 48, No.4, pp.1359-1390, 1988.

RICARDO JULIAN MANTZ se graduó como Ingeniero en Telecomunicaciones en la Universidad Nacional de La Plata (UNLP), Argentina en 1979.

Desde su graduación es integrante del Laboratorio de Electrónica Industrial, Control e Instrumentación de la Facultad de Ingeniería de la UNLP.

Es Profesor Adjunto de la Facultad de Ingeniería de la UNLP y miembro de la CICpBA. Su área de interés es el control de sistemas.

JORGE ALBERTO SOLSONA se graduó como Ingeniero en Electrónica en la Facultad de Ingeniería de la Universidad Nacional de La Plata (UNLP), en 1986.

Desde su graduación es integrante del Laboratorio de Electrónica Industrial, Control e Instrumentación (LEICI) de la Facultad de Ingeniería de la UNLP. Es becario de la CICpBA.

Su área de interés es la teoría del control y su aplicación a sistemas electrónicos de potencia.

EUGENIO JORGE TACCONI se graduó como Ingeniero en Telecomunicaciones en la Universidad Nacional de La Plata (UNLP), Argentina en 1988.

Luego de su graduación trabajó en el desarrollo de instrumentación electrónica en el Laboratorio de Física experimental de la UNLP. Es integrante del Laboratorio de Electrónica Industrial, Control e Instrumentación de la Facultad de Ingeniería de la UNLP.

Es Profesor Titular dedicación exclusiva de la Facultad de Ingeniería de la UNLP y miembro del CONICET.

# ANÁLISIS DEL FLUJO DE ENERGÍA EN RECTIFICADORES CONTROLADOS EN EL DOMINIO DE LA FRECUENCIA Y DEL TIEMPO

Eugenio Werneckinck A., Vladimir Esparza H. y Jorge Venegas G.  
 Depto. Ing. Eléctrica, Universidad del Bío-Bío  
 Casilla 5-C, Concepción

**RESUMEN:** Este trabajo presenta un estudio del comportamiento de la potencia en el lado ac de un Rectificador Controlado trifásico. El estudio se basa tanto en un análisis en el dominio de la frecuencia como en el dominio del tiempo. Se estudia las distintas parcializaciones de la potencia por fase en ambos dominios y el significado y comportamiento de estas partes para el caso del Rectificador Controlado. También se considera el estudio del flujo trifásico en ejes en cuadratura. Para facilitar la comprensión del comportamiento en el tiempo de las constituyentes de la potencia, se incluyen gráficos mostrando éstas para distintos modos de operación del rectificador. Finalmente se entregan algunas directrices sobre las características de la instrumentación requerida para la medición del flujo de energía y para lograr una compensación adecuada del factor de potencia.

**ABSTRACT:** A study of the power flow in the ac side of a three phase Controlled Rectifier is presented. Both, a frequency and time domain analysis are carried out. The components of the instantaneous power per phase in both domains are studied and its behavior are analyzed. Also, a study of the D-Q three phase power is presented. In order to facilitate the understanding of the time behavior of the power components, graphs are included showing the components for several firing angles of the rectifier. Based on the analysis, some hints are given on the power instrumentation and compensation requirements.

## INTRODUCCION

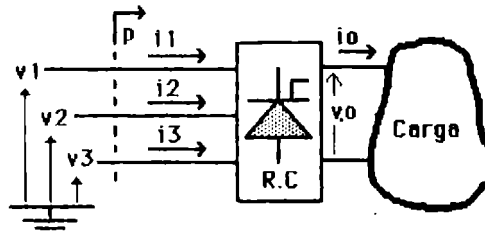
El empleo de Rectificadores Controlados (RC) de gran potencia se ha popularizado enormemente en la Industria en las últimas décadas. Por sus características, este tipo de carga no lineal y además dinámica, produce una fuerte contaminación en las redes de distribución además de requerir una cantidad apreciable de potencia "no activa", la cual cambia en el tiempo en función de los requerimientos del lado continuo, ambos hechos son indeseables.

Cuando las cargas son lineales y la excitación es sinusoidal, las definiciones clásicas de potencia activa (P), reactiva (Q) y aparente (S) son adecuadas, P es una medida de la potencia útil mientras que Q mide la potencia no utilizada y sirve además como una indicación de la compensación que debe emplearse para lograr un factor de potencia (PF) unitario. En sistemas con cargas no lineales, la componente "no activa" de la potencia no puede interpretarse de la misma forma que con cargas lineales, y no se puede asociar como erróneamente se

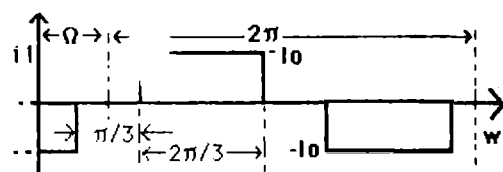
hace con una oscilación de energía entre fuente y carga [6]. Tampoco la medición de potencia es realizable en forma tradicional debido a la presencia de armónicos [2,3,7]. Por otro lado, un control eficiente del flujo de energía sólo se puede implementar si las distintas componentes que conforman la potencia se instrumentan adecuadamente, y esto es sólo posible si se dispone de definiciones acordes con los casos de cargas no lineales [1,2,4,5]. El problema entonces se reduce inicialmente a lograr definiciones claras y significativas para los distintos componentes de la potencia y así posteriormente poder instrumentar y compensar estas cargas en forma dinámica. Con esta presentación se espera contribuir en este sentido analizando el muy importante caso de un RC tipo puente. En una etapa posterior se estudiará la problemática de la instrumentación y de la compensación.

## I- POTENCIA EN EL DOMINIO DE LA FRECUENCIA

En la Fig.1a se muestra el esquema básico de un rectificador controlado alimentado por un sistema de tensiones trifásico.



a) Esquema básico.



b) Corriente de Entrada al RC (Idealizada).

FIG.-1 RECTIFICADOR CONTROLADO Y CORRIENTES

Aceptando que la excitación es balanceada y no se distorsiona, y además que la operación del puente es perfectamente simétrica, las tensiones y corrientes pueden expresarse como en (1). En estas expresiones "n" es el No armónico, V es la tensión RMS de fase, In y Bn son los valores RMS y desfase de la armónica de corriente correspondiente a "n" respectivamente.

Usando algunas identidades trigonométricas conocidas, las ecuaciones de corriente de (1) se pueden escribir

$$\begin{aligned} v_1(\omega t) &= \sqrt{2}V \sin(\omega t) \\ v_2(\omega t) &= \sqrt{2}V \sin(\omega t - 2\pi/3) \\ v_3(\omega t) &= \sqrt{2}V \sin(\omega t + 2\pi/3) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} i_1(\omega t) &= \sqrt{2} \sum I_n \sin(n\omega t - \beta_n) \\ i_2(\omega t) &= \sqrt{2} \sum I_n \sin(n\omega t - 2\pi/3 - \beta_n) \\ i_3(\omega t) &= \sqrt{2} \sum I_n \sin(n\omega t + 2\pi/3 - \beta_n) ; n=1,2,\dots,\infty \end{aligned} \quad (1)$$

como en (2) de modo que la corriente fundamental (n=1) se muestre descompuesta en una componente en fase con la tensión de excitación y una componente en cuadratura. En (2), sólo se incluye la corriente de una fase por simplicidad, las corrientes de las fases 2 y 3 deben contener los desfases correspondientes pero tienen la misma composición.

$$\begin{aligned} i_1(\omega t) &= \sqrt{2} I_1 \cos\beta_1 \sin(\omega t) - \sqrt{2} I_1 \sin\beta_1 \cos(\omega t) \dots \\ &+ \sqrt{2} \sum I_n \sin(n\omega t - \beta_n) ; n=2,3,\dots,\infty \end{aligned} \quad (2)$$

Calculando la potencia instantánea de cada fase como el producto de tensión por corriente, reemplazando algunas identidades trigonométricas y ordenando adecuadamente, la potencia en la primera fase se puede escribir como se muestra en (3) de modo de tener tres términos; los dos primeros corresponden a la potencia activa "pa" y reactiva "pr" instantánea por fase, y un tercero que se denomina potencia de distorsión "pd" instantánea. Lo anterior permite escribir la potencia para la fase en cuestión como en (4) y (5).

$$\begin{aligned} p_1(\omega t) &= V I_1 \cos\beta_1 (1 - \cos(2\omega t)) \dots \\ &- V I_1 \sin\beta_1 \sin(2\omega t) \dots \\ &+ 2 \sum V I_n \sin(\omega t) \sin(n\omega t - \beta_n) ; n=2,3,\dots,\infty \end{aligned} \quad (3)$$

$$p_1(\omega t) = p_{1a}(\omega t) + p_{1r}(\omega t) + p_{1d}(\omega t) \quad (4)$$

$$\begin{aligned} p_{1a}(\omega t) &= V I_1 \cos\beta_1 (1 - \cos(2\omega t)) \\ p_{1r}(\omega t) &= -V I_1 \sin\beta_1 \sin(2\omega t) \\ p_{1d}(\omega t) &= 2 \sum V I_n \sin(\omega t) \sin(n\omega t - \beta_n) \\ &= \sum V I_n (\cos[(n-1)\omega t - \beta_n] - \cos[(n+1)\omega t - \beta_n]) \end{aligned} \quad (5)$$

Esta representación frecuencial de la potencia tiene la ventaja de tener una composición en que cada término es de naturaleza senoidal y se pueden asociar a situaciones conocidas. De los términos de (4), sólo la potencia activa representa un flujo neto de energía hacia la carga como lo demuestra (6), la potencia reactiva asociada a la fundamental (7) por su lado, tiene la particularidad de proveer una indicación del tipo de compensación requerida para minimizar la corriente fundamental. En general, la parte "no activa" formada por la reactiva más la de distorsión no contribuyen al flujo de energía, sólo son una medida del sobredimensionamiento para el sistema de alimentación.

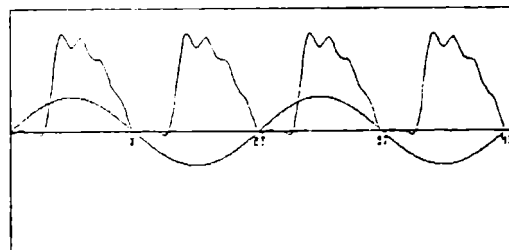
Las ecuaciones (4) y (5) parecen indicar la presencia de oscilaciones de energía entre fuente y carga como en el caso de cargas lineales, sin embargo, esta impresión es falsa como se demuestra a continuación. En el caso de un rectificador controlado tipo puente que opera con su ángulo de disparo ( $\Omega$ ) menor que  $\pi/6$ , la sumatoria (4) es positiva en todo instante de tiempo indicando que el flujo de energía es siempre hacia la carga. Esto a pesar de que  $p_r(\omega t)$  y  $p_d(\omega t)$  no son nulos. Para poder ilustrar lo anterior gráficamente, es conveniente idealizar la corriente de entrada al puente como en la Fig. 1b, que corresponde a una carga fuertemente inductiva en el lado de continua. Con esta base, las corrientes armónicas de  $i_1(\omega t)$  quedan definidos por (8).

$$P_1 = T^{-1} \int p_1(\omega t) d(\omega t) = V I_1 \cos\beta_1 \quad (6)$$

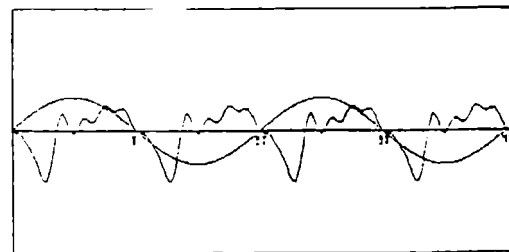
$$Q_1 = V I_1 \sin\beta_1 \quad (7)$$

$$\begin{aligned} I_n &= (I_0/n\sqrt{2\pi}) \cos(n\pi/6) ; n=6k \pm 1 ; k=0,1,2,\dots,\infty \\ \beta_n &= n\Omega \end{aligned} \quad (8)$$

Las figuras 2a y 2b muestran: la potencia instantánea y la suma de las componentes reactiva y de distorsión como función del tiempo. En estas figuras sólo se considera hasta la decimoprimer armónica y en ellas se observa claramente la unidireccionalidad de la potencia y el comportamiento periódico en  $\pi$  tanto de la potencia instantánea como de la no activa.



a) Potencia total.



b) Potencia No activa [p<sub>1r</sub>( $\omega t$ ) + p<sub>1d</sub>( $\omega t$ )]

FIG.2.- POTENCIA INSTANTANEA POR FASE ( $\Omega = \pi/6$ )  
(Magnitudes Normalizadas.)

Las mediciones de potencia por fase en el dominio frecuencial se pueden realizar a partir de las expresiones (6), (7) y (9) si se muestrea la corriente



durante un ciclo para poder evaluar  $I_1$ ,  $D_1$  y el valor RMS "I" de la corriente de fase a través de Fourier. Desafortunadamente, en este dominio, D es solamente una cifra para asegurar la identidad en (9), pero no entrega información sobre el tipo de distorsión presente o de como compensarla.

$$S = V I$$

$$D = (S^2 - P^2 - Q^2)^{1/2} \quad (9)$$

La compensación de un RC, considerando el análisis presentado en esta sección, debe realizarse tomando cada componente por separado. Como la causante de la potencia reactiva "Q" es senoidal pura y siempre en retardo, puede ser suministrada por un compensador capacitivo de magnitud variable de acuerdo al producto  $I_1 \sin \beta_1$ . La potencia de distorsión por su lado, puede compensarse con trampas de baja impedancia ubicadas o la entrada del puente y sintonizadas a las armónicas existentes en (8). Con estas trampas, las armónicas constituyentes de la corriente de distorsión no contaminan el sistema de alimentación y éste no necesita proveer a "D". Según los niveles de potencia involucrados y la velocidad de reacción que se requiera del sistema de compensación, ésta se puede implementar con filtros activos o bancos capacitivos controlados por SCRs.

## II- POTENCIA EN EL DOMINIO DEL TIEMPO.

Para hacer el análisis en el dominio del tiempo, se separa la corriente de fase en sólo dos componentes: la corriente activa  $i_a(t)$  (10) que tiene la misma forma que la excitación y que al igual que en el dominio de la frecuencia es la que produce el flujo neto de energía y segundo, una componente que representa la desviación de la corriente con respecto a la corriente activa, que por esta razón se define como de distorsión  $i_d(t)$  (11).

$$i_a(t) = G v_1(t) \quad (10)$$

$$i_d(t) = i_1(t) - i_a(t) \quad (11)$$

La conductancia equivalente por fase "G" se puede evaluar como lo indica (12), destacándose que ella está relacionada con la potencia desarrollada en "un ciclo entero" de la excitación. En base a estas definiciones

$$G = P/V^2$$

$$P = T^{-1} \int_0^T v_1(t) i_1(t) dt$$

$$V^2 = T^{-1} \int_0^T v_1^2(t) dt \quad (12)$$

para las corrientes, se escribe (13) para la evaluación de la potencia instantánea que queda formada por una componente de potencia activa y otra de distorsión (14).

Integrando (13) a través de un período y haciendo uso de (12) se demuestra que  $i_d$  es ortogonal con  $v_1$ , luego también lo es con  $i_a$ , esto permite escribir (15), donde "I", " $i_a$ " e " $i_d$ " son los valores RMS de la corriente actual, activa y de distorsión.

$$v_1(t) i_1(t) = v_1(t) i_a(t) + v_1(t) i_d(t) \quad (13)$$

$$p_1(t) = v_1(t) i_a(t)$$

$$= G v_1^2(t)$$

$$p_1 d(t) = v_1(t) i_d(t) \quad (14)$$

$$I^2 = I_a^2 + I_d^2 \quad (15)$$

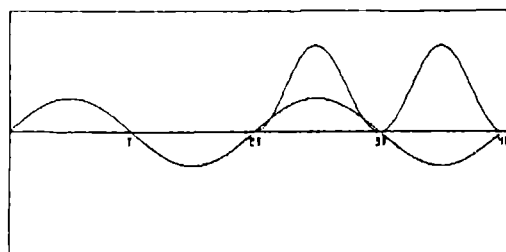
En este caso, las potencias aparente, activa y de distorsión se encuentran multiplicando (15) por  $V^2$  y se tendrá:

$$S^2 = P^2 + Q_d^2$$

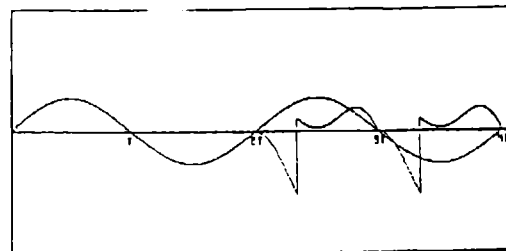
$$P = V I_a = I_a^2 / G$$

$$Q_d = V I_d \quad (16)$$

Las figuras 3a y 3b muestran el comportamiento en el tiempo de la potencia activa y de distorsión para un ángulo de disparo del convertidor de 30°. En ellas se observa que los valores de las potencias solamente pueden conocerse con un retardo de un período, requerido para evaluar (12). Por lo tanto, los valores que adoptan son correctos en el presente ciclo si el sistema se encuentra en estado estacionario, no durante transientes.



a) Potencia activa.



b) Potencia de distorsión.

FIG. 3.-POTENCIAS INSTANTANEAS BASADAS EN METODO DE CONDUCTANCIA (Amplitudes Normalizadas)

Esta representación de las corrientes y potencias en el dominio del tiempo, tiene la particularidad que no permite identificar el contenido armónico ni reactivo fundamental, característico de cargas como los rectificadores controlados cuando operan en estado estacionario. Qd representa un incremento de potencia sobre la requerida por la carga, pero no aporte información directa sobre sus características o modo de compensación. La evaluación de P, Qd y S en este dominio son mas simples que en el dominio frecuencial, pues no involucran un análisis de Fourier sobre las muestras para la identificación de la fundamental, solamente se requiere el cálculo de valores RMS. Al igual que en el caso frecuencial, las evaluaciones resultan con un retardo de un período de la excitación debido a que la conductancia "G" está definido como en (12).

En la expresión (16), Qd no tiene el mismo significado que Q en el dominio frecuencial (7), ya que en el dominio del tiempo se trata como un todo a la potencia no activa, mientras que Q sólo representa la componente no activa de la fundamental sin incluir las armónicas superiores. Como S y P sí tienen el mismo significado al ser la excitación de frecuencia única, se puede concluir que la potencia de distorsión del dominio temporal se relaciona por (17) con las definiciones en el dominio frecuencial.

$$Qd^2 = Q^2 + D^2 \quad (17)$$

### III- POTENCIA TRIFASICA EN EJES D-Q

Las transformaciones a ejes en cuadratura D-Q [13] con invariancia de potencia, permite realizar un análisis de la potencia trifásica total a diferencia de los análisis por fase presentados en las secciones anteriores. Para el caso del rectificador controlado considerado en este estudio, la transformación de tensión origina dos tensiones en cuadratura (18). Las corrientes de fase, que adoptan valores discretos "0", "+Io", "-Io", originan un vector secuencia (19) con seis valores discretos cuya posición en el tiempo es una función del ángulo de disparo del RC. La Fig.4 muestra estas corrientes en el tiempo.

$$\begin{bmatrix} vD \\ vQ \end{bmatrix} = \sqrt{(2/3)} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v1 \\ v2 \\ v3 \end{bmatrix} \\ = \begin{bmatrix} \sqrt{3} V \sin \omega t \\ -\sqrt{3} V \sin \omega t \end{bmatrix} \quad (18)$$

$$\begin{bmatrix} iD \\ iQ \end{bmatrix} = \sqrt{(2/3)} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i1 \\ i2 \\ i3 \end{bmatrix} \quad (19)$$

La potencia real instantánea "p" y la reactiva

instantáneas "q", se definen como en (20) y que en forma matricial quedan como en (21).

$$\begin{aligned} p &= pD + pQ \\ &= vD iD + vQ iQ \\ q &= vD \times iQ + vQ \times iD \end{aligned} \quad (20)$$

$$\begin{bmatrix} p \\ q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} vD & vQ \\ -vQ & vD \end{bmatrix} \begin{bmatrix} iD \\ iQ \end{bmatrix} \quad (21)$$

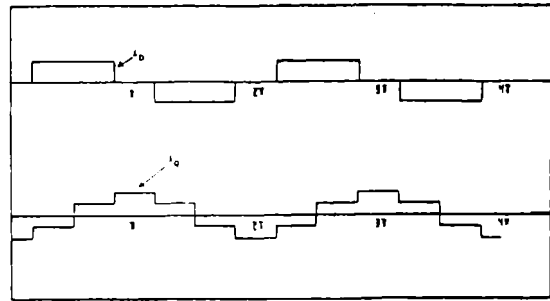


FIG.4.- CORRIENTES EN EJES D-Q (Ang. de disparo de 0°)

De la expresión (21) se despejan las corrientes en los ejes D-Q como función de la potencia real "p" y reactiva "q" instantáneas, es así como las corrientes iD e iQ quedarán compuestas por componentes activas y reactivas. Las componentes activas son función de p y las reactivas de q. De acuerdo con esto se tiene:

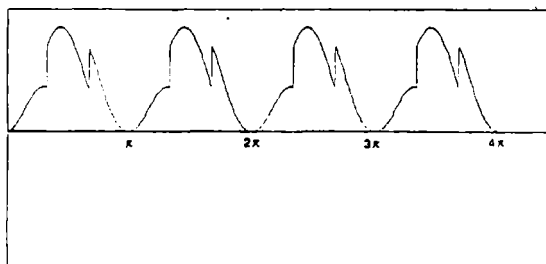
$$\begin{aligned} iDp &\hat{=} \text{Corriente activa en eje D} = \{ vD/Det \} p \\ iDq &\hat{=} \text{Corriente reactiva en eje D} = \{-vQ/Det \} q \\ iQp &\hat{=} \text{Corriente activa en eje Q} = \{ vQ/Det \} p \\ iQq &\hat{=} \text{Corriente reactiva en eje Q} = \{ vD/Det \} q \\ Det &= v^2D + v^2Q \end{aligned} \quad (22)$$

Finalmente, las definiciones de corriente entregados en (22) permiten definir cuatro potencias instantáneas, una activa y una reactiva por cada eje. En concordancia con (22), las potencias instantáneas de los ejes en cuadratura se escriben como en (23) con :

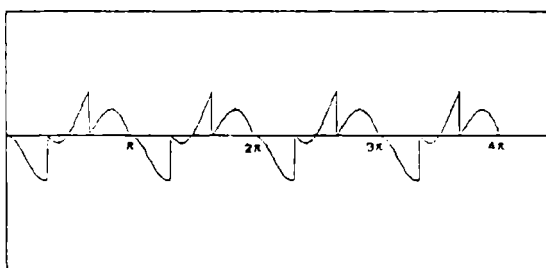
$$\begin{aligned} pDp &\hat{=} \text{Potencia activa en D} = \{ v^2D/Det \} p \\ pDq &\hat{=} \text{Potencia reactiva en D} = \{-vDvQ/Det \} q \\ qQp &\hat{=} \text{Potencia activa en Q} = \{ v^2Q/det \} p \\ pQq &\hat{=} \text{Potencia reactiva en Q} = \{ vDvQ/Det \} q \end{aligned}$$

$$\begin{bmatrix} pD \\ pQ \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} pDp \\ pQp \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} pDq \\ pQq \end{bmatrix} \quad (23)$$

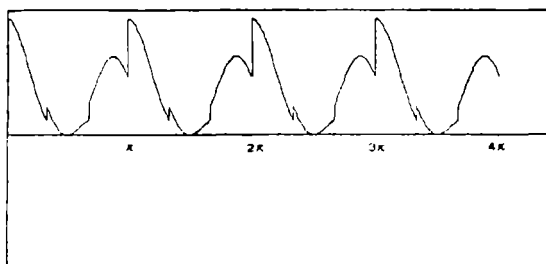
Las figuras 5a y 5b muestran el comportamiento de las potencias activas y reactivas del eje D, mientras que las figuras 5c y 5d muestran las del eje Q. De la misma forma que en los análisis presentados en las secciones previas, las potencias activas instantáneas producen un flujo neto de energía y las componentes reactivas tienen un valor medio nulo. Es importante notar, que las magnitudes instantáneas de las componentes reactivas son iguales, sin embargo su fase es opuesta y su suma en el tiempo es cero.



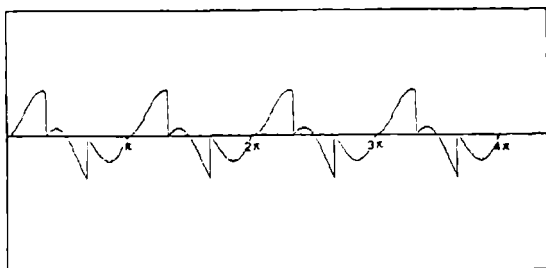
a) Potencia activa en eje D



b) Potencia reactiva en eje D



c) Potencia activa en eje Q



d) Potencia reactiva en eje Q

FIG.5.- POTENCIAS INSTANTANEAS EN EJES EN CUADRATURA. (Amplitudes Normalizadas)

La evaluación de la potencia usando esta técnica, requiere el uso de las transformaciones (18) y (19) para

luego poder aplicar la definición (20) e integrarla para la evaluación de P, este proceso no resulta ventajoso sobre el cálculo directo de la potencia usando las tensiones y corrientes de fase. Sin embargo, el cálculo de la potencia reactiva instantánea por el mismo método permite con las definiciones de (23) y (22) calcular además las componentes reactivas  $iDq$  e  $iQq$ . Disponiendo de estas componentes reactivas, es solo cuestión de aplicar la transformación inversa para conocer las componentes reactivas de las corrientes de línea que pueden usarse como referencia de las corrientes de compensación del rectificador.

## CONCLUSIONES

Se ha presentado las definiciones de potencias que son aplicables al caso de rectificadores controlados tanto en el dominio frecuencial como temporal, y se ha mostrado a través de gráficas el comportamiento en el tiempo de las distintas componentes de la potencia. Se concluye que las definiciones en el dominio temporal son más fáciles de instrumentar, sin embargo, usar estas definiciones para lograr la compensación del puente, requiere la presencia de un filtro activo con gran rango dinámico y dimensionamiento similar al del convertidor. En ambos casos, las mediciones y la compensación se verá retardada en un ciclo. La representación en ejes D-Q provee un mecanismo para lograr una compensación instantánea, sin embargo, la definición de potencia reactiva no concuerda con las definiciones tradicionales.

## BIBLIOGRAFIA

- [1] L. S. Czarnecki, "What is Wrong with the Budeanu Concept of Reactive and Distortion Power and why It Should be Abandoned", IEEE Trans. Ins. and Measurements Vol 36, No 3, 1987.
- [2] P. Filipki, "The Measurements of Distortion Current and Distortion Power", IEEE Trans. Instr. and Measurements. IM-33, No1, 1984
- [3] N.L. Kusters, W.J.M. Moore, "On the Definition of Reactive Power under Non-Sinusoidal Conditions", IEEE Trans. on PAS Vol PAS-99, No 5, 1980.
- [4] J. H. Enslin, J.D. Wyk, "Measurements and Compensation of Fictitious Power Under Nonsinusoidal Voltage and Currents Conditions" IEEE Trans. Instr. and Measurements. Vol.37, No3 1988.
- [5] -----, "A New Control Philosophy for Power Electronic Converters as Fictitious Power Compensation", IEEE Trans. Power Electronics, Vol. 5, No1, 1990.
- [6] L. S. Czarnecki, "Considerations on the Reactive Power in Nonsinusoidal Situations", IEEE Trans. Instr. and Measurements. IM-34, No3 1985.
- [7] I. Purkayastha, P.J. Savole, "Effect of Harmonics on Power Measurements" IEEE Trans. on Industry Appl. Vol. 26, No 5, 1990.
- [8] F. Jay, J.A. Goetz, "IEEE Standard Dictionary of Electrical and Electronics Terms" IEEE, 3<sup>rd</sup> Ed., 1984

## MODULACION PROGRAMADA EN INVERSORES TRIFASICOS

J. DEL VALLE J.      F. WATKINS O.      R. SALGADO I.  
 UNIVERSIDAD DE SANTIAGO DE CHILE - DEPTO. DE INGENIERIA ELECTRICA  
 CASILLA: 10233      FAX:681 14 22  
 SANTIAGO.

### RESUMEN

Este trabajo presenta un análisis del método de modulación programada, que se utiliza para la eliminación de un número predeterminado de armónicos, y la regulación de la tensión de salida de un inversor trifásico.

Inicialmente se desarrolla un programa, que permite el cálculo de los tiempos necesarios para la ausencia en la forma de onda de salida del inversor, de los armónicos predeterminados, basado en el algoritmo de Newton-Rapson.

Se muestran resultados experimentales obtenidos mediante un prototipo de inversor trifásico controlado por un microprocesador, el cual, sirviéndose de un programa assembler, tablas de estado y de temporizaciones grabados en él, es capaz de controlar los disparos y temporizaciones de los interruptores estáticos para diferentes condiciones de la tensión de salida del inversor.

### ABSTRACT.

This paper presents a analysis the type of modulation to be used for the elimination of number of predetermined harmonics and inverter output voltage regulation.

The first to create a program that permit the calculation of the times necessarys for absence in the wave form of output inverter predetermined harmonics utilization the technical of Newton-rapson.

Experimenta results are present which have been obtained from a inverter prototype just as output voltage and current wave form and frecuency spectrum.

### INTRODUCCION.

Varios métodos de modulación por ancho de pulso (PWM), han sido desarrollados, para el control de inversores, basados principalmente en técnicas, análogas, el advenimiento de componentes digitales, tales como  $\mu P$ , memorias de alta velocidad, semiconductores cada vez más robustos y rápidos, abrieron el camino para desarrollar avanzados dispositivos de control y potencia, lo cual, nos permite la implementación de nuevas técnicas de PWM, tales como la modulación programada.

Dos métodos de modulación programada son descritos, y las secuencias de conmutación son determinadas permitiendo el diseño y

construcción de inversores con pre-eliminación y regulación de la tensión y/o frecuencia de salida.

### ELIMINACION DE ARMONICOS Y REGULACION DE TENSION.

#### 1) MODULACION EN TODO EL INTERVALO DE CONDUCCION.

La figura (1), nos muestra la configuración básica de un inversor trifásico, el cual entrega una salida del tipo mostrado en la figura (2). Basándonos en esta forma de onda se desarrolla el método propuesto.

Asumiendo simetría impar de un cuarto de onda para fig. (2a y 2b), los coeficientes de la expansión de Fourier quedan dados por:

$$\begin{aligned}
 b_n &= 0, \quad \forall n \\
 a_n &= 0, \quad \forall n \text{ par} \\
 a_n &= (-1)^K \frac{4}{n\pi} \left[ 1 + 2 \sum_{i=1}^K (-1)^i \cos n\alpha_i \right] \quad (1) \\
 &\quad \forall n \text{ impar}
 \end{aligned}$$

donde:  $n$ :  $n$ -ésimo armónico.  
 $K$ :  $L+1$ ;  $L$ : número de armónicos a eliminar.  
 $0 < \alpha_i < \pi/2$ : definen los cortes por cuarto de ciclo de la forma de onda de la tensión  $V_n$ .

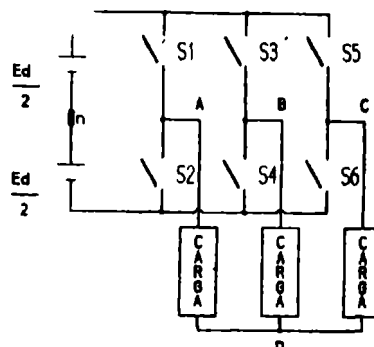


Figura 1 Inversor Trifásico.

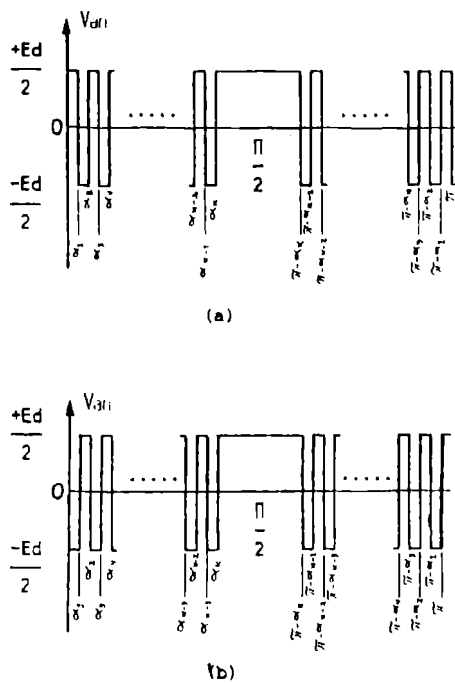


Figura 2 ( a: forma de onda de la tensión \$V\_{an}\$ para \$K\$ par; b: forma de onda de la tensión \$V\_{an}\$ para \$K\$ impar.)

2) MODULACION EN INTERVALOS DE \$60^\circ\$.

En la modulación en intervalos de \$60^\circ\$ se considera un pulso único de \$60^\circ\$, esto permite un mejor aprovechamiento de la tensión de batería al trabajar con índices de modulación mayor en comparación con la modulación durante todo el intervalo de conducción.

Asumiendo simetría impar de un cuarto de onda y amplitud unitaria para fig. (3a y 3b), los coeficientes de la expansión de Fourier quedan dados por:

$$\begin{aligned}
 b_n &= 0 \quad \forall n. \\
 a_n &= 0 \quad \forall n \text{ par.} \\
 a_n &= (-1)^K \frac{4}{n\pi} \left[ 1 + 2 \sum_{j=1}^K (-1)^j \cos n\alpha_j \right] + \frac{8}{n\pi} \cos n60^\circ \quad \forall n \text{ impar.}
 \end{aligned} \quad (2)$$

donde: \$n\$: \$n\$-ésimo armónico.  
 \$K\$: \$L+1\$ ; \$L\$: número de armónicos a eliminar.  
 \$0 < \alpha\_i < \pi/3\$: definen los cortes por cuarto de ciclo de la forma de onda de la tensión \$V\_{an}\$.

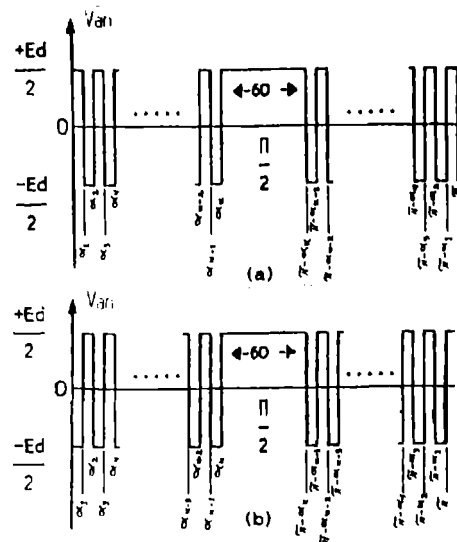


Figura 3 ( a: forma de onda de la tensión \$V\_{an}\$ para \$K\$ par; b: forma de onda de la tensión \$V\_{an}\$ para \$K\$ impar).

A partir de las ecuaciones (1) o (2) es posible eliminar el \$n\$-ésimo armónico, haciendo \$a\_n=0\$, para la eliminación de \$L\$ armónicos se tendrá un sistema de \$L\$ ecuaciones no lineales iguales a cero.

Para la regulación de la tensión de salida se agrega una ecuación más, obteniéndose un sistema de \$K=L+1\$ ecuaciones.

Para un sistema trifásico de cargas equilibradas, teóricamente el tercer armónico y sus múltiplos se eliminan, entonces el sistema de \$L+1\$ ecuaciones toma la forma siguiente:

$$\begin{aligned}
 a_1 &= M \quad ; M \text{ índice de modulación.} \\
 a_3 &= a_7 = a_{11} = \dots = a_m = 0 \\
 \text{con } m &= 6p \pm 1 \quad ; p = 1, 2, 3, \dots
 \end{aligned} \quad (3)$$

Por trata de un sistema de ecuaciones no lineales de naturaleza trascendental; se requiere de la utilización de un método iterativo que permita resolverlo, para lo cual se realizó un programa computacional utilizando el algoritmo de NEWTON-RAPSON.

De (3) se obtienen los valores de los \$\alpha\_i\$ que definen la forma de onda de la tensión \$V\_{an}\$. Luego para la obtención de un sistema trifásico se desfasan los \$\alpha\_i\$ \$120^\circ\$ y \$240^\circ\$ para \$V\_{bn}\$ y \$V\_{cn}\$ respectivamente.

METODO PRACTICO.

Determinación de los tiempos de conmutación y estados para la modulación en todo el período de conducción.

Como se asume simetría impar de un cuarto de onda para la forma de onda de la fig (2), y las tensiones de fase son:

$$\begin{aligned} V_{a0} &= V \angle 0^\circ \\ V_{b0} &= V \angle 120^\circ \\ V_{c0} &= V \angle 240^\circ \end{aligned}$$

luego los  $\alpha_i$ ,  $\beta_i$ ,  $\gamma_i$  para fase A, B y C respectivamente se definen como siguen:

Intervalo de Modulación	Fase A $\alpha_i$	Fase B $\beta_i$	Fase C $\gamma_i$
0°-30°	$\alpha_i$	$300^\circ + \alpha_i$	$60^\circ - \alpha_i$
30°-60°	$\alpha_i$	$120^\circ - \alpha_i$	$60^\circ - \alpha_i$
60°-90°	$\alpha_i$	$120^\circ - \alpha_i$	$60^\circ + \alpha_i$
90°-120°	$180^\circ - \alpha_i$	$120^\circ - \alpha_i$	$60^\circ + \alpha_i$
120°-150°	$180^\circ - \alpha_i$	$120^\circ + \alpha_i$	$60^\circ + \alpha_i$
150°-180°	$180^\circ - \alpha_i$	$120^\circ + \alpha_i$	$240^\circ - \alpha_i$
180°-210°	$180^\circ + \alpha_i$	$120^\circ + \alpha_i$	$240^\circ - \alpha_i$
210°-240°	$180^\circ + \alpha_i$	$300^\circ - \alpha_i$	$240^\circ - \alpha_i$
240°-270°	$180^\circ + \alpha_i$	$300^\circ - \alpha_i$	$240^\circ + \alpha_i$
270°-300°	$-\alpha_i$	$300^\circ - \alpha_i$	$240^\circ + \alpha_i$
300°-330°	$-\alpha_i$	$300^\circ + \alpha_i$	$240^\circ + \alpha_i$
330°-360°	$-\alpha_i$	$300^\circ + \alpha_i$	$60^\circ - \alpha_i$

TABLA 1.

A partir de los valores de la tabla 1 es posible obtener las temporizaciones, realizando un ordenamiento de estos valores de menor a mayor, obteniéndose una única lista, la cual se opera calculando la magnitud de cada intervalo de ella, obteniéndose finalmente una tabla de valores que define las temporizaciones para los interruptores estáticos de la fig. 1.

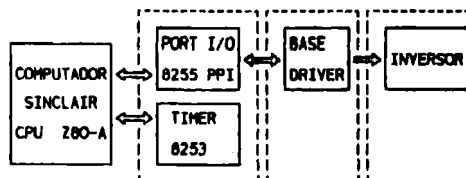
Los estados se obtienen, desde las formas de onda para cada fase y la tabla de temporizaciones.

#### CONTROL DEL INVERSOR.

Utilizando un sistema  $\mu P$ , que consta de un computador y una interfaz; se puede controlar el inversor de la siguiente manera.

En el computador se almacenan las tablas de estados y de temporizaciones, utilizando un programa en lenguaje ensamblador se realiza la lectura de estas tablas, que mediante el direccionamiento de los componentes de la interfaz; será capaz de enviar las señales de disparo (estados), al circuito de potencia (inversor), y de controlar el tiempo de cada estado asociándolo con su respectiva temporización.

La figura 4 muestra el diagrama en bloque del sistema  $\mu P$ , que consta de: micro computador basado en un  $\mu P$  Z80, una interfaz (PPI, TIMER); etapa de aislamiento y amplificación (DRIVER); circuito de potencia (INVERSOR).



INTERFAZ ETAPA DE CTO. DE AISLAMIENTO POTENCIA Y AMPLIFICACION

Figura 4 Diagrama de Bloque del Sistema  $\mu P$ .

#### RESULTADOS EXPERIMENTALES.

Para la eliminación por ejemplo del 5, 7, 11, 13, 17; armónico con índice de modulación  $M=0.3$ , utilizando la técnica de modulación en todo el intervalo de conducción, de (3) se obtiene:

$$\begin{aligned} \alpha_1 &= 4,5729^\circ ; \alpha_2 = 20,0753^\circ ; \alpha_3 = 25,0594^\circ ; \\ \alpha_4 &= 38,4242^\circ ; \alpha_5 = 44,2842^\circ ; \alpha_6 = 56,9140^\circ . \end{aligned}$$

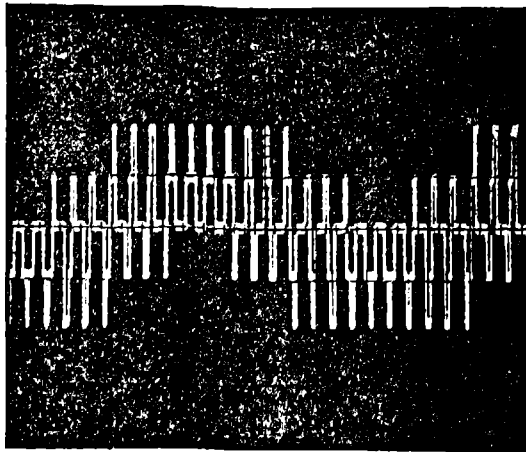
Con estos resultados se obtienen las tablas de temporizaciones y las de estado que se presentan a continuación

Intervalo de Modulación	S 1	S 3	S 5	TIEMPO( $\mu s$ )
0°-3,08°	1	0	1	171,4
3,08°-4,57°	1	0	0	82,6
4,57°-15,71°	0	0	0	634,9
15,71°-20,05°	0	0	1	242,1
20,05°-21,57°	1	0	1	83,3
21,57°-25,05°	1	0	0	193,5
25,05°-34,94°	0	0	0	548,9
34,94°-38,42°	0	0	1	193,5
38,42°-39,92°	1	0	1	83,3
39,92°-44,28°	1	0	0	242,1
44,28°-55,42°	0	0	0	634,9
55,42°-56,91°	0	0	1	82,6
56,91°-60,00°	1	0	1	171,4
60,00°-63,08°	1	0	0	171,4
63,08°-64,57°	1	1	0	82,6
64,57°-75,71°	1	1	1	634,9
75,71°-80,07°	1	0	1	242,1
80,07°-81,57°	1	0	0	83,3
81,57°-85,05°	1	1	0	193,5
85,05°-94,94°	1	1	1	548,9
94,94°-98,42°	1	0	1	193,5
98,42°-99,92°	1	0	0	83,3
99,92°-104,28°	1	1	0	242,1
104,28°-115,42°	1	1	1	634,9
115,42°-116,91°	1	0	1	82,6
116,91°-120,00°	1	0	0	171,4

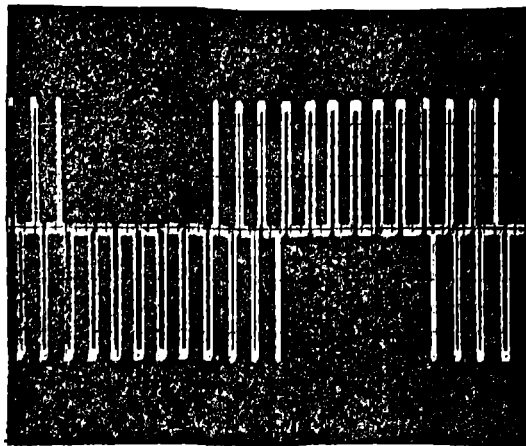
Analizando las simetrías en las temporizaciones, se observa que existe  $K+1$  temporizaciones distintas y se cumplen las siguientes relaciones:

$$\begin{aligned}
 S_j(\alpha_i) &= S_{j+1}(\alpha_i) \quad \text{con } j = 1, 3, 5 \\
 S_j(\alpha_i) &= S_{j+1}(\alpha_i + 120^\circ) \quad \text{con } j = 1, 3 \\
 t_{j(2K+1)-i} &= t_i \quad \forall i = 1, \dots, 2K+1 \\
 &\quad j = 1, \dots, 5. \\
 t_{2K+2-i} &= t_i \quad \forall i = 1, \dots, K.
 \end{aligned} \quad (4)$$

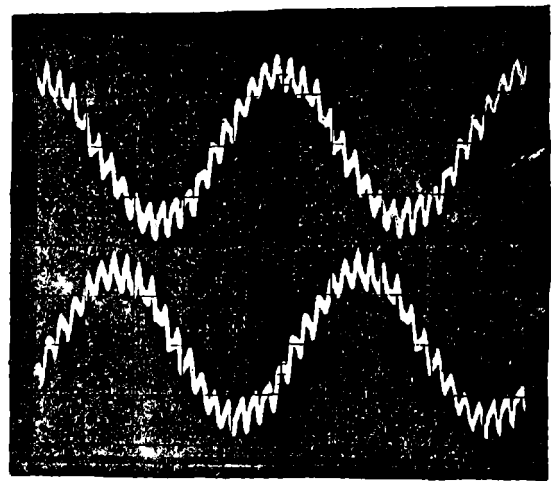
A continuación, se muestran fotografías (osciloscopio) y curvas tomadas por un analizador de espectro, de las formas de onda de salida de un prototipo de inversor trifásico.



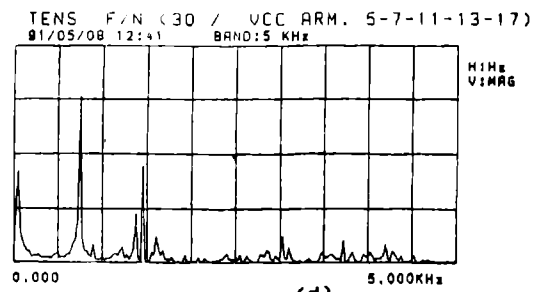
(a)



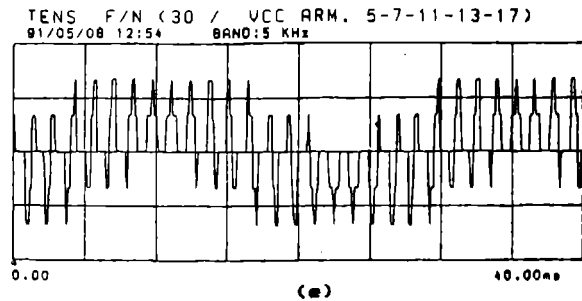
(b)



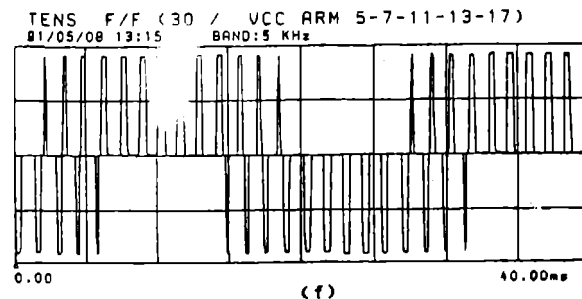
(c)



(d)



(e)



(f)

Figura 5.-

- a.- Tensión Fase-Neutro.
- b.- Tensión Fase-Fase.
- c.- Corriente
- d.- Espectro de Frecuencia.
- e.- Tensión Fase-Neutro.
- f.- Tensión Fase-Fase.

## CONCLUSIONES.

En este trabajo se ha presentado un método que permite de modo eficiente eliminar armónicos y regular tensión y/o frecuencia de salida en inversores trifásicos.

Este tipo de modulación presenta los siguientes problemas y ventajas:

- a.- Tiene un algoritmo de cálculo complejo, hay que resolver sistemas de ecuaciones no lineales de naturaleza trascendental.
- b.- Se necesita del previo almacenamiento en memoria de las tablas de temporización y de estado para distintos índices de modulación.
- c.- Si se requiere de una buena resolución en la tensión y/o frecuencia de salida, la capacidad de memoria aumenta, trayendo como consecuencia una mayor complejidad en el direccionamiento de ella.
- d.- Es más rápido.
- e.- No necesita estar sintonizado, por tener frecuencia de salida variable, lo cual lo hace dinámico en lo que tiene que ver con la eliminación de armónicos.
- f.- Se puede variar los armónicos a eliminar en forma más fácil y rápida.
- g.- La modulación durante todo el intervalo tiene buenas prestaciones cuando trabaja con un índice de modulación bajo.
- h.- La modulación en intervalos de 60° presenta buenas características para índices de modulación altos. Se recomienda trabajar con ambos tipos de modulación dependiendo del M requerido.
- i.- Presenta una alta simetría en las temporizaciones optimizándose la capacidad de memoria del computador tal como se observa en la ecuación (4).

## REFERENCIAS.

- [1] HASMUKH S. PATEL; RICHARD G. HOFT; "Generalized Techniques of Harmonic Elimination and Voltage Control in Thyristor Inverters: Part 1-Harmonic Elimination", Proc. IEEE, TRANS. IND. APP. Vol. IA-9 N° 3 pp. 310-317, Mayo-Junio 1971.
- [2] HASMUKH S. PATEL; RICHARD G. HOFT; "Generalized Techniques of Harmonic Elimination and Voltage Control in Thyristor Inverters: Part 2-Voltage Control Techniques", Proc. IEEE, TRANS. IND. APP. Vol. IA-10 N° 5 pp. 666-673, Septiembre-Octubre 1974.
- [3] ZUCKERBERGER A.; ALEXANDROVITZ ABRAHAM; "Determination of Commutation Sequence with a View to Eliminating Harmonics in Microprocessor - Controlled PWM Voltage Inverter", Proc. IEEE, TRANS. IND. APP. Vol. IE-33 N° 3 pp. 262- 270, Agosto 1986.
- [4] DEL VALLE J; KALLINA W; SALGADO R; "Eliminación de Armónicos y Regulación de Tensión de Salida en Inversores", Proc. Tercer Seminario de Electronica de Potencia, Florianopolis, Brasil. pp. 129 -133, Diciembre 1990.

## BIOGRAFIA

JULIO DEL VALLE JELDRES. Ing. Ejec. Electrónico, Universidad del Norte (1974); Master en Estadística Matemática, CIENES (1982); Ing. Industrial, Doctor Ing. Industrial; Univ. Politécnica de Madrid, España (1987). Areas de Interés: UPS, Convertidores Estáticos.

Actualmente Profesor Asociado de la Universidad de Santiago de Chile.

FCO. WATKINS ORELLANA; Ing. Civil Eléctrico. Universidad de Santiago de Chile. (1974). Master en Sistemas de Control Universidad de Manchester. (1983). Actualmente profesor de jornada completa del departamento de Ing. Eléctrica USACH. Areas de Interés: Robótica e Inteligencia Artificial.

RODRIGO F. SALGADO IBAREZ; Alumno Memorista en Ingeniería Civil Eléctrica, de la Universidad de Santiago de Chile. Areas de Interés: Electrónica de Potencia, Sistemas Eléctricos de Potencia, Control mediante Microprocesadores de Sistemas de Potencia.



TECNICA DE MODULACION VECTORIAL APLICADA EN  
INVERSORES TRIFASICOS

J. DEL VALLE J.  
U. DE SANTIAGO DE CHILE  
CASILLA 10233  
SANTIAGO

J. RODRIGUEZ P.  
U.T.F. SANTA MARIA  
CASILLA 110-V  
VALPARAISO

G. CONTRERAS T.  
U. DE SANTIAGO DE CHILE  
CASILLA 10233  
SANTIAGO

RESUMEN

Este trabajo presenta un análisis de la técnica de modulación vectorial y su aplicación en inversores trifásicos con carga equilibrada. En él, se propone una estrategia de generación de los tiempos y estados que serán la base para generar las señales de disparo de los interruptores estáticos que conforman el inversor trifásico.

Se desarrolla un programa computacional de simulación del inversor trifásico modulado vectorialmente según el esquema propuesto, se analizan formas de onda de tensiones y corriente, espectros de frecuencia y locus de corriente.

Se presentan resultados experimentales obtenidos de un prototipo de inversor trifásico controlado por microcomputador, el cual, mediante programación en lenguaje de máquina y utilización de bases de datos, genera las señales de disparo necesarias para comandar el funcionamiento del inversor en las distintas características de tensión y frecuencia requeridas, comparándose finalmente estos resultados con sus similares producto de la simulación computacional.

ABSTRACT

This paper presents an analysis of a novel PWM technique based on space vectors for three phase inverters with balanced load. A description of the switching states and the pulse pattern creation for the power switched are showed.

A simulation software for the PWM voltage source inverter (VSI) is developed according to the proposed scheme. Voltage waveforms, current waveforms, frequency spectrum and current locus are analyzed.

Experimental results are presented. This has been obtained of the one prototype of VSI controlled by microprocessor, wich by means of machine code and the use of data base, produces the necesaries signals to command the VSI in the diverse characteristics needed such as voltage and frequency. Finally this results are compared with other produce by simulation.

1.- INTRODUCCION

La técnica de modulación por ancho de pulso (PULSE WIDTH MODULATION-PWM) más am-

pliamente difundida para ondas sinusoidales, es el llamado método subarmónico (SHM), esto se debe principalmente a su simplicidad y a que ha logrado excelentes resultados en la eliminación de armónicos de bajo orden, otra de las características importantes, es que el cálculo de las temporizaciones es esencialmente hecho en tiempo real. Sin embargo, esta técnica de modulación posee algunas desventajas que es necesario mejorar, entre ellas se pueden mencionar las siguientes:

- i) No considera que en un inversor trifásico, las fases interactúan entre sí a través de la carga.
- ii) Requiere sincronizar, aunque no necesariamente, la señal modulante sinusoidal de baja frecuencia con la señal portadora triangular de alta frecuencia.
- iii) El número de conmutaciones es relativamente alto y el máximo voltaje de salida es comparativamente pequeño.

El esquema presentado en este trabajo, puede ser considerado como una alternativa de control digital, la cual reemplaza al método subarmónico tradicional ya que posee, por sobre él, las siguientes ventajas:

- i) Considera la naturaleza trifásica de la carga, siendo un método esencialmente trifásico.
- ii) No se requiere la sincronización entre señales modulante y portadora.
- iii) Tiene mejor aprovechamiento de la tensión continua e interruptores estáticos, lográndose una mayor tensión máxima en la carga.
- iv) Optimiza el número de conmutaciones, puesto que es una estrategia eminentemente predictiva.
- v) Los armónicos de bajo orden son más eficientemente eliminados, especialmente para tensiones que representan un elevado porcentaje de la tensión máxima de salida.

2.- ANALISIS VECTORIAL DE UN SISTEMA TRIFASICO

Considérese una fuente de tensión trifásica simétrica, la cual alimenta una carga trifásica equilibrada con impedancia operacional por fase:  $Z_s = R_s + L_s p$  ( $p = d/dt$ )

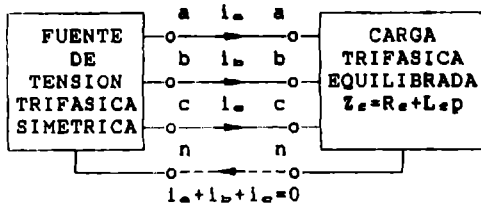


FIGURA 1. SISTEMA TRIFASICO SIMETRICO CON CARGA EQUILIBRADA.

Las tensiones fase-neutro de la fuente trifásica estarán dadas por:

$$\begin{aligned} v_{an}(t) &= V \cos(\omega_s t) \\ v_{bn}(t) &= V \cos(\omega_s t - \frac{2\pi}{3}) \\ v_{cn}(t) &= V \cos(\omega_s t + \frac{2\pi}{3}) \end{aligned} \quad (1)$$

con:

$$\omega_s = 2\pi f_s = \frac{2\pi}{T_s} \quad (2)$$

Por otra parte, sean los vectores  $\vec{V}_a$ ,  $\vec{V}_b$  y  $\vec{V}_c$  definidos como:

$$\begin{aligned} \vec{V}_a &= V e^{j\omega_s t} \\ \vec{V}_b &= V e^{j(\omega_s t - \frac{2\pi}{3})} = a^2 \vec{V}_a \\ \vec{V}_c &= V e^{j(\omega_s t + \frac{2\pi}{3})} = a \vec{V}_a \end{aligned} \quad (3)$$

donde:

$$\begin{aligned} a &= e^{j\frac{2\pi}{3}} = -\frac{1}{2} + j\frac{\sqrt{3}}{2} \\ a^2 &= e^{-j\frac{2\pi}{3}} = -\frac{1}{2} - j\frac{\sqrt{3}}{2} \end{aligned} \quad (4)$$

Entonces, se cumple que:

$$\begin{aligned} v_{an}(t) &= \Re e[\vec{V}_a] \\ v_{bn}(t) &= \Re e[\vec{V}_b] = \Re e[a^2 \vec{V}_a] \\ v_{cn}(t) &= \Re e[\vec{V}_c] = \Re e[a \vec{V}_a] \end{aligned} \quad (5)$$

Luego, es posible representar todo el sistema por un solo vector  $\vec{V} = \vec{V}_a$ , verificándose que:

$$\vec{V} = \frac{2}{3} [v_{an}(t) + a v_{bn}(t) + a^2 v_{cn}(t)] = V e^{j\omega_s t} \quad (6)$$

De igual forma, es posible definir el vector de corriente según la expresión:

$$\vec{I} = \frac{2}{3} [i_a(t) + a i_b(t) + a^2 i_c(t)] = I e^{j(\omega_s t - \phi)} \quad (7)$$

donde:

$$\begin{aligned} I &= \frac{V}{\sqrt{R_e^2 + (\omega_s L_e)^2}} \\ \phi &= \arctan\left(\frac{\omega_s L_e}{R_e}\right) \end{aligned} \quad (8)$$

Luego,  $\vec{V}$  e  $\vec{I}$  representan vectores de magnitud  $V$  e  $I$  respectivamente, desfasados en  $\phi$  radianes y que giran a velocidad sincrónica  $\omega_s$ .

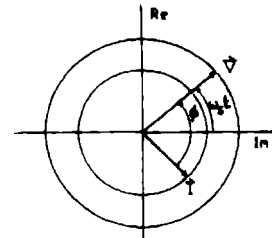


FIGURA 2. REPRESENTACION DE LOS VECTORES DE TENSION Y CORRIENTE.

### 3.- VECTORES DE TENSION GENERADOS POR EL INVERSOR

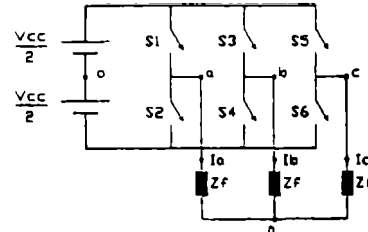


FIGURA 3. INVERSOR TRIFASICO

La figura 3, muestra el inverter trifásico analizado, el cual se encuentra alimentando una carga trifásica equilibrada, verificándose las siguientes ecuaciones:

$$\begin{aligned} V_{ab} &= V_{ao} - V_{bo} \\ V_{bc} &= V_{bo} - V_{co} \\ V_{ca} &= V_{co} - V_{ao} \\ V_{aa} &= V_{ao} - V_{ao} = \frac{2V_{ao} - V_{bo} - V_{co}}{3} \\ V_{bb} &= V_{bo} - V_{bo} = \frac{2V_{bo} - V_{ao} - V_{co}}{3} \\ V_{cc} &= V_{co} - V_{co} = \frac{2V_{co} - V_{ao} - V_{bo}}{3} \end{aligned} \quad (9)$$

El inverter puede aplicar a la carga diferentes tensiones dependiendo del estado de conducción de los interruptores. Considerando que dos interruptores de una misma fase no pueden conducir simultáneamente, se tendrá un total de ocho posibles estados de conducción ( $e=0,1,2,\dots,7$ ), los cuales en conjunto con las ecuaciones (5) y (9) permiten generar la tabla de la figura 4.

e	CONDUCCION			V <sub>ao</sub>	V <sub>bo</sub>	V <sub>co</sub>	V <sub>ab</sub>	V <sub>bc</sub>	V <sub>ca</sub>	V <sub>an</sub>	V <sub>bn</sub>	V <sub>cn</sub>	$\vec{V}_o$
	FASE A	FASE B	FASE C										
0	S1	S3	S5	$\frac{V_{cc}}{2}$	$\frac{V_{cc}}{2}$	$\frac{V_{cc}}{2}$	0	0	0	0	0	0	0
1	S1	S4	S6	$\frac{V_{cc}}{2}$	$\frac{V_{cc}}{2}$	$\frac{V_{cc}}{2}$	$V_{cc}$	0	$-V_{cc}$	$\frac{2V_{cc}}{3}$	$\frac{V_{cc}}{3}$	$\frac{V_{cc}}{3}$	$\frac{2V_{cc}}{3} e^{j\pi/3}$
2	S1	S5	S6	$\frac{V_{cc}}{2}$	$\frac{V_{cc}}{2}$	$\frac{V_{cc}}{2}$	0	$V_{cc}$	$-V_{cc}$	$\frac{V_{cc}}{3}$	$\frac{2V_{cc}}{3}$	$\frac{V_{cc}}{3}$	$\frac{2V_{cc}}{3} e^{j2\pi/3}$
3	S2	S3	S6	$\frac{V_{cc}}{2}$	$\frac{V_{cc}}{2}$	$\frac{V_{cc}}{2}$	$-V_{cc}$	$V_{cc}$	0	$\frac{V_{cc}}{3}$	$\frac{2V_{cc}}{3}$	$\frac{V_{cc}}{3}$	$\frac{2V_{cc}}{3} e^{j\pi/3}$
4	S2	S4	S5	$\frac{V_{cc}}{2}$	$\frac{V_{cc}}{2}$	$\frac{V_{cc}}{2}$	$-V_{cc}$	0	$V_{cc}$	$\frac{2V_{cc}}{3}$	$\frac{V_{cc}}{3}$	$\frac{V_{cc}}{3}$	$\frac{2V_{cc}}{3} e^{j\pi/3}$
5	S2	S5	S6	$\frac{V_{cc}}{2}$	$\frac{V_{cc}}{2}$	$\frac{V_{cc}}{2}$	0	$-V_{cc}$	$V_{cc}$	$\frac{V_{cc}}{3}$	$\frac{2V_{cc}}{3}$	$\frac{V_{cc}}{3}$	$\frac{2V_{cc}}{3} e^{j2\pi/3}$
6	S3	S4	S5	$\frac{V_{cc}}{2}$	$\frac{V_{cc}}{2}$	$\frac{V_{cc}}{2}$	$V_{cc}$	$-V_{cc}$	0	$\frac{V_{cc}}{3}$	$\frac{2V_{cc}}{3}$	$\frac{V_{cc}}{3}$	$\frac{2V_{cc}}{3} e^{j2\pi/3}$
7	S3	S5	S6	$\frac{V_{cc}}{2}$	$\frac{V_{cc}}{2}$	$\frac{V_{cc}}{2}$	0	0	0	0	0	0	0

FIGURA 4. TABLA DE VECTORES Y ESTADOS DEL INVERSOR TRIFASICO

De la tabla anterior, se desprende la existencia de ocho vectores de tensión, de estos:  $\vec{V}_1, \vec{V}_2, \dots, \vec{V}_6$ ; representan seis vectores activos desfasados entre sí en  $60^\circ$  y de magnitud igual a  $2V_{cc}/3$ ; por su parte,  $\vec{V}_0$  y  $\vec{V}_7$  representan dos vectores pasivos o nulos. La figura 5 representa la disposición espacial de los vectores generados por el inversor, los cuales dividen el plano complejo en 6 sectores ( $i=0,1,2,\dots,5$ ).

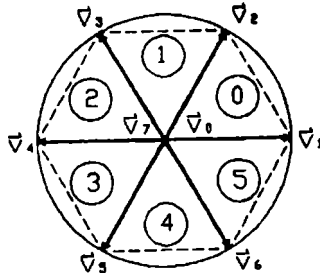


FIGURA 5. VECTORES DE TENSION GENERADOS POR EL INVERSOR TRIFASICO

4.- CRITERIO DE GENERACION DE TIEMPOS Y ESTADOS EN EL INVERSOR TRIFASICO MODULADO VECTORIALMENTE

Supóngase que en un instante determinado, se desea aplicar a la carga el vector  $\vec{V}$  mostrado en la figura 6, el cual se encuentra dentro del triángulo correspondiente a un sector cualquiera y que tiene por vértices la cabeza de los vectores  $\vec{V}_x, \vec{V}_y$  y  $\vec{V}_0$  que definen a dicho sector.

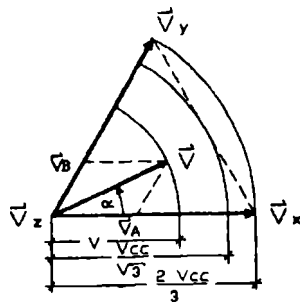


FIGURA 6. GENERACION DE UN VECTOR  $\vec{V}$  ARBITRARIO EN UN SECTOR CUALQUIERA.

La técnica de modulación vectorial se basa en la aplicación sucesiva de los vectores activos adyacentes  $\vec{V}_x$  y  $\vec{V}_y$  y del vector cero  $\vec{V}_0$ ; de forma tal, que si se hacen conmutar los vectores con una frecuencia de pulsación alta, el vector  $\vec{V}$  deseado corresponderá al promedio vectorial ponderado:

$$\vec{V} = \frac{1}{T} \cdot [\vec{V}_x \cdot t_x + \vec{V}_y \cdot t_y + \vec{V}_0 \cdot t_0] \quad (10)$$

donde:

$$T = t_x + t_y + t_0 \quad (11)$$

De la figura 6, se observa que para generar el vector  $\vec{V}$  deseado, es necesario apli-

car a la carga los vectores ponderados  $\vec{V}_x$  y  $\vec{V}_y$  los cuales satisfacen las ecuaciones siguientes:

$$\begin{aligned} V \cdot \cos \alpha &= V_x + V_y \cdot \cos 60^\circ \\ V \cdot \sin \alpha &= V_y \cdot \sin 60^\circ \end{aligned} \quad (12)$$

De donde:

$$\begin{aligned} V_x &= V \cdot (\cos \alpha - \frac{1}{\sqrt{3}} \cdot \sin \alpha) \\ V_y &= \frac{2}{\sqrt{3}} \cdot V \cdot \sin \alpha \\ 0 \leq \alpha &\leq 60^\circ \end{aligned} \quad (13)$$

Además, se cumple que:

$$\begin{aligned} V_x &= \frac{t_x}{T} \cdot V_{cc} \\ V_y &= \frac{t_y}{T} \cdot V_{cc} \end{aligned} \quad (14)$$

De donde, considerando que  $V_{cc} = V_y = 2V_{cc}/3$ , se tiene:

$$\begin{aligned} t_x &= \frac{V_x}{V_{cc}} \cdot T = \frac{3}{2} \cdot \frac{V_x}{V_{cc}} \cdot T \\ t_y &= \frac{V_y}{V_{cc}} \cdot T = \frac{3}{2} \cdot \frac{V_y}{V_{cc}} \cdot T \end{aligned} \quad (15)$$

Según lo anterior, es posible generar cualquier vector dentro del hexágono de la línea segmentada de la figura 5. Sin embargo, para operación en régimen permanente con amplitud de onda de valor constante  $V$ , sólo es posible generar vectores de magnitud máxima igual a  $V_{cc}/\sqrt{3}$ . De acuerdo a lo anterior, es posible definir el índice de modulación como:

$$M = \frac{\sqrt{3} \cdot V}{V_{cc}} \quad (0 \leq M \leq 1) \quad (16)$$

Luego, considerando las ecs.(11),(13),(15) y (16); se tiene:

$$\begin{aligned} t_x &= M \cdot T \cdot \sin(60^\circ - \alpha) \\ t_y &= M \cdot T \cdot \sin \alpha \\ t_0 &= T \cdot [1 - M \cdot \sin(60^\circ + \alpha)] \end{aligned} \quad (17)$$

en,  $t_y, t_0$

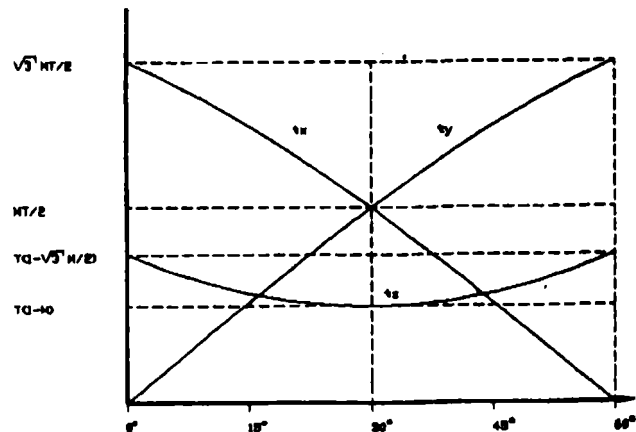


FIGURA 7. DISTRIBUCION DE TIEMPOS  $t_x, t_y$  y  $t_0$  VS. ANGULO  $\alpha$ .

Por otra parte, considerando la tabla de estados de conducción del inversor trifásico (figura 4), es posible evaluar el número de conmutaciones involucrado en la transición de un estado a otro, lo anterior se representa en la figura 8 y puede ser empleado para una eficiente elección de los vectores aplicados, lográndose así, minimizar el número de conmutaciones por periodo.

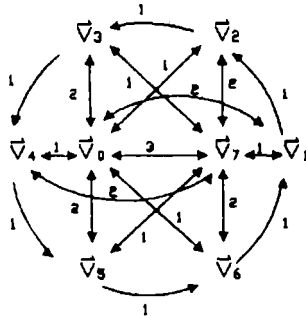
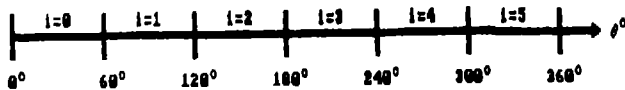


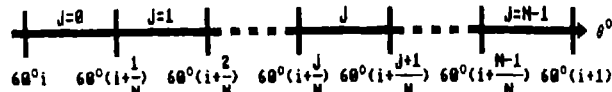
FIGURA 8. NUMERO DE CONMUTACIONES INVOLUCRADAS EN LA TRANSICION DE UN ESTADO A OTRO.

Para la generación de tiempos y estados en un periodo de funcionamiento, se empleó el siguiente algoritmo:

i) Se divide el plano complejo en 6 sectores ( $i=0,1,2,\dots,5$ ).

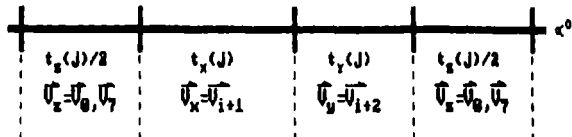


ii) Se divide el i-ésimo sector en N tramos iguales ( $j=0,1,2,\dots,N-1$ ).



iii) Se divide el j-ésimo tramo del i-ésimo sector en 4 intervalos según el esquema propuesto.

$$\alpha_j = 60^\circ \frac{j}{N} \quad \alpha_{j+1} = 60^\circ \frac{j+1}{N}$$



siendo, desde la ec. (17):

$$\begin{aligned} t_x(j) &= M \cdot T \cdot \text{sen}(60^\circ (1 - \frac{j}{N})) \\ t_y(j) &= M \cdot T \cdot \text{sen}(60^\circ \frac{j}{N}) \\ t_x(j) &= T - t_x(j) - t_y(j) \end{aligned} \quad (18)$$

considerando desde la ec. (2),  $T_s$  como el periodo de un giro completo, se tiene:

$$T = \frac{T_s}{6N} \quad (19)$$

Finalmente, se hace la elección de los vectores  $\vec{V}_n$  de forma tal de minimizar el número total de conmutaciones.

La figura 9, muestra una tabla que resume las ideas planteadas para la elección de tiempos y estados para un periodo de funcionamiento del inversor trifásico modulado vectorialmente. Esta tabla muestra que al completarse un periodo, se habrán producido un total de  $6(4N-3)$  conmutaciones en  $6(3N-1)$  intervalos de conducción:

		$t_x(j)/2$	$U_x$	$t_x(j)$	$U_N$	$t_y(j)$	$U_y$	$t_x(j)/2$	$U_x$
i=0	J=0	$\neq 0$	$U_7$	$\neq 0$	$U_1$	0	--	$\neq 0$	$U_7$
	J=1	$\neq 0$	$U_7$	$\neq 0$	$U_1$	$\neq 0$	$U_2$	$\neq 0$	$U_7$
i=1	J=0	$\neq 0$	$U_7$	$\neq 0$	$U_1$	$\neq 0$	$U_2$	$\neq 0$	$U_8$
	J=1	$\neq 0$	$U_8$	$\neq 0$	$U_2$	0	--	$\neq 0$	$U_8$
i=5	J=0	$\neq 0$	$U_8$	$\neq 0$	$U_6$	0	--	$\neq 0$	$U_8$
	J=1	$\neq 0$	$U_8$	$\neq 0$	$U_6$	$\neq 0$	$U_1$	$\neq 0$	$U_8$
i=N-1	J=0	$\neq 0$	$U_8$	$\neq 0$	$U_6$	$\neq 0$	$U_1$	$\neq 0$	$U_7$
	J=1	$\neq 0$	$U_8$	$\neq 0$	$U_6$	$\neq 0$	$U_1$	$\neq 0$	$U_7$

FIGURA 9. TABLA RESUMEN PARA LA ELECCION DE TIEMPOS Y ESTADOS EN EL INVERSOR TRIFASICO MODULADO VECTORIALMENTE.

#### 5.- LOCUS DE CORRIENTE

Si se considera que la carga del inversor es idealmente inductiva, se tendrá a partir de las ecs. (6) y (7) que:

$$\vec{V}(t) = L_c \frac{d}{dt} \vec{I}(t) \quad (20)$$

donde:

$$\vec{V}(t) \in (\vec{V}_0, \vec{V}_1, \dots, \vec{V}_7) \quad (21)$$

Luego, para un tramo cualquiera  $t_0 \leq t \leq t_0 + T$ , se tendrá:

$$\vec{I}(t) = \frac{1}{L_c} \int_{t_0}^t \vec{V}(t) dt + \vec{I}(t_0) \quad (22)$$

cumpléndose que:

$$\begin{aligned} \vec{I}(t) &= \vec{I}_0 \\ t_0 &\leq t \leq t_0 + \frac{t_x}{2} \\ \vec{I}(t) &= \vec{I}_0 + \frac{1}{L_c} (t - t_0 - \frac{t_x}{2}) \vec{V}_x \\ t_0 + \frac{t_x}{2} &\leq t \leq t_0 + \frac{t_x}{2} + t_x \end{aligned} \quad (23)$$

$$\begin{aligned} \vec{I}(t) &= \vec{I}_0 + \frac{1}{L_c} [t_x \vec{V}_x + (t - t_0 - \frac{t_x}{2} - t_x) \vec{V}_y] \\ t_0 + \frac{t_x}{2} + t_x &\leq t \leq t_0 + \frac{t_x}{2} + t_x + t_y \\ \vec{I}(t) &= \vec{I}_0 + \frac{1}{L_c} (t_x \vec{V}_x + t_y \vec{V}_y) \\ t_0 + \frac{t_x}{2} + t_x + t_y &\leq t \leq t_0 + T \end{aligned}$$

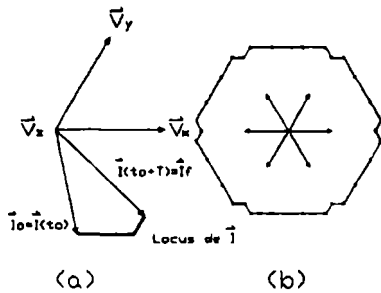


FIGURA 10. OBTENCION DEL LOCUS DE CORRIENTE PARA CARGA INDUCTIVA PURA  
 a) UN TRAMO CUALQUIERA.  
 b) LOCUS COMPLETO PARA  $M=0.8$ ,  $N=3$

6.- SIMULACION COMPUTACIONAL

Como parte de la investigación, se realizó un programa en lenguaje "C", el cual permite simular el funcionamiento del inversor trifásico con carga R-L equilibrada y cuyo principio de funcionamiento se base en el método de modulación propuesto. A partir de las características deseadas de funcionamiento del inversor; tales como: índice de modulación, frecuencia de salida y número de vectores generados por cada sector; el software permite generar las distintas formas de onda y espectros de frecuencia correspondientes tal como se muestra, para un caso particular, en la figura 11.

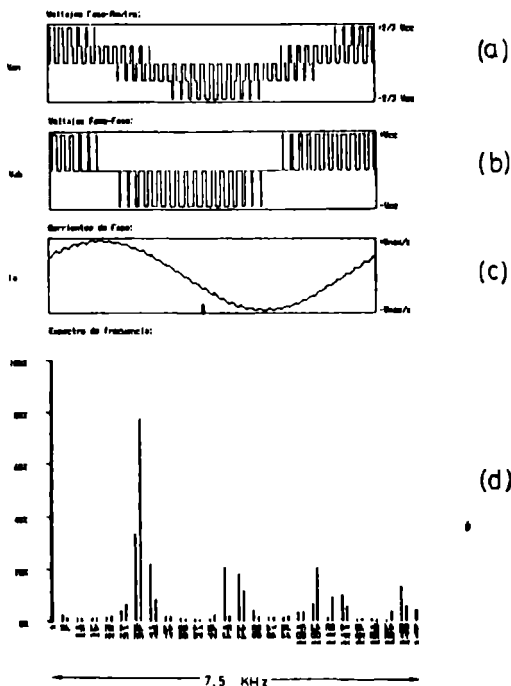


FIGURA 11. RESULTADOS DE LA SIMULACION COMPUTACIONAL PARA  $M=0.6$ ,  $N=6$ ,  $f_s=50$  Hz,  $R=10\Omega$ ,  $L=41$  mHy.  
 a) TENSION FASE-NEUTRO.  
 b) TENSION ENTRE FASES.  
 c) CORRIENTE EN LA CARGA.  
 d) ESPECTRO DE FRECUENCIA PARA ONDAS DE TENSION.  
 e) ESPECTRO DE FRECUENCIA PARA ONDAS DE TENSION.

7.- RESULTADOS EXPERIMENTALES

Fue desarrollado para esta etapa, un prototipo de inversor trifásico compuesto por 6 transistores rápidos con sus correspondientes diodos volantes, además del hardware necesario para comandar el funcionamiento del inversor desde un microcomputador basado en microprocesador Z-80A. Mediante programación en lenguaje BASIC, se generan las bases de datos necesarias para ser empleadas posteriormente desde un programa en código de máquina, el cual comanda el funcionamiento del inversor trifásico. La figura 12, muestra los resultados experimentales obtenidos mediante osciloscopio y analizador de espectros.

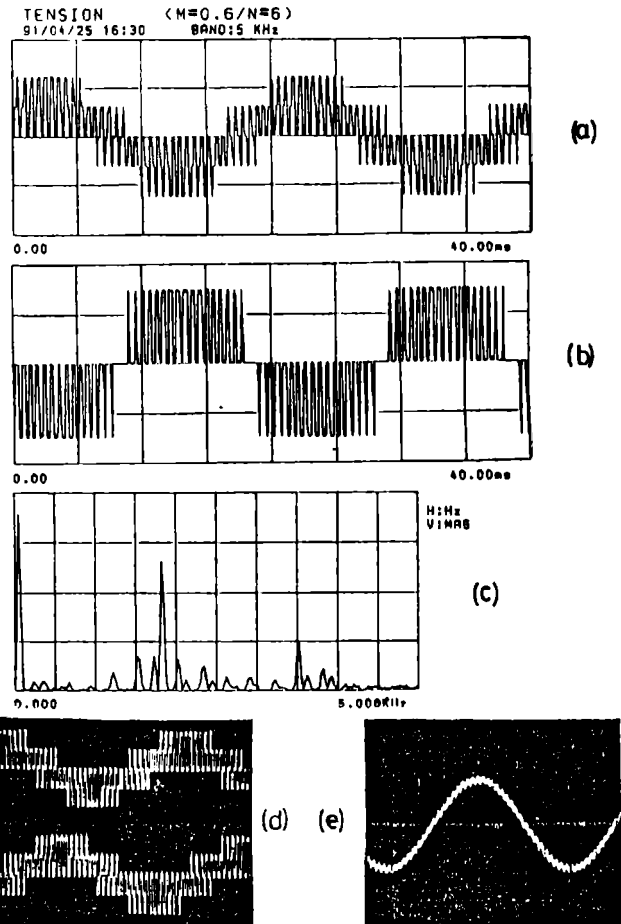


FIGURA 12. RESULTADOS EXPERIMENTALES PARA  $M=0.6$ ,  $N=6$ ,  $f_s=50$  Hz,  $R=10\Omega$ ,  $L=41$  mHy.  
 a) TENSION FASE-NEUTRO.  
 b) TENSION ENTRE FASES.  
 c) ESPECTRO DE FRECUENCIA PARA ONDAS DE TENSION.  
 d) FOTOGRAFIA DE TENSIONES FASE-NEUTRO.  
 e) FOTOGRAFIA PARA CORRIENTE POR FASE.

## CONCLUSIONES

En este trabajo se ha presentado un análisis del funcionamiento del inversor fuente de tensión controlado mediante la técnica de modulación vectorial, en él, se logró comprobar la validez práctica del método analizado y el exitoso logro de corrientes cuasi-sinusoidales en la carga. Se ha propuesto una estrategia para abordar teórica y prácticamente el tema de la modulación vectorial, lo anterior ha servido para concluir las ventajas que el método presenta ante otras técnicas clásicas de modulación, siendo entre las más importantes, las siguientes:

- La utilización de este tipo de modulación bajo el esquema propuesto, permite mediante la sola simetría, eliminar los términos pares y múltiplos de tres de la serie de Fourier de ondas de tensión, lo anterior se debe a la partición que se hace al intervalo de conducción del vector cero. Si a ello se agrega el tratamiento que de los otros términos se hace mediante el método del locus cuasi-circular, se obtiene una disminución considerable de la distorsión en comparación a otros métodos clásicos de modulación.

- El principio de modulación analizado, presenta como ventaja comparativa, la existencia de pulsos de ancho mínimo de un valor definido, el cual estará sujeto al rango permitido en el índice de modulación como así mismo dependerá del número de vectores generados por cada sector. Lo anterior permite trabajar con índices de modulación más cercanos a la unidad y con baja distorsión.

- Se debe destacar que las fórmulas de cálculos son simples, lo cual permite realizar la evaluación de los intervalos de conducción aún en tiempo real, esto último estará sujeto a la velocidad de trabajo del microprocesador empleado. Por otra parte, la existencia de simetrías en los tiempos de conducción, permite un empleo de memoria considerablemente menor que en otros métodos de modulación por ancho de pulso basados en microprocesador.

- Es interesante recalcar la existencia de un criterio adicional en la partición del intervalo de conducción del vector cero [1], de esta forma es posible minimizar aún más la distorsión total, sin embargo, esto último va ligado a una complicación adicional en la evaluación de los tiempos de conmutación lo que hace aún más compleja la posibilidad de cálculo en tiempo real.

- Como ya se mencionó anteriormente, esta estrategia de modulación permite un mejor aprovechamiento de la tensión continua lo que se traduce también en menor dimensionamiento de los interruptores estáticos del inversor trifásico.

- La técnica de modulación vectorial, no sólo puede ser empleada como un eficiente método de modulación por ancho de pulso, si no que además, su base teórica, puede ser empleada como una poderosa herramienta para analizar el comportamiento de otros métodos de modulación y configuraciones posibles.

En la actualidad, se está investigando el comportamiento del inversor trifásico modulado vectorialmente en condiciones de carga desequilibrada; como así también, la posible aplicación de esta herramienta en la elaboración de una estrategia que permita controlar el funcionamiento de un cicloconvertidor trifásico basado en la teoría de vectores espaciales.

## REFERENCIAS

- [1] S. Fukuda, Y. Iwaji, H. Hasegawa, "PWM Technique for Inverter with sinusoidal output current", IEEE Trans. on Power Electronics, Vol. 5, pp. 54-61, January 1990.
- [2] H. Le-Huy, L.A. Dessaint, "An adaptative current control scheme for PWM synchronous motor drives: Analysis and Simulation", IEEE Trans. on Power Electronics, Vol. 4, pp. 486-495, October 1989.
- [3] Y. Mural, K. Ohashi, I. Hosono, "New PWM method for fully digitized inverters", IEEE Trans. on Industry Applications, Vol. IA-23, pp. 887-893, September/October 1987.
- [4] J. Rodríguez, J. Pontt, "Técnicas de modulación vectorial de inversores", 3er. Seminario de Electrónica de Potencia U.C.V. - Valparaíso - Chile, Septiembre 1990.
- [5] K.P. Kovacs, I. Racz, "Transiente Vorgänge in Wechselstrommaschinen", Ung. Akad. d. Wiss., Budapest, 1959.
- [6] F. Blaschke, "Das Verfahren der Feldorientierung zur Regelung der Asynchronmaschine", Siemens Forschungs- und Entwicklungsberichte, 1972, pp. 184-.

## BIOGRAFÍAS

J. Del Valle J.: Dr. Ing. Ind., profesor asociado del depto. de Ingeniería Eléctrica de la Universidad de Santiago de Chile.

J. Rodríguez P.: Dr. Ing., profesor asociado del depto. de Ingeniería Eléctrica de la Universidad Técnica Federico Santa María.

G. Contreras T.: Alumno Memorista de la carrera de Ingeniería Civil Eléctrica de la Universidad de Santiago de Chile.

**UNA SOLUCION AL PROBLEMA DE SOBRETENSIONES GENERADAS POR LA CONMUTACION  
FORZADA DE PUENTES RECTIFICADORES**

Auger Ayçaguer H. y Raúl Boudet C.  
Departamento de Ingeniería Eléctrica, Universidad de Chile  
Casilla 412-3, Santiago, Chile

**RESUMEN**

En el presente trabajo se analizan algunos procedimientos para limitar la sobreteñión producida por la conmutación forzada de un puente rectificador trifásico a base de tiristores GTO. Se verifica experimentalmente que la malla snubber asimétrica limita adecuadamente el  $dv/dt$  durante el apagado del GTO. Sin embargo, su dimensionamiento resulta excesivo si se pretende limitar la sobreteñión. Por otra parte, el empleo de filtros de línea capacitivos reduce efectivamente la sobreteñión pero introduce fenómenos oscilatorios. Se propone la incorporación de un filtro no lineal conformado por un puente de diodos con carga capacitiva, el cual permite absorber la energía asociada a la sobreteñión, sin introducir efectos oscilatorios adicionales.

**ABSTRACT**

The gate turn off thyristor (GTO) applied to three phase power rectifiers produce high voltage rapid variations which requires attenuation; in this paper the analysis and the reduction methods are studied. An asymmetrical snubber can be used to limit the  $dv/dt$  during the turn off process as is experimentally shown. However the maximum voltage is limited only if an overdimensioned circuit is employed. Additionally, capacitive AC line filters reduce the overvoltage but resonant oscillations appears. A non linear filter configuration using a capacitor rectifier bridge is proposed; this circuit is well suited to absorb the overvoltage energy, with no secondary oscillatory effects.

**1. INTRODUCCION**

El notable desarrollo alcanzado por los dispositivos semiconductores de potencia, tales como el transistor y el tiristor GTO, ha impulsado la utilización de técnicas de modulación por ancho de pulso en sistemas convertidores en general, con el propósito de reducir la contaminación armónica, mejorar el factor de potencia y lograr mejores características de control.

Sin embargo, al operar en régimen de conmutación forzada, se generan fuertes sobreteñiones por efecto inductivo tanto en el lado de alterna como en la carga. Los elevados niveles de tensión pueden destruir los elementos semiconductores si no se limitan adecuadamente.

Este efecto resulta particularmente importante en aquellas configuraciones que no presentan un camino de absorción natural para las corrientes inductivas que se interrumpen en forma forzada. Es el caso de los Rectificadores controlados por conmutación forzada [1][2], los convertidores de frecuencia con enlace de

corriente continua, conformados por un rectificador PWM y un inversor PWM [3], y los convertidores de frecuencia directos de conmutación forzada [4].

En cambio, aquellas configuraciones que incluyen un enlace de tensión continua, o bien una carga capacitiva de elevado valor, y además hacen uso de diodos de retorno, el problema de sobreteñión queda circunscrito a las inductancias parásitas y/o adicionales incorporadas para fines de protección. Normalmente en este caso, la sobreteñión es controlada mediante un adecuado dimensionamiento de las mallas snubber [6], o bien, mediante el empleo de mallas no disipativas [7].

Para reducir la sobreteñión en las primeras configuraciones, se propone usualmente la utilización de un banco de condensadores de elevado valor en el lado de alterna, el cual cumple además una función de filtrado de las corrientes de línea. Sin embargo, no se hace una evaluación de la probable interacción resonante de dichos condensadores con la inductancia de la red.

En este trabajo, se analizan los métodos convencionales utilizados para reducir las sobreteñiones, considerando algunos aspectos de su dimensionamiento y efecto sobre la red de alimentación. Se propone un método alternativo que permite absorber la energía asociada a las sobreteñiones, sin introducir efectos oscilatorios secundarios.

El análisis en todos los casos, se apoya con resultados experimentales obtenidos en un puente rectificador a base de tiristores GTO.

**2. EL PUENTE RECTIFICADOR DE CONMUTACION FORZADA.**

La configuración de un puente rectificador trifásico a base de tiristores GTO, se señala en la figura 1. El empleo de diodos en serie con los GTO se hace necesario si estos no presentan capacidad de bloqueo de tensión inversa. Junto a cada GTO se incluye el respectivo circuito snubber asimétrico del tipo R-D-C para limitar el  $dv/dt$  durante el apagado. En serie con cada GTO se ubica una malla formada por una inductancia y un diodo mas una resistencia, en conexión antiparalela, para limitar el  $di/dt$  durante el encendido. La acción de la malla inductiva se coordina además con el circuito de protección de cortocircuito, que activa el apagado de los GTO en caso de sobrecarga [5].

Utilizando la capacidad de control de encendido y apagado del GTO, en el rectificador tipo puente se obtienen las formas de onda de tensión y de corriente mostradas en la figura 2. A modo de ejemplo, para una modulación uniforme se obtiene una característica

lineal de la tensión continua con el ciclo de trabajo y, adicionalmente, la corriente de línea resultante presenta un factor de desplazamiento unitario [5] [8].

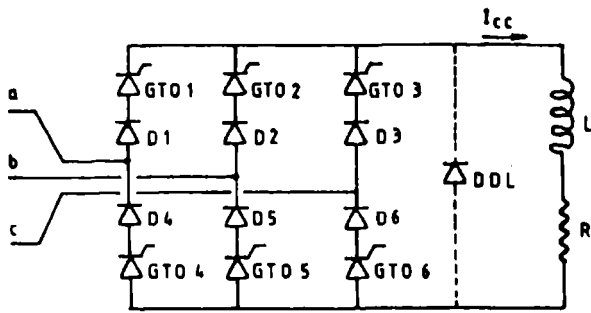


Fig 1. Esquema del rectificador controlado a base de tiristores GTO.

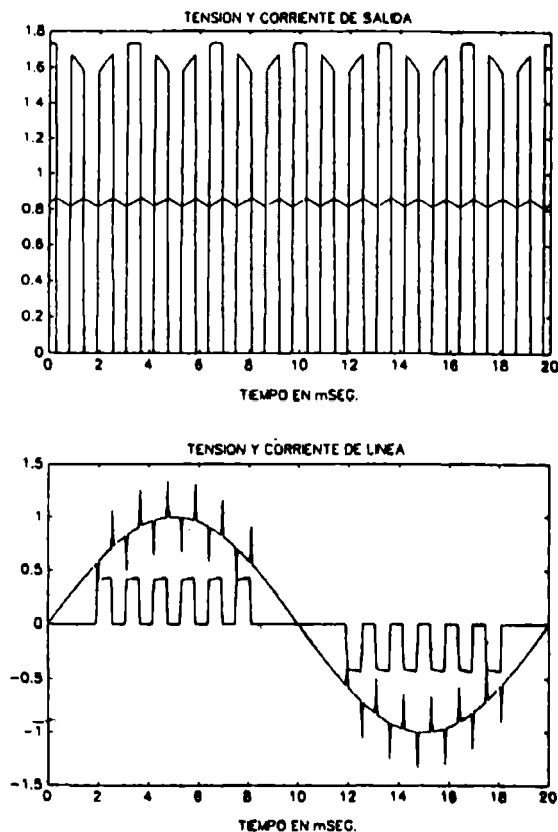


Fig 2. Simulación de las tensiones y corrientes en el rectificador de conmutación forzada. (Carga inductiva).

## 2.1 Origen de las sobretensiones

Un circuito equivalente monofásico del puente rectificador de conmutación forzada se puede esquematizar según la figura 3. De este circuito se deduce que el origen de la sobretensión es la interrupción de la corriente inductiva, tanto del lado de alterna como de continua del puente. Resulta fácil proporcionar un camino de circulación para la corriente inductiva del lado de continua, ya sea a través de un diodo de descarga libre (DDL) o bien realizado con las mismos elementos del puente rectificador [5] [8]. Sin embargo no es posible una solución tan simple para proporcionar una vía alternativa a la corriente del lado de alterna.

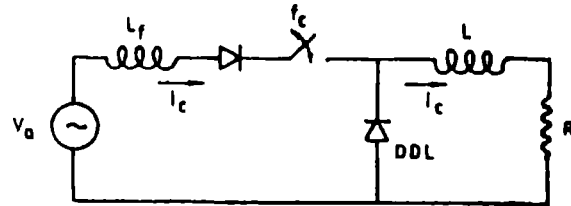


Fig 3. Circuito equivalente del rectificador de conmutación forzada.

## 3. METODOS DE LIMITACION DE SOBRETENSIONES

### 3.1 Limitación de la sobretensión mediante Varistor.

Aun cuando el varistor (resistencia no lineal) presenta excelentes características de limitación de tensión, su empleo no es posible en esta aplicación debido a la naturaleza repetitiva de la sobretensión.

### 3.2 Limitación de sobretensión en el circuito snubber.

De simulaciones computacionales [5][6] se determinó que es posible limitar la sobretensión colocando un condensador apropiado en el circuito snubber. Este condensador resulta de una capacidad mucho mayor que la requerida para limitar el  $dV/dt$  durante el apagado de elementos semiconductores. En efecto, utilizando la malla recomendada por el fabricante (0.1  $\mu F$  y 33  $\Omega$ ), el  $dV/dt$  obtenido de simulaciones computacionales para las condiciones experimentales, y también de observaciones de laboratorio, resulta cercano a 200 V/ $\mu s$ , muy por debajo del máximo tolerado. En cambio, el sobrepaso de tensión resulta superior al 200%, aun cuando los niveles de tensión de alimentación y corriente son reducidos. Se verificó que la capacidad requerida para limitar las sobretensiones dependerá de: la corriente a interrumpir, la característica de apagado del elemento semiconductor, y de la magnitud de la inductancia del lado de alterna.

Para limitar la sobretensión a un nivel inferior a un 100%, aun para corrientes bajas, se requiere un condensador de más de 2.2  $\mu F$  como se muestra en la figura 4. El uso de un condensador de gran capacidad incrementa en forma importante la energía disipada por el circuito snubber y la corriente de descarga sobre el GTO, además de su costo y tamaño.



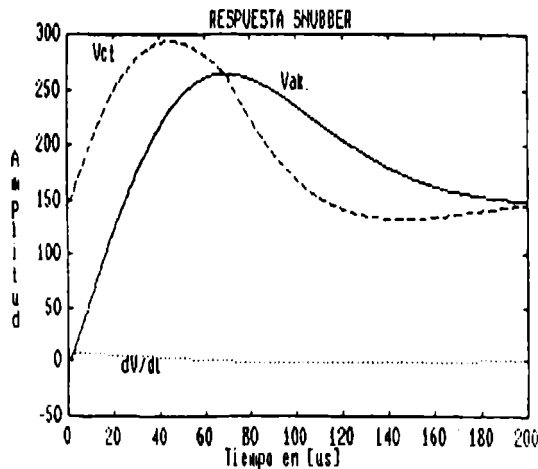


Fig 4. Simulación de la tensión y corriente en la malla snubber. (Cs = 2.2 uF).

### 3.3 Filtro capacitivo en el lado de alterna.

Una forma de evitar que se produzcan sobretensiones en el lado de alterna es colocar un filtro capacitivo a la entrada del rectificador. Sin embargo esta alternativa tiene el inconveniente de producir resonancia con la inductancia de la red, o bien, una baja amortiguación para los impulsos repetitivos de corriente. Por otra parte, se acopla el problema del filtrado de la corriente de entrada al de limitación de sobretensión.

### 3.4 Incorporación de un rectificador de diodos con carga capacitiva.

La configuración básica del sistema de limitación de sobretensión propuesto es la mostrada en la figura 5. Ella consiste en colocar lo más cerca posible del sistema a proteger un puente rectificador de diodos con carga capacitiva (RDC).

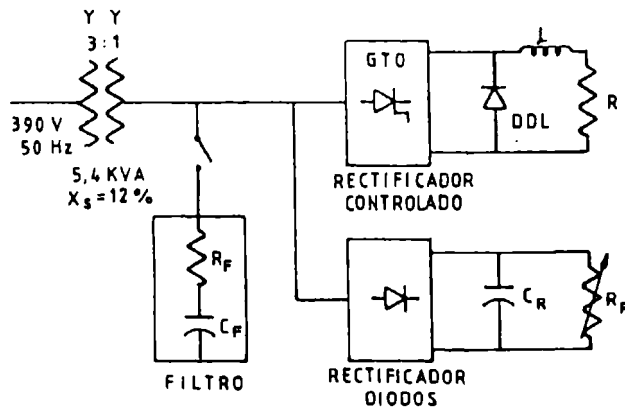


Fig 5. Configuración del sistema de limitación propuesto.

Este puente no requiere de diodos rápidos especiales. Los diodos deben soportar igual nivel de tensión y corriente repetitiva que el dispositivo a proteger, sin embargo el nivel de corriente media es reducido.

## 4. ANALISIS DEL RDC EN CONDICIONES IDEALES DE OPERACION

Para minimizar la energía y potencia absorbida por el sistema, la tensión a la salida del RDC, en bornes del condensador, deberá mantenerse en un nivel superior al valor cresta de la tensión de alimentación.

En estas condiciones, si suponemos que la energía que produce la sobretensión es aquella almacenada en la inductancia serie del circuito, por cada conmutación o interrupción de corriente, la energía será:

$$W = \frac{1}{2} \cdot L_f \cdot I^2 \quad (1)$$

en que I es la corriente de interrupción y L<sub>f</sub> la inductancia serie presente en el circuito de alterna.

Si el rectificador controlado opera con una frecuencia f<sub>c</sub>, entonces la potencia que debe disipar el RDC es:

$$P = W \cdot f_c = \frac{f_c}{2} \cdot L_f \cdot I^2 \quad (2)$$

Esto es, la potencia que debe absorber el RDC es proporcional al cuadrado de la corriente de interrupción, a la inductancia del circuito del lado de alterna y a la frecuencia de conmutación.

Para calcular el valor a que queda limitada la sobretensión, se supone que toda la energía almacenada en la inductancia debe ser traspasada al condensador C<sub>r</sub> en cada conmutación, es decir:

$$W = \frac{C_r}{2} \cdot (V^2 - V_0^2) \quad (3)$$

en que V es la tensión en el condensador después de producida la conmutación y V<sub>0</sub> es la tensión inicial.

### 4.1 Descarga de la energía traspasada al RDC.

Se presentan las siguientes alternativas para descargar el condensador C<sub>r</sub>:

- Descarga sobre la resistencia en paralelo R<sub>r</sub>. En este caso, el nivel de sobretensión resultante crece con el nivel de corriente de interrupción, hasta alcanzar un punto de equilibrio.
- Descarga controlada sobre la resistencia R<sub>r</sub>. El control de la tensión en el condensador, mediante un elemento de conmutación adicional, permite ajustar el nivel de sobretensión prácticamente en forma independiente de la corriente de carga.
- Descarga en el lado de continua del rectificador a proteger. Es posible recuperar parte de la energía, descargando el condensador en el lado de continua del rectificador principal. Ello requiere de la incorporación de dos elementos controlados adicionales que conecten el condensador C<sub>r</sub> momentáneamente a los terminales de la carga RL, y permitan ajustar su tensión media. El procedimiento dependerá de la modulación de la tensión de salida. En el caso de la modulación

uniforme empleada en el presente trabajo, la conexión del condensador debería realizarse en forma repetitiva durante los periodos de no conducción de los tiristores GTO, es decir, en los instantes en que la carga RL queda virtualmente desconectada del puente rectificador.

## 5. RESULTADOS EXPERIMENTALES

Se construyó un puente rectificador controlado a base de GTO para realizar las pruebas experimentales [5]. La metodología de control empleada, corresponde a una modulación lineal de frecuencia 800 Hz (razón de frecuencias 16) sincronizada con la red y con ciclo de trabajo variable, metodología de control que se encuentra caracterizada en [5] y [8]. Este método simple resulta adecuado para los fines de este trabajo, dado que sólo interesa el número de conmutaciones por ciclo.

El esquema del circuito experimental es el presentado en la figura 5, con los siguientes parámetros:

Filtro	: Cf = 5 $\mu$ F	Rf = 10 ohm
Carga RDC	: Cr = 35 $\mu$ F	Rr = 210 ohm
L de fuente	: Lf = 1.2 mH	
L de carga	: L = 40 mH	

Las pruebas seleccionadas en los distintos casos corresponden a un ciclo de trabajo de 50 %. En el caso del circuito RDC, el control de la tensión media en el condensador Cr se ha realizado ajustando la resistencia Rr de acuerdo al nivel de corriente del puente.

En la figura 6, podemos ver la tensión de alimentación y la corriente de línea sin método de limitación de tensión, salvo el empleo de varistores de

protección ubicados a la entrada del rectificador. Se observa en este caso, para una alimentación de 130 Vrms, que la tensión máxima alcanza un valor cercano a los 700 V, la que corresponde a la tensión de recorte de los varistores.

En la figura 7, podemos ver la tensión y la corriente de línea con filtro capacitivo R-C a la entrada, para carga inductiva de 9 A en el puente rectificador. Se observa que se limita la sobretensión pero la corriente se hace oscilatoria.

La figura 8, muestra la tensión de alimentación y la corriente de línea utilizando el RDC propuesto. Se aprecia que para carga de 15 A en el rectificador, la sobretensión se reduce a menos de un 20 %. La figura 9, muestra iguales formas de onda pero ampliadas. En ellas se observa que la incorporación del RDC no introduce oscilaciones en la corriente ni en la tensión de alimentación, y que además, no modifica el flanco de subida de la corriente y sólo suaviza el de bajada. Esto significa que el sistema efectivamente, sólo está cumpliendo la función de limitación y no introduce nuevas perturbaciones al sistema, a diferencia de lo que sucede al incorporar un filtro capacitivo.

La figura 10, muestra la tensión de alimentación y la corriente de entrada al condensador del RDC. Puede observarse que la corriente es pulsante y circula sólo al momento del apagado del puente rectificador.

La figura 11, muestra la tensión en el condensador y la corriente de descarga. De estos valores se puede calcular que la potencia disipada por el RDC es 304 W, lo que representa un 26 % de la potencia actual de salida del sistema.

Si consideramos que esta potencia disipada depende de la corriente de carga y de la frecuencia de conmutación, y no del ciclo de trabajo, ella representa un 13 % de la potencia total traspasable a la carga para un ciclo de trabajo de 100 %.

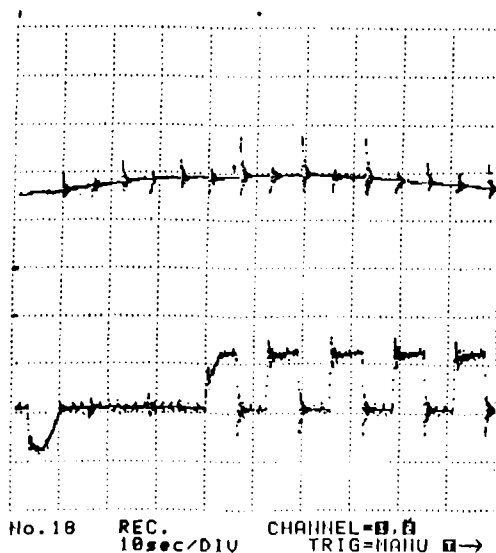


Fig. 6 Tensión y corriente de línea sin circuito de limitación.  
(500 v/div., 8A/div., 1 mseg/div.)

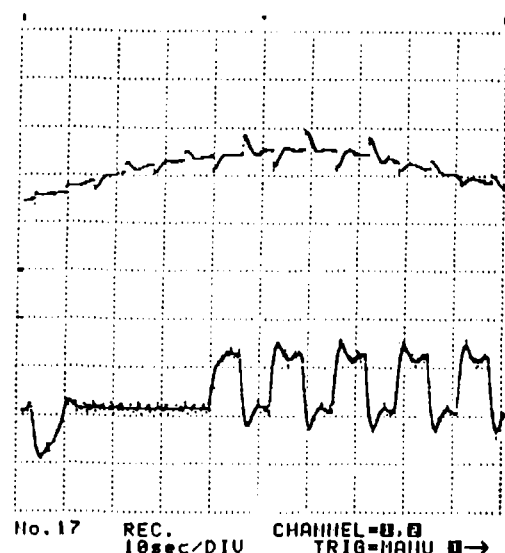


Fig. 7 Tensión y corriente de línea con filtro R-C.  
(200 v/div., 8A/div., 1 mseg/div.)

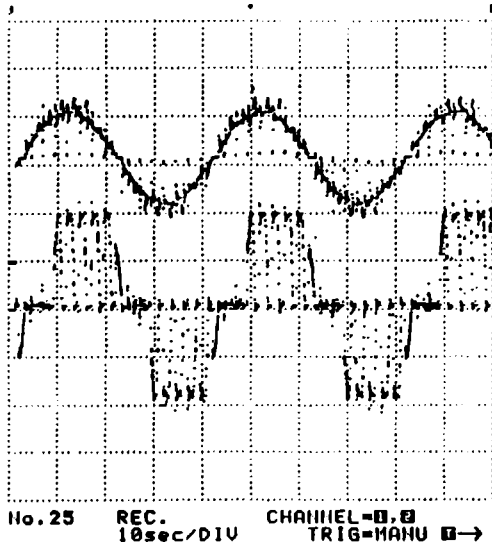


Fig. 8 Tensión y corriente de línea con limitador RDC.  
(200 v/div., 8A/div., 5 mseg/div.)

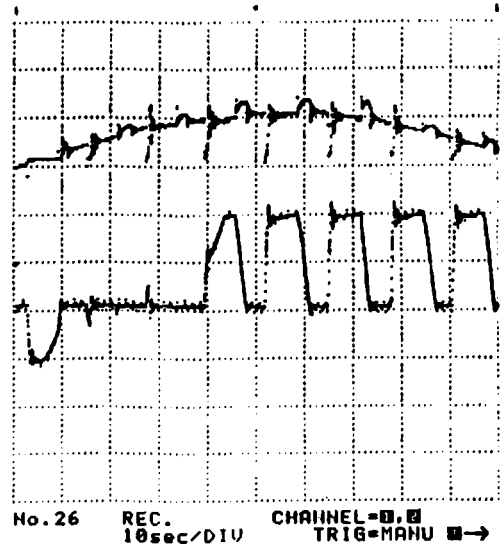


Fig. 9 Tensión y corriente de línea con limitador RDC.  
(200 v/div., 8A/div., 1 mseg/div.)

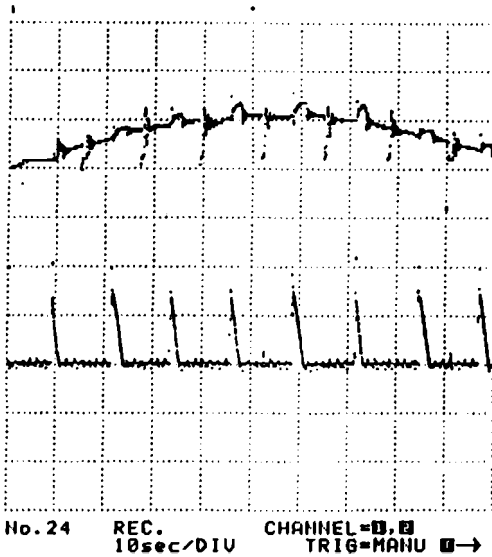


Fig. 10 Tensión de alimentación y corriente en el condensador.  
(200 v/div., 10 A/div., 1 mseg/div.)

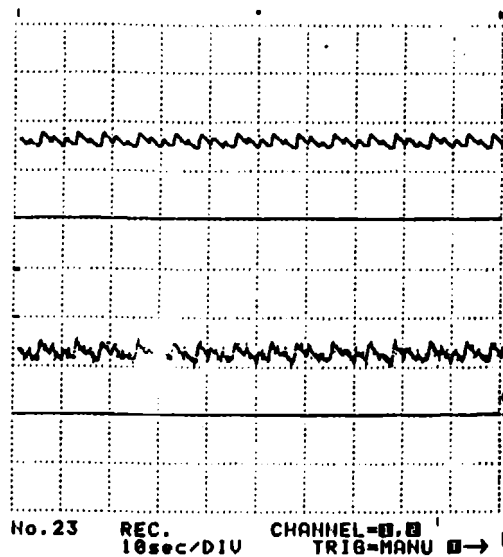


Fig. 11 Tensión en el condensador  $C_r$  y corriente de descarga  
(200 v/div., 1 A/div., 5 mseg/div.)

La expresión (2) permite predecir un valor de 276 W, que difiere en un 12 % con los resultados experimentales. Por otra parte, a partir de la expresión (3) y suponiendo que la tensión inicial en el condensador es igual a la tensión cresta de fuente, se deduce a partir de los resultados experimentales que el sobrepaso de tensión máximo sería de un 28%.

En la figura 12, se muestra finalmente el espectro de frecuencias de la corriente de entrada al sistema formado por el rectificador controlado y el RDC. Se comprueba que el espectro no se modifica con la incorporación del RDC, al menos para frecuencias inferiores a la de conmutación, a diferencia de lo que sucede si se agrega un filtro capacitivo.

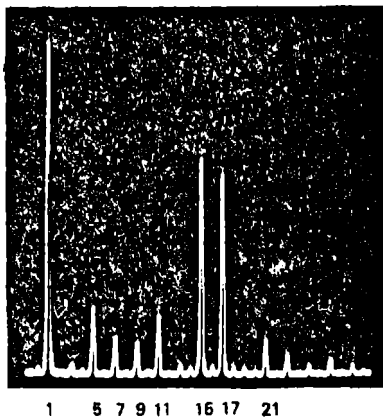


Fig 12. Espectro de frecuencias de la corriente de línea.

## 6. CONCLUSIONES

Se ha mostrado que el nivel de potencia asociado a las sobretensiones resulta ser importante, por lo cual no es recomendable intentar reducir estas tensiones incrementando el condensador snubber, a menos que se disponga de circuitos no disipativos. Hasta ahora, los autores no conocen alguna solución no disipativa adecuada para aplicación en puentes rectificadores. La incorporación de filtros capacitivos en el lado de alterna permite limitar el nivel de sobretensión, pero puede generar fenómenos oscilatorios resonantes, con sus efectos asociados: incremento de las corrientes armónicas y perturbación de la tensión de la red.

La incorporación de un rectificador no controlado con carga capacitiva se presenta como la mejor solución para limitar las sobretensiones, considerando los siguientes aspectos:

- El circuito absorbe sólo la energía asociada a las sobretensiones y no introduce efectos oscilatorios adicionales.
- El método propuesto no perturba las formas de onda propias del sistema, sólo suaviza los flancos de bajada de la corriente.
- La implementación básica es de bajo costo ya que se requieren diodos rectificadores de un nivel de tensión y corriente repetitiva similares a los del sistema a proteger, pero de baja potencia. Por otra parte, puede emplearse un condensador electrolítico de gran capacidad en paralelo con uno de conmutación.

- El método disipativo de descarga del condensador resulta independiente del sistema a proteger, ya que no depende de su topología ni metodología de control.
- El método no disipativo de descarga requerirá de un mayor desarrollo ya que su implementación queda condicionada por la metodología de modulación empleada en el puente rectificador.

## REFERENCIAS

- [1] Hiromi, I., Selya, S., et al. "A new speed control system for DC motors using GTO converter and its application to elevators", IEEE Trans. on Ind. Appl., Vol IA-21, n° 2, march/april 1986, pp.391-396.
- [2] Malesani, L., Tenti, P., "Three-phase AC/DC PWM converter with sinusoidal AC currents and minimum filter requirements". IEEE Trans. on Ind. Appl., Vol. IA-23, N° 1, Jan/ Feb. 1987, pp. 71-77.
- [3] Hombu, M., Ueda, A., Nakasato, M., "Current source inverters with sinusoidal inputs and outputs". Hitachi Review Vol 36, 1987, N°1, pp.29-34.
- [4] Ma, x., "High-performance PWM frequency changers" IEEE Trans. on Ind. Appl., Vol. IA-22, N° 2, March/April 1986, pp.267-280.
- [5] Boudet, R., "Estudio de un puente rectificador de conmutación forzada a base de tiristores GTO", Memoria para Optar al Título de Ingeniero Civil Electricista, Universidad de Chile, Agosto 1990.
- [6] Hiromichi, O., "Snubber Circuit For High-Power Gate Turn Off Thyristors", IEEE Trans. on Ind. Appl., Vol. IA-19, N°4, July/August 1983.
- [7] Holtz, J., Salama, S., "A Nondissipative Snubber Circuit For High-Power GTO Inverters", I Seminario IEEE-VI Seminario ACCA, Universidad de Concepción, 1988.
- [8] Nuñez, S., Douglas, C., "Nuevo Convertor CA/CC trifásico tipo puente semicontrolado en base a tiristores GTO". VIII Congreso Chileno de Ingeniería Eléctrica, Universidad de Concepción, 1989.

## Agradecimientos

Este trabajo ha sido realizado con el apoyo financiero del Proyecto 91-1200 del Fondo Nacional de Desarrollo Científico y Tecnológico (FONDECYT).

### AUGER AYCAGUER HUET

Ingeniero Civil Electricista. Universidad de Chile, titulado en 1978. Profesor Asociado. Investigador del Grupo de Máquinas Eléctricas y Electrónica Industrial del Departamento de Ingeniería Eléctrica Universidad de Chile desde 1973. Profesor de los cursos de Circuitos Electrónicos, Laboratorio de Circuitos Electrónicos y Electrónica de Potencia.

### RAUL BOUDET CONSTANT

Ingeniero Civil Electricista. Universidad de Chile, titulado en 1990. Profesor Auxiliar de los cursos de Laboratorio de Máquinas Eléctricas y Electrónica de Potencia.

**COMPENSADOR ESTÁTICO DE REACTIVOS Y ARMÓNICOS CONTROLADO  
POR VECTORES ESPACIALES.**

E. P. WIECHMANN  
U. DE CONCEPCION  
Casilla 53-C  
Concepción  
Chile

J. R. ESPINOZA  
U. DE CONCEPCION  
Casilla 53-C  
Concepción  
Chile

J. R. RODRIGUEZ  
U.T.F.SANTA MARIA  
Casilla 110-V  
Valparaíso  
Chile

**RESUMEN.**

En este trabajo se presenta un compensador de reactivos y armónicos modulado en sus corrientes de línea por la técnica de control predictiva de vectores espaciales. El convertidor propuesto tiene la estructura de un inversor fuente de voltaje PWM convencional y la conmutación está regida por un algoritmo de control predictivo de las corrientes de línea, basado en Vectores Espaciales. El convertidor propuesto por estar modulado por la técnica de vectores espaciales tiene la ventaja de someter a los semiconductores de potencia a la mínima frecuencia de conmutación para una distorsión dada en la corriente de línea y además, su topología circuital exige sólo la adición de reactores de línea para atenuar la distorsión de corriente lo que permite una alta respuesta dinámica. Resultados simulados corroboran lo anterior y son presentados en [pu] para permitir su utilización generalizada.

**ABSTRACT.**

*This paper presents a line current modulated harmonic and reactive power compensator. The converter uses space vector control and the power circuit of a conventional voltage source inverter (VSI) ruled by a predictive control algorithm to fully compensate harmonics and reactive power in a distribution system. The use of the space vectors ensures minimum commutation frequency and high voltage and current utilization of the power semiconductors. Only small line reactors are added to the VSI to minimize the injection of high frequency harmonics to the utility surging a good dynamic response. Simulated results are presented in pu basis to facilitate its generalized utilization.*

**I INTRODUCCION.**

Los Convertidores Estáticos 3 $\phi$  conectados a la red se han constituido a nivel industrial en los mayores generadores de corrientes reactivas y armónicas de baja frecuencia [1]. Es decir, aportan al sistema de distribución corrientes con alto índice de distorsión y desfasadas respecto de la tensión de red. Siendo ambas características las esenciales contribuyentes del deterioro del factor de potencia. Específicamente, los convertidores estáticos conectados a la red no controlados (puente de diodos en convertidores estáticos de frecuencia, CEF), se caracterizan esencialmente por la inyección de armónicas típicas (5,7,...), y de magnitud relativa alta (por lo menos 0.20, 0.14,..., respectivamente en [pu]), y por otro lado, los convertidores estáticos conectados a la red controlados (convertidores tiristorizados tales como Cicloconvertidores y Rectificación Controlada), se caracterizan por generar corrientes en desfase con la tensión de red además de la inyección de armónicas típicas de los convertidores no

controlados. Es decir, la operación de estos convertidores es inherentemente con factor de potencia menor a la unidad.

Variadas alternativas se han propuesto para minimizar estos efectos indeseables producto de la operación de estos convertidores. Estas alternativas pueden ser clasificadas de acuerdo a si estipulan modificaciones al convertidor contaminante o si adicionan otro convertidor. En el primer grupo de alternativas se encuentran por ejemplo: (a) aumentar el número de pulsos del convertidor, (b) adicionar filtros de potencia y de compensación y (c) la utilización de modernas técnicas PWM [2] [3], y en el segundo grupo de alternativas se encuentra por ejemplo: (d) adicionar un convertidor con la estructura de un inversor fuente de voltaje o corriente [4] [5] [6]. Las alternativas (a) y (b), aunque se han empleado industrialmente, requieren equipos voluminosos y de elevado costo. Las alternativas (c) y (d) son representativas de la tecnología actual y su aplicación es inminente. Sin embar-

go, prevalecen los problemas de la contaminación armónica y exigencias de rápida respuesta dinámica.

En este trabajo se presenta una alternativa de solución que consiste esencialmente en adicionar en paralelo a la carga contaminante (que inyecta armónicas de corriente), un convertidor con la estructura de un inversor fuente de voltaje con un filtro de primer orden en el lado ac. El convertidor propuesto tiene por misión aportar las corrientes reactivas y armónicas a la carga para así solicitar a la red sólo una corriente sinusoidal y en fase con la red, dando al sistema de distribución solo un requerimiento de potencia activa asegurando así una operación con factor de potencia neto unitario. Las corrientes reactivas y armónicas aportadas por el convertidor propuesto son moduladas de acuerdo a la técnica predictiva de las corrientes de línea basada en vectores espaciales [7], lo que asegura la minimización de la frecuencia de conmutación y una alta respuesta dinámica.

La realización práctica del algoritmo de control esta apoyada en el desarrollo de sistemas de procesamiento similares de elevada velocidad y aplicadas con total éxito en inversores fuente de voltaje que accionan máquinas ac 3 $\phi$  [8].

El convertidor propuesto es ensayado como compensador de un rectificador controlado para diferentes pruebas mediante simulación digital [9], los resultados son presentados en [pu] para permitir su utilización generalizada.

## II PRINCIPIO DE FUNCIONAMIENTO.

La finalidad básica del convertidor es generar la corriente reactiva y armónica necesaria por una carga para que el requerimiento hacia la red sea de corriente sinusoidal y en fase con la tensión (Fig. 1). De esta manera se obtiene un sistema eléctrico neto que opera con factor de potencia unitario.

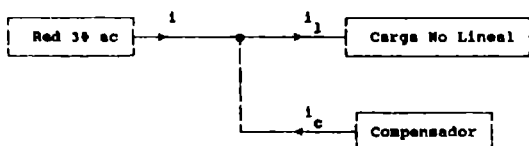


Fig. 1 Principio de Funcionamiento Compensador Propuesto.

Para cumplir este objetivo un algoritmo de control

predictivo basado en Vectores Espaciales controla los instantes de conmutación del convertidor compensador de manera de proporcionar la corriente reactiva y corrientes armónicas necesarias para la operación normal de la carga (ec.1 - ec.3).

$$i = I_{r1} \quad (1)$$

$$i_1 = \sum_{k=1}^n (I_{rk} + jI_{ik}) \quad (2)$$

$$i_c = \sum_{k=2}^n (I_{rk} + jI_{ik}) + jI_{i1} \quad (3)$$

Paralelamente, un controlador tipo PI se encarga de eliminar la potencia activa que eventualmente fluyera al compensador.

## III DESCRIPCIÓN DEL SISTEMA.

### A. Descripción del Circuito de Potencia.

El circuito de potencia del convertidor propuesto es mostrado en la Fig. 2. La función y descripción de cada parte del circuito es dada a continuación.

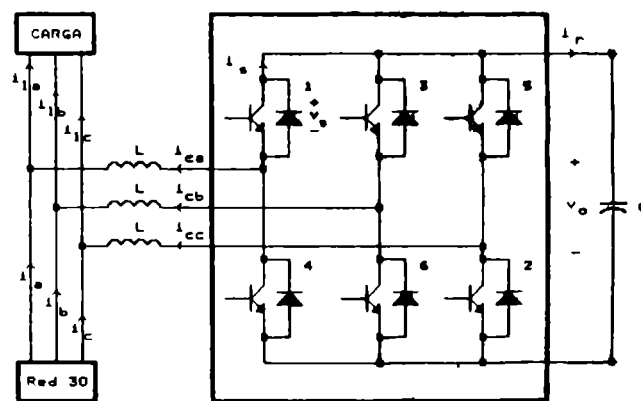


Fig. 2 Circuito de Potencia del Convertidor Propuesto.

El capacitor C tiene por misión la de mantener el voltaje medio ( $V_{dc}$ ), constante. Para esto debe ser capaz de absorber las ondulaciones de corriente inyectadas al lado dc por el rectificador de voltaje.

Los inductores de línea L son adicionados para absorber las ondulaciones de voltaje inyectadas al lado ac por el rectificador de voltaje y así contribuir a que la corriente de línea sea muy próxima a la corriente reactiva y armónica requerida por la carga.

El Rectificador de Voltaje tiene por misión la de entregar la corriente al lado ac ( $i_c$ ), con un valor igual

al requerido por la carga ( $i_1$ ), excepto la componente activa ( $I_{r1}$ ), la que es proporcionada por la red de alimentación (ec.1 - ec.3).

#### B. Descripción del Circuito de Control.

El esquema de control del convertidor propuesto es mostrado en la Fig. 3. La función y descripción de cada parte del circuito es dada a continuación.

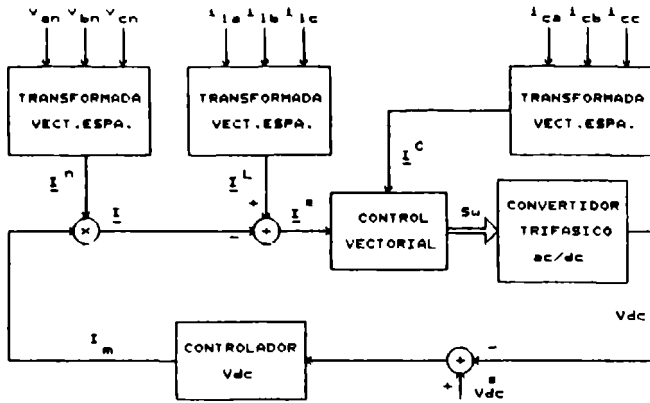


Fig. 3 Circuito de Control del Compensador Propuesto.

La estructura corresponde a la de un esquema realimentado en que la variable controlada es la corriente ac del compensador ( $i_c$ ,  $I^c$ ). La referencia de corriente al compensador ( $I^*$ ), debe ser la corriente de carga ( $I^1$ ), sin componente activa. Es decir, una corriente que asegure indirectamente que el flujo de potencia activa al compensador es nulo y que la corriente solicitada a la red corresponderá sólo a la componente activa de la corriente de carga.

La referencia al compensador ( $I^*$ ), es generada a partir de la corriente de carga ( $i_1$ ,  $I^1$ ), menos la componente activa ( $I$ ). La componente activa ( $I$ ), es generada a partir de un vector de magnitud unitaria ( $I^n$ ), y una corriente  $I_m$ . Esta,  $I_m$ , corresponde a una magnitud tal que mantiene el voltaje medio del capacitor ( $V_{dc}$ ), constante lo cual es asegurado por un controlador tipo PI.

El mantener el voltaje medio del capacitor constante ( $V_{dc}$ ), es asegurar indirectamente que la magnitud  $I_m$  generada por el controlador es la adecuada para generar una referencia de corriente ac sin componente activa.

El Control Vectorial tiene por misión disponer los conmutadores del Convertidor Trifásico ac/dc en un estado tal que las corrientes de línea del compensador permanez-

can el mayor tiempo en el entorno de la referencia  $I^*$ .

#### IV MODELACION DEL CONVERTIDOR COMPENSADOR.

##### A. Modelación del Rectificador de Voltaje.

La Fig. 4.a ilustra el modelo por fase del rectificador de voltaje. En el modelo  $v_{ia}$  representa el voltaje de la fase a inyectado por el convertidor, este voltaje es igual al voltaje de salida  $v_o$  por la función  $H_{fa}$  (ec.4). Esta función depende de la posición o estado ( $k$ ) de los conmutadores del rectificador (TABLA I).

$$v_{an} = L \cdot di_{ca}/dt + v_{ia} \quad (4)$$

El modelo y diagrama fasorial para la primera armónica se encuentra en la Fig. 4.b y Fig. 4.c.

TABLA I  
ESTADOS DISCRETOS DEL COMPENSADOR

estado k	$H_{fa}(k)$	$H_{fb}(k)$	$H_{fc}(k)$
0	0.0	0.0	0.0
1	0.5	-0.5	0.0
2	0.0	0.5	-0.5
3	-0.5	0.0	0.5
4	0.0	-0.5	0.5
5	0.5	0.0	-0.5
6	0.0	0.5	0.0

##### B. Modelación del Controlador $V_{dc}$ .

El controlador  $V_{dc}$  es un control tipo PI y su modelo se rige por la ec.5.

$$I_m = k_p \cdot \left[ (V^*_{dc} - V_{dc}) + \frac{1}{T_i} \int (V^*_{dc} - V_{dc}) \cdot dt \right] \quad (5)$$

donde  $k_p$  y  $T_i$  son los parámetros del controlador.

##### C. Transformada Vector Espacial.

La transformada vector espacial tiene por objeto tomar una cantidad trifásica y asignarle un equivalente en el plano complejo denominado vector espacial de la cantidad. Específicamente para la corriente de carga se tiene:

$$I^1 = i_{1a} + a \cdot i_{1b} + a^2 \cdot i_{1c} \quad (6)$$

donde  $a = e^{j \cdot 2 \cdot \pi / 3}$

#### D. Control Vectorial.

El control vectorial en su forma más elemental trata de mantener la corriente del compensador ( $I^C$ ), dentro de un rango específico por el mayor lapso de tiempo posible (Fig. 5.a). En consecuencia, es posible controlar directamente la distorsión de corriente y minimizar el número de conmutaciones por semiconductor.

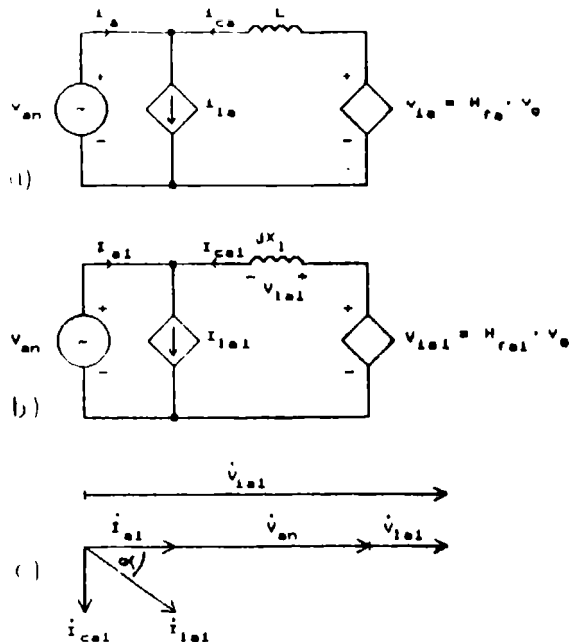


Fig. 4 Modelación Convertidor Propuesto. (a) Modelo general por fase. (b) Modelo para la primera armónica por fase. (c) Diagrama Fasorial para la primera armónica.

Para esto, un algoritmo predictivo de las corrientes de línea modifica el voltaje inyectado al lado ac por el convertidor si y sólo si la corriente escapa a la zona predefinida (Fig. 5.a). Esto se consigue a través de la aplicación de un nuevo estado o combinación óptima de los conmutadores al convertidor (TABLA I). La determinación de este estado se hace calculando el valor de "k" tal que para la posición angular "wt" de  $I^*$  se produce una combinación de  $v_{ia}$ ,  $v_{ib}$  y  $v_{ic}$  que llevan la corriente  $I^C$  a la zona predefinida (Fig. 5.b) y que además permanecerán en ella el mayor tiempo posible. Así, se asegura la minimización de la frecuencia de conmutación. En síntesis, la extensión del control vectorial al convertidor propuesto no implica una mayor complejidad del software, por cuanto el algoritmo utilizado para tal propósito es el mismo desarrollado para control de inversores fuente de voltaje.

#### V. SIMULACION DIGITAL DEL CONVERTIDOR PROPUESTO.

##### A. Condiciones de Simulación.

El convertidor propuesto es sometido a la compensación de corriente de un convertidor conectado a la red del tipo controlado (Rectificador Controlado). Las condiciones de simulación son dadas en la TABLA II.

TABLA II  
CONDICIONES DE SIMULACION DE LOS CONVERTIDORES

Convertidor	$P_{dc}$	$V_{dc}$	$I_{dc}$	$V_{an}$
Rect.Contr.	1.5	2.5	0.6	1.00
Compensador	0.0	2.5	0.0	1.00

##### B. Formas de Onda y Resultados Obtenidos.

La Fig. 6 muestra las formas de onda de voltaje y corriente en el lado ac para el Rectificador Controlado, el Compensador Propuesto y la Red de Alimentación.

La TABLA III muestra la variación del Factor de Distorsión Armónica Total y del Factor de Potencia antes y después de compensar.

#### VI DISCUSION.

La Fig. 6.a ilustra el voltaje de red y corriente de red. Se puede apreciar que ésta tiene desfase cero respecto del voltaje de fase y su distorsión está sólo regida por el margen permitido por el algoritmo de Control Vectorial.

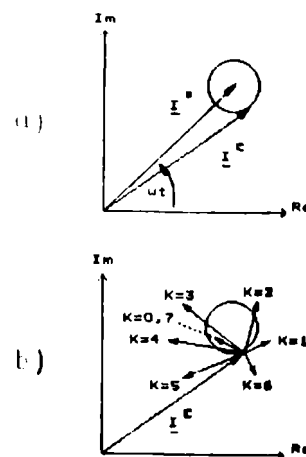
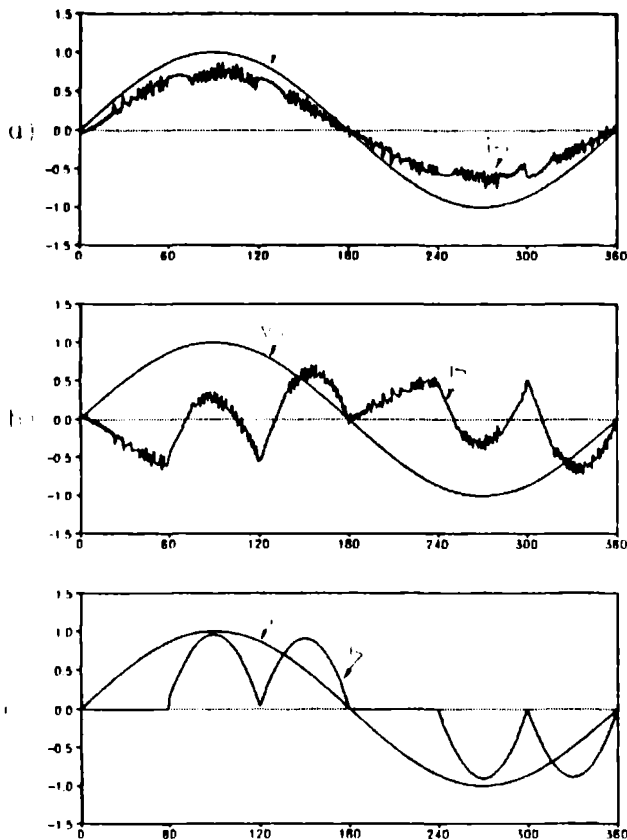
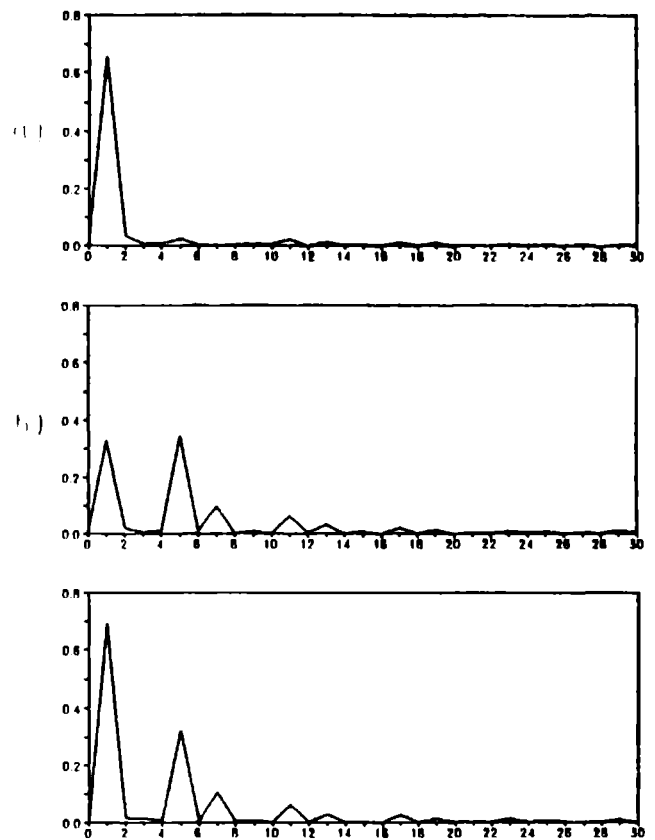


Fig. 5 Control Vectorial. (a) Referencia y Corriente de Red (b) Trayectorias posibles para la corriente de red.





**Fig. 6** Formas de Onda. (a) Voltaje y Corriente de fase de red. (b) Voltaje y Corriente de fase del compensador. (c) Voltaje y Corriente de fase de la carga.



**Fig. 7** Espectros en Frecuencia. (a) Espectro de Corriente de Fig. 6.a). (b) Espectro de Corriente de Fig. 6.b). (c) Espectro de Corriente de Fig. 6.c).

**TABLA III**  
EVALUACION DE INDICES DE MERITO PARA FIG. 6

Convertidor	FDT <sub>I</sub>	FP
Rect. Contr.	50.68%	0.78
Compensador	105.3%	0.03
Red 3φ ac	9.52%	0.99

Es decir, la corriente generada por el compensador (Fig. 6.b), cumple con la misión de entregar la corriente reactiva y armónica requerida por la carga (Fig. 6.c).

Las Fig. 7.a, Fig. 7.b y Fig. 7.c correspondientes a los espectros de las Fig. 6.a, Fig. 6.b y Fig. 6.c, corroboran que las corrientes armónicas generadas por el compensador son las estrictamente necesarias para eliminar su requerimiento de la red.

Finalmente la TABLA III ilustra los valores de Distorsión Total de Corriente (FDT<sub>I</sub>), y los Factores de Potencia (FP), generados en la carga, en el compensador y en la red. De esta tabla es posible concluir que la operación de todo el sistema es con distorsión mínima y con factor de potencia prácticamente unitario. Específicamente, se reduce la distorsión de corriente de un 50.7% a un 9.52% y se aumenta el factor de potencia de un 0.78 a un 0.99.

### VII CONCLUSIONES.

En este trabajo se ha presentado un convertidor compensador con la estructura de un rectificador de voltaje. El control se realiza de acuerdo a un algoritmo de control en línea de las corrientes de red basado en vectores espaciales. El control permite obtener corrientes reactivas y armónicas de acuerdo con los requerimientos de un sistema eléctrico para obtener un sistema neto con corrientes sinusoidales y en fase con las tensiones de red asegurando

do así una operación con distorsión mínima y con factor de potencia unitario.

Mediante simulación digital se ensaya el convertidor propuesto para compensar las corrientes de un rectificador controlado. Los resultados muestran la factibilidad operacional dado que es posible compensar exitosamente y por consiguiente obtener un factor de potencia unitario.

#### NOMENCLATURA Y ABREVIACIONES.

$v_{an}, v_{bn}, v_{cn}$  : Voltajes de fase de Red.  
 $V_{an}, V_{bn}, V_{cn}$  : Voltajes rms de fase de Red.  
 $i_a, i_b, i_c$  : Corrientes de fase de Red.  
 $I_a, I_b, I_c$  : Corrientes rms de fase de Red.  
 $i_{ca}, i_{cb}, i_{cc}$  : Corrientes de fase del Compensador.  
 $i_{la}, i_{lb}, i_{lc}$  : Corrientes de fase de Carga.  
 $I_{rk}, I_{jk}$  : Parte Real e Imaginaria de la Corriente.  
 $P_{dc}$  : Potencia activa lado dc.  
 $v_o$  : Voltaje lado dc.  
 $V_{dc}$  : Voltaje medio lado dc.  
 $i_r$  : Corriente lado dc.  
 $I_{dc}$  : Corriente media lado dc.  
 $I_r$  : Magnitud corriente reactiva de fase ac.  
 $\underline{I}^a$  : Vector Espacial Referencia corriente ac.  
 $\underline{I}^c$  : Vector Espacial de corriente ac del compensador.  
 $k$  : Estado Discreto de los Conmutadores.  
 $S_w$  : Combinación de Posiciones de los Conmutadores.  
 $k_p, T_i$  : Parámetros Controlador PI.  
 $FDT_I$  : Factor Distorsión Total de Corriente y Voltaje.  
 FP: Factor de Potencia.

#### REFERENCIAS.

- [1] C. K. DUFFY and R. P. STRATFORD, "Update of Harmonic Standard IEEE-519: IEEE Recommended Practices and Requirements for Harmonic Control," IEEE Trans. Ind. Appl., vol.25, No.6, pp.1025-1034, 1989.
- [2] P. N. ENJETI, P. D. ZIOGAS and J. F. LINDSAY, "Programmed PWM Techniques to Eliminate Harmonics: A Critical Evaluation," IEEE Trans. Ind. Appl., vol.26, No.2, pp.302-316, 1990.
- [3] M. A. BOOST and P. D. ZIOGAS, "State of the Art Carrier PWM Techniques: A Critical Evaluation," IEEE Trans. Ind. Appl., vol.24, No.2, pp.271-280, 1988.
- [4] L. T. MORAN, P. D. ZIOGAS and G. Joos, "Analysis and Design of a Three-Phase Current Source Solid-State Var Compensator," IEEE Trans. Ind. Appl., vol.25, No.2, pp.356-365, 1989.

- [5] L. T. MORAN, P. D. ZIOGAS and G. Joos, "Analysis and Design of a Three-Phase Synchronous Solid-State Var Compensator," IEEE Trans. Ind. Appl., vol.25, No.4, pp.598-608, 1989.
- [6] L. T. MORAN, P. D. ZIOGAS and G. Joos, "Analysis and Design of a 3 $\phi$  Solid-State Power Factor Compensator and Harmonic Suppressor," IEEE Trans. Ind. Appl., vol.25, No.2, pp.609-619, 1989.
- [7] H. W. van der BROECK, H. C. SKUDELNY, and G. V. STANKE, "Analysis and Realization of a Pulsewidth Modulator Based on Voltage Space Vectors," IEEE Trans. Ind. Appl., vol.24, No.1, pp.142-150, 1990.
- [8] J. HOLTZ, P. LAMMERT and W. LOTZKAT, "High-Speed Drive System with Ultrasonic MOSFET PWM Inverter and SingleChip Microprocessor Control," IEEE Trans. Ind. Appl., vol IA-23, No.6, pp.1010-1015, 1987.
- [9] E. WIECHMANN F., J. ESPINOZA C., J. RODRIGUEZ P., "Matriz de Transferencia de Estados Discretos para la Modelación de Convertidores Estáticos." Anales IX Congreso de la Asociación Chilena de Control Automático, Oct.29-Nov.2 1990, Pucón Temuco Chile.

**V**

**TELECOMUNICACIONES**

# SISTEMA DE TELECOMUNICACIONES POR CABLE DE ALTA CAPACIDAD

ERNESTO MADRIAZA DASSE - MANUEL SOTO GAETE

CODELCO CHILE, DIVISION EL TENIENTE

MILLAN 1020, RANCAGUA

## 1a. RESUMEN

En la División El Teniente de CODELCO-CHILE, se instaló un cable coaxial de gran capacidad para todas las comunicaciones requeridas por el proceso extractivo de mineral en el interior de la Mina.

Dada las ventajas observadas, se estudió la factibilidad técnica de extender este servicio de banda ancha vía cable coaxial u óptico al resto de las instalaciones de la División, las que se encuentran distribuidas entre el valle central y la alta cordillera.

Considerando los parámetros de diseño, las capacidades de cada enlace, la distribución geográfica, los costos, los requerimientos de los procesos industriales y las necesidades administrativas, se determinó en que áreas utilizar cable coaxial u óptico.

De este estudio se concluye:

- \* La factibilidad técnico económica de enlazar las áreas de Colón-Caletones con cable coaxial
- \* La factibilidad técnico-económica de enlazar las áreas de Colón-Coya y Coya-Rancagua, con tecnología óptica digital.

Finalmente, este trabajo es la base sólida que permitirá tener la perspectiva del desarrollo de las comunicaciones en banda ancha en toda la División, a mediano y largo plazo.

## 1b. ABSTRACT

In CODELCO-CHILE, El Teniente Division, a coaxial cable of high capacity was installed for all the communications required for the extractive process of mineral within the Mine. Due to the advantages observed, the technical feasibility was studied to extend this service of wide band by coaxial or optical cable to the rest of the installations in the Division, which are spread between the Central Valley and the high cordillera.

Considering the design parameters, the capacities of each link, the geographical spread, costs, requirements of industrial process and administratives, it was determined in what areas optical or coaxial cables would be used.

As a result of this work, it is decided:

- \* The technical economical feasibility to interconnect the Colón-Caletones area by coaxial cable.
- \* The technical economical feasibility to interconnect the Colón-Coya and Coya-Rancagua areas by the digital optical technology.

Finally, this work is the solid base which

will permit a perspective of the development of communications in wide band in all areas of the Division in medium and far future.

## 2. INTRODUCCION

A fines de 1988, las telecomunicaciones de la División El Teniente estaban en evolución. Se disponía de 6 centrales telefónicas PABXs, cada una de ellas ubicadas en los campamentos de Rancagua, Coya, Colón, Caletones, Sewell y Mina. Los medios de enlace eran:

Rancagua-Coya..... Microondas analógicas y cable multipar.  
Rancagua-Colón..... Microondas analógicas.  
Coya-Colón..... Microondas analógicas y cable multipar.  
Colón-Caletones.... Cable multipar.  
Colón-Sewell..... Equipo de onda portadora y cable multipar.  
Colón-Mina..... Equipo de onda portadora y cable multipar.  
Sewell-Mina..... Cable multipar.

Este equipamiento comenzó a ser reemplazado por su obsolescencia y falta de capacidad para enfrentar las nuevas demandas de servicios. Se inició un programa de cambio de CPUs y software de las PABXs para acondicionarlas a comunicaciones digitales.

Se estaba contratando el arrendamiento de una red de microondas para enlazar las PABXs en los distintos campamentos, y para la Mina se estaba considerando un arriendo de un sistema de fibra óptica.

La finalidad era tener comunicaciones digitales entre todas las PABXs de la División.

En esta etapa, el Departamento Mina inició un proyecto para instalar un cable coaxial en el interior de la Mina para transportar señales correspondientes al sistema de ventilación de la Mina, al sistema de mediciones geomecánicas y a la señalización de los ferrocarriles.

A partir de este instante, se iniciaron estudios que en forma inmediata evitaron el arrendamiento del enlace de microondas entre Colón y Sewell; y el arriendo de un sistema de fibra óptica entre Colón y la Mina.

En el momento presente hay 7 PABXs en operación, se agregó una nueva en el área denominada La Junta; y están enlazadas digitalmente a través de 2 medios de transmisión:

- \* Con cable coaxial de banda ancha se enlazan las PABXs de Mina, La Junta, Sewell y Colón (ver figura 1).
- \* Con microondas se enlazan las PABXs de Colón, Caletones, Coya y Rancagua.

Producto de este estudio, el cable coaxial ha sido ampliado hasta las áreas de Sewell, La Junta y Colón, soportando transmisiones de voz, data y video. Sus claras ventajas de flexibilidad y alta capacidad lo convierten en un atractivo medio de comunicación.

En un futuro mediato se considera la ampliación de este servicio hacia el área de Caletones; y a continuación realizar la instalación de un cable de fibras ópticas desde Colón a Coya para enlazar por el momento con la PABX de ese lugar.

Para una fase posterior, se determinó la factibilidad de extender este enlace con fibras ópticas hasta Rancagua.

Este estudio considera las futuras ampliaciones, el análisis de alternativas, conclusiones y recomendaciones.

En relación con la tecnología de fibras ópticas, se dispuso a estudiarla en modulación digital TDM, dado su creciente uso y en modulación analógica por ser compatible con el broadband coaxial existente

### 3. CUERPO

#### 3.1. DISEÑO DEL SISTEMA BROADBAND

##### Diseño del enlace Colón-Caletones

Este diseño propone para una distancia de 4.150 metros, un trazado con 5 amplificadores bidireccionales en modalidad High-Split y con cable coaxial de alta capacidad de 1 pulgada de diámetro. Se propuso el uso de cable coaxial ya que existe la posibilidad real de hacer derivaciones a lo largo de su recorrido; y la fibra óptica no es adecuada para este tipo de aplicación.

Para el diseño de broadband coaxial, se cuantificaron los parámetros de Carrier/Noise (C/N), Composite Triple Beat (CTB), Cross Modulation (XMOD), Distorsiones de segundo (D2) y tercer orden (D3). La condición de C/N exige 43 dB entre los puntos más distantes; los demás parámetros deben ser mayores que 51 dB, todos para un ancho de banda de 4 Mhz.

**Cálculo de C/N mínimo de amplificadores :** El peor caso de C/N en alta frecuencia (222 a 350 MHz) es de 43,82 dB para 6 etapas, con una cifra de ruido de 6 dB.

**Cálculo de CTB mínimo de amplificadores:** El CTB para el peor caso en alta frecuencia, es de 53,05 dB.

**Cálculo del XMOD mínimo de amplificadores:** Considerando el peor caso, el XMOD mínimo del amplificador es de 54,22 dB.

**Cálculo de D2 mínima de amplificadores:** Se encuentra que la D2 mínima del amplificador para 6 etapas es de 51,18 dB.

**Cálculo de D3 mínima de amplificadores:** Se sabe que la D3 mínima en una red broadband es de 51 dB.

Considerando el peor caso de la D3 en alta frecuencia, se encuentra que la D3 mínima del amplificador para 6 etapas es de 53,05 dB.

Para tal diseño se calcularon también las equalizaciones, taps, telealimentación, seguridad en caso de falla de algún

amplificador, control de ganancias frente a la variación térmica, etc.

#### 3.2. DISEÑO DEL SISTEMA OPTICO ANALOGICO

##### 3.2.1. Diseño del enlace Rancagua-Coya

A igual que en un análisis para broadband coaxial deben cuantificarse los parámetros ya citados, así como también el margen de potencia óptica, ancho de banda de la fibra y dispersión.

Este enlace se calculó sobre una distancia de 27,8 kms y un ancho de banda mínimo de 330 Mhz

**Cálculo del C/N mínimo del equipo óptico:** Se sabe que el C/N mínimo en una red broadband es de 43 dB como mínimo entre los puntos más lejanos.

Considerando el peor caso de C/N, se determinó que el C/N mínimo del equipo óptico para 2 etapas es de 46,35 dB

**Cálculo del Margen de potencia mínima:** La potencia de transmisión Pt debe ser mayor que el conjunto de pérdidas por conector Lc, de fibra Lf, empalmes Ls, más un margen de diseño M. Tal Pt ya atenuado debe ser mayor que la potencia de recepción mínima del detector Pr.

$$P_t - P_r > 2 * L_c + L_f + L_s + M \text{ (dB)}$$

Se asumen valores típicos de fibra óptica en la ventana de 1300 nm tales como:

a=atenuación máx. de fibra monomodo=0,5 dB/km  
Ls=0,5 db/ empalmes máx : Lc=0,7 dB ; M=7 dB.  
d = 27,8 Km : Lf = a\*d : se consideran empalmes cada 1 Km.

entonces  $P_t - P_r > 2 * 0,7 + 0,5 * 27,8 + 0,5 * 27 + 7 = 35,8 \text{ dB}$

**Cálculo del ancho de banda B para el enlace:** Dado que se requiere trabajar con un ancho de banda (B) mínimo de 330 Mhz, deberá encontrarse el B de la fibra a utilizar en función de la distancia, ancho espectral de la fuente y dispersión de la fibra, obteniéndose la siguiente ecuación:

$$B = 0,187 / (\sigma \cdot \delta \lambda \cdot d) \quad \text{donde}$$

$\sigma = 3 \text{ (ps/nm-km)}$  dispersión de la fibra,  $\delta \lambda = 3 \text{ nm}$  variación del ancho espectral de la fuente y  $d = 27,8 \text{ kms}$ .

Se obtiene  $B = 747,4 \text{ Mhz} > 330 \text{ Mhz}$ .  
Por lo tanto, el enlace es factible.

**Cálculo del tiempo de subida del sistema:** Se sabe que para un sistema analógico el tiempo de subida total debería ser mayor que el 35 por ciento del tiempo más pequeño a utilizar, es decir:

$t_{rs} > 1,1 \sqrt{t_{re}^2 + t_{rf}^2 + t_{rd}^2} > 0,35/B$  donde  
tre: tiempo de subida del emisor,  
trf: dispersión de la fibra,  
 $\sigma \cdot \delta \lambda \cdot d = 3 \text{ (ps/nm-km)} * 3 \text{ (nm)} * 27,8 \text{ (km)} = 250,2 \text{ (ps)}$   
y trd: tiempo de subida de detección, luego considerando B=330 Mhz, se encuentra:

$$t_{re}^2 + t_{rd}^2 > 9,92 \cdot 10^{-19} \text{ (s}^2\text{)}$$

que sería la ecuación que describe el comportamiento de respuesta de los componentes terminales del enlace.

**Características mínimas de Distorsión para el equipo óptico:** Este tipo de ruido debe cuantificarse y restringirse según las reglas de un diseño broadband para no comprometer la calidad de la información de TV analógica en modulación vestigial o datos con modulación Q-AM u otra, por este motivo se calculan las características mínimas del equipo analógico para CTB, XMOD y distorsiones de segundo y tercer orden.

**Cálculo del CTB mínimo para el equipo óptico:** Se sabe que el CTB mínimo entre los puntos más lejanos en una red broadband es de 51 dB. Considerando el peor caso de CTB, se encuentra que el CTB mínimo del equipo óptico para 2 etapas es de 59,07 dB.

**Cálculo del XMOD mínimo para el equipo óptico:** Se sabe que el XMOD mínimo en una red broadband es de 51 dB. Considerando el peor caso, se encuentra que el XMOD mínimo del equipo óptico para 2 etapas, es de 60,24 dB.

**Cálculo de la distorsión de 2° orden:** Se sabe que la D2 mínima en una red broadband es de 51 dB. Considerando el peor caso, se encuentra que la D2 mínima del equipo óptico para 2 etapas, es de 51,22 dB.

**Cálculo de la distorsión de 3° orden :** Se sabe que la D3 mínima en una red broadband es de 51 dB. Considerando el peor caso, se encuentra que la D3 mínima del equipo óptico para 2 etapas es de 54,01 dB.

### 3.2.2 Diseño del enlace Coya-Colón

Por ser este enlace de menor longitud (17,52 Kms) que el de Rancagua-Coya y los equipos a utilizar los mismos, no es necesario detallar los valores, ni su análisis.

### 3.3. DISEÑO DEL SISTEMA OPTICO DIGITAL

**Diseño del enlace Rancagua-Coya**  
Este diseño se realizó a la velocidad de 34 Mb/s, sobre una distancia de 27,8 kms, considerando la ventana de 1300 nm y un BER no superior a  $10^{-9}$ .

**Cálculo de potencia.** La potencia de transmisión Pt debe ser mayor que el conjunto de pérdidas de conector Lc, de fibra Lf, empalmes Ls, más un margen de diseño M. Tal Pt debe ser mayor que la potencia de recepción mínima del detector Pr. En consecuencia, asumiendo valores típicos de fibra óptica en la ventana de 1300 nm ya citados y un margen de 7 dB. El margen de potencia de los equipos sería de  $P_t - P_d > 37,4$  dB.

**Cálculo de dispersión del pulso.** Para tal efecto, se evaluaron los tiempos de subida en la emisión te, en la detección td y dispersión dentro de la fibra tf que debería ser menor que el tiempo a transmitir. Se consideró un sistema con código óptico 5B6B y NRZ. Luego aplicando la ecuación que rige el tiempo de subida total del sistema ts, sería:

$$ts > 1,1 \sqrt{\frac{(te^2 + tf^2 + td^2)}{0,7}} = \frac{16,407}{42,664 \cdot 10^6} \text{ (ns)}$$

teniendo como parámetro mínimo los tiempos de subida en emisión y recepción igual a:

$$te^1 + td^1 > 222,26 \cdot 10^{-18} \text{ (s}^1\text{)}.$$

### 3.4. EVALUACION ECONOMICA DE LOS ENLACES

Para esta evaluación se encontraron los respectivo VAN (Valor Actualizado Neto) y TIR (Tasa Interna de Retorno) para un horizonte de 10 años; además de la sensibilidad del VAN para los respectivos enlaces, en función de los costos de equipos, impuestos, fletes, mano de obra, costos de movilización de personal e ingresos por concepto de ahorro de arriendo de enlaces de microondas. Estos parámetros son evaluados según las normas y procedimientos de CODELCO-CHILE.

#### 3.4.1. EVALUACIÓN ECONÓMICA RANCAGUA-COYA CON SISTEMA ÓPTICO ANALÓGICO.

Los parámetros económicos con sus respectivos costos son los siguientes:

Inversión en compra de equipos, cable y accesorios.

Considera la compra de: Equipos ópticos de tx/rx en modulación analógica con rango mínimo de frecuencia entre 5 y 330 Mhz., modems de RF con agilidad en 12 Mhz., taps de RF para distribución, cable Burial con 10 fibras monomodo de 1300 nm., cable coaxial de 1/2" para distribución, una UPS con banco de baterías para 8 hrs., un generador óptico de 1300 nm., un medidor de nivel óptico, un reflectómetro de medición óptica, capsuladores de empalme, cajas terminales, conectores, un fusionador para empalmes y un cortador de fibra.

Totalizando MUS\$ 204

En consecuencia, la trama Rancagua-Coya tiene factibilidad económica, dado que su flujo actual neto es mayor que cero y obteniendo un ahorro de MUS\$ 25 y un TIR de 18,21 %. La figura 2 presenta la sensibilidad del VAN.

#### 3.4.2. EVALUACION PARA ENLACE RANCAGUA-COYA CON SISTEMA DIGITAL

Esta alternativa, similar a la anterior, se evaluó con los mismos parámetros económicos ya mencionados.

Inversión en compra de equipos, cable y accesorios.

Considera la compra de terminales ópticos de 34 Mb/s, Multiplexers de 34Mb/s y 8 Mb/s, tarjetas de video nx64 Kb/s, Racks, Terminales de control, cable burial con 10 fibras monomodo para 1300 nm, UPS para alimentación, instrumentos y accesorios.

Compra similar al punto anterior por MUS\$ 187

La trama Rancagua-Coya con el sistema óptico digital también tiene factibilidad económica, dado que su flujo actual neto es mayor que cero y se obtiene un ahorro de MUS\$ 51 y un TIR de 22,79 %. La figura 2 muestra la sensibilidad del VAN.

**3.4.3. EVALUACIÓN ECONÓMICA COYA-COLÓN CON SISTEMA ÓPTICO ANALÓGICO.**

El procedimiento de evaluación para este enlace óptico es similar a los ya expuestos en el tramo Rancagua-Coya. Por tanto sólo se mencionarán las cifras relevantes las cuales reflejan plenamente la evaluación en la figura de sensibilidad económica, ver figura 3.

El valor de la compra de equipos y accesorios es de MUS\$109

Realizada la evaluación económica se obtiene un VAN de MUS\$ 1 y un TIR de 15,28 %.

**3.4.4. EVALUACIÓN ECONÓMICA COYA-COLÓN CON SISTEMA ÓPTICO DIGITAL.**

Se dispondrá del mismo procedimiento de evaluación para este tramo, pero ahora para tecnología óptica digital.

El valor de la compra de equipos y accesorios es de MUS\$ 99.

Realizada la evaluación económica se obtiene un VAN de MUS\$9 y un TIR de 17,23%. La figura 3 muestra la sensibilidad del VAN para este enlace.

**3.4.5. EVALUACIÓN ECONÓMICA COLÓN-CALETONES CON BROADBAND COAXIAL.**

Se utilizó el mismo procedimiento de evaluación de proyectos que en los casos anteriores.

Inversión en compra de equipos, cable y accesorios.

Considera la compra de: Una Fuente regulada 220/60 VAC, una UPS con banco de baterías para 8 hrs, estaciones amplificadoras, módulos de amplificación con fuente de poder redundante, transponder para monitoreo y acceso remoto, cable coaxial de 1" de diámetro, cable 3/4" de diámetro, cajas de empalme, conectores varios, taps con atenuaciones de 20 y 25 dB, modems de RF en ágiles en 12 Mhz de frecuencia.

El valor de la compra de estos equipos es de MUS\$ 78.

Realizada la evaluación económica se obtuvo un VAN de MUS\$ 29 y un TIR de 24,27 %. La figura 4 muestra la sensibilidad del VAN.

La figura 5 muestra la sensibilidad del VAN para la solución conjunta de fibra óptica y broadband coaxial

**3.6. COMPARACION TECNICA ENTRE EL SISTEMA OPTICO ANALOGICO (A) Y DIGITAL (D).**

Requerimientos	Elección	Característica
Capacidad para cursar video.	A	16 videos de alta calidad por fibra para sistema analógico. Sólo 8 canales por fibra para sistema digital equivalentes a 566 Mb/s en jerarquía TDM.
Distancia sin repetidores.	D/A	El sistema analógico puede extenderse hasta 40 Km. El sistema digital puede extenderse a más de 100 Km.
Compatibilidad con broadband coaxial.	A	La característica de compatibilidad con el broadband coaxial es una gran ventaja de la modulación analógica, dado que este sistema quedaría interconectado a modo de una gran LAN broadband facilitando las comunicaciones de voz, data y video, sin necesidad de bajarlas a banda base. En el sistema digital habría que comprar muxer y también los modems de RF, lo que implica duplicidad de equipamiento.
Direccionamiento de modems	A	No es necesario direccionar el modem, pues su identificación es por frecuencia, luego puede conectarse en cualquier punto de la red sin modificar su enrutamiento En el sistema digital sólo puede direccionarse.
Facilidad de monitoreo	D	El monitoreo digital es más flexible y fácil de mantener.
Equipamiento	A	El sistema analógico es más reducido dado que requiere: fibra, equipos terminales ópticos y modems de RF. En cambio en el sistema digital se requiere esta implementación y además Muxers de subida y bajada.
Capacidad	D/A	El sistema analógico posee un ancho de banda de 550 MHz, los modems para RF de data trabajan máximo hasta 440MHz, lo que comprometería el sistema para Rancagua-Coya-Colón en caso de superar ese ancho de banda, pero el sistema está diseñado para trabajar hasta con 5 pares de fibras. Esta situación es similar al sistema modulado digitalmente.
Continuidad de los equipos	D	Sin duda que por la filosofía hacia la RDSI, la continuidad de los equipos es segura.
Expansiones futuras	D	La distorsión en el caso analógico puede limitar las expansiones sin comprometer la calidad.

#### 4. CONCLUSIONES.

El presente estudio revela que el broadband para enlazar Colón con Caletones es factible técnica y económicamente, con un VAN de MUS\$ 32 y un TIR del 25,96 %.

La flexibilidad del broadband para adaptarse a las necesidades industriales, por su topología de árbol, implica que puede operar con transparencia para cualquier necesidad industrial entre Colón-Caletones.

Se determinó la factibilidad técnico-económica de los sistemas ópticos analógico y digital.

La gran capacidad de la fibra óptica es adecuada para dar curso a las necesidades de voz, datos y video para los enlaces punto a punto de Rancagua-Coya y Coya-Colón.

El sistema óptico digital posee una ventaja frente al analógico, pues logra dar curso a las necesidades de voz, datos y video con un costo inferior no sólo en instalación sino también en mantención y expansión.

Si se requiriera dar curso a procesos en tiempo real entre los centros que cubre la fibra óptica, se podrán aplicar las recomendaciones del CCITT, serie X, sobre redes síncronas.

El sistema óptico digital da la pauta en sistemas de transmisión de alta capacidad para vislumbrar la RDSI de banda angosta vía señalización CCITT N27 y para la RDSI de banda ancha vía SDH (Sincronic Digital Hierarchy) y ATM (Asincronic Transfer Mode).

El sistema óptico analógico es interesante para aplicaciones de video de alta calidad a bajo costo.

La alternativa de tecnología mixta Broadband coaxial y fibra óptica digital, logra dar la respuesta en un sistema de telecomunicaciones sobre cables de alta capacidad, marcando así una perspectiva de integrar en banda ancha.

#### BIBLIOGRAFIA

- [1] M. De La Sotta; Santiago: "Fibra Óptica". Universidad de Santiago de Chile, 1989.
- [2] Gary, Kim; "Broadband Lan Technology", Norwood, USA; Artech, 1988.
- [3] G. Dicens; "Design and Prospect for the ISDN", USA; Dicens, 1988; capítulos 1, 2, 3, 4, 6, 9.
- [4] Jones, Vincent C.: "MAP/TOP Networks", Mc Graw-Hill, 1988, USA. Capítulos 1, 2 3 y 4.
- [5] Reddy and Coolen: "Electronics Communications/Communications Fundamentals"; Prentice Hall-International, ppl36.
- [6] Friend-Fike-Baker: "Transmisión de datos y comunicaciones"; Anaya 1987, capítulos 8, 9 y 10.

#### CURRICULUM AUTORES

**ERNESTO MADRIAZA DASSE**  
Ingeniero Civil Electricista de la Pontificia Universidad Católica de Santiago.

Con 19 años de experiencia en Telecomunicaciones.

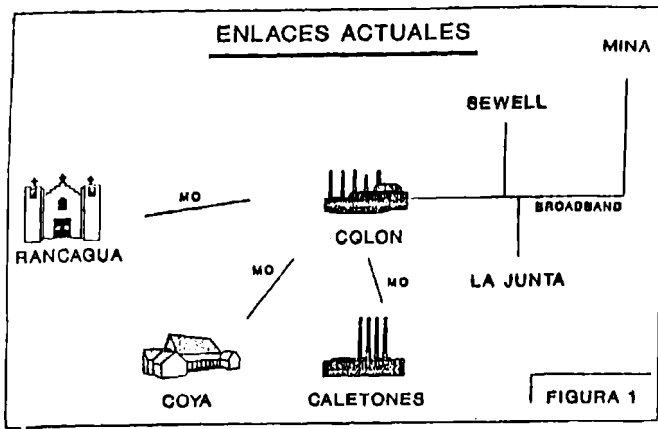
Cursos de perfeccionamiento en USA (3) y Canada (1), en tópicos relacionados con radiocomunicaciones y conmutación digital.

Actualmente es Ingeniero de Terreno del Departamento Eléctrico de la División El Teniente, CODELCO-CHILE.

**MANUEL SOTO GAETE**

Ingeniero Civil Electricista de la Universidad de Santiago de Chile, especializado en diseño y evaluación económica de sistemas de telecomunicaciones por fibra óptica y broadband coaxial.





**SENSIBILIDAD DEL VAN PARA COLON CALETONES EN CABLE COAXIAL**

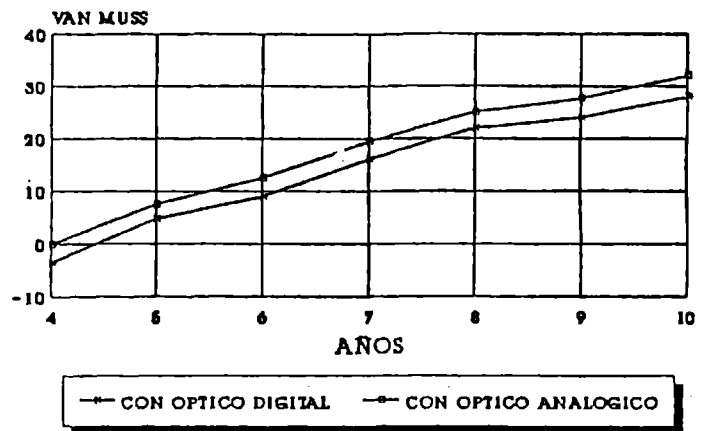


FIGURA 4

**SENSIBILIDAD DEL VAN PARA RANCAGUA COYA EN FIBRA OPTICA**

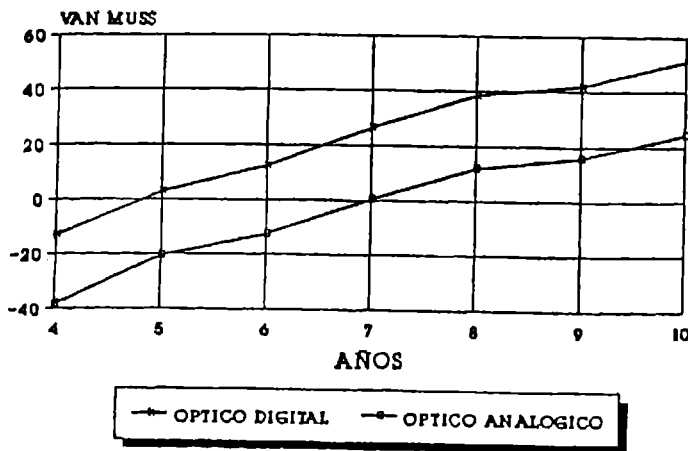


FIGURA 2

**SENSIBILIDAD GLOBAL DEL VAN**

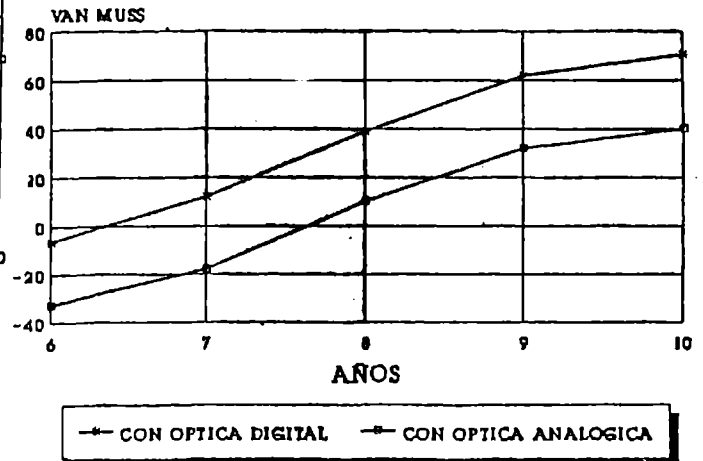


FIGURA 5

**DENSIBILIDAD DEL VAN PARA COYA COLON EN FIBRA OPTICA**

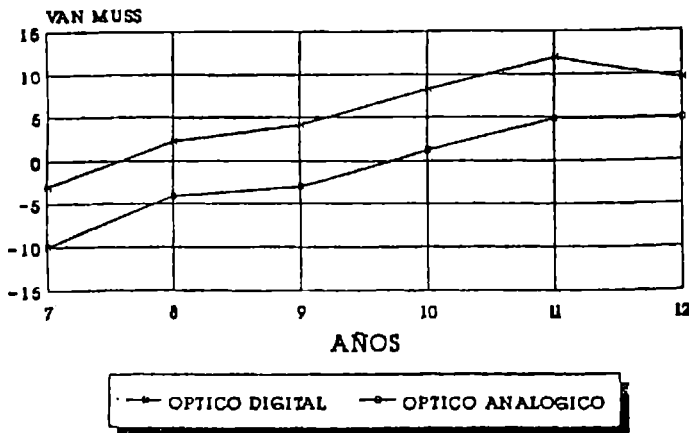


FIGURA 3

# SEÑALIZACION PARA AUMENTAR LA INMUNIDAD AL DESINCRONISMO del RELOJ RECEPTOR

Carlos H. Muravchik<sup>†</sup> y Jorge Rodríguez Guisantes<sup>‡</sup>

Laboratorio de Electrónica Industrial, Control e Instrumentación (LEIC.)  
Depto. de Electrotecnia, Fac. de Ingeniería, Univ. Nacional de La Plata.  
CC 91, 1900 LA PLATA, ARGENTINA.

## RESUMEN

Se presenta un criterio para diseñar señalizaciones de banda limitada óptimas en el sentido de reducir los efectos de la degradación por interferencia intersímbolo (IIS), aumentando la tolerancia a la desincronización del reloj del receptor. Para ello se introduce el criterio Nyquist IV, una extensión del criterio de Nyquist II, como herramienta analítica de diseño. Para mejorar el comportamiento ante la IIS, se combinan las señales que satisfacen Nyquist IV con una minimización de la energía dispersa en los lóbulos laterales. Las señalizaciones obtenidas son comparadas con señalizaciones típicas (coseno elevado, Tchebychev de 4to orden) en función de sus diagramas de ojo y probabilidad de error. Finalmente se presenta un diseño que contempla un canal sin transmisión de bajas frecuencias.

## SUMMARY

A criterion is presented for designing a band limited signalling waveform that minimizes the effects of intersymbol interference (ISI) while increasing its tolerance to receiver clock desynchronization. For this purpose Nyquist IV criterion is introduced, as an extension of Nyquist II. To improve on ISI, Nyquist IV waveforms are optimized regarding sidelobe energy spreading. Those waveforms are compared to typical raised cosine and 4th. order Tchebychev in terms of the eye pattern and probability of error. Finally, the situation for a channel with no transmission of low frequencies is studied.

## Introducción

El auge de las comunicaciones de datos ha impulsado a una mayor optimización de los equipos. La teoría del receptor óptimo es un ejemplo del uso de herramientas de análisis relativamente sofisticadas con el fin de mejorar la actuación de los sistemas de comunicaciones (mínima probabilidad de error). Los resultados que predice esta teoría son rara vez obtenidos debido a las hipótesis simplificadoras sobre la que está basada. Tal es el caso de la sincronización de símbolo,

es decir el conocimiento en forma perfecta de los instantes en los cuales se debe "leer" (muestrear) la salida del receptor óptimo.

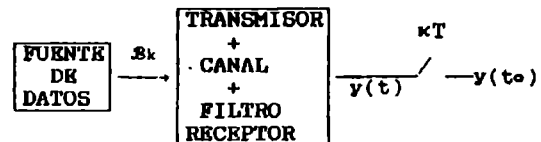
Para un gran número de problemas la estructura del receptor óptimo, involucra el muestreo de la señal de salida de un filtro. Cuando por un error de sincronización, que llamaremos desincronización del reloj del receptor (DSRR), no se muestrea la señal del receptor en el instante propicio, la probabilidad de cometer errores en la decisión de los símbolos que arriban al receptor aumenta por sobre los valores predichos por la teoría. Dicha degradación puede verse agravada por la existencia de interferencia intersímbolo (IIS) [1].

El problema de reducir los efectos de la IIS fue tratado por Nyquist quien determinó condiciones para la eliminación de la misma [2]. A posteriori hubo extensiones, algunas de las cuales son conocidas como los criterios de Nyquist I, II y III. Se puede reducir el efecto pernicioso del jitter en la sincronización, con una señalización que en los instantes de muestreo pase por cero en forma lo más plana posible. Este criterio, que denominamos Nyquist IV, se presenta brevemente en la sección 1.

En la sección 2 se presenta un método de optimización energética que permite hallar la señalización que maximiza la energía en un subintervalo de su lóbulo principal, con energía total constante y que satisface el criterio Nyquist IV. En la sección 3 se evalúa la probabilidad de error, comparando los resultados obtenidos con señalizaciones típicas. Finalmente en la sección 4 se presenta una solución para el caso de un canal sin transmisión de bajas frecuencias.

## 1. Criterio Nyquist IV

En la siguiente figura se muestra el esquema básico de un sistema de transmisión de datos.



La salida del filtro receptor esta dada por:

$$y(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} s_k \cdot e(t-kT) + n(t)$$

donde los  $s_k$  pueden ser considerados como una secuencia aleatoria de +1 o -1 con

<sup>‡</sup> Decreto de Intalacion CONICET.  
<sup>†</sup> Investigador (ICIPRA), Profesor (UNLP).

probabilidad 1/2. La respuesta impulsiva  $s(t)$  es la respuesta del sistema filtro transmisor, canal, filtro receptor y  $n(t)$  es el ruido aditivo a la salida del filtro receptor, adicionado en el canal. Suponiendo que se muestra en el instante  $t=t_0$ , la señal que resulta es:

$$y(t_0) = s_0 \cdot s(t_0) + \sum_{k=-\infty}^{\infty} s_k \cdot s(t_0 - kT) + n(t_0) \quad (A)$$

El segundo término de la expresión de  $y(t_0)$  es el término de IIS. Suponiendo que se quiere transmitir información binaria a  $1/T$  bits/seg. sin IIS, entonces la forma de onda de los símbolos  $s(t)$  debe cumplir el criterio Nyquist II:

$$s(kT) = A \cdot \delta_{k0} ; k \in \mathbb{Z} \quad \text{con } \delta_{ki} = \begin{cases} 0 & \text{si } k \neq i \\ 1 & \text{si } k = i \end{cases} \quad (1)$$

Esta condición temporal es equivalente en el dominio frecuencial a

$$\sum_{n=-\infty}^{\infty} S(f + n/T) = A \quad (2)$$

con  $S(f)$  = transformada de Fourier de  $s(t)$ .

En general, las señales que satisfacen (2) pueden descomponerse como la suma del rectángulo de soporte  $(-1/2T, 1/2T)$  y altura 1,  $\Pi(f)$ , más un roll-off  $B(f)$  con simetría impar respecto del punto  $(1/2T, 1/2)$ , [3].

Para reducir el efecto del DSRR resulta útil que la señal  $s(t)$  tenga su lóbulo principal con máxima planicidad. Por otra parte, desde el punto de vista de la IIS, conviene que la señal realice los cruces por cero en forma lo más paralela posible al eje de tiempo. Estas restricciones pueden resumirse en una única condición que establece que la señalización tenga derivadas de un determinado orden iguales a cero cada  $kT$  segundos. El criterio Nyquist IV [9], establece que  $S(f)$  debe cumplir

$$\sum_{n=-\infty}^{\infty} n^h \cdot S(f + n/T) = (-f)^{h+1} T^{-h-1} A \quad (3)$$

para verificar esta condición; donde  $h$  indica el orden de derivada nula deseada en  $kT$ , y  $A = s(0)$ .

En [4] se demuestra cuál ha de ser la ley de variación del mínimo ancho de banda requerido para la transmisión, por lo que se puede expresar como:

$$B_{\min} = (h + 1) \cdot 1/2T \quad (4)$$

Esto trae aparejado una solución de compromiso entre la mejora contra los efectos de la IIS y DSRR y el ancho de banda requerido para la transmisión, por lo que debe introducirse la probabilidad de error como elemento de juicio adicional.

## 2. Optimización energética

La IIS depende fuertemente de la energía que la señal  $s(t)$  utilizada aporte más allá del primer cruce por cero. Si bien el criterio Nyquist IV ayuda a minimizar los efectos de DSRR, otro factor a tener en cuenta es el de realizar una minimización de la energía de los lóbulos laterales de la

señal. Siguiendo un método de optimización energética similar al propuesto en [5], resolvimos dicha optimización para una señal que verifique el criterio de Nyquist IV para  $h=1$ .

Dada una  $s(t)$  que verifica el criterio Nyquist IV y dado un  $\sigma \in \mathbb{R}$ , se buscará maximizar la energía  $E_i$  de  $s(t)$  en el intervalo  $(-\sigma T, \sigma T)$ . Dicha energía se puede escribir como:

$$E_i = \int_{-\sigma T}^{\sigma T} s^2(t) dt. \quad (5)$$

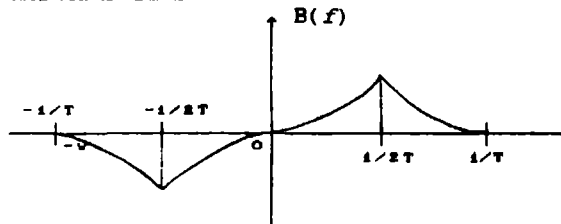
La energía total es:

$$E_o = \int_{-\infty}^{\infty} s^2(t) dt. \quad (6)$$

Es posible escribir la  $S(f)$  como:

$$S(f) = A \cdot [\Lambda(f) + B(f - 1/2T) + B^*(-f - 1/2T)] \quad (7)$$

donde  $\Lambda(f)$  es el triángulo de ancho de banda  $1/T$  que verifica el criterio de Nyquist IV con el  $B_{\min}$  definido en (4). La función  $B(f)$  es la forma del "roll-off" con un ancho de banda  $W$ , tal como se muestra en el diagrama siguiente cuya forma queremos optimizar para maximizar la  $E_i$ .



Forma del "Roll Off" o "pollera"

Definimos el ancho de banda en exceso a  $1/T$  como:

$$\gamma = \frac{W - 1/T}{1/T}. \quad (8)$$

Si bien la pollera parece empeorar el problema al agrandar el ancho de banda, permite una mejora pues proporciona los grados de libertad indispensables para maximizar la energía en  $(-\sigma T, \sigma T)$ .

Si se define el funcional  $J$  como:

$$J = E_i - \lambda \cdot E_o \quad (9)$$

donde  $\lambda$  es un multiplicador de Lagrange, la idea es determinar  $A$ ,  $B(f)$  y  $\lambda$  de modo que maximicen  $J$ , o sea se maximiza  $E_i$  con la restricción de energía total constante e igual a  $E_o$ . Discretizando la forma de  $S(f)$  en intervalos de ancho  $\Delta$ , se puede resolver el problema discretizado en forma aproximada. Definiendo:

$$f_i = (i-1/2)\Delta ; f'_i = 1/T - f_i ; f''_i = 1/T + f_i$$

$$\Delta = \frac{\gamma}{MT} , \quad S_i = B(f_i) \quad (10)$$

se obtiene:

$$\begin{aligned} & B(f-1/2T) + B^*(-f-1/2T) = \\ & = -2 \sum_{i=1}^M S_i \cdot \left[ \pi \left( \frac{f-f_i}{\Delta} \right) + \pi \left( \frac{f+f_i}{\Delta} \right) \right] + \\ & + \sum_{i=1}^M S_i \cdot \left[ \pi \left( \frac{f-f'_i}{\Delta} \right) + \pi \left( \frac{f+f'_i}{\Delta} \right) \right] + \end{aligned}$$

$$+ \sum_{i=1}^M s_i \cdot \left[ \Pi \left( \frac{f-f_i}{\Delta} \right) + \Pi \left( \frac{f+f_i}{\Delta} \right) \right] \quad (11)$$

que reemplazada en (7) nos permite determinar, previa antitransformación Fourier la expresión discreta de  $s(t)$

$$s(t) = A \cdot \left\{ g_0(t) + \sum_{i=1}^M a_i \cdot g_i(t) \right\} \quad (12)$$

siendo:

$$g_0(t) = \frac{1}{T} \text{sinc}^2 \left( \frac{t}{T} \right)$$

$$g_i(t) = 2\Delta \text{sinc}(\Delta t) \cdot \left\{ \cos(2\pi f_i t) + \cos(2\pi f_i' t) - 2\cos(2\pi f_i t) \right\} \quad (13)$$

Con esta  $s(t)$  se puede evaluar la energía en el intervalo  $(-\sigma T, \sigma T)$  como

$$E_i = A^2 \cdot \left\{ c_0 + 2 \sum_{i=1}^M a_i s_i + \sum_{i,j=1}^M b_{i,j} s_i s_j \right\} \quad (14)$$

siendo:

$$a_i = \int_{-\sigma T}^{\sigma T} g_0(t) \cdot g_i(t) dt \quad i=1,2,\dots,M$$

$$b_{i,k} = \int_{-\sigma T}^{\sigma T} g_i(t) \cdot g_k(t) dt \quad i,k=1,2,\dots,M$$

$$c_0 = \int_{-\sigma T}^{\sigma T} g_0^2(t) dt \quad (15)$$

La energía total se puede evaluar usando la relación de Parseval:

$$E_0 = \int_{-\infty}^{\infty} s^2(t) dt = \int_{-\infty}^{\infty} |S(f)|^2 df \quad (16)$$

y con la ecn. (11), resulta:

$$E_0 = 2A^2 \cdot \left\{ \frac{1}{3T^3} + 6\Delta \sum_{i=1}^M s_i^2 + 2\Delta \sum_{i=1}^M s_i \left[ 3\Delta \left( i - \frac{1}{2} \right) - \frac{2}{T} \right] \right\} \quad (17)$$

Escribiendo  $J$  en términos de (14) y (17) es:

$$J = E_i - \lambda E_0 = J(s_1, s_2, \dots, s_M, A, \lambda) \quad (18)$$

La maximización de  $J$ , conduce al sistema:

$$\frac{\partial J}{\partial E_k} = a_k + \sum_{i=1}^M \left\{ b_{i,k} s_i - 2\lambda \Delta \left[ 6s_i + 3\Delta \left( k - \frac{1}{2} \right) - \frac{2}{T} \right] \right\} \quad (19)$$

$$\frac{\partial J}{\partial A} = \left\{ c_0 + 2 \sum_{i=1}^M a_i s_i + \sum_{i,j=1}^M b_{i,j} s_i s_j \right\} - 2 \cdot \left\{ \frac{1}{3T^3} + 6\Delta \sum_{i=1}^M s_i^2 + 2\Delta \sum_{i=1}^M s_i \left[ 3\Delta \left( i - \frac{1}{2} \right) - \frac{2}{T} \right] \right\} \quad (20)$$

para  $k=1,2,3,\dots,M$   
Resolviendo simultáneamente (19) y (20), se obtiene la solución  $(s_1^0, s_2^0, s_3^0, \dots, s_M^0, \lambda_0)$ . El valor de  $A_0$  surge de la restricción sobre la energía total.

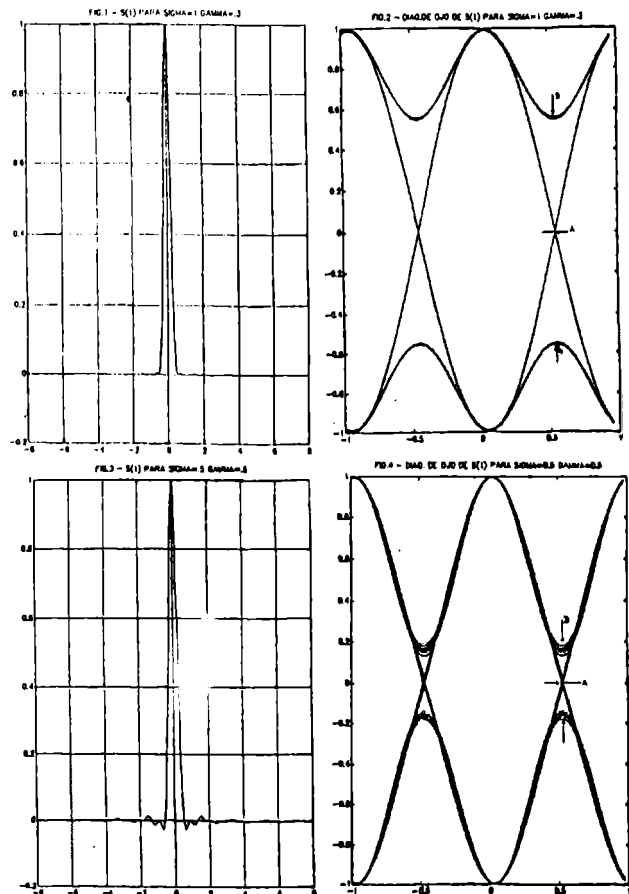
En la Tabla 1 se pueden apreciar algunos de los resultados obtenidos, en las filas marcadas con PO (pulso optimizado). Se muestra la energía residual de las colas ( $ER=E_0-E_i$ ) en dB, para distintos valores de  $\sigma$  y  $\gamma$ . Con propósito de comparación se incluye también el caso de la señal coseno elevado (CE).

Tabla I

$\sigma$	$\gamma$	ER (db)	Ancho de banda
0.5	0.5	-28.99	1.5/T
1	0.5	-63.9	1.5/T
2	0.5	-60	1.5/T PO
0.5	0.3	-20.2	1.3/T
1	0.3	-45.22	1.3/T
0.5	0.5	-8.47	0.75/T
1	0.5	-17.13	0.75/T CE
1	1	-32.89	1/T

Se puede ver que al agrandar el valor de  $\sigma$ , se consigue reducir la energía residual; también que a iguales valores de  $\sigma$ , se consigue una mayor reducción de ER a mayor  $\gamma$ . Es evidente la mejora obtenida con las señales PO con respecto a la popular CE, aunque requieren un mayor ancho de banda.

En las figuras 1 y 2 se muestra a  $s(t)$  y su correspondiente diagrama de ojo para  $\sigma=1$  y  $\gamma=0.3$ , mientras que en 3 y 4 se muestra el mismo par para  $\sigma=0.5$  y  $\gamma=0.5$ .



En coincidencia con las conclusiones de la Tabla 1, notamos que:

\* En la fig. 2 se aprecia que la apertura del ojo B alrededor del instante T es mayor que en la fig. 4. Esto es debido a la diferencia de valor de  $\sigma$  en ambos casos.

\*\* En las figs. 2 y 4 se ha medido por la distancia marcada A la incertidumbre en los cruces por cero, de importancia para la recuperación del sincronismo en el receptor. En la fig. 4, para señal optimizada con  $\sigma=0.5$ , resulta  $A \approx 0.02T$ ; mientras que es gráficamente inapreciable para  $\sigma=1$  (fig. 2), lo que facilitaría su sincronización.

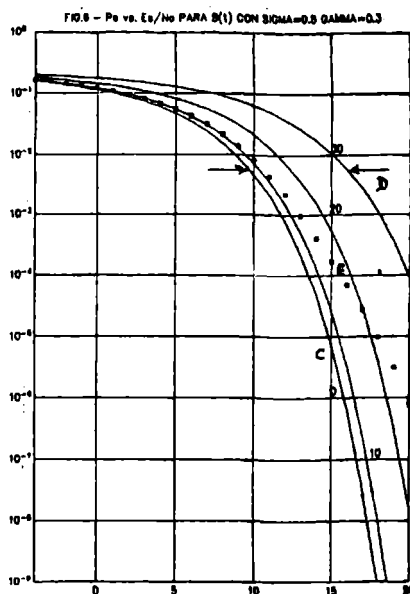
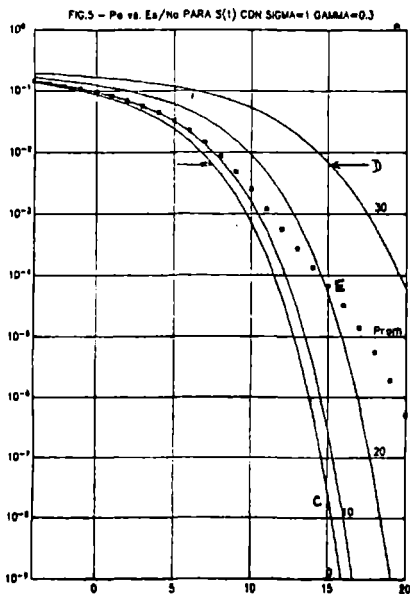
### 3. Probabilidad de error

En el instante de muestreo la apertura de los diagramas de ojo brinda información vinculada a la probabilidad de error ( $P_e$ ). El inconveniente radica en que no aportan una medida precisa de la performance de un dado sistema. Esto nos lleva a considerar la evaluación de  $P_e$ . Bajo las hipótesis usuales de ruido aditivo en el canal, el cómputo de la  $P_e$  en presencia de IIS requiere del conocimiento de su función densidad de probabilidad (DDP). Usando un método similar al presentado en [8], calculamos la DDP y evaluamos la  $P_e$  para las señales  $s(t)$  obtenidas anteriormente, [6].

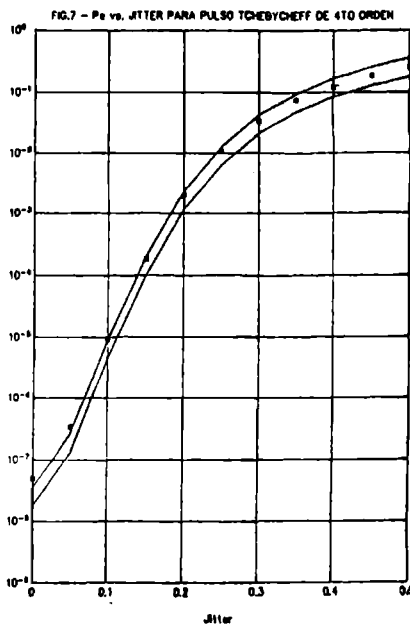
Los resultados se presentan en 3 grupos diferentes a fin de facilitar su comprensión:

A)  $P_e$  -vs- energía de símbolo/densidad espectral de potencia de ruido  $N_b$ , para varios valores de jitter del reloj receptor. Se supuso que el jitter es determinístico con valores  $j=0, 10\%, 20\%$  y  $30\%$  de  $T$ , respecto al instante de muestreo. Con \* se representa la curva para un jitter promedio, calculado para una distribución gaussiana con media nula y desviación estándar 0.1. En las fig. 5 y 6 aparece el comportamiento de la señal optimizada según Nyquist IV, para  $\sigma=1$ ,  $\gamma=0.3$  y  $\sigma=0.5$  y  $\gamma=0.3$  respectivamente.

B)  $P_e$  -vs- jitter para relación  $SNR=15dB$ . En la fig. 7 se ha representado la  $P_e$  para un jitter variable entre 0 y 50% del tiempo de símbolo  $T$ , con un pulso Tchebychev de 4to

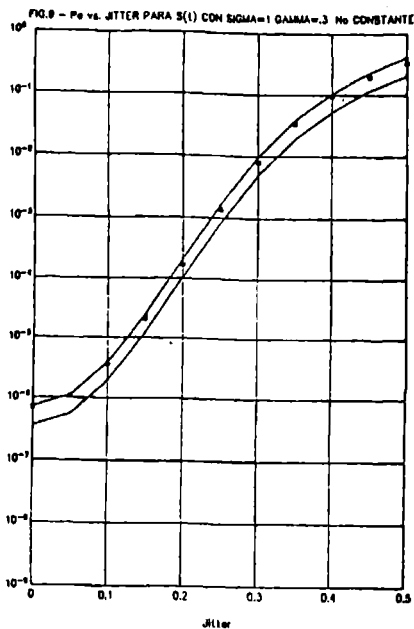
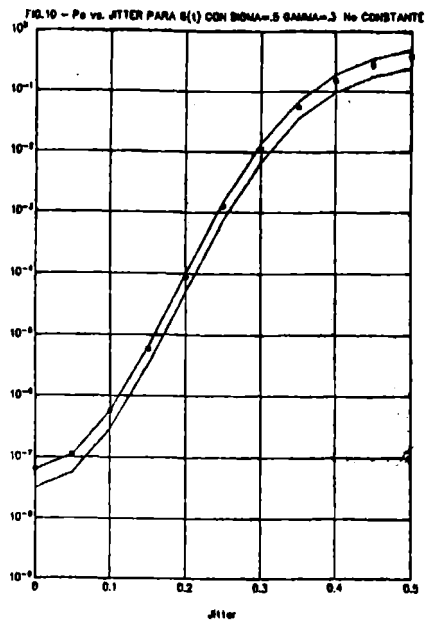
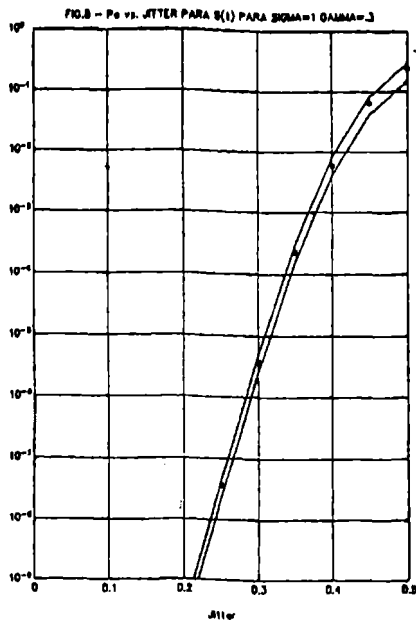


orden. Las curvas continuas corresponden a las cotas calculadas según [7], para ruido blanco gaussiano. Con \* se ha representado la curva evaluada mediante (22), usando nuestro algoritmo [6]. La fig. 8 es similar, pero corresponde a un pulso optimizado con  $\sigma=1$  y  $\gamma=0.3$ .



C)  $P_e$  -vs- jitter para  $N_b = 10^{-7} W/Hz$ . En las figs. 9 y 10 aparecen las curvas para pulsos Nyquist IV con optimización energética en  $\sigma=1$  y  $\sigma=0.5$  respectivamente, en ambos casos con  $\gamma=0.3$ .

De las curvas de  $P_e$  en función de la relación  $Es/No$ , podemos concluir que el comportamiento de la curva para cada jitter no refleja la performance del sistema. En realidad el jitter del RR es una variable aleatoria de la cual es difícil establecer su



al pedir  $\sigma$  pequeños estamos maximizando la energía en entornos de  $t=0$  a costa de mayor energía en las colas, favoreciendo una mayor  $P_e$ . Al aparecer jitter la IIS de los lóbulos laterales es considerable dado que la señal es muy energética hasta  $0.5T$  solamente. Este fenómeno de "concentración" energética para el caso  $\sigma=1$  sirve para explicar la dispersión de las curvas en función del jitter como queda indicado por el parámetro  $D$  de apertura de las curvas. Obviamente la elección del parámetro  $\sigma$  dependerá de la estadística de jitter del reloj receptor.

Para el caso más equitativo de densidad de potencia de ruido constante, la performance de la señal Nyquist IV se presenta como promisoría tal como lo indican las fig. 9 y 10. En la [9] se presentan comparaciones con otros tipos de señalizaciones.

#### 4. Optimización pasabanda

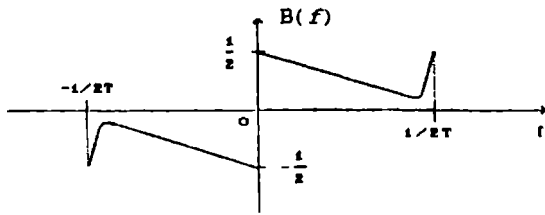
Como es bien sabido [1] la característica de transferencia del canal es una de las responsables de generar IIS en las señales digitales. Uno de los canales más frecuentemente empleados para la transmisión digital es el del tipo pasabanda, o sea no sólo limitado en ancho sino que además no tiene transmisión en bajas frecuencias. Es así como haciendo uso de la optimización energética presentada nos proponemos determinar una señal con optimización energética como antes y que verifique el criterio Nyquist II (cruces periódicos por cero), pero ahora incluyendo la restricción de no poseer componente a frecuencia 0. Proponemos una señal  $s(t)$  cuya TF se pueda descomponer en forma similar a (7) como:

$$S(f) = A \cdot [\Pi(f) + B(f-1/2T) + B^*(-f-1/2T)] \quad (23)$$

Para eliminar la componente de continua y verificar el criterio Nyquist II proponemos un "roll-off"  $B(f)$  de la forma

distribución. La hipótesis efectuada en el presente contexto de "gaussianidad" no tiene fundamento teórico ni práctico. Sin embargo permite estimar de un modo más realista el comportamiento del sistema. La comparación de la distintas  $s(t)$  obtenidas deberá ser hecha en base a las curvas \*.

Se puede determinar un conjunto de factores de comparación entre las figuras 5 y 6 que corresponden a señales con idéntico ancho de banda pero con distintos intervalos de optimización energética. Por ejemplo el punto indicado con E en la curva promedio denota un comportamiento mejor para el caso de  $\sigma=1$ . Un comentario idéntico vale para el punto C de intersección de la curva teórica con la línea  $E_s/N_0 = 15$ . Este comportamiento es fácil de explicar teniendo en cuenta que



Forma del "Roll Off"

Este tipo de señal debe cumplir necesariamente dos condiciones:  $s(0) = s(1/2T) = 1/2$ . Deseamos entonces determinar la forma deberá tener  $B(f)$  y el valor de  $A$  que maximicen la energía en un intervalo  $[-\sigma T; \sigma T]$ . Discretizando  $S(f)$  como en 2) es posible plantear:

$$s(t) = A \cdot \left\{ g_0(t) + \sum_{i=1}^M a_i \cdot g_i(t) \right\} \quad (24)$$

con definiciones de  $g_0(t)$  y  $g_i(t)$  muy similares a las dadas en la sección 2. Planteando el funcional  $J = E\{s^2(t)\}$  y maximizando se llega a un sistema de ecuaciones como las (19) y (20). En las figs. 11 y 12 se han representado las señales  $s(t)$  obtenidas de estas optimización para  $\sigma=0.5$  y  $\sigma=1$  respectivamente. Se puede apreciar como la señal reacomoda sus valores antes del primer cruce por cero de forma de poder eliminar el valor medio. El comportamiento altamente oscilatorio de la solución se debe en ambos casos a la existencia de una discontinuidad de  $S(f)$  en  $f=0$  para forzar la condición de no tener componente de continua. Una solución con un exceso a  $1/T > 0$  proveerá los grados de libertad requeridos para eliminar dicho comportamiento oscilatorio.

### 5. Conclusiones

Se presentó en este trabajo una extensión del criterio de Nyquist II denominada criterio Nyquist IV con el fin de disminuir el efecto de la IIS y del DSRR. Los parámetros de medida de la calidad de las señales más comúnmente empleados como ser los diagramas de ojo y el comportamiento de la probabilidad de error se han presentado y en base a ellos se efectuaron las comparaciones.

FIG.12 - S(t) SIN BAJAS FRECUENCIAS PARA BOM=1

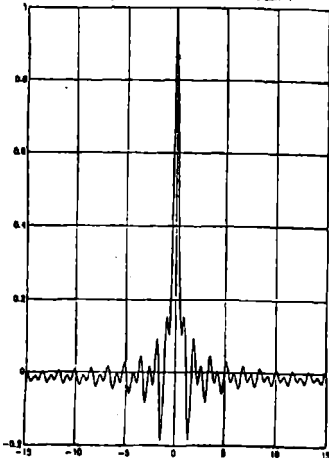
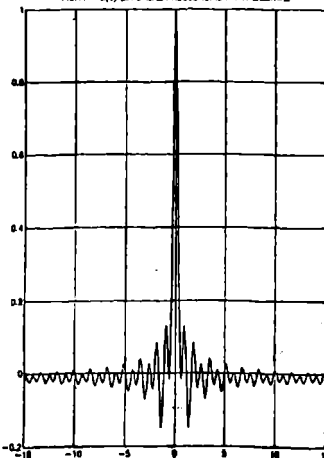


FIG.11 - S(t) SIN BAJAS FRECUENCIAS PARA BOM=3



La limitación impuesta por dicho criterio de un mayor ancho de banda, que sin lugar a dudas es un factor de gran peso en la transmisión de datos, se ve en algo compensada por la desensibilización con respecto al jitter del reloj receptor.

De igual forma se ha presentado una posible solución al problema de los canales pasanda, donde los resultados obtenidos si bien no son óptimos, indican un camino posible para la optimización de señales.

### Referencias

- [1] Lucky R.V., Salz J. & Weldon E.J., "Principles of Data Communications", Mc Graw Hill, 1968.
- [2] Nyquist H., "Certain topics in telegraph transmission theory", AIEE Trans. April 1928.
- [3] Franks, L., "Further results on Nyquist's problem in pulse transmission", IEEE Trans. Comm. Techn., Vol Com-16, April 1968.
- [4] Muravchik C. & Rodríguez Guisantes J., "Sobre el ancho de banda en el criterio Nyquist IV", Reporte Leici 818901, Feb 1989.
- [5] Tügbay, N. & Panayirci E., "Energy optimization of bandlimited Nyquist signals in the time domain". IEEE Trans. Comm., vol COM-35, April 1987.
- [6] Muravchik C. & Rodríguez Guisantes J., "Determinación de la función ddp de la IIS", Reporte Leici 818904, Nov. 1989.
- [7] Jenq Y, Liu B & Thomas J. "Probability of error in PAM systems with ISI and additive noise", IEEE Trans. Inf. Theory, vol IT-23, Sept.1977.
- [8] Metzger, K., "On the probability density of intersymbol interference", IEEE Trans on Comm., vol COM-35, April 1987.
- [9] Muravchik C. & Rodríguez Guisantes J., "Optimized signaling waveforms to reduce the effects of intersymbol interference and timing jitter" a aparecer en IEEE Trans. Comm.

Jorge Rodríguez Guisantes nació en Montevideo, Uruguay, el 7/7/61. Se graduó de Ing. en Electrónica en la U.N.L.P. en 1989. Es becario de Iniciación del Consejo Nacional de Ciencia y Técnica (CONICET) desde 1989. Es Ayudante Diplomado de la Facultad de Ingeniería de la UNLP. Sus temas de interés son las comunicaciones, en particular la transmisión de datos.

Carlos H. Muravchik nació en Morón, Argentina, el 11/6/51. Se graduó de Ing. en Telecomunicaciones en la U.N.L.P. en 1973, M.Sc. in El. Engr. (1980), M.Sc. in Statistics (1983) y Ph.D. in El. Engr. (1983), todos en Stanford University. Fue Visiting Assistant Professor en Yale University (1983), miembro de la Comisión Nac. de Energía Atómica (1984/88), y actualmente es profesor en la U.N.L.P. e investigador de la C.I.C.P.B.A.. Sus temas de interés son el procesamiento estadístico de señales, identificación y modelización de sistemas, estimación espectral y teoría de sistemas no lineales.

## DESARROLLO DE MULTIPLEXOR DIGITAL

Nelson Castillo L. Miguel Calderón M. Rodolfo Feick L.  
Dpto. de Electrónica, Universidad Técnica Federico Santa María  
Casilla 410-V, Valparaíso-CHILE

### 1. RESUMEN

En este trabajo se presenta el diseño y evaluación de un prototipo de multiplexor digital de capacidad moderada, concebido para aplicaciones donde la demanda de tráfico no justifica el mayor costo de un sistema comercial de elevado número de canales. El sistema cumple con normas internacionales para la encodificación de la voz y para la señalización, lo que asegura su compatibilidad con una red de telecomunicaciones estándar. Se incluye en el trabajo, el estudio y evaluación de subunidades que permiten ampliar las capacidades del prototipo, mediante el uso de técnicas modernas de encodificación de la voz.

### ABSTRACT

This work presents the design and evaluation of a digital multiplexer prototype conceived for applications where low traffic demand makes a commercial, high capacity system impractical. The prototype meets international standards for voice coding and signaling and can thus be used as part of a telecommunications network. The paper includes the analysis and design of additional modules capable of increasing the number of channels through modern voice encoding techniques.

### 2. INTRODUCCION

El diseño de sistemas que permiten el uso compartido de un canal de comunicaciones se realiza hoy en día fundamentalmente en base a técnicas de multiplexión en el tiempo. La disponibilidad de una amplia gama de circuitos de alta integración, que realizan todas las funciones de encodificación de acuerdo a normas internacionales, facilitan tanto el diseño como la fabricación y el ajuste de un sistema de multiplexión digital. Los multiplexores estándar para uso de telefonía usan los formatos internacionales adoptados para el efecto, el T-1 norteamericano de 24 canales o el sistema CCITT de 30 [1]. En enlaces en los cuales la demanda de uso es de sólo unos pocos canales, tales formatos no son adecuados, ya que la elevada tasa de transmisión requiere de un considerable ancho de banda. Para ciertas aplicaciones, donde la exigencia de tráfico es baja, se han diseñado por ello formatos alternativos, como por ejemplo, los bajo consideración para el acceso básico de la ISDN [2] [3].

En este trabajo se planteó como objetivo inicial, a la obtención de un sistema utilizable como multiplexor de banda base para un enlace de radio digital [4]. La modularidad del diseño realizado permite el desarrollo de

diversas aplicaciones que van más allá del propósito original. Entre las alternativas de uso cabe señalar por ejemplo, la de multiplexión de canales de voz y datos en un par telefónico, incluyendo el manejo de la señalización de lazo de abonado.

Los objetivos específicos de diseño para el sistema son:

- Capacidad para transmitir voz, datos y señalización telefónica.
- Cumplimiento de normas internacionales en cuanto a calidad de transmisión, formatos y señalización.
- Utilización de recursos tecnológicos modernos, de alta integración, adecuados a una tasa de transmisión moderada.
- Diseño modular, que permita ampliar la capacidad en futuras versiones del prototipo, incorporando por ejemplo encodificación de voz en tasas reducidas.

De acuerdo a los objetivos señalados se optó por un prototipo inicial de sólo tres canales de información, todos con una tasa de 64[kbps], según normas CCITT para PCM. Ampliaciones de capacidad podrían lograrse en base incrementos en la trama en unidades de 64[kbps]. Otra alternativa de ampliación, que cada vez cobra mayor relevancia, es la encodificación de la voz en tasas fraccionarias de 64[kbps]. La tecnología de la encodificación de la voz en bajas tasas de transmisión es un tema de investigación y desarrollo de gran actualidad [5]. El CCITT ha aprobado hasta ahora sólo las modalidades de PCM a 64[kbps] (G711) y ADPCM a 32[kbps] (G721). Está en estudio un estándar para transmisión en alta calidad a 16[kbps], usando algoritmos de codificación híbridos [5]. Cabe destacar que, estimaciones actuales basadas en conceptos fundamentales de teoría de codificación permiten estimar que se puede lograr calidad adecuada a telefonía pública (índice de calidad "MOS" > 4) para tasas de hasta 4[kbps] [5]. Para países en que el déficit de sistemas de comunicación es aun una severa limitante para el desarrollo, el aprovechamiento de técnicas que permiten multiplicar las capacidades de recursos existentes es una materia especialmente relevante. Ello llevó a diseñar y evaluar circuitería que en una primera etapa permitiera duplicar las capacidades del prototipo inicial sin afectar la tasa de transmisión del enlace.

### 3. DISEÑO DEL MULTIPLEX

#### 3.1 Características Generales

Tal como se señaló, se planteó el diseño de



un prototipo inicial cuya capacidad sería de solamente tres canales. El diseño debería ser de naturaleza tal, que la ampliación de esta capacidad pudiera realizarse en base a los mismos sistemas, sin recurrir a cambios de tipo fundamental. De los tres canales, dos deberían ser de voz, con calidad correspondiente a normas internacionales ("toll quality"), en tanto que el tercer canal sería de datos en formato asíncronico. Los canales deberían ir acompañados de información de señalización, tal que fuera posible la conexión a redes estándar de comunicación (Red pública de telefonía).

El sistema debería incluir elementos que permitieran realizar funciones de auto-diagnóstico en forma sencilla.

Siguiendo normas internacionales para la transmisión digital de voz, se utilizó el formato estándar de 64[kbps] para los canales análogos. Para conservar la modularidad del diseño se estructuraron los demás canales en el mismo formato, es decir palabras digitales de 8 bits, con una tasa de muestreo de 8000 muestras por segundo.

Para el sincronismo de trama y para la señalización se optó por soluciones análogas a las del formato telefónico CCITT [1]. Si bien el sincronismo de canal agregado y la señalización de canal común que caracterizan tal sistema no son eficientes para una trama con pocos canales, esta elección facilita los diseños y permite una ampliación de capacidades por medios sencillos según se describe más adelante. La trama queda entonces definida con la estructura descrita en la Fig. 1.

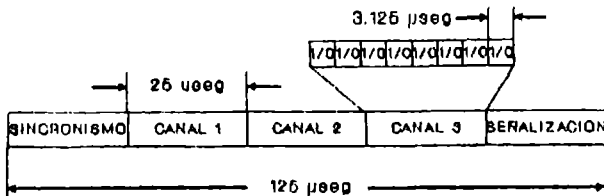


Fig. 1. Organización de la trama.

Para realizar las diversas funciones de encodificación, sincronización y control del multiplexor, se optó por un esquema basado en componentes digitales de alta integración, operando bajo el control de un microprocesador. El diagrama en bloque del sistema completo se describe en la figura 2.

En una segunda etapa del trabajo se diseñó una versión con capacidad de cuatro canales de voz a 32[kbps] cada uno, utilizando codificadores/decodificadores de tipo CVSDM [1].

### 3.2 Conceptos Específicos de Diseño

#### 3.2.1 Sincronismo

La temporización de todas las acciones de los multiplexores, se logra a partir de señales sintetizadas por subdivisión de un oscilador maestro a cristal en 10.24[Mhz]

El multiplexor opera con un reloj de transmi-

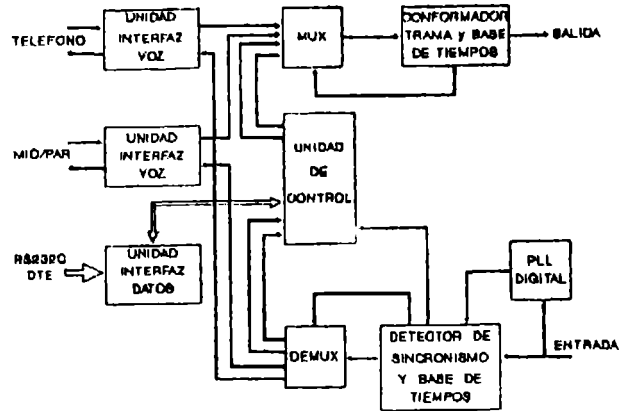


Fig. 2. Diagrama en bloque del multiplex.

sión independiente del de recepción. Este último está enclavado en fase con la data recibida, y es sintetizado a partir de las transiciones presentes en ella, mediante un PLL de tipo digital. Para el PLL se usó un esquema de tipo LL-DPLL [6], con un oscilador maestro que opera a 16 veces la tasa de bits a recuperar. Se diseñó una configuración que permitiera operar con data en formato bipolar de 50% de ciclo de trabajo, (AMI o HDB3). Dado el largo reducido de la trama y la estabilidad de los osciladores de cristal, la recuperación del reloj no requiere de una aleatorización de la data, ya que las transiciones presentes en la palabra de sincronismo, bastan para mantener el enganche del PLL, aún si el resto de la trama no las tuviera.

La referencia temporal de comienzo de trama se obtiene a través de la búsqueda de la palabra de sincronismo. El sistema de búsqueda se basa en comparar la data recibida, que ingresa a un registro de 8 bits, con la palabra elegida. Una vez obtenida la coincidencia, sólo se verifica la presencia de la palabra de sincronismo en la ranura de tiempo asignada a ella, para volver a conmutar al modo de búsqueda si no se produce dicha coincidencia.

Para calcular el tiempo medio de adquisición de enganche se puede recurrir a un análisis similar al presentado en [1], para el caso de secuencias de información aleatorias. En tal caso si:

$N$  = longitud de la trama, incluyendo la palabra de sincronismo [bits].

$L$  = longitud de la palabra de sincronismo [bits].

$A$  = número medio de tramas que es necesario examinar antes de detectar que en una posición particular de la trama no se repite periódicamente la palabra de sincronismo (detección de enganche erróneo).

$P(j)$  = número medio de bits perdidos antes de lograr de enganche correcto, partiendo de una posición alejada en  $j$  [bits] de la palabra de sincronismo.

T = número medio de bits perdidos para lograr sincronismo de trama.

usando el análisis de [1] se demuestra que:

$$A = \frac{1}{2^L - 1} \text{ [tramas]} \quad (1)$$

Para largos normales de la palabra de sincronismo,  $A \ll 1$ , ya que con una alta probabilidad la discrepancia ocurre de inmediato, es decir sin que sea necesario verificar coincidencia un largo de trama más allá de la posición inicial. En tal caso el número de tramas examinado antes de descartar esa posición es cero.

Si en la búsqueda de la palabra de sincronismo, la posición de referencia es avanzada en un bit cada vez que se produce una discrepancia con la palabra buscada, el número medio de bits de información que se pierden para generar el desplazamiento en 1 bit es:

$$d = N * A + 1 \text{ [bits]} \quad (2)$$

El número de bits perdidos consiste de los atribuibles a un enganche inicial erróneo,  $(A * N)$  más el bit correspondiente al desplazamiento de la posición de referencia.

Si la posición inicial de búsqueda está alejada  $j$  [bits] de la posición correcta entonces:

$$P(j) = j * (N * A + 1) \text{ [bits]} \quad (3)$$

Para estimar el número medio de bits perdidos en la búsqueda de sincronismo se puede promediar  $P(j)$  sobre las  $N$  posiciones posibles en la trama, lo que se traduce en:

$$T = \frac{N * (A * N + 1)}{2} \text{ [bits]} \quad (4)$$

La situación es diferente si el sincronismo se pierde por un error de recepción de un bit dentro de la palabra respectiva. En tal caso la búsqueda se inicia al comienzo de la trama y el número medio de bits perdidos antes de recuperar el enganche correcto es  $2 * T$ .

En base a las expresiones anteriores resulta sencillo calcular los tiempos medios de sincronización ( $t$  [mseg]), tanto para una palabra de ocho bits como para eventuales versiones en que parte de la ranura temporal que actualmente ocupa la palabra de sincronismo se destine a otras funciones, reduciendo los bits de sincronismo. Los resultados obtenidos son:

L [bits]	8	4	2
T [bits]	23	73	287
t [mseg]	.07	.23	.90

Tal como era de esperar, el uso de una palabra de sincronismo de ocho bits, opción elegida por su simplicidad, deja un amplio margen para futuras ampliaciones.

### 3.2.2 Canales de Voz

Con el fin de dar la máxima flexibilidad al prototipo diseñado se incluyeron en él tres opciones de uso de los dos canales de voz. Para ello se diseñó una interfaz que permite las siguientes alternativas de operación:

- Habilitación de un canal privado de voz bidireccional, con micrófono a la entrada y parlante a la salida.
- Conexión teléfono - teléfono con aviso de llamada mediante señal de campanilla, ante descuelgue del aparato remoto. Alternativamente puede usarse como canal de cuatro hilos con señalización E+M.
- Extensión de lazo de abonado. En esta modalidad el multiplexor conectado a la central telefónica se configura para emular el aparato del abonado, mientras que el del otro extremo reproduce todas las señales para activar el teléfono que a él se conecta.

En el diseño y construcción de las unidades interfaz de voz se usaron "CODECS", para encodificar la voz en 64[kbps], de acuerdo a normas internacionales (CCITT G.711, G.712 y G.713). Se emplearon elementos fabricados por AMI Gould Semiconductors del tipo S 3506 [7]. Para el manejo de las señales de interfaz telefónica de acuerdo a normas, se usó un circuito integrado "SLIC" (Subscriber Loop Interface Circuit) fabricado por Motorola, el MC 3419 [8]. El uso de estos elementos permite en forma eficiente, asegurar plena compatibilidad con exigencias de calidad de comunicación y de conectividad de elementos estándar. Como parte de los sistemas de apoyo a los canales de voz, se diseñaron subunidades que generan señales de campanilla para activar teléfonos conectados al multiplex.

### 3.2.3 Canal de Datos

El canal de datos se diseñó para transmisión en formato asincrónico a velocidades de hasta 9600[bps], de acuerdo a la norma RS 232 C. Soporta las señales DSR, DTR, RTS y CTS de esta norma.

### 3.2.4 Señalización

La reducida capacidad de canales del prototipo inicial, y la asignación de un canal completo para la señalización, permite enviar en cada trama la información respecto a los tres canales. En el diseño de la ampliación del sistema se modificó esta disposición, incluyendo a través de una numeración de las tramas la información de señalización de más canales.

Las señales transmitidas son las siguientes:

"RING": Activa la generación de señal de campanilla en el extremo remoto. La trama contiene un bit para cada canal de voz para este propósito. La conmutación de estos bits de acuerdo a la cadencia de señal de campanilla de la línea telefónica conectada al

multiplexor, activa la señal de campanilla en el extremo remoto.

"DESCUELQUE": Transmite el estado del teléfono conectado al multiplexor.

"PRUEBA DE CANALES": Comando que indica al multiplexor remoto que se realizará la transmisión de un tono de prueba. El multiplexor remoto conectará los canales de voz en modo "loopback" para permitir la realización de esta prueba, según se describe más adelante.

"RS 232C": Se reservan dos bits de cada trama para las señales DTR y RTS o DSR y CTS, según se conecte un terminal o un transmisor de datos al multiplexor.

"DATO VALIDO": Indica la presencia de dato válido en el canal asincrónico.

La figura 3 ilustra el formato de la palabra de señalización.

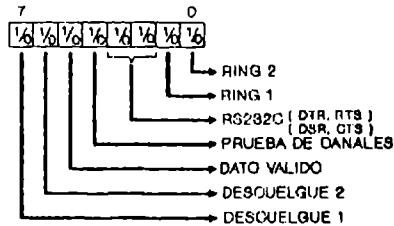


Fig. 3. Palabra de señalización

### 3.2.5 Unidad de Control

La unidad de control es la encargada de coordinar todas las funciones del multiplex. Está basada en un microprocesador de la familia Z80A de Zilog, con los periféricos requeridos para las operaciones que realiza la unidad. El sistema consiste de varias subunidades cuyas funciones se describen a continuación.

- Subunidad CPU. Está encargada de controlar a través de un programa almacenado en memoria, la actividad del resto de las subunidades de control.
- Subunidad PIO. Permite el ingreso y traspaso de datos entre la CPU y los dispositivos externos, a través de interrupciones.
- Subunidad Puertas. Incluye todos los circuitos requeridos para extraer y cargar las palabras de señalización y datos de los canales respectivos, en las tramas de transmisión y recepción.
- Subunidad Generadora de Interrupción. Es la unidad encargada de avisar a la CPU de la ocurrencia de algún evento preestablecido, tal como: prueba de canales, dato recibido en canal asincrónico o dato a ser transmitido por canal asincrónico.
- Subunidad Memoria. La memoria de la Unidad de Control cumple dos tareas:

Almacenamiento del programa general de control en una EPROM destinada a tal efecto

y almacenamiento temporal de datos de operación en memoria RAM.

La figura 4 muestra un diagrama en bloque simplificado de la unidad de control.

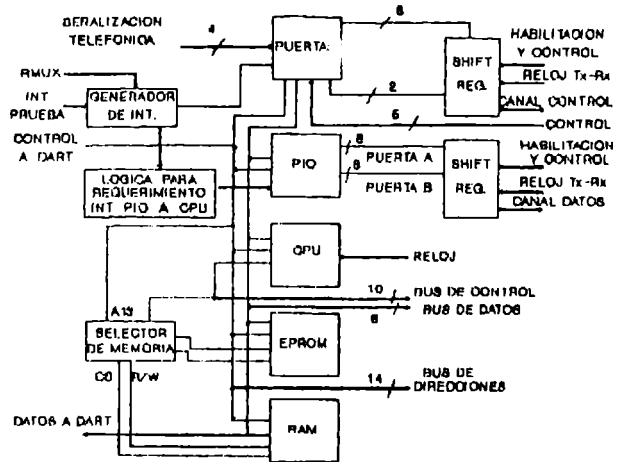


Fig. 4. Unidad de control.

### 3.2.6 Software

El software desarrollado coordina todas las actividades del equipo. Se implementaron dos tipos de programas, el de operación normal del equipo y el de supervisión de las pruebas a que éste puede ser sometido.

El software de pruebas permite realizar funciones de autodiagnóstico. La operación de estas rutinas es la siguiente:

- La activación de un interruptor externo es detectada, llevando al multiplexor a un modo de "prueba de canales". En este modo sólo están activos los canales de voz. El multiplexor en el cual se inicia esta prueba, genera un tono de 400[Hz], el cual es conectado, mediante interruptores análogos, a los canales. Simultáneamente se activa el bit de "prueba de canales" en la trama transmitida, el que lleva al multiplexor remoto al estado "prueba remota". El multiplexor remoto realimenta la señal recibida a los respectivos canales de retorno, cerrando así el lazo de prueba.

## 4. EVALUACION DEL PROTOTIPO

Se ha construido un prototipo completo, el que consta de seis tarjetas impresas de tamaño "Eurocard." Para realizar las pruebas que a continuación se detallan, se aprovechó la posibilidad ofrecida por el equipo, de realizar una conexión de tipo "loopback", es decir de convertir la señal recibida en señal a ser transmitida. De esta manera en el canal debe retornar la misma información enviada. Para la evaluación de la comunicación telefónica se utilizaron los dos canales de voz del prototipo, configurando uno como terminal a ser conectado a una central tele-

fónica, y el otro para ser conectado al teléfono remoto.

#### 4.1 Pruebas del canal de datos

El esquema utilizado en las pruebas realizadas sobre el canal de datos es el ya señalado "loopback". La prueba realizada permitió comprobar el buen funcionamiento de la comunicación asincrónica a una velocidad de 9600 [bits/seg]. Además se comprobó la correcta transmisión del estado lógico de las líneas RTS, DTR, CTS y DSR.

#### 4.2 Pruebas y mediciones de los canales de voz

Las pruebas realizadas sobre los canales de voz fueron las siguientes:

- Funcionamiento de autodiagnóstico.

Se verificó el correcto funcionamiento del sistema de prueba de canales que permite realizar el autodiagnóstico del multiplexor y el enlace de voz mediante "loopback".

- Funcionamiento de la interfaz con línea telefónica.

Para la comprobación de las funciones de señalización se utilizó una Mini Central telefónica SIEMENS FTA 2/5 (SITA 2/5) y 2 aparatos telefónicos convencionales. Se comprobó el correcto intercambio de señalización y voz entre la interfaz el aparato telefónico y la Mini Central. La figura 5 muestra el esquema utilizado para la verificación del adecuado funcionamiento de la unidad. En la figura se muestran dos tramas, las cuales aparecen separadas para mejor la comprensión. En la práctica, al usarse un multiplexor, sólo existe una trama, la que contiene ambas informaciones indicadas.

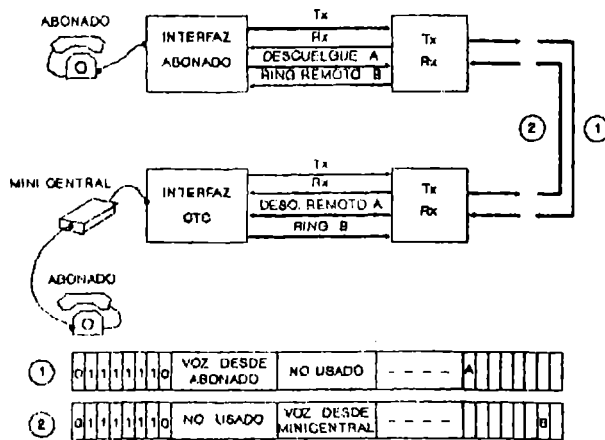


Fig. 5. Esquema de conexión para prueba de interfaz de señalización.

- Medición de ancho de banda del canal de voz.

#### RESPUESTA EN FRECUENCIA CANAL DE VOZ GANANCIA DE LAZO

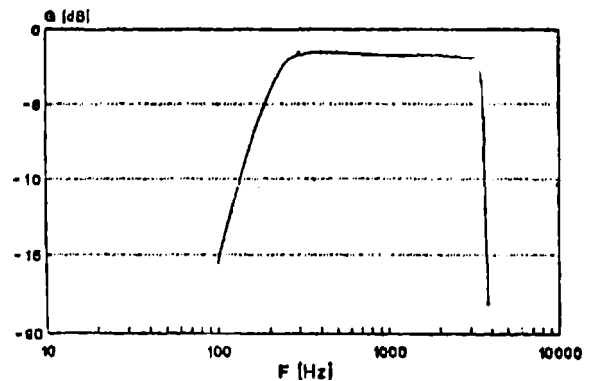


Fig. 6. Respuesta en frecuencia de canales de voz.

El ancho de banda de ambos canales de voz, está esencialmente definido por el ancho de banda del CODEC, el que lo limita al de un canal de voz estándar según la normalización existente para transmisión telefónica digital. La figura 6 muestra la respuesta en frecuencia medida.

Se midió además la distorsión, la cual resultó ser del orden del 1% en el rango de frecuencias útiles del canal.

#### 5. INCREMENTO DE NUMERO DE CANALES

El aumento de número de canales del prototipo puede lograrse en forma sencilla, aprovechando que actualmente es posible codificar la voz con buena calidad, en tasas mucho menores que el estándar internacional de 64 [kbps]. La disponibilidad de CODECS integrados que usan modulación delta adaptiva CVSDM [1],[8], facilita esta modificación.

Con el fin de cuantificar el compromiso entre tasa de codificación y calidad de canales de voz, se implementaron diversas configuraciones con circuitos integrados de moderna tecnología, capaces de realizar las funciones de codificación y decodificación usando modulación delta adaptiva. Se empleó para ello el circuito integrado MC 34115 fabricado por Motorola. Para asegurar una eficaz supresión de señales fuera de banda en la señal decodificada, se utilizaron filtros de capacitores conmutados tipo AMI 3528. Se midió la distorsión para diferentes velocidades de transmisión. La configuración usada y los resultados obtenidos se indican en la figura 7.

Los resultados de las mediciones fueron complementados con pruebas subjetivas, que confirmaron una muy buena calidad de señal para codificación a 32[kbps], en tanto que a 16[kbps], la señal, si bien es perfectamente inteligible, exhibe un nivel de ruido y distorsión bastante perceptible. Estos resultados son consistentes con las especificaciones entregadas por el fabricante [8].

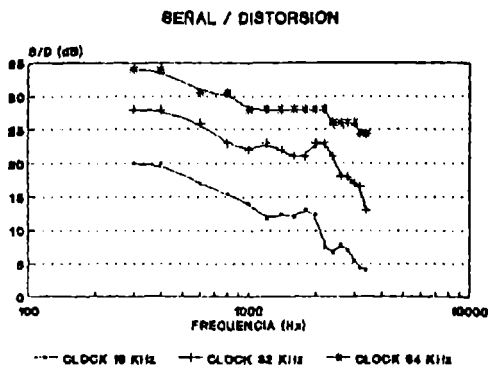
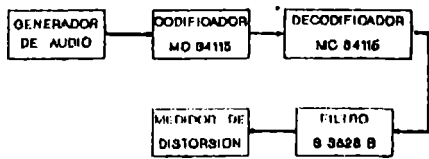


Fig. 7. Medición de distorsión circuitos CODEC CVSDM.

Los resultados anteriores motivaron un rediseño del multiplexor, duplicando los canales de voz, los que en la nueva versión operan a 32[kbps]. La trama de transmisión se modifica al formato indicado en la Fig. 8.

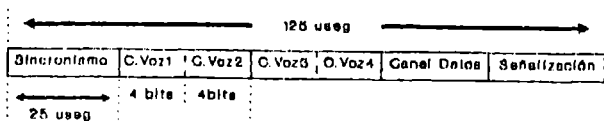


Fig. 8. Trama para multiplexor de cuatro canales de voz.

El cambio más relevante que las exigencias adicionales introducen en el diseño original, es el concerniente al canal de señalización. La duplicación de los canales de voz eleva de 8 a 12 el número de bits de señalización requeridos. Dado que se dispone de sólo 8 en cada trama, se optó por numerar las tramas en pares e impares, para lo cual basta un bit en la palabra de señalización. De esta manera se dispone de espacio suficiente para incluir la señalización completa cada dos tramas. El reducido ancho de banda de las señales respectivas implica que este cambio en nada afecte la operación del sistema.

## 5. CONCLUSIONES

El sistema desarrollado cumplió con los objetivos planteados y puede considerarse como un primer paso en el diseño de sistemas

de mayor capacidad destinados a propósitos similares. Las diferentes opciones de uso incorporadas en el prototipo permitirán la creación de una variedad de soluciones adecuadas a problemas específicos. El uso de los modernos circuitos de alta integración, facilitan el trabajo de diseño y construcción a la vez que permiten en forma cómoda, asegurar el cumplimiento de normas de calidad y compatibilidad.

La tendencia tecnológica observada, en cuanto a lograr una encodificación de la voz en tasas digitales bajas mediante algoritmos más elaborados que el simple muestreo, sugiere la conveniencia de diseñar sistemas de mayor número de canales de voz en base a estos codificadores, los que se encuentran disponibles como elementos integrados. Se preserva así la ventaja que representa un multiplexor con bajas exigencias de ancho de banda. La alta redundancia de los canales de sincronismo y de señalización permite un crecimiento considerable, empleando el mismo tipo de recursos usados en el sistema evaluado.

## 6. REFERENCIAS BIBLIOGRAFICAS

- [1] J. Bellamy, Digital Telephony, John Wiley, 1982
- [2] D. J. Eigen. "Narrowband and Broadband ISDN CPE Directions". IEEE Communications Magazine, Vol. 28 N° 4, pp. 39-46. April 1990.
- [3] D. I. Huang, C. F. Valenti. "Digital Subscriber Lines: Network Considerations for ISDN Basic Access Standard". Proceedings of the IEEE, Vol. 79 N° 2 pp 125-144. Feb. 1991.
- [4] R. Feick, R. Olivares, H. Carrasco. "Prototipo de Enlace Digital de Microondas de Baja Capacidad". Anales del IV Seminario Nacional de Telecomunicaciones, pp. 1-18 Valdivia, Oct. 1990.
- [5] N. S. Jayant "High Quality Coding of Telephone Speech and Wideband Audio", IEEE Communications Magazine, Vol. 28, N° 1, pp. 10-20. January 1990.
- [6] W. C. Lindsey, C.M. Chie. "A Survey of Digital Phase-Locked Loops". Proceedings of the IEEE, Vol. 69, N° 4, pp. 410-431. April 1981.
- [7] AMI GOULD MOS Products Catalog, 1985.

[8] Motorola Telecommunications Device Data Book, 1989.

## BIOGRAFIAS

- Rodolfo Feick L., Ing. Civil Electrónico UTFSM 1970. Ph.D. Universidad de Pittsburgh, 1975. Actualmente académico del Departamento de Electrónica de la Universidad Técnica Federico Santa María.
- Nelson Castillo L., Ing. Civil Electrónico UTFSM 1990.
- Miguel Calderón M., Ing. Civil Electrónico UTFSM 1990.

# UM ESQUEMA NÃO ALGÉBRICO PARA MODULAÇÃO CODIFICADA

Emílio Carlos Gomes Wille e Walter Godoy Júnior

Curso de Pós-Graduação em Informática Industrial - CEFET/PR  
Av. Sete de Setembro, 3165  
80230 - Curitiba - Paraná - Brasil

## RESUMO

Neste trabalho é proposto um esquema original para a obtenção de Códigos de Bloco Multiníveis para a Modulação Codificada definidos sobre um anel de inteiros módulo- $q$ . Estes códigos são formados a partir de códigos de bloco binários curtos e são facilmente encontrados via busca computacional, de modo a maximizar a distância Euclidiana entre palavras-código mapeadas em uma constelação. A decodificação dos códigos propostos é facilitada devido a sua representação binária. Dos desempenhos de decodificação obtidos por simulação em computador conclui-se que a decodificação utilizando-se o Algoritmo Conjuntos de Informação é melhor e mais rápida que a decodificação com o uso do Algoritmo de Chase.

## ABSTRACT

In this article, a novel approach for obtaining Multilevel Block Codes for Coded Modulation, defined over a ring of module- $q$  integers, is proposed. These codes are formed from short binary block codes and are easily found via computational search, in order to maximize the Euclidean distance between codewords mapped onto an expanded channel signal set. Decoding the proposed codes is easy due to its binary representation. Based on the decoding performance obtained by computer simulation, it can be concluded that the decoding approach using the Information Sets' Algorithm is better and faster than Chase's Algorithm approach.

## 1 - INTRODUÇÃO

A Modulação Codificada é uma técnica que permite a redução da taxa de erro de bit em sistemas de transmissão de dados que operam em canais ruidosos [1], como por exemplo, a

transmissão analógica de informação binária sobre a linha telefônica com o uso de modems.

Baseando-se no trabalho de Baldini [2,3], este artigo propõe um esquema não algébrico para a obtenção de Códigos de Bloco Multiníveis para a Modulação  $q$ -PSK Codificada e, apresenta dois processos de decodificação binária dos códigos multiníveis propostos. Este trabalho está dividido em sete itens. O item 2 apresenta uma revisão sobre os códigos de Baldini. O item 3 propõe um esquema para obtenção de códigos de bloco multiníveis para a modulação codificada. O item 4 apresenta os sistemas básicos de decodificação. O item 5 apresenta o desempenho em decodificação. O item 6 compara o sistema proposto com o de Baldini e o item 7 conclui o trabalho.

## 2 - SISTEMA DE BALDINI

O sistema apresentado por Baldini [2,3] representa uma completa alteração quanto a filosofia da Modulação Codificada, realizando primeiro o mapeamento da sequência binária de informação no conjunto expandido de sinais de canal e em seguida codificando-os para introduzir redundância aumentando assim a distância Euclidiana mínima. Baldini apresenta códigos de bloco multiníveis obtidos por busca computacional, que permitem ganhos de codificação de 3 a 6 dB.

### 2.1 - A CODIFICAÇÃO

A figura 2.1 mostra a estrutura do codificador do sistema de Baldini.

Realiza-se primeiro o mapeamento da sequência binária de informação no conjunto expandido de sinais de canal e em seguida a codificação. A saída paralela da fonte binária é composta por  $m$  bits de informação  $(b_1 \dots b_{m+1})$  que são mapeados em um dos  $q = 2^m$

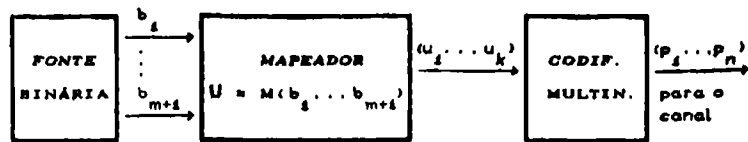


FIGURA 2.1 - ESTRUTURA DO CODIFICADOR

símbolos  $u_i$  pertencentes ao conjunto  $Z_q$  de sinais de modulação q-PSK.  $Z_q$  é um anel de inteiros módulo-q,  $Z_q = \{0, 1, 2, \dots, q-1\}$ . A entrada do codificador multinível é a seqüência  $U = (u_1, \dots, u_k)$  de  $k$  elementos de  $Z_q$ . A seqüência  $U$  é codificada pelo codificador multinível transformando-se na seqüência  $P = (p_1, \dots, p_n)$ , com  $n \geq k$ , também de elementos de  $Z_q$ , que são levados ao canal. Baldini determina por busca computacional códigos multiníveis de modo a maximizar a distância Euclidiana mínima entre todas as palavras-código.

### 3 - CÓDIGOS MUTINIVEIS PROPOSTOS

Seguindo a mesma linha de raciocínio de Baldini, ou seja, buscar códigos multiníveis para a modulação codificada, este trabalho propõe e analisa um novo esquema para a codificação e decodificação de códigos multiníveis baseado na representação binária dos símbolos multiníveis. Estes códigos são obtidos pelo mapeamento de conjuntos de bits, pertencentes a palavras-códigos de códigos binários e de transformações lineares destas, em pontos do espaço de sinais. A representação binária dos símbolos multiníveis facilita o processo de decodificação e a implementação física do sistema [4].

#### 3.1 - PROCESSO DE CODIFICAÇÃO PROPOSTO

A figura 3.1 mostra o codificador multinível proposto. Este é aparentemente mais complexo, mas tem a finalidade de facilitar a decodificação com a utilização das conhecidas técnicas de decodificação de códigos binários.

A seqüência de informação  $U = (u_1, u_2, \dots, u_k)$  de elementos pertencentes ao anel de inteiros módulo-q,  $Z_q = \{0, 1, \dots, q-1\}$ , são representados na forma binária  $b_{1..m, 1..k}$

pela ação do conversor Multinível /Binário. Os valores de  $b_{1..m, 1..k}$  são os que satisfazem a equação 3.1.

$$\sum_{j=1}^m b_{ji} \cdot 2^{j-1} = u_i \quad (3.1)$$

onde  $m = \log_2 q$ . A modulação é a q-PSK.

Os bits  $b_{1..m, 1..k}$  são, então, codificados em palavras-código do código binário  $C(n, k)$ , pelo codificador  $Cd_1$ , de matriz binária geradora:

$$G = \begin{bmatrix} I & \vdots & J \\ k & & \end{bmatrix}^n \quad (3.2)$$

onde  $I$  é a matriz identidade, e  $J_{ij} = 0$  ou  $1$ . Os bits resultantes da codificação de  $b_{1..m, 1..k}$  são levados aos seletores  $Sl_1$  e os bits  $c_{1..n}$  são levados diretamente ao conversor Binário/Multinível. Estes seletores escolhem  $k$  bits que são somados aos demais bits selecionados (a partir da terceira linha) e multiplicam as matrizes de transformação binárias (equação 3.3), onde  $1 \leq j \leq (m-1)$ .

$$M^T_j = \begin{bmatrix} \vdots & \vdots \\ A_j & B_j \\ \vdots & \vdots \end{bmatrix}^n \quad (3.3)$$

Os bits resultantes destas multiplicações sofrem uma transformação linear, sendo somados (soma módulo dois) às palavras-códigos provenientes da codificação pelo código binário  $C(n, k)$ , dos bits  $b_{1..m, 1..k}$ . Ao final destas operações os bits resultantes  $c_{1..m, 1..n}$ , com  $n \geq k$ , são convertidos em elementos do anel de inteiros módulo-q, pelo conversor Binário/Multinível, segundo equação 3.4, sendo mapeados na constelação q-PSK. Assim, a seqüência  $P$  é uma palavra-código multinível.

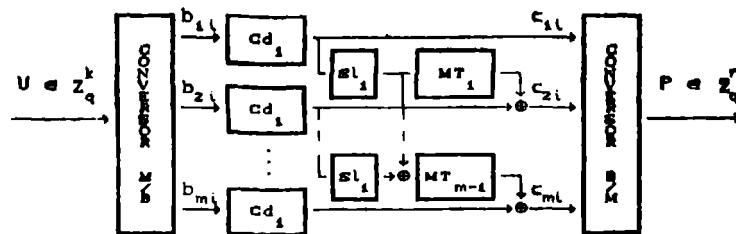


FIGURA 3.1 - CODIFICADOR MULTINÍVEL PROPOSTO

$$p_i = \sum_{j=1}^m c_{ji} \cdot 2^{j-1} \quad (3.4)$$

### 3.2 - CARACTERÍSTICAS DA NOVA CLASSE DE CÓDIGOS MULTINÍVEIS

As matrizes  $M_T$  são encontradas por busca computacional, para determinada matriz  $G$ , de modo que a distância Euclidiana mínima do código multinível formado seja a maior possível. Uma das características desta nova classe de códigos, que acelera o processo de busca é o fato de que a distância Euclidiana mínima do código pode ser encontrada comparando todas as palavras do código apenas com a palavra-código multinível tudo-zero. Os códigos multiníveis formados pelo processo descrito na figura 3.1 não são lineares, pois a soma de duas palavras-código não necessariamente forma uma nova palavra-código. Em [4] este sistema é utilizado para a obtenção de códigos lineares.

Os códigos possuem taxa  $R = k/n$ , com  $n \geq k$ . O limite inferior para a mínima distância Euclidiana mínima ao quadrado dos códigos formados é dada pela equação 3.5.

$$dE_{\min}^2 \geq \Delta_0^2 \cdot d_1 \quad (3.5)$$

onde  $\Delta_0$  é a distância Euclidiana entre pontos na constelação q-PSK;  $d_1$  é a distância de Hamming mínima do código de matriz geradora  $G$  [4].

### 3.3 - REPRESENTAÇÃO POR UMA ÚNICA MATRIZ

Já que as operações realizadas pelo sistema de codificação proposto (figura 3.1) são todas lineares, podemos representar todo o seu funcionamento através de uma única matriz binária. Esta representação só é

válida quando os códigos usados possuem mesmo comprimento  $n$  e mesmo número de símbolos de informação  $k$ .

A idéia é desenvolvida para um exemplo específico, a generalização segue facilmente. Considere que a modulação é a 4-PSK, que  $Sl_1$  seleciona os  $k$  primeiros bits da palavra binária codificada e considere as matrizes  $G$  e  $M_T$  (equações 3.2 e 3.3). Então, a matriz  $T$  representa o funcionamento da parte binária do sistema como um todo :

$$T = \begin{bmatrix} I & A & J & B \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ \emptyset & I & \emptyset & J \end{bmatrix}^{2n} \quad (3.6)$$

onde as submatrizes  $I$ ,  $J$ ,  $A$  e  $B$  são provenientes das matrizes  $G$  e  $M_T$ , e  $\emptyset$  é a matriz nula quadrada  $k \times k$  [4].

Considerando-se que os bits  $b_{1,1..k}$  seguidos dos bits  $b_{2,1..k}$  formam o vetor  $[I^1: I^2]$ , a codificação nada mais é do que produto  $[I^1: I^2] \cdot T$  que forma o vetor binário  $[IA: IB: JA: JB]$ . Este vetor é uma palavra-código do código de matriz geradora  $T$ , sendo que o particionamento deste é  $[IA: JA] = c_{1,1..n}$  e  $[IB: JB] = c_{2,1..n}$ . Como pode-se observar, com a representação do sistema binário através da matriz  $T$ , grande simplificação é obtida para o processo de codificação.

### 4 - ALGORITMOS DE DECODIFICAÇÃO PROPOSTOS

Dois processos de decodificação, para os códigos multiníveis obtidos com o sistema, são propostos. A idéia básica é representar a palavra multinível recebida em um vetor



binário que é decodificado por qualquer técnica conhecida de decodificação binária.

#### 4.1 - ALGORITMO DE CHASE

O primeiro processo de decodificação proposto é uma variante do Algoritmo de Chase [5] para códigos multiníveis aliado à decodificação binária dos símbolos multiníveis. O procedimento a ser seguido é o seguinte :

- a) Fazer decisões abruptas em cada símbolo da sequência recebida R para produzir o vetor P;
- b) Introduzir vários padrões de erro, E, para gerar a sequência candidata  $\hat{P} = E + P$ . Representar a sequência candidata pelo vetor  $[I^A:I^B:J^A:J^B]$  e decodificá-lo binariamente. Converter a sequência decodificada para a sua representação multinível  $\hat{P}$ .
- c) Computar a distância de cada uma das palavras-código  $\hat{P}$  com a sequência recebida R. Selecionar a palavra-código mais próxima.

Como pode-se observar, neste algoritmo, ocorrem dois tipos de perturbações na sequência recebida, uma na formação das sequências candidatas e outra na decodificação binária sofrida por estas sequências, para a formação das sequências decodificadas. Em função destas perturbações, as sequências candidatas afastam-se da palavra-código correta. Assim, grande número de sequências se faz necessário para um desempenho de decodificação próximo ao desempenho do decodificador de correlação completa (MLD) [6].

Para contornar este problema, a utilização de um método de decodificação que perturbe ao mínimo as sequências candidatas é necessário. A decodificação através do Algoritmo Conjuntos de Informação (ACI) [6] satisfaz esta condição. Este é o segundo método de codificação proposto.

#### 4.2 - ALGORITMO CONJUNTOS DE INFORMAÇÃO

A decodificação ACI baseia-se no fato de que, em um código linear qualquer conjunto de k posições de uma palavra, que possa ser especificada independentemente, constituem um conjunto de informação. Assim, os símbolos de um conjunto de informação definem unicamente

uma palavra-código. Se não houver erros nas posições do conjunto de informação, é possível reconstruir a palavra transmitida. O algoritmo de decodificação segue os seguintes passos :

- a) Construir diversos conjuntos de informação para o código utilizado;
- b) Formar várias sequências candidatas  $\hat{P}$  decodificando a sequência recebida R, representada binariamente pelo vetor  $[I^A:I^B:J^A:J^B]$ , utilizando cada um dos conjuntos de informação;
- c) Escolher a palavra-código decodificada mais próxima da palavra recebida.

Em [4] apresentam-se métodos para auxiliar a busca de Conjuntos de Cobertura [6], que são usados com o Algoritmo Conjuntos de Informação.

### 5 - ANÁLISE DE DESEMPENHO DO SISTEMA PROPOSTO

O desempenho de decodificação para o código multinível C1 (definido pelas matrizes 5.1 e 5.2), utilizando a decodificação binária com Algoritmo Conjunto de Informação, é mostrada na figura 5.1, para quatro e 32 conjuntos de informação. Os 32 conjuntos de informação cobrem todos os padrões de um e dois erros de bit e 546 padrões de erro de três bits e foram selecionados manualmente. Na figura também são mostradas as curvas de desempenho, para quatro e 32 sequências candidatas, com decodificação MLD binária e Algoritmo de Chase. Para quatro sequências candidatas, observa-se uma perda facilmente explicável. Com quatro conjuntos de informação não são cobertos todos os padrões de erro de um e dois bits que o código binário é capaz de corrigir. Para 32 sequências candidatas a decodificação ACI traz um ganho de aproximadamente 0,25 dB em relação ao Algoritmo de Chase, e é 1 dB inferior ao melhor desempenho (MLD).

$$G = \begin{bmatrix} 10000111 \\ 01001111 \\ 00101011 \\ 00011001 \end{bmatrix} \quad (5.1)$$

$$M^T = \begin{bmatrix} 00001000 \\ 00000001 \\ 00001101 \\ 00001011 \end{bmatrix} \quad (5.2)$$

## 6 - COMPARAÇÃO COM O SISTEMA DE BALDINI

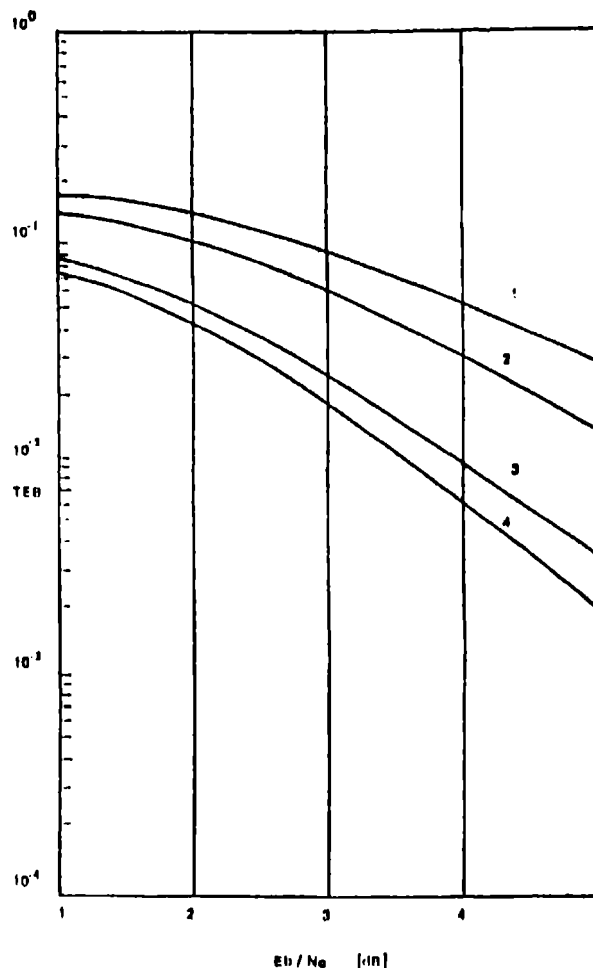
Comparando o sistema proposto com o sistema de Baldini, pode-se levantar os seguintes pontos :

a) Baldini restringe a busca de códigos a uma estrutura definida por uma matriz multinível, encontrando códigos com uma ampla gama de comprimentos e ganhos com taxas fixas de 1/2 e 2/3. A busca dos códigos multiníveis propostos baseia-se na estrutura definida pela matriz T, também fornecendo códigos de ampla faixa de comprimentos, taxas e ganhos, porém a busca binária pode ser mais rápida.

b) Os códigos de Baldini apresentam algumas propriedades, mas estas, aparentemente, não são suficientes para a determinação de um processo simples de decodificação para o sistema. Os códigos multiníveis propostos, por serem representados binariamente, são muito mais facilmente decodificados utilizando técnicas conhecidas de decodificação binária, esta é a grande vantagem destes em relação aos códigos de Baldini.

## 7 - CONCLUSÕES

Este trabalho propõe um esquema para obtenção de códigos de bloco multiníveis para a modulação codificada que são formados a partir de códigos de bloco binários. Esta característica facilita a decodificação dos códigos multiníveis, pois ela é realizada binariamente. Dois processos de decodificação foram propostos e as curvas de desempenho foram apresentadas. A partir das curvas de desempenho conclui-se que o desempenho de decodificação, dos códigos multiníveis propostos, com a utilização do Algoritmo conjuntos de informação é melhor que a decodificação com Algoritmo de Chase. A decodificação usando ACI é mais rápida, pois não envolve o cálculo de confiabilidade necessário à formação dos padrões de erro E do Algoritmo de Chase.



- 1 - ACI - MATRIZ T - 4 PALAVRAS CAND.
- 2 - CHASE - MATRIZ T - 4 PALAVRAS CAND.
- 3 - CHASE - MATRIZ T - 32 PALAVRAS CAND.
- 4 - ACI - MATRIZ T - 32 PALAVRAS CAND.

FIGURA 5.1 - DESEMPENHO DE DECODIFICAÇÃO DO CÓDIGO CI COM ACI

## 8 - REFERENCIAS BIBLIOGRAFICAS

- [1] Ungerboeck, Gottfried; "Channel Coding with Multilevel /Phase Signals", IEEE Trans. on Inform. Theory, Janeiro, 1982.
- [2] Baldini Filho, R.; Pessoa A.C.F. & Arantes, D.B. "Systematic Linear Codes over a Ring for Encoded Phase Modulation", ISICT'87, Campinas - SP - Brasil.
- [3] Baldini Filho, R.; "Códigos Pseudo-Cíclicos Multiníveis", Anais do 7º Simpósio Brasileiro de Telecomunicações, Florianópolis - SC, Setembro, 1989.
- [4] Wille, E. C. G.; "Especificação de um Sistema de Modulação Codificada com Códigos de Bloco", Dissertação de mestrado (em andamento).
- [5] Chase, D. "A Class of Algorithms for Decoding Block Codes with Channel Measurement Information", IEEE Trans. on Inf. Theory, Janeiro, 1972.
- [6] Clark, G.C. & Cain, J.B.; "Error-Correction Coding for Digital Communications", New York, 1981.

Emílio C. G. Wille - Eng. Eletrônico formado pelo Centro Federal de Educação Tecnológica do Paraná - Brasil, em 1989. Atualmente está em fase final de Dissertação de Mestrado no Curso de Pós-Graduação em Informática Industrial do CEFET-PR. Áreas de Interesse : Comunicação Digital, Códigos Controladores de Erro.

Prof. Walter Godoy Jr. - Concluiu o curso de Mestrado em 1977 no Instituto Eletrotécnico de Comunicações de Leningrado, Leningrado - URSS. Defendeu a Tese de Doutorado em 1990 na Faculdade de Engenharia Elétrica da Universidade Estadual de Campinas - São Paulo - Brasil. Atualmente é professor pesquisador do Curso de Pós-Graduação em Informática Industrial do CEFET-PR. Áreas de Interesse : Comunicação Digital, Teoria da Informação, Códigos Controladores de Erro, Criptografia, Automação Bancária.

# ANÁLISE DE ANTENAS DE MICROFITA SOBRE SUBSTRATOS CILÍNDRICOS CIRCULARES COM COBERTURA DIELÉTRICA

Franklin da Costa Silva  
Sérgio Barroso de Assis Fonseca  
Antonio José Martins Soares  
Departamento de Engenharia Elétrica  
Universidade de Brasília (UnB)  
70810 Brasília DF

Atílio José Giarola  
Departamento de Microonda e Óptica  
Universidade Estadual de Campinas (UNICAMP)  
13081 Campinas SP

**Sumário** - Neste trabalho exploram-se as potencialidades das funções de Green diádicas e do método dos momentos, nas soluções de problemas de circuitos de microfita, sobre substratos cilíndricos circulares. Obtém-se equações integrais, que determinam o comportamento dos campos eletromagnéticos. Analisam-se os efeitos de uma cobertura na constante de propagação de uma linha de microfita e na ressonância de uma antena de microfita. Os resultados indicam que estes efeitos são substanciais quando o valor da constante dielétrica relativa e da espessura da cobertura são aumentados, de forma que, nos projetos de circuitos de microfita, eles têm que ser cuidadosamente analisados.

**Abstract** - The use of dyadic Green's functions and the moment method is explored for the solution of microstrip circuits problems on circular cylindrical substrates. The dyadic Green's functions of the electric type are obtained for a medium consisting of three cylindrical dielectric layers concentric with a perfect conducting cylinder and integral equations are developed for the evaluation of the electromagnetic fields. The effects of a dielectric overlay on the propagation constant of an infinite microstripline and on the resonant frequency of a cylindrical-rectangular microstrip antenna are analysed. The results show that the effects of the dielectric overlay are substantial when its relative permittivity and thickness are increased, such that these effects have to be carefully considered in the design of microstrip circuits.

## 1 - Introdução

A análise de problemas eletromagnéticos, em meios de várias camadas recebeu notável impulso após as publicações dos trabalhos de Tai [1-3], tratando da aplicação das funções de Green diádicas em teoria eletromagnética. Uma vez que os circuitos de microfita são montadas em meios com multicamadas, é conveniente no estudo destes, a aplicação desta técnica.

Ashkenazy, Shtrikman e Traves [4] apresentaram uma análise de antenas de microfita sobre substratos cilíndricos, onde é assumida uma distribuição de corrente nos condutores impressos. O método dos momentos [5] tem sido amplamente usado para o cálculo da impedância de entrada de antenas de microfita sobre substratos planos [8-9], e alimentadas por uma ponta de prova (probe) sobre substratos cilíndricos [9]. Nestes trabalhos não são considerados o efeito de uma cobertura dielétrica.

O estudo de linhas de microfita sobre substratos cilíndricos circulares é de particular importância para uso em projetos de antenas de microfita sobre estes substratos.

Também, pouco existe disponível com relação a este assunto na literatura científica. Uma análise teórica, usando-se modelo dinâmico para elementos de microfita sobre substratos cilíndricos, foi desenvolvida por Nakatani e Alexopoulos [10], sendo considerados apenas substratos com camada singular. Entretanto, em muitas aplicações, as linhas de microfita são projetadas com cobertura. Na seção II, determina-se a função de Green diádica para a região 2, e na seção III, solucionam-se o problema de uma linha de microfita infinita, montada sobre substrato cilíndrico circular, dando-se ênfase ao efeito da cobertura dielétrica.

Na seção IV, equaciona-se o problema de uma antena de microfita cilíndrica-retangular, alimentada diretamente por uma linha de microfita, estando o conjunto linha-antena, montado sobre substrato cilíndrico circular, com cobertura dielétrica. Uma equação integral é obtida e solucionada para as correntes induzidas na superfície do conjunto, através da aplicação do método dos momentos.

Apresentam-se, então, resultados numéricos mostrando o efeito da cobertura dielétrica na frequência de ressonância da antena.

Na análise, assume-se uma dependência com o tempo do tipo  $\exp(-i\omega t)$ .

## II - Função de Green Diádica para a região 2

O conhecimento da função de Green diádica para o espaço livre, permite a obtenção das funções de Green diádicas para outros meios através da aplicação do método da superposição por espalhamento [1, 11-13]. A função de Green diádica do tipo elétrico para o espaço livre, satisfaz a equação de onda diádica [1]:

$$\nabla \times \nabla \times \bar{G}_{eo}(\vec{R}/R') - k_o^2 \bar{G}_{eo}(\vec{R}/R') = \bar{I} \delta(\vec{R}-\vec{R}') \quad (1)$$

Esta equação pode ser resolvida pelo método de Ohm-Rayleigh, resultando, em coordenadas cilíndricas circulares [1]

$$\bar{G}_{eo}(\vec{R}/R') = -\frac{1}{k_o^2} \delta(\vec{R}-\vec{R}') \hat{r} \hat{r} + \frac{1}{8\pi} \int_{-\infty}^{\infty} dh \sum_{n=0}^{\infty} (2 - \delta_{n0}) / \lambda^n$$

$$\begin{cases} \bar{M}^{(1)} e^{(1)}(h) \bar{M}' e^{(-h)} + \bar{N}^{(1)} e^{(1)}(h) \bar{N}' e^{(-h)}, & r > r' \\ 0 & 0 \end{cases} \quad (2)$$

$$\begin{cases} \bar{M}^{(2)} e^{(2)}(h) \bar{M}' e^{(-h)} + \bar{N}^{(2)} e^{(2)}(h) \bar{N}' e^{(-h)}, & r < r' \\ 0 & 0 \end{cases}$$

onde  $\lambda^2 = k_o^2 - h^2$ ,  $k_o = \omega (\mu_o \epsilon_o)^{1/2}$  é o número de onda do espaço livre e  $\delta_o$  denota a função delta de Kronecker, ou seja

$$\delta_o = \begin{cases} 1 & n = 0 \\ 0 & n \neq 0 \end{cases} \quad (3)$$

Adota-se, na Eq. (2), notação simplificada:

$$\bar{F}_o = \bar{F}'_o = \bar{F}_o \bar{F}'_o + \bar{F}_o \bar{F}'_o \quad (4)$$

As expressões para  $\bar{M}$  e  $\bar{N}$  são dadas por (1)

$$\bar{M} e_{0n\lambda}(h) = \left[ \mp \frac{1}{r} J_n(\lambda r) \frac{\cos(n\phi)}{\cos(n\phi)} \hat{r} - \frac{\partial}{\partial r} J_n(\lambda r) \frac{\cos(n\phi)}{\cos(n\phi)} \hat{\phi} \right] \exp(4hz) \quad (5)$$

$$\bar{N} e_{0n\lambda}(h) = \frac{1}{k} \left[ 4h \frac{\partial}{\partial r} J_n(\lambda r) \frac{\cos(n\phi)}{\cos(n\phi)} \hat{r} \mp (4hn/r) J_n(\lambda r) \frac{\cos(n\phi)}{\cos(n\phi)} \hat{\phi} + \lambda^2 J_n(\lambda r) \frac{\cos(n\phi)}{\cos(n\phi)} \hat{z} \right] \exp(4hz) \quad (6)$$

As funções  $\bar{M}'$  e  $\bar{N}'$  são as funções  $\bar{M}$  e  $\bar{N}$  definidas com respeito às coordenadas da fonte ( $r'$ ,  $\phi'$ ,  $z'$ ), enquanto que as funções  $\bar{M}^{(4)}$  e  $\bar{N}^{(4)}$  são expressas em termos da função de Hankel de primeira espécie e  $n$ -ésima ordem, substituindo-se  $J_n(\lambda r)$  por  $H_n^{(4)}(\lambda r)$  nas Eqs. (5) e (6).

Um meio constituído de quatro camadas cilíndricas concêntricas, infinitas na direção  $z$ , com uma fonte de corrente elétrica arbitrária localizada na região 2, tem uma seção transversal como mostrada na Fig. 1.

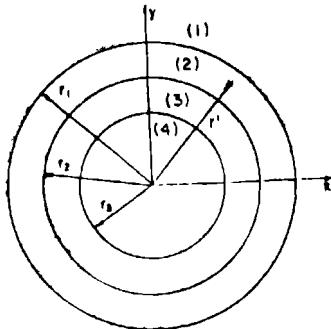


Fig. 1. Seção transversal de um meio constituído de quatro camadas cilíndricas.

Definem-se as regiões de forma que:

Região 1 :  $k_1 = \omega(\mu_1 \epsilon_1')^{1/2}$  e  $\lambda_1^2 = k_1^2 - h^2$

Região 2 :  $k_2 = \omega(\mu_2 \epsilon_2')^{1/2}$  e  $\lambda_2^2 = k_2^2 - h^2$

Região 3 :  $k_3 = \omega(\mu_3 \epsilon_3')^{1/2}$  e  $\lambda_3^2 = k_3^2 - h^2$

Região 4 :  $\alpha_4 = \infty$

onde  $\mu_i$  e  $\epsilon_i$  denotam, respectivamente, a permeabilidade e a permissividade da região  $i$ , e  $\alpha_4$  é a condutividade elétrica da região 4.

Para a região 2 tem-se a seguinte função de Green diádica do tipo elétrico:

$$\bar{G}^{(2,2)}(\bar{R}/\bar{R}') = \bar{G}_{00} \left|_{k_0 = k_2} + \frac{4}{8\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} dh \sum_{n=0}^{\infty} (2 - \delta_0) / \lambda_n^2$$

$$\left\{ \left[ a_{20} e \bar{M} e_{0\lambda_2}(h) + b_{20} o \bar{N} e_{0\lambda_2}(h) + c_{20} e \bar{M} e_{0\lambda_2}(h) + d_{20} o \bar{N} e_{0\lambda_2}(h) \right] \bar{M}' e_{0\lambda_2}(-h) + \left[ a_{20}' e \bar{M} e_{0\lambda_2}(h) + b_{20}' o \bar{N} e_{0\lambda_2}(h) + c_{20}' e \bar{M} e_{0\lambda_2}(h) + d_{20}' o \bar{N} e_{0\lambda_2}(h) \right] \bar{M}' e_{0\lambda_2}(-h) + \left[ e_{20} e \bar{N} e_{0\lambda_2}(h) + f_{20} o \bar{M} e_{0\lambda_2}(h) + g_{20} e \bar{N} e_{0\lambda_2}(h) + h_{20} o \bar{M} e_{0\lambda_2}(h) \right] \bar{N}' e_{0\lambda_2}(-h) + \left[ e_{20}' e \bar{N} e_{0\lambda_2}(h) + f_{20}' o \bar{M} e_{0\lambda_2}(h) + g_{20}' e \bar{N} e_{0\lambda_2}(h) + h_{20}' o \bar{M} e_{0\lambda_2}(h) \right] \bar{N}' e_{0\lambda_2}(-h) \right\}$$

$$+ h_{20} o \bar{M} e_{0\lambda_2}(h) + \left[ e_{20}' e \bar{N} e_{0\lambda_2}(h) + f_{20}' o \bar{M} e_{0\lambda_2}(h) + g_{20}' e \bar{N} e_{0\lambda_2}(h) + h_{20}' o \bar{M} e_{0\lambda_2}(h) \right] \bar{N}' e_{0\lambda_2}(-h) \quad (7)$$

Os coeficientes de espelhamento  $a_2, b_2, \dots, h_2'$  que aparecem na Eq. (7), são determinados juntamente com os coeficientes das funções de Green diádicas das regiões dielétricas 1 e 3, através de sistemas de equações, obtidos com a aplicação das condições de contorno de continuidade dos campos elétricos e magnéticos nas interfaces (1). As expressões analíticas destes coeficientes são fornecidas por (14).

### III - Cálculo da Constante de Propagação de uma Linha de Microfita Infinita

#### A) Formulação do Problema

Seja uma linha de microfita, de largura  $W_f$ , infinitamente longa na direção  $z$ , montada sobre um substrato cilíndrico circular e localizada entre as regiões 2 e 3, como ilustra a Fig. 2

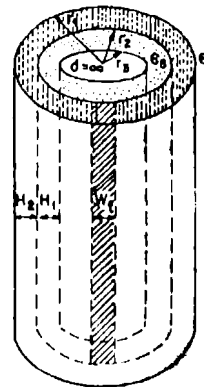


Fig. 2. Linha de microfita sobre substrato cilíndrico, com cobertura dielétrica.

Para o caso de linhas finas, com respeito ao comprimento de onda, podem-se assumir que apenas correntes elétricas na direção  $z$ , independentes de  $\phi$ , fluem na linha. Esta aproximação

é válida para substratos de qualquer espessura (15). Então, para uma linha simetricamente posicionada com relação a  $\phi$ , podemos considerar uma densidade de corrente superficial dada por

$$\bar{J}(\bar{R}') = \exp(ik_0 z') \delta(r' - r_2) U(|\phi' - \phi_f|) \hat{z} \quad (8)$$

onde  $\phi_f = W_f/2r_2$  e  $k_0$  é a constante de propagação da linha de microfita infinita, suposta puramente real para modos propagantes sem perdas, a ser determinada. A função  $U(|\phi' - \phi_f|)$  é a função degrau unitário, definida como

$$U(|\phi' - \phi_f|) = \begin{cases} 1 & \text{para } |\phi'| \leq \phi_f \\ 0 & \text{para } |\phi'| > \phi_f \end{cases} \quad (9)$$

O campo elétrico na região 2, para uma fonte de corrente elétrica qualquer, é dada por (1):

$$\bar{E}_2(\bar{R}) = 4 \epsilon \mu_2 \iiint_V \bar{G}^{(2,2)}(\bar{R}/\bar{R}') \bar{J}(\bar{R}') dV \quad (10)$$

Uma vez que as componentes tangenciais do campo elétrico são desprezíveis na superfície de um bom condutor, a substituição de (8) em (10) permite que se escreva para o componente longitudinal

$$\iint \frac{4}{8\pi} dh \sum_{n=0}^{\infty} (2 - \delta_0) / \lambda_n^2 \left[ \left( a_{20} N_{20}^{(4)} + (1 + \alpha_{20}) N_{20} \right) N_{20}' e_{0\lambda_2} \right]$$

$$+ \left[ \epsilon_{z0} N_{z0}^{(4)} + (1 + \sigma_{z0}) N_{z0} \right] N_{z0}^{(4)} + \left[ \epsilon_{z0} N_{z0}^{(4)} + \sigma_{z0} N_{z0} \right] N_{z0}^{(4)} \\ + \left[ \epsilon_{z0} N_{z0}^{(4)} + \sigma_{z0} N_{z0} \right] N_{z0}^{(4)} \exp(4k_0 z^*) r_z d\phi^* dz^* = 0 \quad (11)$$

para  $r = r^* = r_z$ , onde as funções  $\bar{M}$  e  $\bar{N}$ , dadas respectivamente pelas equações (5) e (8), são escritas nas seguintes formas simplificadas:

$$\bar{M}_{on\lambda_z}(h) = M_{r0} \hat{r} + M_{\phi 0} \hat{\phi} \quad (12)$$

$$\bar{M}_{en\lambda_z}(h) = M_{r\theta} \hat{r} + M_{\phi\theta} \hat{\phi} \quad (13)$$

$$\bar{N}_{on\lambda_z}(h) = N_{r0} \hat{r} + N_{\phi 0} \hat{\phi} + N_{z0} \hat{z} \quad (14)$$

$$\bar{N}_{en\lambda_z}(h) = N_{r\theta} \hat{r} + N_{\phi\theta} \hat{\phi} + N_{z\theta} \hat{z} \quad (15)$$

A integral em  $h$  da Eq. (11) é discretizada para  $h = k_0$  (18). Anulando-se a integral em  $\phi^*$  da Eq. (11), automaticamente torna-se nulo o integrando para  $z^*$ . Resolvendo-se a integral em  $\phi^*$ , a constante de propagação é obtida, procurando-se o valor de  $k_0$ , que anula a integral da componente longitudinal ao longo da seção transversal da linha, ou seja, resolvendo-se para  $k_0$  a equação

$$\sum_{n=0}^{\infty} (2-\delta_n) \Psi_f^n J_n(\lambda_z r_z) H_n^{(4)}(\lambda_z r_z) (1 + \sigma_{z0} + \epsilon_{z0} \\ + \epsilon_{z0} H_n^{(4)}(\lambda_z r_z) / J_n(\lambda_z r_z) \\ + \sigma_{z0} J_n(\lambda_z r_z) / H_n^{(4)}(\lambda_z r_z)) = 0 \quad (18)$$

onde

$$\Psi_f = \int_{-\phi_f}^{\phi_f} \cos(n\phi) d\phi \quad (17)$$

Uma vez conhecida a constante de propagação da linha de microfita, a constante dielétrica efetiva é obtida da relação

$$\epsilon_{ef} = (k_e/k_0)^{2/2} \quad (19)$$

onde  $k_0$  é a constante de propagação do espaço livre.

#### B) Resultados Numéricos

A dependência da constante dielétrica efetiva em função de  $k_0 r_z$ , para  $\epsilon_1 = \epsilon_0$ ,  $\epsilon_2 = \epsilon_3 = 8,8\epsilon_0$  ( $\epsilon_0$  é a permissividade do espaço livre) e para várias alturas de cobertura dielétrica, é mostrada, na Fig. 3.

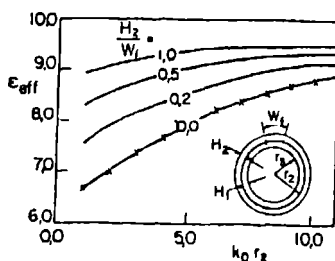


Fig. 3. Constante dielétrica efetiva  $\epsilon_{ef}$ , em função de  $k_0 r_z$ , para vários valores de  $H_2/W_f$  e para  $\epsilon_1 = \epsilon_0$ ,  $\epsilon_2 = \epsilon_3 = 8,8\epsilon_0$ ,  $H_1 = W_f$ , e  $r_0/r_z = 0,8$ .

Resultados de (10) são também mostrados com X

Os resultados de Nakatani e Alexopoulos (10) são também mostrados e a concordância é observada quando a altura da cobertura dielétrica é reduzida a zero ( $H_2 = 0$ ). Nota-se que com a escolha de  $\epsilon_2 = 8,8\epsilon_0$ , o efeito da cobertura dielétrica sobre a constante dielétrica efetiva é apreciável mesmo para pequenos valores de  $k_0 r_z$ .

Sendo  $r_z = 2,5$  cm,  $W_f = 0,477$  cm, a tabela 1 fornece o valor de  $h$  no eixo real que estabelece a localização do polo de onda de superfície,  $p$ , a constante de propagação do espaço livre,  $k_0$ , a constante de propagação da região 3,  $k_3$ , a constante de propagação da linha de microfita infinita,  $k_e$ , para  $H_1 = 0,158$  cm,  $\epsilon_1 = \epsilon_0$ ,  $\epsilon_2 = \epsilon_3 = 2,57\epsilon_0$ , nas frequências de 2,20; 2,25; 2,30 e 2,35 GHz. Também são mostrados a localização do polo  $p'$  e a constante de propagação da linha  $k'_0$  porém com cobertura dielétrica de espessura  $H_2 = H_1$  e permissividade  $\epsilon_2 = \epsilon_3$ . A espessura do substrato foi selecionada de forma que apenas o primeiro modo da onda de superfície seja excitado.

TABELA 1

f. (GHz)	p	p'	$k_0$	$k_3$	$k_e$	$k'_0$
2,20	46,51	47,12	46,08	73,87	87,8	71,4
2,25	47,67	48,21	47,12	76,84	89,3	73,0
2,30	48,63	49,30	48,17	77,22	70,8	74,8
2,35	49,70	50,38	49,22	78,81	72,4	78,3

Dos resultados da tabela 1 nota-se a influência da cobertura dielétrica na constante de propagação da linha e, neste caso, sendo esta constante maior que o valor de localização do polo, nenhuma potência de onda de superfície é gerada. Considera-se a linha de microfita uniforme, pois descontinuidades na linha podem excitar modos de onda de superfície, bem como modos propagantes além do fundamental (15).

#### IV - Efeito da Cobertura Dielétrica na Frequência de Ressonância de uma Antena de Microfita de Forma Cilíndrica-Retangular.

##### A) Determinação da Corrente de Superfície

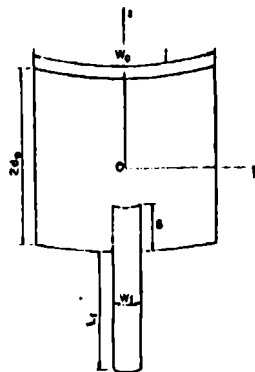


Fig. 4. Antena de microfita cilíndrica-retangular alimentada por uma linha de microfita.

A Fig. 4 mostra uma antena de microfita cilíndrica-retangular, montada sobre substrato cilíndrico circular, infinito na direção  $z$ , posicionada

simetricamente com relação a  $\phi$  e  $z$ , alimentada diretamente por uma linha de microfita paralela ao eixo do cilindro, com as espessuras da antena e da linha desprezíveis com relação as outras dimensões, e o conjunto assim formado, posicionado, simetricamente com relação a  $\phi$ , na interface entre as regiões 2 e 3 da Fig. 1.

Então podemos considerar uma densidade superficial de corrente elétrica dada por:

$$\vec{J}(\vec{R}') = \vec{J}_s(\phi', z')\delta(r' - r_2) + \vec{J}_i(\phi', z')\delta(r' - r_2)\hat{z} \quad (19)$$

onde  $\vec{J}_s(\phi', z')$  é a corrente de superfície induzida na antena e na linha de alimentação,  $\vec{J}_i(\phi', z')$  é a corrente de superfície incidente, que se propaga na linha de alimentação e  $\delta$  é a função delta de Dirac.

Uma vez que consideramos a largura da linha de alimentação muito menor do que o comprimento de onda guiado, a componente na direção  $\phi$  da corrente incidente é desprezível (15). A componente na direção  $z$  é definida como

$$J_z(\phi, z) = \frac{1}{W_f} \exp(-k_0(z+d_0)) \quad (20)$$

onde  $W_f = 2r_2\phi_f$  é a largura da linha e  $k_0$  é a constante de propagação numa linha de microfita infinita (seção III) e sendo  $d_0$  o meio comprimento da antena na direção  $z$ .

Substituindo  $J(\vec{R}')$  dado na Eq. (19) na Eq. (10) e aplicando-se a condição de contorno de campo elétrico nulo sobre a antena e a linha de alimentação, consideradas condutoras perfeitas, obtém-se a seguinte equação integral para o cálculo de  $\vec{J}_s(\phi', z')$

$$\left[ \iint_{S_0} \vec{G}^{(22)} \cdot \vec{J}_s ds' \right] \hat{x} \hat{r} = - \left[ \iint_{S_0} \vec{G}^{(22)} \cdot \vec{J}_i dz' \right] \hat{x} \hat{r} \quad (21)$$

onde  $ds' = r_2 d\phi' dz'$ .

Na Eq. (21) o primeiro membro é o campo elétrico tangencial espalhado e o segundo membro é o campo elétrico tangencial incidente.

A solução da Eq. (21), pelo método dos momentos, consiste em expandir a corrente de superfície induzida,  $\vec{J}_s(\phi', z')$  em série de funções discretizando e seguir a equação resultante com o uso de funções de teste, que podem ser iguais as de expansão (método de Galerkin) (5), obtendo-se desta forma uma equação matricial do tipo

$$[Z][I] = [V] \quad (22)$$

onde  $[Z]$ ,  $[I]$  e  $[V]$  são, respectivamente, as matrizes de impedância, de corrente e de voltagem generalizada do método dos momentos (17).

A corrente de superfície é composta dos seguintes termos:

a) Uma densidade de corrente refletida ao longo da linha de alimentação, na forma de onda caminhante, dada por

$$\vec{J}_r(\phi, z) = -R \vec{J}_i(\phi, z)\hat{z} \quad (23)$$

$$\text{onde } \vec{J}_r(\phi, z) = -\frac{1}{W_f} \exp(-k_0(z+d_0)) \quad (24)$$

onde  $R$  é o coeficiente de reflexão referenciado no final da linha, na junção entre a linha de microfita e a antena, a ser determinado.

b) Uma densidade de corrente na região da junção, onde a linha de alimentação junta-se à

antena, que não é uniforme devido a descontinuidade. Esta corrente é expandida em funções senoidais por partes, que sobrepõem a linha de alimentação e a antena, na forma

$$\vec{J}^{ant}(\phi, z) = \sum_{m=1}^M I_m J_j(\phi, z)\hat{z} \quad (25)$$

$$\text{com } J_j(\phi, z) = \frac{1}{W_f} \frac{\sin k(\ell - |z - z_m|)}{\sin k\ell} \quad (26)$$

para  $|z - z_m| < \ell$ ,  $|\phi| < \phi_f$ , onde  $z_m$  é a coordenada do centro do modo e  $\ell$  é igual a metade do comprimento do modo. A constante  $k$  é arbitrária, e, por conveniência foi escolhida igual a  $k_0$ .

c) Uma densidade de corrente na antena expandida em termos de funções senoidais de domínio completo, ou sejam

$$\vec{J}^{ant}(\phi, z) = \sum_{p=1}^P K_p P_z(\phi, z)\hat{z} + \sum_{q=1}^Q L_q P_\phi(\phi, z)\hat{\phi} \quad (27)$$

com

$$P_z(\phi, z) = \frac{1}{W_0} \sin(p\pi(z+d_0)/2d_0) \quad (28)$$

$p = 1, 2, \dots, P$

$$P_\phi(\phi, z) = \frac{1}{2d_0} \sin(q\pi(\phi+\phi_0)/2\phi_0) \quad (29)$$

$q = 1, 2, \dots, Q$

para  $|z| < d_0$ ,  $|\phi| < \phi_0$ , onde  $\phi_0 = W_0/2r_2$ , sendo  $W_0$  o comprimento da antena na direção  $\phi$ .

A expressão para levar em conta o efeito de borda não foi incluída, pois, embora melhor a convergência do método dos momentos, há um aumento de complexidade na solução (8).

O uso das equações (20), (23), (25) e (27) na equação integral (21), com a aplicação do método dos momentos, resulta a equação matricial dada na Eq. (22).

Os coeficientes de expansão da corrente  $I_m$ ,  $K_p$  e  $L_q$  e o coeficiente de reflexão  $R$  são obtidos da equação

$$[I] = [Z]^{-1} [V] \quad (30)$$

Uma vez conhecido  $R$ , a resistência  $r$  e a reatância  $x$  de entrada da antena, normalizadas com relação a impedância característica da linha de alimentação, são dadas por (18)

$$r + ix = (1 + R)/(1 - R) \quad (31)$$

#### B) Resultados Numéricos

As respostas obtidas, resolvendo-se a Eq. (22), são dependentes: a) do comprimento finito da linha de microfita,  $L_f$ ; b) das convergências das integrais em  $h$ ; c) dos somatórios das funções de Bessel, de Hankel e das funções circulares  $\cos(n\phi)$  e  $\sin(n\phi)$ ; d) da distância  $g$  em que as funções senoidais por partes se sobrepõem na antena; e) do meio comprimento  $\ell$  destas funções; e f) da quantidade de termos usados nas funções de expansão.

O comprimento  $L_f$  é escolhido igual a um múltiplo de  $\lambda_0/2$ , onde  $\lambda_0$  é o comprimento de onda guiado na linha. Além disto, as ondas incidente e refletida, dadas respectivamente pelas equações (20) e (23), são separadas em termos de senos e cossenos e truncadas tal que nenhuma descontinuidade exista no final da linha (15). Convergência numérica é obtida pa-

ra  $L_r$  igual ou maior a três comprimentos de onda.

As integrais em  $h$  tratam-se de integrais no eixo real, onde atenção especial tem que ser dada, buscando a contribuição dos polos de onda de superfície. A complexidade das expressões tornou inviável o uso de métodos analíticos (19-20) no cálculo da contribuição do polo de onda de superfície. Para se obter a contribuição do integrando na região do polo, consideram-se pequenas perdas no dielétrico, fazendo-se  $\epsilon'_s = \epsilon_s (1 + tg\delta)$  (18), resultando que  $\text{Im}(k_s) > 0$ . Este procedimento desloca o polo do eixo real (1), facilitando a integração numérica. Um valor de  $tg\delta = 0,001$  foi usado, uma vez que testes de convergência mostraram que valores menores aumentam o tempo de processamento sem se alterarem os resultados. O intervalo de integração não é crítico, podendo-se integrar de  $k_1$  a  $2\zeta_p - k_1$  (21), onde  $\zeta_p$  é o valor de  $h$  na localização do polo.

As integrais em  $h$  das funções de Green apresentaram convergência dos resultados computando as contribuições dos integrandos de  $h \cong -80k_0$  a  $h \cong 80k_0$  ( $k_0$  é a constante de propagação do espaço livre). O efeito nos resultados, considerando o somatório dos termos das funções acima de  $n$  igual a dezesseis, foi desprezível.

Pozar e Voda (8) constataram no estudo da antena de microfita retangular, alimentada por uma linha de microfita, sobre substrato plano, que as respostas obtidas analiticamente não são extremamente sensíveis a valores de  $0,5 \leq S/2d_0 \leq 0,65$ , verificando que dentro dessa faixa há uma boa concordância com os resultados experimentais. As respostas obtidas apresentam convergências para comprimentos finitos do modo de onda caminhante,  $L_r$ ,

(comprimento finito da linha de microfita) acima de  $3\lambda_0$ . Convergiu também com o uso de oito funções senoidais por partes na região próxima a junção, de meio comprimento  $L = 0,05\lambda_0$ , três modos pares de domínio completo na direção  $z$  e três modos ímpares na direção  $\phi$ . Os números de convergências dos resultados obtidos, concordam com os fornecidos por (8).

A Fig. 5 mostra a impedância de entrada para uma antena cilíndrica-retangular, com  $2d_0 = W_0 = 4,02$  cm, alimentada diretamente por uma linha de microfita com  $W_r = 0,477$  cm, posicionada na interface das regiões 2 e 3 da Fig. 1, sendo  $r_1 = 2,5$  cm,  $r_2 = 2,659$  cm,  $\epsilon_s = 2,57\epsilon_0$  ( $\epsilon_0$  é a permissividade do espaço livre),  $\epsilon_2 = \epsilon_1 = \epsilon_0$ , calculada nas frequências de 2,20; 2,25; 2,30 e 2,35 GHz, para valores de  $S/2d_0$  iguais a 0,45; 0,55 e 0,65. Resultados medidos por (8), para a antena sobre substrato plano, também são mostrados. A concordância dos resultados mostra que a frequência de ressonância da antena não é fortemente afetada pela curvatura do substrato.

A Fig. 6 apresenta a reatância de entrada, normalizada com relação a impedância característica da linha de alimentação, em função da frequência, para os casos sem cobertura, com cobertura dielétrica de espessura  $H/2$  e  $H$ , onde  $H = r_2 - r_1$ , da antena

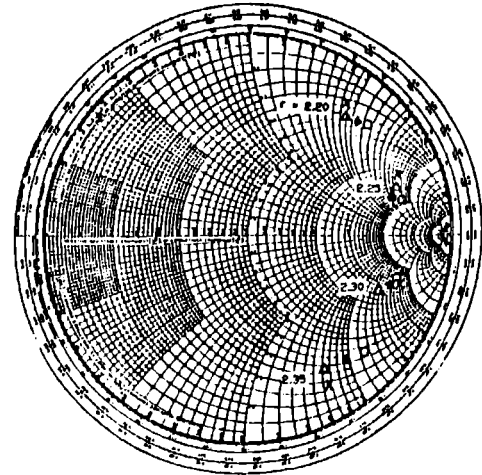


Fig. 5. Impedância de entrada de uma antena de microfita cilíndrica-retangular com  $2d_0 = W_0 = 4,02$  cm, alimentada diretamente por uma linha de microfita de largura  $W_r = 0,477$  cm, com  $r_1 = 2,5$  cm,  $r_2 = 2,659$  cm,  $\epsilon_1 = \epsilon_2 = \epsilon_0$ ,  $\epsilon_s = 2,57\epsilon_0$ , nas frequências de 2,20; 2,25; 2,30 e 2,35 GHz, sendo:

- △ calculado para  $S/2d_0 = 0,45$ ;
- calculado para  $S/2d_0 = 0,55$ ;
- calculado para  $S/2d_0 = 0,65$ ;
- × valores medidos por (8)

descrita anteriormente, sendo a permissividade elétrica da cobertura,  $\epsilon_s = 2,57\epsilon_0$ . Nota-se o efeito da cobertura dielétrica na frequência de ressonância da antena, alterando sensivelmente esta frequência, mesmo para uma espessura de  $H/2$ .

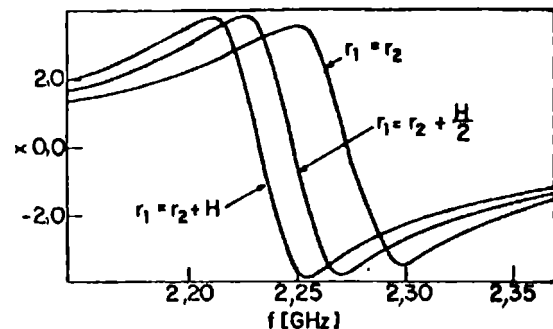


Fig. 6. Reatância de entrada, normalizada com relação à impedância característica da linha de alimentação, em função da frequência, para a antena de Fig. 5, sendo  $S/2d_0 = 0,55$



As constantes de propagação da linha de alimentação e as localizações dos polos da onda de superfície, para as frequências de 2,20; 2,25; 2,30 e 2,35 GHz, para as análises da antena sem cobertura e com cobertura de espessura  $H = 0,159$  cm, são dadas na tabela 1.

#### V - Conclusões

O formalismo das funções de Green diádicas, foi utilizado neste trabalho, para se analisar o comportamento dos campos eletromagnéticos em meios divididos em quatro camadas cilíndricas.

Como aplicações da formulação geral, dois casos foram analisados: a linha de microfita infinita e a antena de microfita cilíndrica-retangular, alimentada diretamente por uma linha de microfita, ambas sobre substrato cilíndrico circular. Em ambos os casos, foi examinado o efeito da cobertura dielétrica.

Os resultados mostram que a cobertura exerce uma forte influência nas características elétricas dos dispositivos analisados. Notam-se modificações substanciais na frequência de ressonância da antena e na constante de propagação da linha, mesmo considerando uma cobertura com baixo valor de permissividade e espessura muito menor que o comprimento de onda.

É importante observar a não existência de dados experimentais disponíveis, a respeito do efeito da cobertura dielétrica nas características elétricas das antenas de microfita, sobre substratos cilíndricos circulares, para comparação com os resultados deste trabalho. Porém, o uso das potencialidades das funções de Green diádicas e do método dos momentos, nas soluções de problemas eletromagnéticos e o confronto dos resultados numéricos obtidos para a linha de microfita com os de Nakatani e Alexopoulos (4), que mostram uma perfeita concordância quando a espessura da cobertura é reduzida a zero, tornam confiáveis os resultados apresentados.

As análises foram feitas para dielétricos supostos não magnéticos, tais que  $\mu_1 = \mu_2 = \mu_3 = \mu_0$ , onde  $\mu_0$  é a permeabilidade do espaço livre.

#### Referências

- [ 1 ] C. T. Tai, Dyadic Green's Functions in Electromagnetic Theory, Scranton PA: Intext Publishers, 1971.
- [ 2 ] C. T. Tai, "Eigen-function expansion of dyadic Green's functions," Math. Note 28, The University of Michigan Radiation Laboratory, Ann Arbor, Mich., 1973.
- [ 3 ] C. T. Tai, "The singular terms in the eigen-function expansion of dyadic Green's of the electric type," The University of Michigan Radiation Laboratory, Ann Arbor, Mich., 1980.
- [ 4 ] J. Ashkenazy, S. Shtrikman e D. Traves, "Electric surface current model for the analysis of microstrip antennas on cylindrical bodies", IEEE Trans. on Ant. and Propagat., vol. AP-33, pp. 295-300, March 1985.
- [ 5 ] R. F. Harrington, Field Computation by Moment Methods, New York: The Macmillan Company, 1968.
- [ 6 ] M. D. Deshpande e M. C. Bailey, "Input Impedance of microstrip antennas," IEEE Trans. on Ant. and Propagat., vol. AP-30, pp. 645-650, 1982.
- [ 7 ] D. M. Pozar, "Input impedance and mutual coupling of rectangular microstrip antennas," IEEE Trans. on Ant. and Propagat., vol. AP-30, pp. 1191-1196, 1982.
- [ 8 ] D. M. Pozar e S. M. Voda, "A rigorous analysis of a microstripline fed patch antenna," IEEE Trans. on Ant. and Propagat., vol. AP-35, pp. 1343-1350, 1987.
- [ 9 ] T. M. Habashy, S. M. Ali e J. A. Kong, "Input impedance and radiation pattern of cylindrical-rectangular and wrap-around microstrip antennas", IEEE Trans. on Ant. and Propagat., vol. AP-38, pp. 722-731, May 1990.
- [ 10 ] A. Nakatani e N. G. Alexopoulos, "Microstrip circuit elements on cylindrical substrates," em 1987 IEEE-MIT-S Microwave Theory and Technique Internat. Symposium Digest, Las Vegas, NV., pp. 739-742, 1987.
- [ 11 ] A. J. M. Soares, "Análise da propagação de ondas em meios com multicamadas cilíndricas concêntricas utilizando-se funções de Green diádicas," Tese de Doutorado, Departamento de Engenharia Elétrica, Universidade Estadual de Campinas, Campinas, SP, Brasil, 1988.
- [ 12 ] A. H. Mohammedian, "Integral equation formulation for printed antennas," em 1987 IEEE Ant. and Propag. Symposium Digest, pp. 808-809, Blacksburg, Virginia, 1987.
- [ 13 ] S. B. A. Fonseca e A. J. Giarola, "Dyadic Green's functions and their use in the analysis of microstrip antennas," em Advances in Electronics and Electron Physics, editado por Peter W. Hawkes, vol. 85, pp. 1-80, Academic Press, 1985.
- [ 14 ] F. C. Silva, "Aplicação do formalismo das funções de Green diádicas e do método dos momentos, no estudo de elementos de microfita sobre substratos cilíndricos circulares," Tese de Doutorado, Departamento de Microonda e Óptica, Faculdade de Engenharia Elétrica, Universidade Estadual de Campinas, Campinas, SP, Brasil, 1990.
- [ 15 ] R. W. Jackson e D. M. Pozar, "Full-wave analysis of microstrip open-end and gap discontinuities," IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques, vol. MTT-33, pp. 1036-1042, 1985.
- [ 16 ] F. C. Silva, A. J. Giarola, S. B. A. Fonseca e A. J. M. Soares, "Effect of a dielectric cover in a microstripline on a circular cylindrical substrate," em 1990 IEEE Antennas and Propagation Symposium Digest, pp. 508-511, Dallas, Texas, USA, 1990.
- [ 17 ] W. L. Stutzman e G. A. Thiele, Antenna Theory and Design, New York: Wiley, 1981.
- [ 18 ] R. E. Collin, Field Theory of Guided Waves, N. York, McGraw-Hill, 1960.
- [ 19 ] I. E. Rana e N. G. Alexopoulos, "Current distribution and input impedance of printed dipoles," IEEE Tran. on Ant. and Propagat., vol. AP-28, pp. 99-105, 1981.
- [ 20 ] A. J. M. Soares, S. B. A. Fonseca e A. J. Giarola, "The effect of a dielectric cover on the current distribution and input impedance of printed dipoles," IEEE Trans. on Ant. and Propagat., vol. AP-32, pp. 1149-1153, 1984.
- [ 21 ] J. R. Mosig, "Les structures microruban: Analyse moyen des équations intégrales," Tese de Doutorado Nº 511(1983), Departamento de Electricidade da Escola Politécnica Federal de Lausane, Suíça, 1984.

# MODELACION DE SISTEMAS DIGITALES DE COMUNICACION

Miguel Ríos O., Vladimir Marianov K.

Departamento de Ingeniería Eléctrica  
Universidad Católica de Chile  
Casilla 114-D, Santiago

## Resumen

Se presenta en este trabajo los aspectos de diseño más importantes de un **paquete de simulación de sistemas digitales de comunicación**. El paquete permite simular un sistema de transmisión digital por radio de 140 Mbps que utiliza modulación 16QAM.

## Abstract

This paper presents design aspects of a **digital communications system simulation package**. The package simulates a 16QAM 140 Mbps digital radio transmission system.

## INTRODUCCION

La simulación de sistemas digitales de comunicación por radio posee importantes ventajas con respecto a los métodos tradicionales de diseño. La posibilidad de alterar los parámetros del sistema, por ejemplo cambiando la potencia de transmisión de 1 W a 10 W, es una característica que los sistemas tradicionales no poseen. En efecto, en un sistema tradicional se diseña el sistema en papel, luego se compra el hardware y finalmente se instala. Si con 1 W no funciona, es necesario "botar" el amplificador y probar con uno de 10 W. Un sistema de simulación permite probar distintas configuraciones de hardware, lo que permite llegar a terreno con una mayor seguridad en los resultados.

La simulación de un sistema de comunicación, considera un conjunto de facilidades de transmisión interconectadas. En el sistema de transmisión se simula el canal de transmisión, moduladores, demoduladores, codificadores, decodificadores, filtros, amplificadores, etc.

El paquete de simulación tiene una estructura modular, consistente en:

- Preprocesador.
- Configurador del sistema.
- Ejecutor de la simulación.
- Postprocesador.
- Biblioteca de modelos.

El preprocesador permite recolectar o generar las muestras de todas las señales de entrada al sistema en análisis.

El configurador de sistema es empleado para escoger un conjunto de modelos (de la biblioteca de modelos) interconectándolos en la topología especificada por el diagrama de bloques del sistema en estudio.

El ejecutor de la simulación genera y almacena la historia en el tiempo de los eventos, formas de ondas o sucesión de bits en los diversos puntos de interés del sistema.

El post-procesador analiza las historias en el tiempo, generando medidas de comportamiento del sistema. También genera las salidas gráficas necesarias.

La biblioteca de modelos contiene un número de modelos de los bloques funcionales que forman el sistema de transmisión.

El software desarrollado está escrito en lenguaje C y corre en estaciones de trabajo UNIX.

## MODULADOR 16QAM

El diagrama simplificado de un modulador 16QAM se muestra en la figura 1. La información binaria (en código NRZ) se convierte a paralelo originando cuatro señales síncronas (a, b, c y d) cada una de cuatro

veces la duración de la secuencia de entrada. Las señales paralelo son codificadas diferencialmente y alimentadas a los filtros conformadores de onda (cuya función es limitar la interferencia intersimbólica). Las señales se pasan a continuación por dos circuitos de nivel que, a partir de las señales NRZ, generan dos señales de 4 niveles (+1, +1/3, -1/3, -1). Estas señales son filtradas pasabajos y multiplicadas por la portadora. Las dos señales producidas son señales moduladas en amplitud con doble banda lateral (BLD- PS).

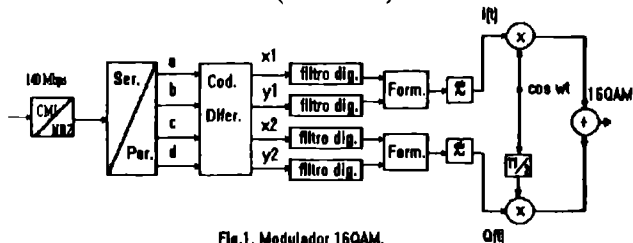


Fig.1. Modulador 16QAM.

El codificador diferencial se muestra en la figura 2. Este consiste en dos bloques que convierten a las señales a, b en el par binario  $x_1, y_1$ , permitiendo determinar las posiciones de cada punto en el cuadrante, y a las señales c y d en el par binario  $x_2, y_2$ , usados para determinar el cuadrante correspondiente. Las señales  $x_1, y_1, x_2, y_2$ , representan la codificación 16QAM cuyo diagrama de amplitud-fase se observa en la figura 3.

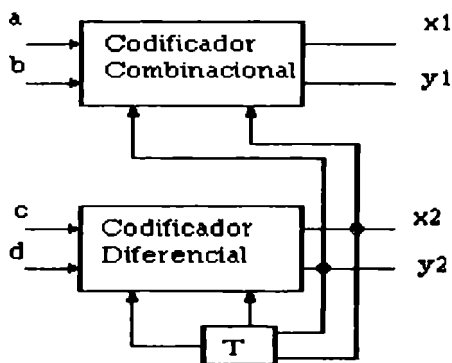


Fig.2. Codificador diferencial.

El filtraje digital permite conformar el pulso digital, controlando así la interferencia intersimbólica y optimizando la operación del sistema frente al ruido del canal. Los filtros utilizados conforman una respuesta del tipo coseno elevado (raised cosine) con un factor de roll-off entre 0 (filtro ideal no realizable) y 1 (que ocupa el doble del ancho de banda). El esquema usualmente utilizado para el filtro se observa en la figura 4,

correspondiendo a la de un filtro transversal.

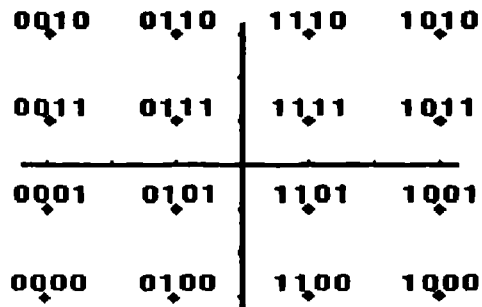


Fig.3. Diagrama de fase.

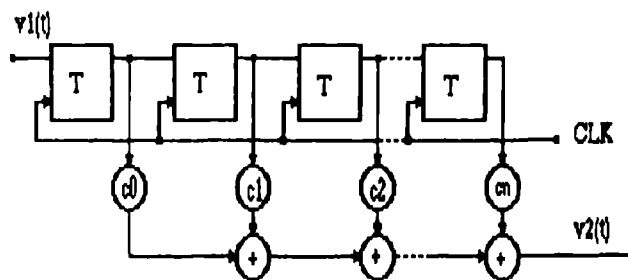


Fig.4. Filtro transversal.

El conformador de señal toma dos señales binarias  $x_1, x_2$  llevándolas a una señal de salida de cuatro niveles, como se observa en la figura 5.

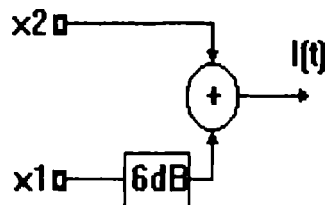


Fig.5. Conformador de señal.

El proceso de modulación propiamente tal se realiza multiplicando las señales  $I(t)$  y  $Q(t)$  por las portadoras  $\sin \omega_0 t$  y  $\cos \omega_0 t$ . El multiplicador consiste en un modulador de anillo, observado en la figura 6. Los transformadores tienen razón de vueltas 1:2 con tap intermedio y conectados con un puente de diodos. La polaridad de la portadora, determina la operación de los diodos.

#### DEMODULADOR 16QAM

La demodulación de una señal 16QAM se

realiza en forma coherente y un diagrama del demodulador se observa en la figura 7. La señal recibida, compuesta por la señal transmitida más el ruido e interferencia del canal se multiplica por portadoras coherentes ( $\sin \omega_0 t$  y  $\cos \omega_0 t$  en sincronismo de fase y

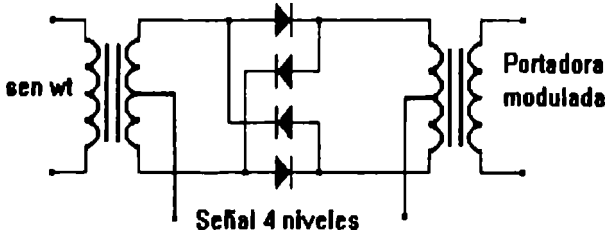


Fig. 6. Modulador de anillo.

frecuencia con las portadoras usadas en el transmisor). Las señales recuperadas  $I'(t)$  y  $Q'(t)$  se filtran pasabajos, para eliminar armónicas y limitar el ruido e interferencia, ingresando a un sistema de regeneración digital. Este consiste en un ecualizador adaptivo, el que permite absorber las diferencias en la respuesta del canal

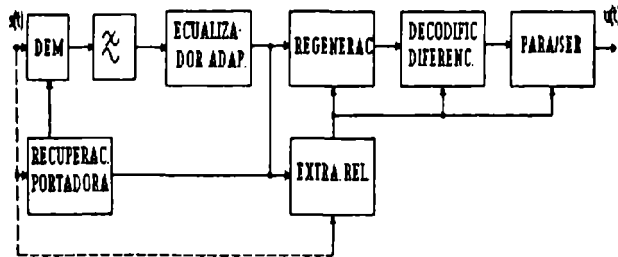


Fig. 7. Demodulador 16QAM.

de comunicaciones, en relación a la respuesta ideal supuesta en el diseño. La función del regenerador es determinar qué símbolos han sido transmitidos con mayor probabilidad, a partir de  $I'(t)$  y  $Q'(t)$ . Ello implica comparar las señales citadas con niveles umbrales que determinan la señal recuperada. Lo anterior se observa en la figura 8. Finalmente, los bloques decodificación diferencial y conversor paralelo serie realizan las funciones que entregan la estimación de la secuencia de bits original.

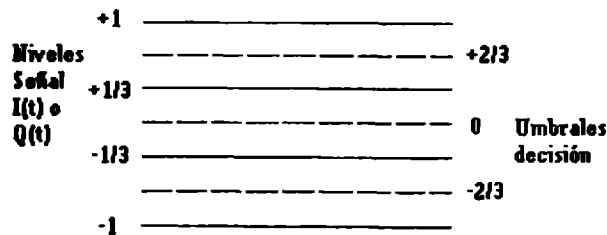


Fig. 8. Niveles de decisión.

El mayor problema de la estructura indicada es la necesidad de disponer de portadoras y relojes en sincronismo con las utilizadas en el proceso de transmisión. Para ello se usan los bloques de recuperación de portadora y extracción de reloj. El circuito de recuperación de portadora hace uso de un lazo de Costas digital, como se ve en la figura 9. El circuito de extracción del reloj se observa en la figura 10.

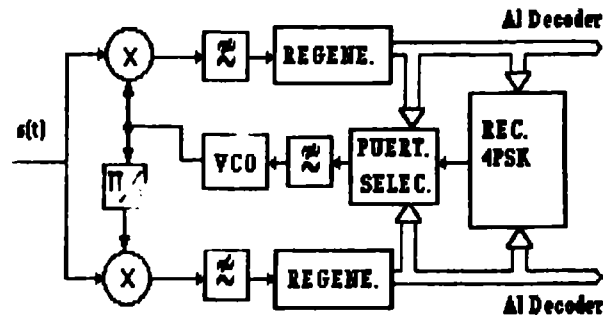


Fig. 9. Esquema de recuperación de portadora.

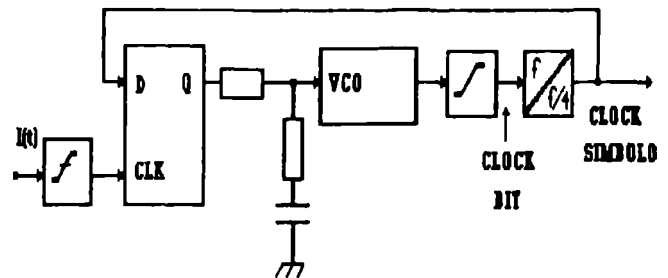


Fig. 10. Extracción de reloj.

## SIMULACION

Se describe a continuación los distintos módulos del simulador.

### Editor

El editor de la configuración del sistema, permite al usuario especificar rápidamente el sistema a simular. La interfaz de usuario se desarrolló en un ambiente UNIX, lo cual impone ciertas restricciones. En primer lugar, en un ambiente UNIX puede haber terminales gráficos, terminales normales, computadores PC emulando terminales, etc. En general la capacidad gráfica está limitada pues los terminales gráficos soportados son limitados (ej. Tektronix 4014) y los de

mejores características operan bajo X-Windows o Motif, ambientes de alto costo y no siempre disponibles. Lo anterior determinó realizar la interfaz para su operación con terminales normales (VT 100-220) y sus emuladores. Tales terminales permiten la operación de ventanas y una capacidad gráfica limitada (se pueden hacer dibujos en base a caracteres ASCII). La interfaz típica se muestra en la figura 11. La ventaja del editor es que se puede armar un sistema muy complejo sin necesidad de preocuparse de la interconexión de las distintas subrutinas o funciones que simulan los bloques del sistema en simulación. Así, por ejemplo, la señal de entrada al sistema, que aparece como un bloque en el editor está conformada por un vector, que contiene la secuencia de bits o datos de entrada. Esta secuencia es calculada automáticamente al

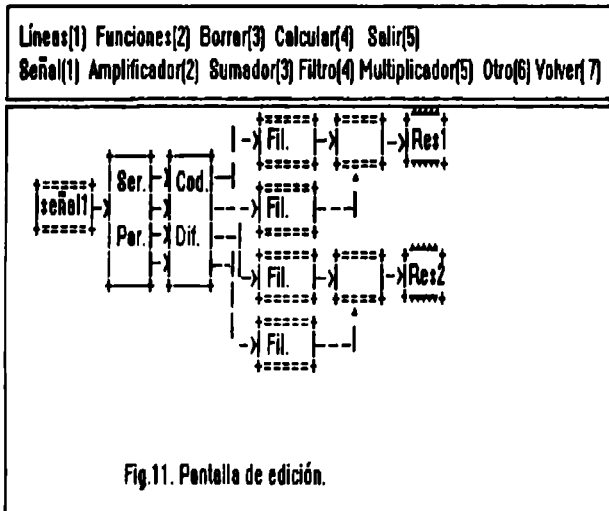


Fig.11. Pantalla de edición.

momento de introducir el bloque correspondiente en el sistema. Al definir un bloque de filtraje, este queda situado en el sistema, pero para la simulación se le debe conectar con una fuente y con un destino. Las líneas de conexión cumplen dicho propósito; al conectar la fuente, por ejemplo, al filtro, el programa de simulación automáticamente queda instruido para operar sobre el vector de datos de señal.

Si a la salida del filtro se conecta un bloque resultados y se intruye en el menú a hacer el cálculo, se obtendrá los datos correspondientes a los bits de la señal pasados a través del filtro correspondiente.

La etapa inicial en la simulación consiste en generar la señal de datos de entrada (información). Esta consiste en una secuencia de bits, obtenida de un

generador pseudoaleatorio [4].

La secuencia de bits anterior se usa a continuación para obtener la señal modulada  $x_c(t)$ . La potencia de  $x_c(t)$  se normaliza a un valor unitario y la señal se descompone en sus componentes en fase (canal I) y en cuadratura (canal Q). La subrutina de modulación se usa para generar una representación compleja de la banda base de la señal 16QAM.

Los filtros se programan en dos fases: primero se genera la respuesta de frecuencia del filtro (amplitud y fase), calculándose la respuesta al impulso mediante una transformada rápida de Fourier en las muestras de amplitud y fase. En seguida las operaciones de filtrado se realizan convolucionando las señales con la respuesta al impulso de los filtros. Los efectos de las no linealidades se modelan en la subrutina correspondiente al transmisor.

#### Biblioteca de modelos

Esta consiste en una serie de subrutinas, programadas en C, y que realizan las siguientes funciones:

- Generación de bits aleatorios.
- Generación de ruido Gaussiano.
- Transformadas rápida de Fourier.
- Convolución.
- Correlación.
- Filtros.
- Señales determinísticas.
- Sumadores, multiplicadores, etc.
- Convertidores serie/paralelo.
- Transmisores/receptores.
- Medidores de tasa de ruido, etc.

#### Ejecutor de la simulación

Este forma parte del editor de la configuración del sistema. Al completar el diagrama del sistema, la opción (4) permite calcular los datos en los distintos puntos en que se haya incluido un bloque resultados. Cada bloque resultados, consiste en un vector de números, el cual es utilizado por el postprocesador para determinar las medidas de comportamiento del sistema.

## Postprocesador

Los resultados numéricos de la simulación son procesados mediante el uso del paquete Matlab, el cual permite la graficación de los vectores resultados en forma fácil. La figura 12 muestra la salida correspondiente a la tasa de error versus la razón  $E_b/N_0$  del sistema 16QAM simulado.

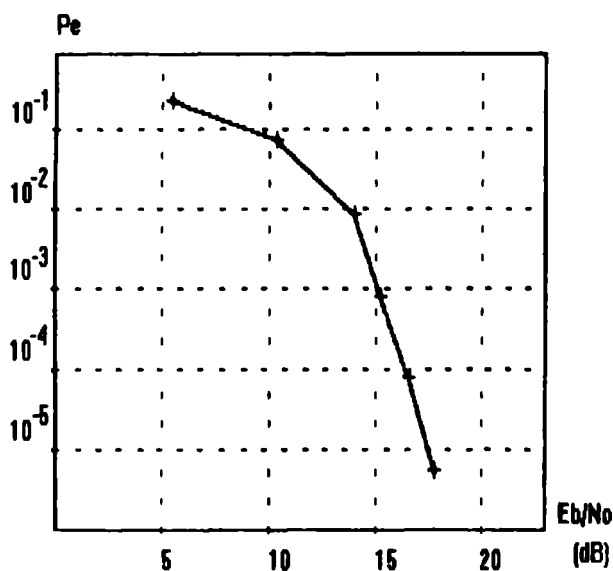


Fig.12. Resultado de la simulación.

## CONCLUSIONES

Se ha presentado los aspectos básicos de un simulador de sistemas digitales de comunicación. En la etapa actual, el paquete es capaz de simular un sistema 16QAM de 140 Mbps. Se continúa trabajando para incluir nuevos sistemas en el simulador.

## REFERENCIAS BIBLIOGRAFICAS

[1] P. Balaban, K. S. Shanmugam, B. W. Stuck;; "Computer-Aided Modeling, Analysis and Design of Communications Systems: Introduction and Issue Overview", IEEE Journal on Selected Areas in Communications, Vol. SAC-2, No.1, pp. 1-7, January 1984.

[2] K. S. Shanmugam; "An Update on Software Packages for Simulation of Communication Systems", IEEE Journal on Selected Areas in Communications", Vol. 6, No.1, pp. 5-12, January 1988.

[3] W. H. Tranter, C.R. Ryan, "Simulation of Communication Systems Using Personal Computers", IEEE Journal on Selected Areas in Communications, Vol.6, No. 1, pp. 13-23, January 1988.

[4] M. Ríos, V. Marianov; "Software Interactivo de Análisis de Señales en el Dominio de la Frecuencia", IX Congreso de la Asociación Chilena de Control Automático, Vol. 1, pp. 141-145, Octubre 1990.

[5] W. H. Press, B. P. Flannery, S. A. Teukolsky, W. T. Vetterling; "Numerical Recipes in C", Cambridge; Cambridge University Press, 1988.

## AGRADECIMIENTOS

Este trabajo contó con el apoyo del Fondo Nacional de Ciencia y Tecnología, a través de los proyectos 766-90, 656-90, 547-91 y 548-91.

## BIOGRAFIAS

Miguel Ríos Ojeda, es Ingeniero Civil Electricista de la Universidad de Chile y Master of Applied Science de la Universidad de Ottawa, Canadá. Desde 1977, es Profesor del Departamento de Ingeniería Eléctrica de la Universidad Católica de Chile. Sus áreas de interés son las comunicaciones digitales, en especial redes de computadores y sistemas integrados de voz y datos.

Vladimir Marianov Kluge, es Ingeniero Civil Electricista de la Universidad de Chile, Master of Science in Engineering y Doctor of Philosophy de la Johns Hopkins University, Baltimore, USA. Desde 1981 es Profesor del Departamento de Ingeniería Eléctrica de la Universidad Católica de Chile. Sus áreas de interés son las redes de telecomunicaciones digitales y el diseño topológico de redes de computadores.

# UBICACION DE CONCENTRADORES O MULTIPLEXORES EN REDES DE COMUNICACIONES, CONSIDERANDO CONEXIONES REDUNDANTES

Vladimir Marianov, Miguel Ríos  
Departamento de Ingeniería Eléctrica, Universidad Católica de Chile  
Casilla 114 - D, Santiago.

## RESUMEN

Se propone en este trabajo, un modelo probabilístico para la ubicación óptima de concentradores o multiplexores en redes de comunicaciones que toma en cuenta la confiabilidad de la red resultante. En este modelo se usa explícitamente el hecho de que la confiabilidad de la red depende de la redundancia en las conexiones.

## ABSTRACT

A model is proposed, which locates optimally multiplexers or concentrators in communications networks, taking into account the reliability of the resulting network. In this model, the number of multiplexers to which each user is connected depends on the desired reliability of its communications.

## INTRODUCCION

Una de las etapas del diseño de redes de comunicaciones consiste en interconectar los puntos que requieren comunicación entre sí. Si el área geográfica en la cual están ubicados estos puntos es extensa, el costo de interconectar cada par de puntos o conectar cada uno de ellos independientemente a la red central es grande. Este problema se presenta en diversos casos, como por ejemplo el diseño de redes de fibra óptica o el diseño de redes de comunicaciones de computadores.

En ambos casos, el problema se soluciona aprovechando las economías de escala que se producen cuando se agrupan varios circuitos o el tráfico proveniente de varios puntos, sobre una misma vía. En el ejemplo de las redes de fibra óptica, la solución consiste en ubicar multiplexores en puntos intermedios, los cuales agrupan sobre una sola fibra las comunicaciones provenientes desde un conjunto de puntos cercanos entre sí. Esta fibra única lleva las comunicaciones hacia las zonas alejadas de la red, donde éstas se demultiplexan

para ser repartidas entre otros puntos. En el caso de redes de computadores, se utilizan concentradores, que son equipos que recogen el tráfico de varios terminales y lo acumulan sobre un canal de alta capacidad. En ambos casos, la topología resultante es una red estrella-estrella (Fig 1).

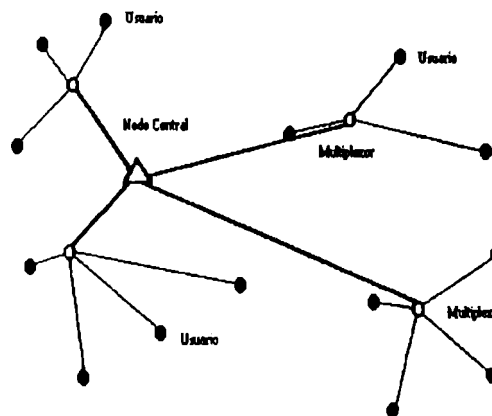


Figura 1

Existen modelos matemáticos para el diseño de redes estrella-estrella, que localizan óptimamente los concentradores o multiplexores de tal modo que el costo total de la red es minimizado [1].

Desafortunadamente, esta topología de red es una de las menos confiables desde el punto de vista de disponibilidad de servicio en caso de falla de sus componentes, puesto que el trayecto entre dos puntos cualesquiera de la red es único. Así, cualquier falla en uno de los elementos de este trayecto deja a la red convertida en dos redes absolutamente desconectadas entre sí. Una solución a este problema es duplicar cada uno de los puntos débiles de la red, es decir conexiones y multiplexores o concentradores. Se obtiene así una red en dos planos idénticos, uno de ellos principal y el otro de respaldo. Para otorgar aún más confiabilidad al sistema, la conexión de respaldo entre dos puntos puede

establecerse por un camino geográficamente distinto al de la conexión principal entre los mismos puntos.

Otra solución consiste en enmallar la red, conectando cada terminal o usuario a más de un concentrador o multiplexor. Un modelo que considera esta solución es el de Pirkul *et al*, [2]. Este modelo conecta cada usuario a exactamente dos multiplexores; uno principal y uno de respaldo. Para calcular la capacidad necesaria de los multiplexores, Pirkul *et al* asignan a cada usuario una cantidad de tráfico que depende del multiplexor al cual esté conectado, lo cual no necesariamente refleja el comportamiento real de un sistema de este tipo.

El modelo matemático propuesto en este trabajo busca minimizar el costo de una red estrella - estrella, a través de la minimización del número de multiplexores a localizar y de la minimización del largo de las conexiones entre usuarios y multiplexores. A la vez, el modelo fuerza la confiabilidad de las comunicaciones a ser mayor que un cierto nivel mínimo. Mientras el modelo de Pirkul *et al* adopta una solución determinística para el problema de la confiabilidad, como es sencillamente duplicar cada conexión de usuario a multiplexor, el modelo presentado es probabilístico, vale decir, considera explícitamente la probabilidad de desconexión de cada usuario, y el número de conexiones de cada usuario depende entonces de la confiabilidad requerida para ese usuario específico. A cada usuario se le asigna el tráfico real que éste genera, independientemente del multiplexor al que esté conectado. Este tráfico se divide entre los distintos multiplexores a los cuales está conectado el usuario, de modo que cada uno de éstos presta utilidad tanto en condiciones normales como en situación de falla. En este último caso, se produce una degradación, y no una interrupción del servicio. Adicionalmente, el modelo propuesto supone que hay una distancia máxima entre usuario y multiplexor, a la vez que utiliza un número menor de variables que el modelo de Pirkul *et al*. Finalmente, se da una nueva interpretación a algunos de los parámetros.

#### PLANTEAMIENTO DEL PROBLEMA

Asumiremos una red de usuarios conectados a un punto central, como en una típica red de datos a través de fibra óptica, aunque el modelo puede

igualmente ser aplicado a numerosos otros casos, como por ejemplo, redes de comunicaciones de computadores.

El sistema en consideración consiste en un conjunto de puntos localizados dentro de una región geográfica, cada uno de los cuales representa a un usuario de la red. Además, existe un punto central (no necesariamente en el centro geográfico), el cual puede realizar labores de encaminamiento, conmutación, control, etc, y cuya ubicación está normalmente determinada *a priori*. Se desea conectar los usuarios al punto central. A pesar de que idealmente cada una de estas conexiones se podría establecer a través de una línea dedicada, se puede producir un importante ahorro si se comparte un solo canal de alta capacidad entre varios usuarios, los cuales se conectan a éste a través de un multiplexor. Ello se debe a una reducción en los costos de instalación, costos de ductos o postación, costos en repetidores o regeneradores, costos de supervisión, etc.

Adicionalmente, se desea garantizar un cierto nivel mínimo de confiabilidad de las comunicaciones, el cual puede variar de usuario a usuario dependiendo de lo que cada uno de ellos esté dispuesto a pagar por un mejor servicio. Esta confiabilidad está dada por el número de conexiones redundantes a través de las cuales se conecta cada usuario al sistema.

Se introducirá en el modelo el hecho de que en ciertos casos, conviene limitar el largo de la conexión usuario - multiplexor, puesto que si el largo de la conexión sobrepasa este límite, es necesario instalar regeneradores, o repetidores, o amplificadores en la línea. Este fenómeno sucede especialmente cuando la conexión usuario multiplexor se realiza a través de pares telefónicos normales.

El problema, finalmente, consiste en determinar el número mínimo y la ubicación de los multiplexores necesarios para conectar cada uno de los usuarios al sistema, considerando la redundancia necesaria en las comunicaciones y un largo máximo de conexión usuario - red.

#### CONFIABILIDAD DE LA CONEXION

Para la red en estudio, normalmente es más fácil asegurar confiabilidad en las conexiones entre los



multiplexores y el punto central, que asegurar la confiabilidad de la conexión usuario - multiplexor y la confiabilidad del multiplexor mismo, porque más recursos pueden asignarse a aumentar la confiabilidad de la red central, de la cual dependen todas las conexiones. Por ello, se asumirá que la confiabilidad de la red central es mucho mayor que la del multiplexor y que la de la conexión con el usuario, y por lo tanto no será necesario considerarla.

La probabilidad de falla de la conexión usuario - multiplexor depende, hasta cierto punto, de su largo. Puesto que en el modelo desarrollado, el largo de esta conexión es limitado, podemos asumir sin riesgo de grandes errores que la probabilidad de falla de esta conexión es constante a través de toda la red, sin importar de que usuario se trata. Se denotará por  $q_l = (1 - p_l)$  esta probabilidad de falla de una conexión usuario - multiplexor, donde  $p_l$  es la probabilidad de que la conexión esté operativa. Igualmente, la probabilidad de falla de un multiplexor estará dada por  $q_m = (1 - p_m)$ . Si las fallas del multiplexor y de la conexión se producen en forma independiente, la probabilidad de que ambos estén operativos es  $p_l p_m$ , y la probabilidad de que alguno de los dos elementos falle, es decir la probabilidad de desconexión de un usuario conectado a la red a través de un sólo multiplexor es  $q_d = (1 - p_l p_m)$ . Si el usuario está conectado a la red a través de dos multiplexores, y se asume independencia en las probabilidades de falla de distintos multiplexores y conexiones multiplexor - usuario, la probabilidad de desconexión es  $q_d^2$ , y si está conectado a través de  $n$  multiplexores, esta probabilidad es  $q_d^n$ .

Por ejemplo, si la probabilidad de falla de una conexión es de 0,05 (5%), y la probabilidad de falla del multiplexor es de 0,02 (2%), la probabilidad de desconexión del usuario es de casi 0,069, es decir más de 25 días al año. Con dos conexiones, la probabilidad de falla es de 0,004761, es decir 1,7 días al año. Con tres conexiones, la probabilidad de falla baja a  $3,285 \times 10^{-4}$ , correspondiente a un tiempo de desconexión de 2,88 horas al año, y así sucesivamente. Conociendo en cada caso las probabilidades reales de falla de cada uno de los elementos, puede determinarse estas cifras antes de comenzar el proceso de optimización de la red.

## DESARROLLO DEL MODELO

Se ha desarrollado un modelo de programación entera, con variables cero - uno, que puede ser resuelto con un paquete computacional de programación lineal y entera. El enunciado del problema que sirve de base a este modelo es el siguiente:

"Localizar multiplexores en la red, para que cada uno de los usuarios quede conectado a ella, con una confiabilidad de conexión que dependerá de cada usuario, con un largo de conexión que no sobrepase el largo  $L$ , de modo tal que el costo total de la red sea el mínimo posible"

Para formular el modelo, se define  $I$  como el conjunto de  $n$  subíndices  $i$  que denotan usuarios, y  $J$  como el conjunto de  $m$  subíndices  $j$  que denotan ubicaciones que son candidatos para colocación de multiplexores. Se utilizan para este modelo variables de asignación  $x_{ij}$ , que toman el valor 1 cuando el usuario ubicado en la posición  $i$  está conectado a un multiplexor ubicado en la posición  $j$ , y cero en caso contrario. También se utilizan las variables  $y_j$ , que toman el valor 1 cuando hay un multiplexor en la posición  $j$  y cero en caso contrario.

El objetivo a minimizar es el siguiente:

$$Z = \sum_i^n \sum_j^m c_{ij} x_{ij} + \sum_j^m c_j y_j + \sum_j^m k \sum_i^n a_i x_{ij}$$

donde  $c_{ij}$  es el costo de conectar al usuario  $i$  al multiplexor localizado en  $j$ , costo que puede ser precalculado,  $k$  es el costo por unidad de capacidad de multiplexor,  $a_i$  es el tráfico del usuario  $i$ , y  $c_j$  es el costo de ubicar un multiplexor en el punto  $j$ . Este costo incluye el costo de conectar el multiplexor localizado en  $j$  al nodo central, que puede ser precalculado, puesto que la localización del nodo central se conoce de antemano. Nótese que ésta no es la interpretación tradicional que se da al parámetro  $c_j$ . El primer término del objetivo corresponde al costo total de conexión de los usuarios a los multiplexores, el segundo término es la suma de los costos de instalación de los multiplexores, y el tercer término es el costo correspondiente a capacidad de los multiplexores.

Deben agregarse algunas restricciones al modelo. En primer lugar, debe forzarse a los usuarios a conectarse solamente a aquellos puntos donde efectivamente se localiza un multiplexor. Esta restricción tiene la forma

$$x_{ij} \leq y_j \quad \forall i, j,$$

es decir, si la variable  $y_j$  es igual a cero, indicando que en la solución del problema la ubicación  $j$  no corresponde a un multiplexor, la variable  $x_{ij}$  será también cero, indicando que ningún usuario  $i$  podrá estar conectado a la ubicación  $j$ .

Para asegurar la confiabilidad de las conexiones de cada usuario, debe restringirse la probabilidad de desconexión del usuario  $i$  a ser mayor que el nivel mínimo de confiabilidad  $\alpha_i$  requerido, es decir,

$$P(\text{desconexión del usuario } i) \geq \alpha_i \quad \forall i, j.$$

Esta restricción no es en general lineal, sino que su forma dependerá de la distribución probabilística del evento "desconexión del usuario  $i$ ". Aún más, dependiendo de dicha distribución, puede no tener una expresión determinística, o cerrada. Para escribir el equivalente lineal, determinístico de esta restricción, debe recordarse que la probabilidad de desconexión de cada usuario depende del número de multiplexores a los cuales éste está conectado, es decir, se puede escribir una tabla de probabilidades de desconexión versus número de multiplexores a los cuales se conecta el usuario. Entonces, dado el valor  $\alpha_i$  y la tabla, podemos determinar *a priori* a cuántos multiplexores se debe conectar el usuario  $i$  para que la probabilidad de que se desconecte sea mayor o igual que  $\alpha_i$ . Nótese que en general, el valor  $\alpha_i$  no necesariamente corresponde a uno de los valores de la tabla, puesto que en ésta solamente están las probabilidades de desconexión para un número entero de conexiones (un número fraccionario no tiene sentido). De los números de conexiones en la tabla, debe escogerse aquél número  $b_i$  que esté asociado a la probabilidad de desconexión más cercana, pero igual o mayor que  $\alpha_i$ . Así, dado el parámetro  $\alpha_i$ , puede determinarse el número necesario de conexiones del

usuario  $i$ . La restricción, entonces, puede escribirse en una forma lineal, determinística, como

$$\sum_{j=1}^m x_{ij} \geq b_i \quad \forall i, j.$$

Esta restricción de "conectividad" fuerza el número de conexiones del usuario a ser mayor o igual que las requeridas para dar la confiabilidad adecuada al usuario  $i$ . Sin embargo, dicho usuario puede estar conectado a cualquier multiplexor de la red, sin importar su ubicación dentro de ésta. Para corregir esta situación, se define el conjunto

$$N_i = \{j \mid d_{ij} \leq L\},$$

donde  $L$  es la distancia límite y  $d_{ij}$  es la distancia entre los puntos  $i$  y  $j$ . El conjunto  $N_i$  contiene todos los índices asociados a los puntos candidatos a ubicaciones de multiplexores, que están a una distancia menor que  $L$  del usuario  $i$ . Nótese que hay uno de estos conjuntos  $N_i$  para cada usuario  $i$ , y que ellos pueden ser determinados antes del proceso de optimización. Si se desea restringir las conexiones usuario - multiplexor a ser de una longitud menor que  $L$ , entonces cada usuario debe estar conectado solamente a multiplexores cuyo índice esté dentro del conjunto  $N_i$  correspondiente. La restricción de conectividad se reescribe entonces como

$$\sum_{j \in N_i} x_{ij} \geq b_i \quad \forall i, j.$$

Puede suceder que se quiera limitar la capacidad de los multiplexores u localizar en cada punto  $j$ . En este caso, debe agregarse una restricción de capacidad del tipo

$$\sum_i \frac{a_i}{b_i} x_{ij} \leq M_j \quad \forall i, j,$$

donde  $M_j$  es la capacidad máxima del multiplexor localizado en  $j$ . Nótese en la restricción anterior, el tráfico asignado a cada conexión del usuario  $i$  es  $a_i/b_i$ . Ello se debe a que en este modelo, se asume que el

tráfico es repartido entre todos los multiplexores a los cuales está conectado el usuario, aunque sean de respaldo. Ello hace que haya cierta degradación en caso de falla, es decir, es probable que no todo el tráfico del usuario  $i$  pueda evacuarse en caso de falla. Si se desea evitar esta posibilidad, puede asignarse conexiones de respaldo con capacidades equivalentes al tráfico normal del usuario  $i$ , lo cual modifica la última restricción, debiendo escribirse en ella  $a_i$  en vez de  $a_i/b_i$ . Sin embargo, esto hace que se deba instalar mucha más capacidad de multiplexores que la necesaria en condiciones normales, lo cual incrementa substancialmente el costo de la red.

El modelo completo es, entonces, el siguiente:

Minimizar

$$Z = \sum_i^n \sum_j^m c_{ij} x_{ij} + \sum_j^m c_j y_j + \sum_j^m k \sum_i^n a_i x_{ij},$$

sujeto a

$$x_{ij} \leq y_j \quad \forall i, j,$$

$$\sum_{j \in N_i} x_{ij} \geq b_i \quad \forall i, j,$$

$$\sum_i^n \frac{a_i}{b_i} x_{ij} \leq M_i \quad \forall i, j,$$

$$x_{ij}, y_j = 0, 1 \quad \forall i, j,$$

en que la última restricción fuerza a las variables a tomar uno de los valores cero o uno.

### MÉTODOS DE SOLUCION

Puede probarse que el modelo presentado cae en la categoría de los problemas NP - completos, puesto que puede reducirse a un problema de partición [3]. Ello hace que la solución óptima de este problema no pueda encontrarse, en general, en un tiempo proporcional a un polinomio en la variable  $n$  (tamaño del problema). Esto no es un inconveniente cuando el tamaño del problema es pequeño; en ese caso, se puede resolver óptimamente utilizando paquetes de programación entera, como MPSX, LAMPS, MINOS, LINDO, etc. Cuando se utiliza este tipo de paquetes, es extremadamente conveniente,

en caso de ser posible, eliminar la restricción de capacidad de los multiplexores. De ser ello posible, la experiencia computacional preliminar obtenida indica que el tiempo de solución se reduce en órdenes de magnitud. De no ser posible eliminar la restricción de capacidad, puede utilizarse relajación lagrangiana, relajando la restricción de capacidad. Indudablemente, en este caso, no se puede asegurar la optimalidad de la solución.

Otro método de solución son las técnicas heurísticas, que tampoco aseguran optimalidad. Sin embargo, dado que el modelo ya tiene ciertas aproximaciones e imperfecciones, en la práctica una solución óptima en el sentido matemático no necesariamente es mejor que una solución heurística, aunque para encontrarla se tome tiempos mucho mayores.

### CONCLUSIONES

Se ha presentado un modelo probabilístico de diseño topológico de redes de comunicaciones, que considera como una de las condiciones de diseño la probabilidad de desconexión de cada usuario, obteniéndose como resultado del diseño una red robusta ante fallas de sus componentes. El modelo introduce innovaciones en los aspectos siguientes:

- El número de multiplexores a que se conecta cada usuario depende de la confiabilidad que éste desee. Así, la empresa proveedora del servicio de comunicaciones puede ofrecerle a sus clientes el grado de confiabilidad que ellos necesiten y estén dispuestos a pagar.
- Hay una limitación en el largo de las conexiones entre usuario y multiplexor, lo cual está de acuerdo a lo que sucede en la práctica.
- Todos los multiplexores a los cuales está conectado un usuario evacúan en condiciones normales parte de su tráfico, al contrario de lo que sucede en los modelos usuales, en que las conexiones de los usuarios pueden clasificarse en conexiones principales y conexiones de respaldo. Ello hace que se ahorre en capacidad de multiplexores, a la vez que se obtiene una degradación paulatina de las comunicaciones en caso de falla, en vez de una desconexión total de los usuarios.

- Se ataca el problema de la confiabilidad de un modo explícitamente probabilístico y no determinístico, como en los modelos usuales.
- Se disminuye la cantidad de variables y de restricciones con respecto a modelos similares.

Por otra parte, el modelo puede modificarse fácilmente para considerar la adición de multiplexores a redes ya existentes, o la re-localización de multiplexores.

Finalmente, este tipo de modelos son aplicables a una gran variedad de redes de comunicaciones y también de otros sistemas modelables en forma de red, como los sistemas de transporte urbano, redes de rutas aéreas, redes de distribución y transporte de energía eléctrica, etc.

#### REFERENCIAS

- [1] Gavish B, 1982, "Topological design of centralized computer networks - Formulations and algorithms", *Networks*, 12, 355 - 377.
- [2] Pirkul H, Narasimhan S, De P, 1988, "Locating Concentrators for Primary and Secondary Coverage in a Computer Communications Network", *IEEE Transactions on Communications*, 36, 450 - 458.
- [3] Garey M R., Johnson D S., 1979, *Computers and Intractability: A guide to the theory of NP-Completeness*", Freeman, San Francisco, CA.

#### AGRADECIMIENTOS

Este trabajo contó con el apoyo del Fondo Nacional de Ciencia y Tecnología, a través de los proyectos 656-90, 766-90, 547-91 y 548-91.

#### BIOGRAFIAS

Vladimir Marianov Kluge, es Ingeniero Civil Electricista de la Universidad de Chile, Master of Science in Engineering y Doctor of Philosophy de la Johns Hopkins University, Baltimore, USA. Desde 1981 es Profesor del Departamento de Ingeniería Eléctrica de la Universidad Católica de Chile. Sus áreas de interés son las redes de telecomunicaciones y el diseño topológico de redes de computadores.

Miguel Ríos Ojeda, es Ingeniero Civil Electricista de la Universidad de Chile y Master of Applied Science de la Universidad de Ottawa, Canadá. Desde 1977, es Profesor del Departamento de Ingeniería Eléctrica de la Universidad Católica de Chile. Su áreas de interés son las comunicaciones digitales, en especial redes de computadores y sistemas integrados de voz y datos.

ANALISIS ESTADISTICO DE LA SINCRONIZACION DE TRAMA  
DE LOS SISTEMAS DE TRANSMISION MULTICANAL MIC PLESIOCRONOS

Guillermo Vásquez Y. Pedro Silva E. Sergio Bunel T.

Departamento de Ingeniería Eléctrica; Universidad de Chile.  
Av. Tupper 2007; Casilla 412-3; Santiago, Chile.

RESUMEN

En el presente trabajo se expone una metodología general para evaluar el desempeño de las estrategias de alineación de trama de los sistemas de transmisión multicanal plesiócronicos estandarizados por el CCITT, la cual se basa en grafos orientados estocásticos y en una estimación de la distribución estadística de los errores que origina el canal de comunicación. Los parámetros considerados son: tiempo de detección de pérdida de alineación de trama, tiempo de realineación de trama, tiempo de desalineación espuria, y confiabilidad de las estrategia de realineación de trama. Se presentan algunos resultados numéricos para destacar la influencia de las ráfagas de errores del canal en el desempeño de las estrategias de sincronización de tales sistemas de transmisión multicanal, efecto que aún no es considerado explícitamente en las recomendaciones del CCITT.

ABSTRACT

This paper presents a general performance analysis method of frame alignment algorithms used in the asynchronous digital carrier systems standardized by CCITT, based on stochastic oriented graphs and a model of a burst-noise channel which describes the underlying statistical structure of the error process. The parameters considered are: out-of-frame detection time, reframe time, misframe time, and reliability of a reframe procedure. Some numerical results are presented to highlight the influence of burst errors on the performance of frame alignment in a digital carrier system, characteristic not yet considered explicitly in the CCITT recommendations.

1. INTRODUCCION

Para predecir la calidad del servicio que ofrece un sistema de transmisión multicanal jerárquico es necesario conocer la influencia que tienen los errores del canal sobre los tiempos de interrupción de las comunicaciones y la confiabilidad de operación del sistema. Considerando la importancia práctica que tiene este problema para la operación de redes digitales, en el presente trabajo se expone una metodología general para evaluar el desempeño de las estrategias de alineación de trama de un sistema multicanal jerárquico, basada en grafos orientados estocásticos y en una estimación de la distribución estadística de los errores de detección originados por las imperfecciones del canal de comunicación.

La atención se centra en la estimación del tiempo de detección de pérdida de alineación de trama, el tiempo de realineación de trama, el tiempo de desalineación espuria, y la confiabilidad de las estrategias de alineación de trama de los sistemas multicanal plesiócronicos estandarizados por el CCITT.

Se examina la influencia que tiene la distribución de los errores del canal en el comportamiento de las estrategias de sincronización de trama que son motivo de estudio. Se supone que los errores del canal se acumulan en ráfagas, que es lo que ocurre en los radioenlaces digitales [1], situación que aún no ha sido considerada cuantitativamente en las recomendaciones del CCITT referentes al desempeño de sistemas multiplex digitales [2]; por tal motivo se observa el grado de validez que tiene la tasa de bits erróneos (BER) como indicador de la calidad de operación un sistema multicanal. El sistema multicanal digital primario de 2Mb/s recibe especial atención, pues existe una marcada tendencia a introducir servicios de datos submultiplexados en los sistemas multicanal de 2 Mb/s y en los canales digitales de 64 Kb/s, lo cual hace necesario conocer la incidencia que tiene el comportamiento de la estrategia de alineación de trama de dicho nivel jerárquico sobre esos eventuales servicios.

2. MODELO DEL CANAL DE COMUNICACION

En la caracterización del desempeño de los circuitos hipotéticos de referencia se supone que los errores están uniformemente distribuidos a lo largo del tiempo (en cualquier lapso el número de errores acumulados se rige por una distribución de Poisson). Esta suposición pierde validez en los radioenlaces digitales, donde los errores se presentan acumulados en ráfagas. Por lo tanto, en la identificación de los objetivos de comportamiento y en la asignación de especificaciones de calidad de los segmentos de una red digital es necesario contar con un modelo de la estructura estadística de los errores en los enlaces, que permita traducir el comportamiento de los componentes de la red en el comportamiento de una conexión digital completa de una ruta de transmisión.

Para ejemplificar la aplicación que tiene el conocimiento de la distribución de los errores del canal en el problema central de este trabajo, se supone que el comportamiento de los errores del canal queda adecuadamente representado por un modelo consistente en una cadena de Markov de tres estados, que es una variante de la formulación básica de Gilbert [3], [4]. Según este modelo, el canal se encuentra en uno de tres estados posibles durante la transmisión de cada bit: un estado "bueno",  $S(G)$ , en que no ocurren errores, y dos estados "malos",  $S(B)$  y  $S(BE)$ , en el segundo de los cuales ocurren necesariamente los errores, y se supone que la transición de los estados "malos" al estado "bueno" es admisible sólo después que haya ocurrido un error.

Sea  $S[n]$  el vector fila de las probabilidades de los estados del canal durante el n-ésimo bit transmitido

$$\vec{S}[n] = (S_n(G), S_n(BE), S_n(B)) \quad (1)$$

Entonces se tiene la relación de recurrencia

$$\vec{S}[n] = \vec{S}[n-1] [\lambda] \quad (2)$$

donde  $[\lambda]$  es la matriz estocástica que define las probabilidades de transición en un paso entre estados de este modelo

$$[\lambda] = \begin{bmatrix} 1-P & (1-h)P & hP \\ Q & (1-h)(1-Q) & h(1-Q) \\ 0 & 1-h & h \end{bmatrix} \quad (3)$$

Los complementos de las probabilidades  $P$  y  $Q$  tienen relación con la persistencia en el estado "bueno" y en el estado "malo y erróneo" respectivamente. En este modelo las probabilidades condicionales de un error son:  $p\{\text{error}/S(G)\} = 0$ ,  $p\{\text{error}/S(BC)\} = 0$ , y  $p\{\text{error}/S(BE)\} = 1$ . La probabilidad condicional que ocurra un error cuando el canal se encuentra en alguno de los estados "malos" ( $S(BE)$  ó  $S(BC)$ ) es  $(1-h)$ .

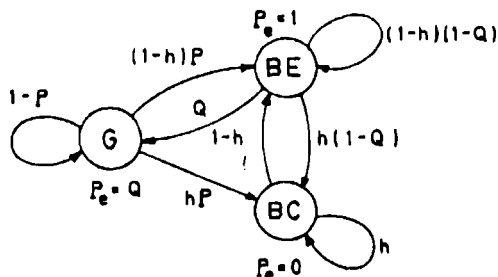


Fig. 1 Modelo de errores del canal

Las probabilidades incondicionales de los tres estados son

$$p\{S(G)\} = \frac{(1-h)Q}{P + (1-h)Q} \quad (4)$$

$$p\{S(BE)\} = \frac{(1-h)P}{P + (1-h)Q} \quad (5)$$

$$p\{S(BC)\} = \frac{hP}{P + (1-h)Q} \quad (6)$$

Debido a que los errores sólo pueden ocurrir en el estado "malo y erróneo"  $S(BE)$ , la probabilidad incondicional de error o tasa de bits erróneos (BER) es igual a la probabilidad incondicional de ese estado, dada por la ecuación (5).

Si  $[\lambda]$  es la matriz estocástica del modelo que caracteriza a la distribución de errores de la secuencia múltiple de un nivel jerárquico que reúne a  $n$  afluentes mediante entrelazado de bits, entonces  $[\lambda]^n$  es la matriz estocástica del modelo que caracteriza de manera análoga a los errores que son transferidos a cada una de las secuencias afluentes. Conocida la matriz  $[\lambda]$ , las matrices estocásticas que caracterizan a los modelos de las distribuciones de los errores en los niveles jerárquicos inferiores o superiores pueden ser determinadas analíticamente empleando funciones generadoras [5].

Para el análisis de las estrategias de sincronización de trama de los sistemas jerárquicos

del CCITT es necesario conocer la probabilidad que un bloque de longitud  $L$  esté libre de errores. El cálculo de esa probabilidad se efectúa como se indica

$$p\{L \text{ bits consecutivos correctos}\} = P(0, L) = \\ = p\{S_1(G), \dots, S_L(G)\} + p\{S_1(BC), \dots, S_L(BC)\} + \\ + \sum_{i=1}^L p\{S_1(G), \dots, S_i(G), S_{i+1}(BC), \dots, S_L(BC)\} \quad (7a)$$

Expresando las probabilidades conjuntas en términos de las probabilidades de transición entre estados y las probabilidades incondicionales de éstos, se obtiene

$$P(0, L) = \frac{\{[(1-h)(1-Q) - P]Ph^L + Q(1-h)^L(1-P)^L\}}{[P + (1-h)Q]\{(1-h) - P\}} \quad (7b)$$

### 3. MODELO DE LA ESTRATEGIA DE SINCRONIZACION DE TRAMA

Las estrategias de sincronización de trama de los sistemas multicanal plesiócronicos del CCITT se definen mediante la especificación de las condiciones de pérdida y de recuperación de la alineación de trama, lo cual se puede resumir en los siguientes términos:

"Se considera que se ha perdido la alineación de trama cuando se ha recibido con error en sus posiciones previstas  $\mu$  palabras de alineación de trama consecutivas. Cuando se considera perdida la alineación de trama, el dispositivo de alineación de trama decidirá que se ha recuperado efectivamente la alineación cuando detecte la presencia de  $\mu$  palabras de alineación de trama consecutivas. Después que el dispositivo de alineación de trama detecte la aparición de una sola palabra de alineación de trama correcta, comienza inmediatamente a buscar de nuevo la palabra de alineación de trama si detecta la ausencia de ésta en una de las  $(\mu-1)$  tramas siguientes" [6].

Estas estrategias de sincronización de trama pueden ser analizadas detalladamente mediante grafos orientados estocásticos, donde los nodos representan a los estados en que se encuentra el sincronizador de trama, y las ramas representan las probabilidades de transición entre estados [7], [8]. Se identifica cuatro conjuntos de estados, que resultan al combinar dos tipos de alternativas: condición de alineación o de desalineación de trama detectada por el sincronizador a partir de la interpretación de la secuencia digital múltiple que recibe, y condición de alineación o de desalineación que ocurre realmente. Cuando el sincronizador detecta que está alineado, opera en el modo "enclavado", suponiendo que la palabra de alineación de trama (PAT) se encuentra en una determinada posición que se repite regularmente dentro de la secuencia múltiple; si el sincronizador detecta desalineación, entra en el modo de operación "en búsqueda", y comienza a buscar secuencialmente la PAT en cada posición de la secuencia múltiple. Estos cuatro conjuntos de estados pueden ser descritos como cuatro estados generales:

- SAL: estado de alineación correcta, modo enclavado
- SAS: estado de alineación correcta, modo en búsqueda
- SMS: estado de alineación incorrecta, modo en búsqueda
- SML: estado de alineación incorrecta, modo enclavado

Los estados SAL y SML son estados naturales a los cuales se espera que llegue el sincronizador cuando está alineado y desalineado respectivamente. Se procura minimizar la permanencia en todo otro estado

que no sea el estado  $S_{AL}$ . La figura 2 muestra el diagrama de transición de estados generales que representa a la estrategia de sincronización de trama de los sistemas multicanal del CCITT, indicándose las transiciones más probables y los tiempos que ellas demoran.

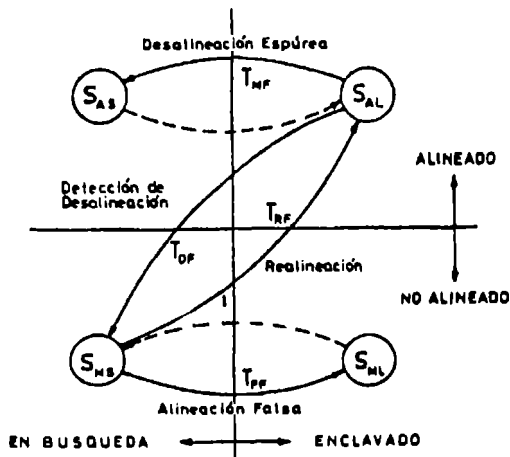


Fig. 2 Diagrama de transición de estados generales de la estrategia de sincronización de trama.

Las longitudes de la trama y de la palabra de alineación de trama se denotarán por  $N$  y  $L$  respectivamente. De acuerdo con lo que prescriben las estrategias de alineación de trama de todos los niveles jerárquicos del CCITT, la PAT es reconocida si ella se recibe sin error. En el modo de operación en búsqueda la identificación correcta de la PAT es perturbada por simulaciones fortuitas que pueden producir los bits de datos y de señalización de la secuencia múltiplex; la probabilidad de esa simulación es  $P_s = (1-Q_s) = 2^{-L}$ . En el modo enclavado y alineado es posible que la PAT no sea reconocida debido a los errores con que se recibe la secuencia múltiplex, lo que origina desalineaciones espurias; en este modo la probabilidad  $P_d$  que la PAT sea detectada correctamente es igual a la probabilidad que un bloque de longitud  $L$  no contenga errores,  $P_d = (1-Q_d) = P(0, L)$ , cuya expresión se indica en la ecuación (7).

En la figura 3 se muestra el diagrama de transición de estados del proceso de detección de pérdida de alineación de trama, cuando se examina periódicamente una posición de la secuencia múltiplex; cada nodo representa una detección de la PAT.

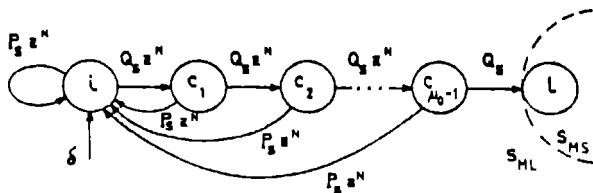


Fig. 3 Estrategia de detección de pérdida de alineación de trama.

Del grafo de la figura 3 se obtiene la función generadora  $\tau_{rl}(z)$  del tiempo de detección de pérdida de alineación de trama  $T_{rl}$  (paso del estado  $S_{ML}$  en una posición de la trama que no es la posición de la PAT, al estado  $S_{MS}$  en esa misma posición de la trama)

$$\tau_{rl}(z) = \frac{Q_s \mu_0 z^{N(\mu_0-1)}}{1 - P_s z^N \frac{1 - Q_s \mu_0 z^{N\mu_0}}{1 - Q_s z^N}} \quad (8)$$

De esta expresión de  $\tau_{rl}(z)$  se obtiene el valor medio  $\langle T_{rl} \rangle$  y la varianza  $\text{var}(T_{rl})$  de  $T_{rl}$ , como se indica en el Apéndice. Para el sistema multicanal de primer orden del CCITT se debe sustituir  $N$  por  $2N$  en la ecuación (8), pues en ese caso la PAT se dispone en las tramas impares [6].

La figura 4 muestra el diagrama de transición de estados correspondiente al modo de operación en búsqueda, cuando se avanza en una posición en la exploración de la secuencia múltiplex. En el grafo del sistema multicanal de primer orden (figura 4a), la revisión del segundo bit del intervalo de tiempo de canal 0 de las tramas pares (que tiene valor 1) se incluye como una confirmación de detección de la PAT; la probabilidad de detectar correctamente ese bit puede aproximarse por  $p_d = (1-q_d) = (1-\text{BER})$ , mientras que la respectiva probabilidad de una simulación fortuita por algún bit de datos es  $p_s = (1-q_s) = 0,5$ .

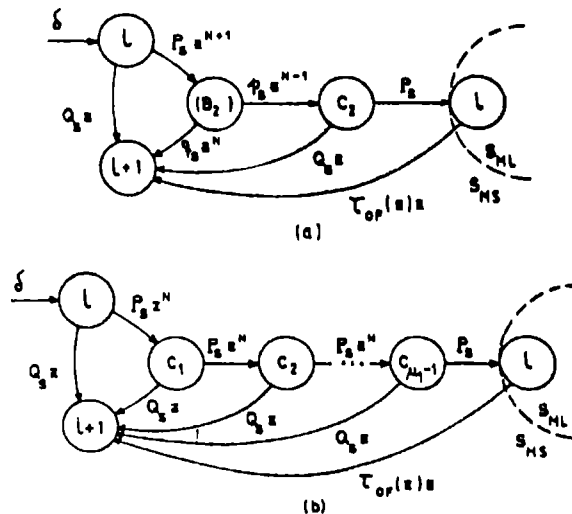


Fig. 4 Estrategia de búsqueda de alineación de trama. (a) Sistema multicanal de primer orden. (b) Sistemas multicanal de segundo, tercero y cuarto orden.

Con ayuda de los grafos de la figura 4 se obtiene la función generadora  $\tau_{rl}(z)$  del tiempo de realineación de trama  $T_{rl}$  (paso del estado  $S_{MS}$  en una posición de la trama que no es la posición de la PAT, al estado  $S_{AL}$  en la posición correcta de la PAT). Se supone la situación inicial más desfavorable, en que la búsqueda comienza en la posición inmediatamente siguiente a la de la PAT, lo cual obliga a recorrer todas las posiciones de la trama antes de conseguir nuevamente la realineación. Para el sistema multicanal de primer orden se obtiene

$$\tau_{rl}(z) = \frac{P_d^M p_d \tau_s(z) z^{2N}}{1 - \tau_s(z) [Q_d + P_d (1 - P_d p_d) z^{2N}]} \quad (9)$$

donde

$$\tau_s(z) = z [\tau_b(z)]^{(2M-1)} \quad (10)$$

$$\tau_b(z) = Q_s z + P_s [Q_s + Q_s p_s + P_s p_s \tau_{rl}(z)] z^{(2M+1)} \quad (11)$$

Para los sistemas multicanal de segundo orden y superiores se obtiene la siguiente expresión general

$$T_{rf}(z) = \frac{P_d^{\mu_1} \tau_a(z) z^{N(\mu_1-1)}}{1 - Q_d \tau_a(z) \frac{1 - P_d^{\mu_1} z^{N\mu_1}}{1 - P_d z^N}} \quad (12)$$

donde

$$\tau_a(z) = \mu [\tau_b(z)]^{(\mu-1)} \quad (13)$$

$$\tau_b(z) = \frac{Q_a z (1 - P_a^{\mu_1} z^{N\mu_1})}{1 - P_a z^N} + P_a^{\mu_1} z^{N\mu_1} \tau_{of}'(z) \quad (14)$$

Un grafo similar al de la figura 3 permite analizar una desalineación espuria, es decir, el paso del estado  $S_{AL}$  en la posición correcta de la PAT al estado  $S_{AS}$ , iniciándose la primera búsqueda en la posición siguiente a la posición correcta de la PAT. Para tal efecto, se debe sustituir  $P_a$  por  $P_s$  en las ramas de dicho grafo. La función generadora del tiempo  $T_{sf}$  que media entre dos desalineaciones espurias es

$$T_{sf}(z) = \frac{Q_d^{\mu_0} z^{N(\mu_0-1)}}{1 - P_d z^N \frac{1 - Q_d^{\mu_0} z^{N\mu_0}}{1 - Q_d z^N}} \quad (15)$$

En el caso del sistema multicanal de primer orden se debe cambiar  $N$  por  $2N$  en la ecuación (15), por la misma razón señalada anteriormente para determinar el tiempo  $T_{of}$ .

La confiabilidad de la realineación se define como la probabilidad  $P_{crr}$  que, una vez detectada una pérdida de alineación, el consiguiente proceso de búsqueda concluya con una realineación correcta (puede ocurrir una realineación incorrecta debido a simulaciones sucesivas de la PAT por parte de bits de datos). Al considerar que  $P_{crr}$  es formalmente la probabilidad condicional  $P(\text{alin. correcta}/\text{alin.})$ , para el sistema multicanal de primer orden se obtiene

$$P_{crr} = \frac{1}{1 + (2N-1) \left(\frac{P_a}{P_d}\right)^2 \left(\frac{P_u}{P_d}\right)} \quad (16)$$

La expresión general de la confiabilidad de la realineación de los sistemas multicanal de segundo orden y superiores es

$$P_{crr} = \frac{1}{1 + (N-1) \left(\frac{P_a}{P_d}\right)^{\mu_1}} \quad (17)$$

Después de ocurrida una pérdida de sincronización en el nivel jerárquico superior (de orden  $M$ ), el máximo tiempo  $\langle T_{rf} \rangle$  que demora la realineación completa del sistema multiplex jerárquico, hasta que se recupera la sincronización en un canal de 64 Kb/s, se puede estimar sobre la base de los valores medio y varianzas del tiempo de realineación  $T_{rfi}$  de cada nivel jerárquico del sistema multicanal, aplicando la "regla de 4σ"

$$\langle T_{rf} \rangle = \sum_{i=1}^M \langle T_{rfi} \rangle + 4 \left( \sum_{i=1}^M \text{var}(T_{rfi}) \right)^{\frac{1}{2}} \quad (18)$$

#### 4. ESTIMACION DEL DESEMPEÑO DE LAS ESTRATEGIAS DE ALINEACION DE TRAMA

Los siguientes resultados muestran la incidencia de la tasa promedio de errores (BER) y la distribución de los errores sobre la sincronización de trama; la información se presenta parametrizada mediante la probabilidad  $P$  del modelo de errores del canal y la probabilidad  $h$  que caracteriza a los errores durante la condición "mala" del canal.

En la figura 5a se ve la influencia que tiene la distribución de los errores del canal en la probabilidad de detección  $P_d$  de la PAT correcta del sistema multicanal de 140 Mb/s. La figura 5b permite comparar los valores de la probabilidad  $P_d$  en los cuatro primeros niveles jerárquicos del CCITT, cuando los errores del canal son independientes y cuando presentan una acumulación particular en ráfagas.

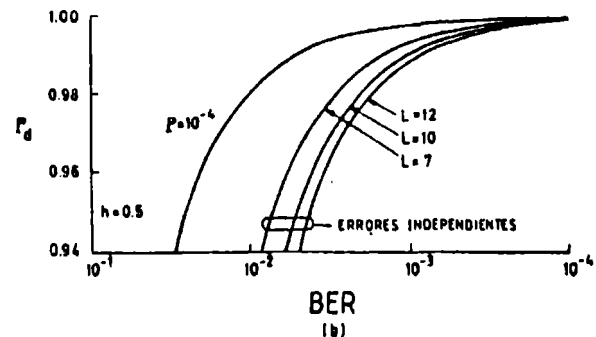
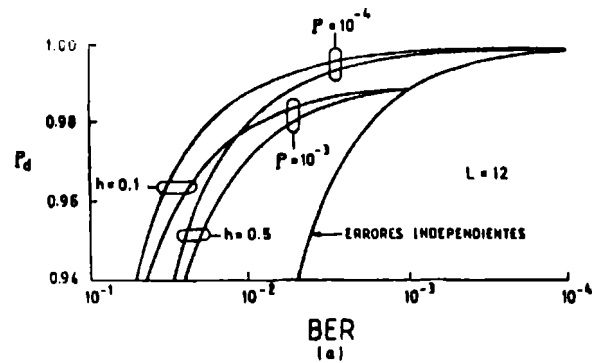


Fig. 5 Probabilidad de detección de la palabra de alineación de trama. (a) Influencia de la distribución de los errores del canal. (b) Comparación entre los cuatro primeros niveles jerárquicos del CCITT.

La ecuación (8) muestra que el tiempo de detección de pérdida de alineación de trama,  $T_{of}$ , depende sólo de la probabilidad  $P_a$  de simulación de la PAT, y del número  $\mu_0$  de confirmaciones de detección de PAT en el modo enclavado, por lo que es independiente de la distribución de errores del canal. En la tabla siguiente se indica el valor medio  $\langle T_{of} \rangle$  y la varianza  $\text{var}(T_{of})$ , normalizados con respecto a la duración de una trama, de los cuatro primeros niveles jerárquicos del CCITT.



**TABLA 1**  
Tiempo de detección de pérdida de alineación de trama

Sistema Multicanal	$\langle T_{or} \rangle$ [Tramas]	$\text{var}(T_{or})$ [Tramas <sup>2</sup> ]
2 Mb/s	4,096	0,113
8 y 34 Mb/s	3,010	0,029
140 Mb/s	3,002	0,007

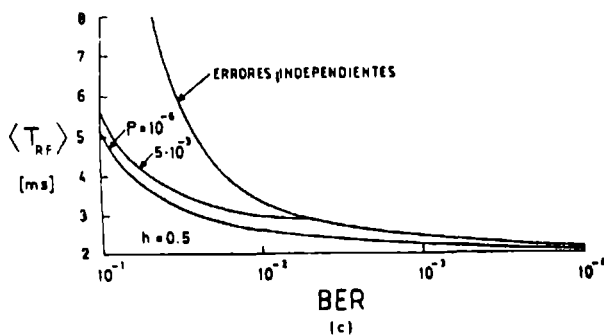
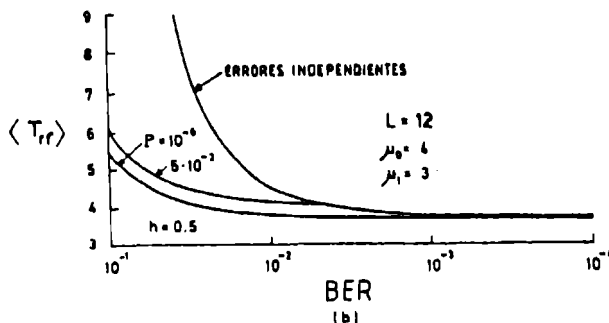
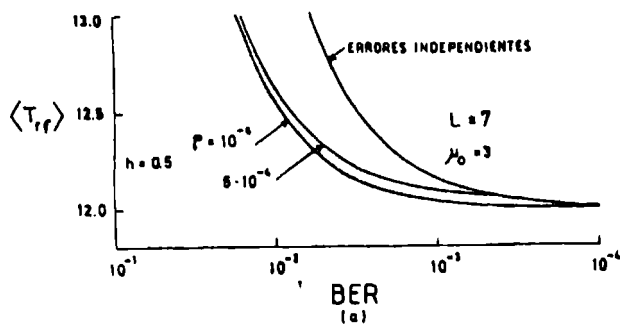


Fig. 6 Tiempo promedio de realineación de trama. (a) Sistema multicanal de 2 Mb/s. (b) Sistema multicanal de 140 Mb/s. (c) Máximo tiempo de realineación de trama de un sistema multicanal jerárquico de cuarto orden.

Las figuras 6a y 6b muestran el tiempo promedio de realineación de trama  $\langle T_{rf} \rangle$  (normalizado con respecto a la duración de una trama) de los sistemas de 2 Mb/s y 140 Mb/s, para dos condiciones de errores acumulados en ráfaga, y para errores independientes; la figura 6c muestra una estimación del tiempo máximo

que demora en restablecerse la sincronización en un canal de 64 Kb/s transmitido por un sistema multicanal jerárquico de cuarto orden, después de ocurrida una desalineación de trama en el nivel superior, de acuerdo con el criterio que expresa la ecuación (18).

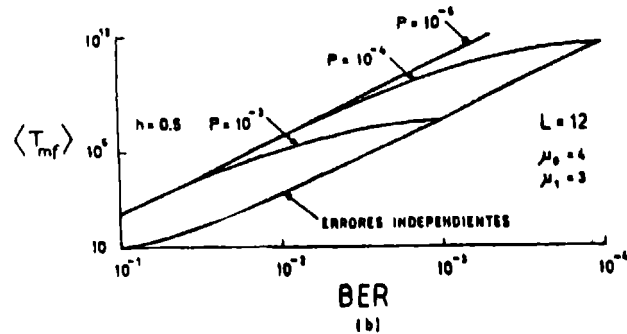
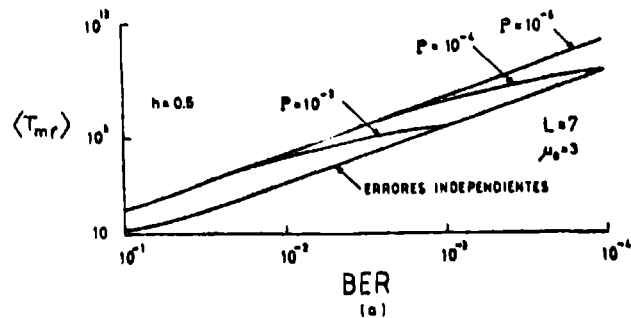


Fig. 7 Tiempo promedio entre dos desalineaciones de trama espurias. (a) Sistema multicanal de 2 Mb/s. (b) Sistema multicanal de 140 Mb/s.

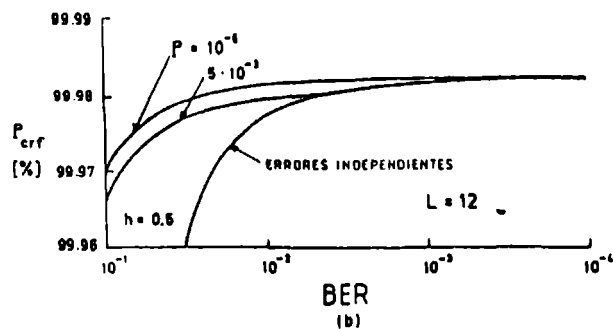
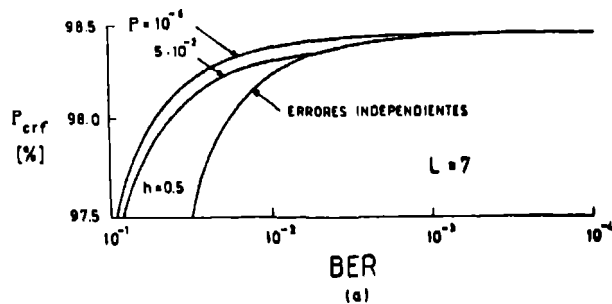


Fig. 8 Confiabilidad de una realineación de trama. (a) Sistema multicanal de 2 Mb/s. (b) Sistema multicanal de 140 Mb/s.

Los gráficos de la figura 7 muestran el tiempo promedio entre dos desalineaciones espurias de trama  $\langle T_{me} \rangle$  (normalizado con respecto a la duración de una trama) de los sistemas de 2 Mb/s y 140 Mb/s, para dos condiciones de errores acumulados en ráfaga, y para el caso de errores independientes.

En la figura 8 se puede observar la incidencia que tiene la distribución de los errores en la confiabilidad de la realineación de trama (probabilidad  $P_{err}$ ) de los sistemas multicanal de 2 Mb/s y de 140 Mb/s, suponiendo dos condiciones de errores acumulados en ráfagas, y el caso de errores independientes.

## 6. CONCLUSIONES

El procedimiento expuesto para analizar una estrategia de sincronización de trama es completamente general y su exactitud depende de la validez del modelo empleado para caracterizar la distribución de los errores del canal. Elegido un modelo Markoviano adecuado para la distribución de errores que produce el canal en un nivel jerárquico, sus parámetros pueden ser calculados basándose en la observación de los errores que presenta la PAT, y a partir de ese modelo es posible determinar analíticamente la distribución de errores en cualquier otro nivel jerárquico.

Se puede constatar que la distribución de errores del canal tiene una influencia beneficiosa en el desempeño de las estrategias de alineación de trama de los sistemas múltiplej plesiónocronos del CCITT, particularmente en el tiempo de realineación, en el tiempo entre desalineaciones espurias, y en la confiabilidad de la realineación; en virtud de esa influencia, se observa que la tasa promedio de errores (BER) es un indicador de calidad del canal que para evaluar la sincronización de trama pierde parte de su significación cuando es mayor que  $10^{-4}$ . También se puede apreciar que la distribución de errores independientes es la condición más desfavorable para mantener la sincronización de tramas. Lo anterior debiera motivar una modificación de la interpretación que se suele dar a los segundos sin error, a los segundos severamente erróneos, y al valor umbral  $10^{-3}$  de la BER en radioenlaces digitales terrestres, en relación con las condiciones de indisponibilidad de este tipo de enlaces [2], [4], [9].

La metodología de análisis que se ha presentado permite obtener indicadores estadísticos fundamentales para estimar la calidad de los servicios de voz y datos submultiplexados que puede atender un canal de 2 Mb/s o un canal básico de 60 Kb/s, teniendo como base una estimación de la distribución de los errores que introduce el sistema de transmisión multicanal.

## AGRADECIMIENTOS

Este trabajo ha sido financiado por la Universidad de Chile, como parte del Proyecto de Investigación DTI I 2849-9133, y por el Fondo Nacional de Desarrollo Científico y Tecnológico (Proyecto Fondecyt N° 1189-91).

## REFERENCIAS

[1] Kanal, L.N., and Sastry, A.R.K., "Models for channels with memory and their applications to error control", Proc. IEEE, Vol. 66, N° 7, pp. 724-744, July 1978.

[2] Recomendación G.821, Libro Azul del CCITT, 1989.

[3] Gilbert, E.N., "Capacity of a burst noise channel", Bell Syst. Tech. J., Vol. 39, pp.1253-1265, Sept. 1960.

[4] Dravida, S., Master, M.J., and Morton, C.H., "A method to analyse performance of digital connections", IEEE Trans. on Commun., Vol. COM-36, N°3, pp. 298-305, March 1988.

[5] Feller, W., "An introduction to probability theory and its applications", New York: Wiley, 1966.

[6] Recomendaciones G.732, G.742, G.761, Libro Azul del CCITT, 1989.

[7] Jones, E.V., and Al-Subbagh, M.N., "Algorithms for frame alignment - Some comparisons", IEE Proc., Vol. 132, Pt. F, N° 7, pp. 529-536, Dec. 1985.

[8] Choi, D., "Frame alignment in a digital carrier system - A tutorial", IEEE Commun Mag., Vol. 28, N° 2, pp. 47-51, Feb 1990.

[9] Meyer, M.E. and Sastry, A.R.K., "Performance analysis of tandem burst-error links with applications to SDN", IEEE Trans. on Commun., Vol. COM-33, N°7, pp. 646-653, July 1985.

## APENDICE

Sea  $t$  una variable aleatoria discreta que puede tomar sólo valores enteros no negativos con probabilidad  $p(t=n)$ . Se define la función generadora  $\tau(z)$  de la variable aleatoria  $t$  como

$$\tau(z) = \sum_{n=0}^{\infty} p(t=n) z^n \quad (A1)$$

El valor medio y la varianza de la variable  $t$  pueden ser expresados en términos de las derivadas de la función generadora  $\tau(z)$  evaluada en  $z=1$  en la forma que se indica

$$E(t) = \langle t \rangle = \dot{\tau}(1) \quad (A2)$$

$$\text{var}(t) = E\{(t-\langle t \rangle)^2\} = \ddot{\tau}(1) + \dot{\tau}(1) - [\dot{\tau}(1)]^2 \quad (A3)$$

Guillermo Vázquez Y. Ingeniero Civil Electricista (Universidad de Chile, 1976). Profesor Asociado e Investigador del Grupo de Telecomunicaciones del Departamento de Ingeniería Eléctrica de la Universidad de Chile, donde se desempeña desde 1976. Areas de interés: teoría de la señal, comunicaciones digitales, transmisión digital por microondas.

Pedro Silva E. Ayudante de Investigación del Departamento de Ingeniería Eléctrica de la Universidad de Chile, donde se encuentra terminando sus estudios de Ingeniería Eléctrica, con especialización en telecomunicaciones y sistemas digitales.

Sergio Bunel T. Ingeniero Civil Electricista (Universidad de Chile, 1986). Profesor de jornada parcial del Departamento de Ingeniería Eléctrica de la Universidad de Chile. Desde 1988 se desempeña como ingeniero especialista en radio digital en el Departamento de Coordinación Técnica de ENTEL-CHILE. Areas de interés: sistemas digitales, transmisión digital por microondas y por fibra óptica.

# CARACTERÍSTICAS DE RADIACION DE BOCINAS DE GUIA CIRCULAR CON CORRUGACIONES EXTERNAS

Benjamín Jacard H.

Rodrigo García S.

Departamento de Ingeniería Eléctrica, Universidad de Chile  
Av. Tupper 2007, Casilla 412-3, Santiago, Chile

## RESUMEN

En este trabajo se investigan experimentalmente las características de radiación de una guía circular abierta excitada por el modo  $TE_{11}$ , y la influencia que tiene la incorporación de un flanche finito liso y hasta con dos corrugaciones frontales de profundidad  $\lambda/4$ . Además, se analiza el efecto de introducir corrugaciones de profundidad  $\lambda/4$  en la pared exterior de la guía, manteniendo constante el diámetro externo de la bocina.

Se determina que las corrugaciones externas contribuyen a reducir el nivel de radiación de los lóbulos traseros, especialmente en el caso de existir un flanche liso en el plano de abertura de la guía. Para conseguir mayor simetría rotacional en el diagrama de radiación de la bocina, resulta indispensable introducir al menos una corrugación frontal en el flanche.

Se concluye que la bocina con dos corrugaciones frontales y con corrugaciones externas tiene características de radiación comparables a las de una bocina corrugada de  $90^\circ$  comercial (con tres corrugaciones frontales) con la ventaja de poseer un diámetro externo más reducido.

## ABSTRACT

The radiation characteristics of an open-ended circular waveguide excited by the  $TE_{11}$  mode, and the influence of incorporating a finite flange, smooth and with one or two grooves of depth  $\lambda/4$  are investigated experimentally. Also, the effect of circumferential corrugations of depth  $\lambda/4$  on the outer wall of the waveguide, keeping constant the outer diameter of the horn, is analysed.

It is shown that outer corrugations contribute to reduce the radiation level of the far-out sidelobes especially when the horn has a smooth flange in the aperture plane. In order to obtain radiation patterns with greater rotational symmetry it is necessary to introduce at least one frontal corrugation in the flange.

As a conclusion, it is shown that a horn with two frontal grooves and outer corrugations, has similar radiation characteristics compared to a commercial  $90^\circ$  corrugated horn (which has three corrugations) with the advantage of having a smaller outer diameter.

## 1. INTRODUCCION

Para la alimentación frontal de reflectores parabólicos se requiere una bocina cuyas características de radiación muestren un bajo nivel de lóbulos laterales, buena discriminación de polarización

cruzada, simetría rotacional (similitud entre diagramas de radiación en planos E y H), y un ancho del haz bastante grande, de modo de iluminar el borde de la parábola con un nivel 10 dB inferior al correspondiente al centro. Las características anteriores no pueden conseguirse adecuadamente mediante una guía circular abierta excitada por el modo  $TE_{11}$  ya que en la práctica los campos difractados por el extremo abierto de la guía inducen corrientes de conducción en la pared externa de la guía, las que a su vez radian y contribuyen a aumentar el nivel de lóbulos laterales especialmente en el plano E, produciendo, además, diagramas de radiación en planos E y H bastante desiguales. Con el fin de subsanar los problemas anteriores, a la guía circular se la ha dotado de un flanche finito con ranuras anulares frontales, constituyendo la llamada "bocina corrugada de  $90^\circ$ " [1], [2], [3], [4]. Generalmente la profundidad de las ranuras se elige igual o algo superior a  $\lambda/4$  de modo de obtener una alta impedancia superficial capacitiva en el plano de abertura de las ranuras.

Al aumentar el número de corrugaciones frontales, generalmente de ancho cercano a  $\lambda/8$ , se obtienen mejores resultados pero a costa de aumentar el diámetro externo del alimentador, lo que tiene la desventaja de producir un mayor bloqueo de abertura en la antena parabólica.

Debido a este inconveniente, recientemente se ha propuesto la incorporación de corrugaciones circunferenciales en la pared externa de la guía con el fin de disminuir el nivel de lóbulos laterales [5],[6]. El diámetro externo de la bocina queda entonces acotado por la profundidad de las corrugaciones externas, generalmente cercana a  $\lambda/4$ .

Con el fin de complementar los antecedentes encontrados en la literatura, en este trabajo se efectúa una investigación experimental de las características de radiación de una guía circular abierta, excitada por el modo  $TE_{11}$  a la cual se le incorpora alternativamente un flanche finito liso y con una y dos corrugaciones frontales de profundidad  $\lambda/4$ . Además, en ambos casos se agregan corrugaciones de profundidad  $\lambda/4$  en la pared externa de la guía, manteniendo el diámetro externo igual al del flanche (liso o corrugado) colocado en el plano de abertura. Mediante un diseño modular, se logró modificar fácilmente el número y el ancho de las corrugaciones externas, y el número de corrugaciones frontales. En todos estos casos se midieron los diagramas de radiación en los planos E y H a la frecuencia de 3.15 GHz, a la cual la profundidad de todas las corrugaciones es muy cercana a  $\lambda/4$ .

Las características de radiación de los prototipos estudiados se comparan entre sí y con aquellas de una

bocina corrugada de 90° comercial, con tres corrugaciones frontales y mayor diámetro externo.

## 2. DISTRIBUCION DE CAMPO Y CORRIENTES SUPERFICIALES EN UNA GUIA CIRCULAR

Para el modo dominante TE<sub>11</sub>, el campo en una guía circular de radio  $a$  está dado por las siguientes componentes en un sistema de coordenadas cilíndricas ( $r, \phi, z$ )

$$H_z = k_{c11}^2 \cos \phi J_1(k_{c11}r) e^{-\gamma_{11}z}$$

$$E_z = 0$$

$$H_r = \frac{-\gamma_{11}}{j\omega\mu_0} E_\phi = -k_{c11} \gamma_{11} \cos \phi J_1'(k_{c11}r) e^{-\gamma_{11}z}$$

$$H_\phi = \frac{\gamma_{11}}{j\omega\mu_0} E_r = \gamma_{11} \sin \phi \frac{J_1(k_{c11}r)}{r} e^{-\gamma_{11}z}$$

donde

$$\gamma_{11} = j\beta_{11} = j(k_0^2 - k_{c11}^2)^{1/2}, \quad k_0 = \frac{2\pi}{\lambda}$$

$$k_{c11} = \frac{1.841}{a}$$

La distribución de campo en la sección transversal de la guía está representada en la Figura 1.

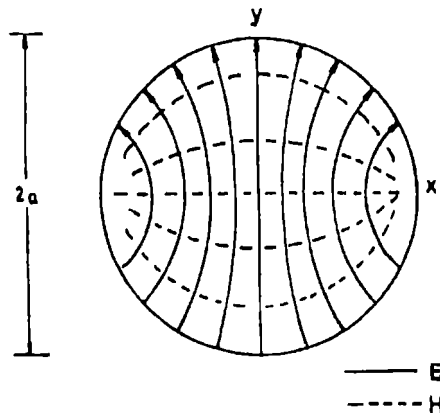


Fig. 1 Distribución de campo transversal (modo TE<sub>11</sub>) en guía circular.

La densidad de corriente superficial  $J_s$  en la pared interior de la guía de radio  $a$  está dada por:

$$\vec{J}_s = -\hat{r}x(H_\theta \hat{\phi} + H_z \hat{z}) \Big|_{r=a} = -H_\theta \hat{z} + H_z \hat{\phi} \Big|_{r=a}$$

En la distribución de corriente superficial bosquejada en la Figura 2, resulta solamente una componente longitudinal (según  $z$ ) en el plano E y una componente transversal en el plano H, lo que indica claramente que la difracción en un flanche finito en la abertura de la guía y la radiación de corrientes superficiales en la pared exterior de la guía serán mayores en el plano E que en el plano H.

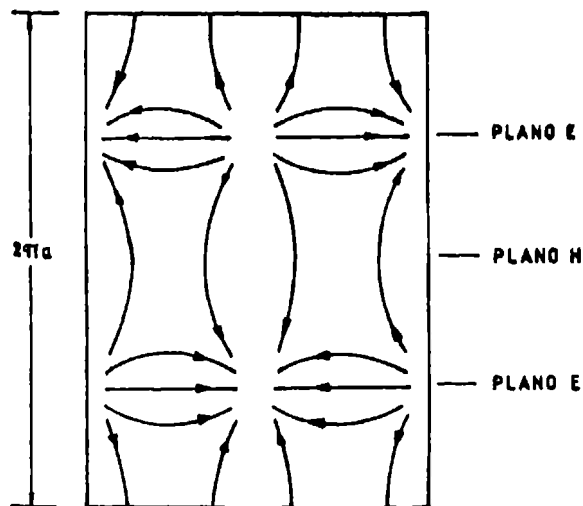


Fig. 2 Distribución de corrientes superficiales en el interior de una guía circular.

## 3. CONSIDERACIONES DE DISEÑO DE BOCINAS CORRUGADAS EXTERIORMENTE

Para minimizar el efecto adverso de las corrientes inducidas en la pared externa de la guía o en un flanche finito en el plano de abertura, resulta efectivo introducir corrugaciones frontales o externas tal como se ilustra en la Figura 3.

La profundidad  $h$  de las corrugaciones debe ser tal que a la frecuencia de operación se tenga

$$0.25 < (h/\lambda) < 0.5$$

con lo cual resulta una impedancia superficial capacitiva en las superficies corrugadas [6], [7], [8].

Las ranuras presentan una alta impedancia capacitiva cuando su profundidad se acerca a  $\lambda/4$ . Esto tiene la ventaja de requerir un menor número de corrugaciones para atenuar el efecto de las corrientes superficiales, pero tiene el inconveniente de ser muy sensible a las variaciones de frecuencia [5]. Para obtener una mejor respuesta de frecuencia habría que aumentar la profundidad de las corrugaciones (p. ej.  $h \approx 0.3\lambda$ ) y simultáneamente incrementar el número de ellas. Otra alternativa sería utilizar ranuras de forma triangular o trapezoidal en vez de corrugaciones de sección rectangular [9].

El ancho  $p$  de las corrugaciones generalmente es inferior a  $\lambda/4$ , siendo  $p \approx \lambda/8$  un valor comúnmente elegido [3], [5].

## 4. PROTOTIPOS EXPERIMENTALES DE ALIMENTADORES

Los diversos prototipos de alimentadores utilizados en el trabajo experimental se construyeron en forma modular tal como se indica en las Figuras 3(a) y 3(b). Partiendo de una guía circular de radio interno  $a = 2.75$  cm y radio externo  $b = 3.25$  cm (Prototipo A), se la dotó de un flanche liso de diámetro externo  $d = 12.6$  cm y espesor  $t = 0.5$  cm (Prototipo B). Enseguida, se incorporaron corrugaciones externas de profundidad  $h = 2.4$  cm formadas por discos de diámetro externo  $d = 12.6$  cm y espesor  $t = 0.5$  cm (Ver Figura 3(a)). El ancho  $p$  de las ranuras circunferenciales se fijó en  $p = 1.2$  cm (Prototipo C) y en  $p = 2.4$  cm (Prototipo D).

Para investigar el efecto de corrugaciones frontales, a la guía circular se la dotó de un flanche con una sola ranura anular de diámetro externo  $d = 12.6$  cm, profundidad  $h = 2.4$  cm y ancho  $P = 2.4$  cm. (Prototipo E). A continuación, se dividió la ranura frontal en dos ranuras de anchos  $p_1 = 0.86$  cm y  $p_2 = 1.15$  cm, intercalando una pared cilíndrica de espesor  $t = 0.6$  cm, tal como se indica con línea de puntos en la Figura 3(b) (Prototipo F). Posteriormente, a esta bocina se le incorporaron corrugaciones externas del mismo tipo que las empleadas en el caso de flanche liso con anchos:  $p = 1.2$  cm (Prototipo G) y  $p = 2.4$  cm (Prototipo H).

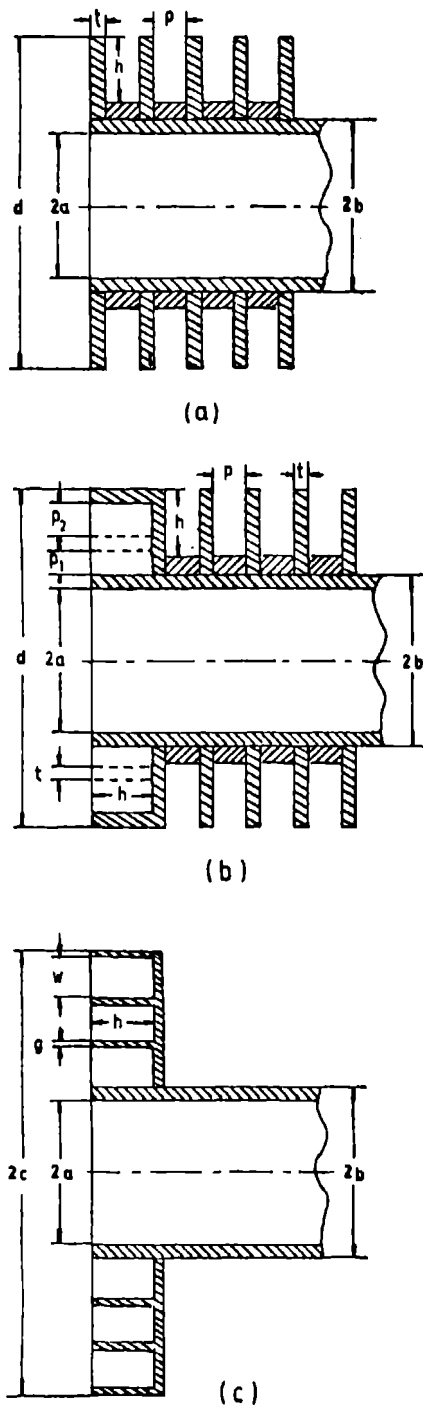


Fig. 3 Corte longitudinal de prototipos experimentales de alimentadores.

Finalmente, se le incorporó a la guía circular, un flanche con tres corrugaciones frontales perteneciente a una antena comercial, con las siguientes dimensiones acotadas en la Figura 3(c):  $h = 2.4$  cm,  $c = 8.2$  cm,  $g = 0.2$  cm,  $w = 1.4$  cm (Prototipo I).

## 5. RESULTADOS EXPERIMENTALES

Los diferentes prototipos de alimentadores recién descritos fueron excitados por el modo  $TE_{11}$  a una frecuencia de 3.15 GHz a la cual la profundidad de todas las ranuras (frontales y externas) es aproximadamente igual a  $\lambda/4$ . En todos los casos estudiados se midieron los diagramas de radiación copolares en los planos E y H.

En la Figura 4 se muestran los diagramas de radiación en planos E y H correspondientes a la guía sola (Prototipo A). Se puede observar un mayor nivel de lóbulos laterales en el plano E debido a la influencia de corrientes excitadas en la pared externa de la guía, lo que además produce una apreciable diferencia en la forma de ambos diagramas.

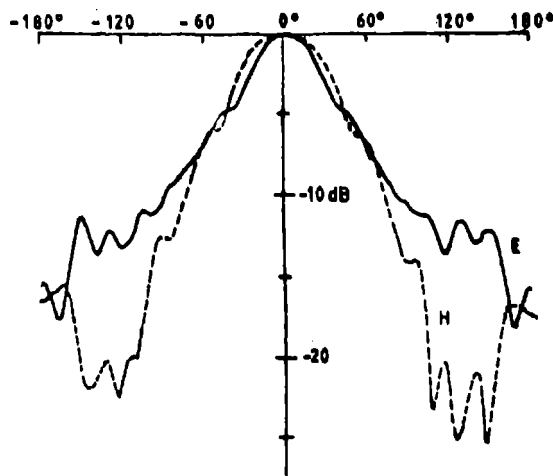


Fig. 4 Diagramas de radiación experimentales de guía circular abierta (Prototipo A).

Al incluir un flanche finito liso en el plano de apertura de la guía circular (Prototipo B), se aprecia, en la Figura 5, un ensanchamiento del diagrama de radiación en el plano E y una notoria disminución del nivel de lóbulos laterales, tanto en el plano E como en el plano H. Además, se observa bastante diferencia entre los anchos del haz principal en planos E y H, lo que implica un nivel alto de radiación de polarización cruzada [4].

En la Figura 6 se muestran los diagramas de radiación en planos E y H del Prototipo C, constituido por un flanche liso y cuatro corrugaciones externas de ancho  $\lambda/8$ . Comparando con las características de radiación del Prototipo B, se nota en el plano E, una disminución de aproximadamente 6 dB en el nivel del lóbulo trasero debido al efecto de las corrugaciones externas; se observa además que el ancho y la forma del lóbulo principal prácticamente no se ven afectados. La forma del lóbulo principal del diagrama de radiación en el plano H se mantiene, disminuyendo fuertemente el nivel del lóbulo trasero (en alrededor de 10 dB). Al disminuir el número de corrugaciones externas del

Prototipo C se observó un aumento gradual del nivel del lóbulo trasero, tanto en el plano E como en el plano H. Por otro lado, al aumentar a siete el número de corrugaciones externas se obtuvo una disminución del orden de 2 dB y 4 dB en el nivel del lóbulo trasero en los planos E y H respectivamente.

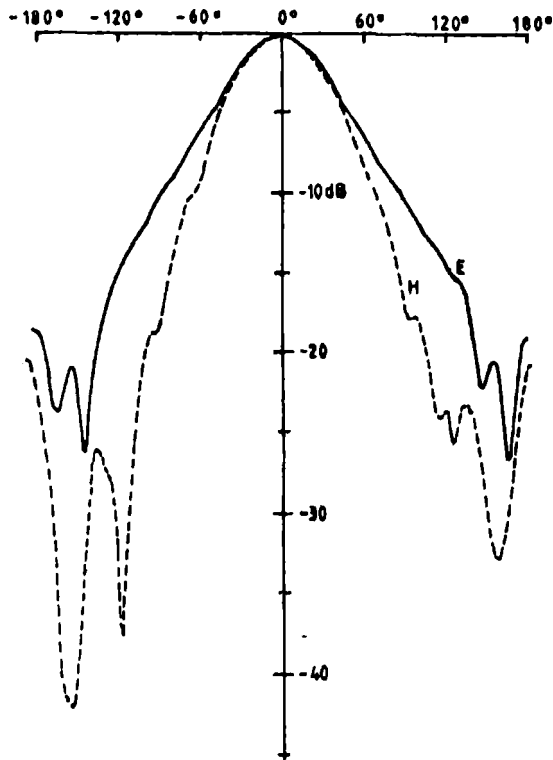


Fig. 5 Diagramas de radiación experimentales de guía circular con flanche finito liso. (Prototipo B).

Al cambiar el ancho de las corrugaciones externas a  $p = \lambda/4$  (Prototipo D) no se observó una gran diferencia con respecto a las características de radiación del Prototipo C (con  $p = \lambda/8$ ) si se mantiene constante el número de corrugaciones externas. Esto lleva a concluir que las corrugaciones externas de ancho  $p = \lambda/8$  son más convenientes pues permiten reducir la longitud del alimentador.

En la Figura 7 se incluyen los diagramas de radiación del Prototipo E, en el cual el flanche finito liso se ha reemplazado por una corrugación frontal del mismo diámetro externo. Se observa ahora una gran similitud entre los diagramas de radiación de los planos E y H, especialmente para ángulos polares  $\theta \leq 70^\circ$ . Esta característica representa una notable mejoría con respecto al caso de la guía con flanche liso y corrugaciones externas solamente.

En la Figura 8 se muestran las características de radiación del prototipo F, el cual se forma dividiendo en dos la corrugación frontal del Prototipo E. Esta división resulta conveniente ya que los diagramas de radiación en planos E y H exhiben una mayor similitud y niveles de lóbulos laterales notoriamente más bajos con respecto al caso de una sola corrugación frontal.

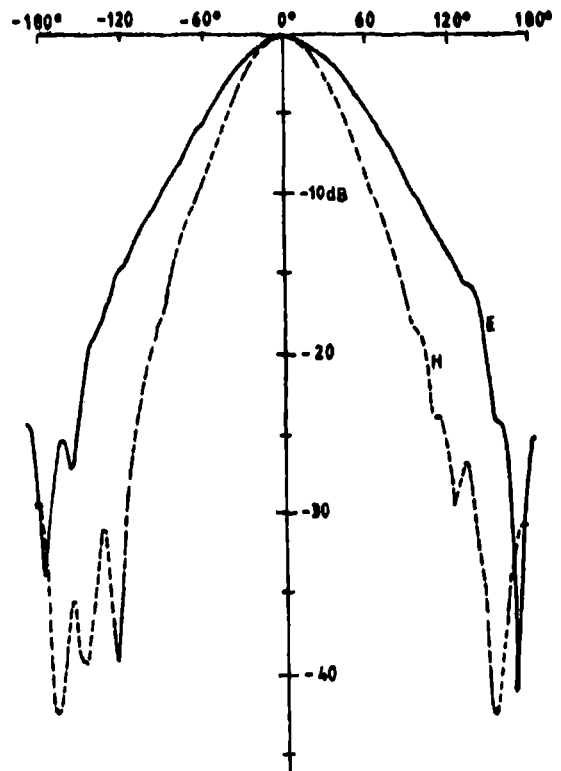


Fig. 6 Diagramas de radiación experimentales de guía circular con flanche finito liso y cuatro corrugaciones externas (Prototipo C).

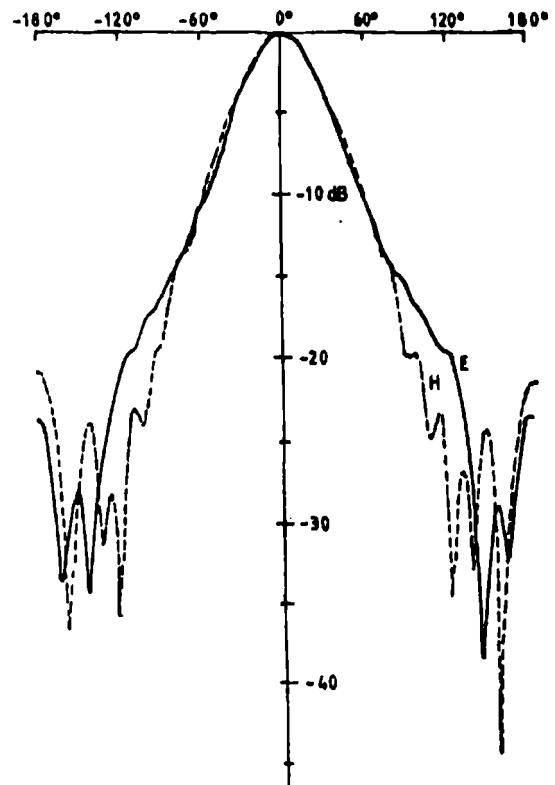


Fig. 7 Diagramas de radiación experimentales de guía circular con flanche finito con una corrugación frontal (Prototipo E).

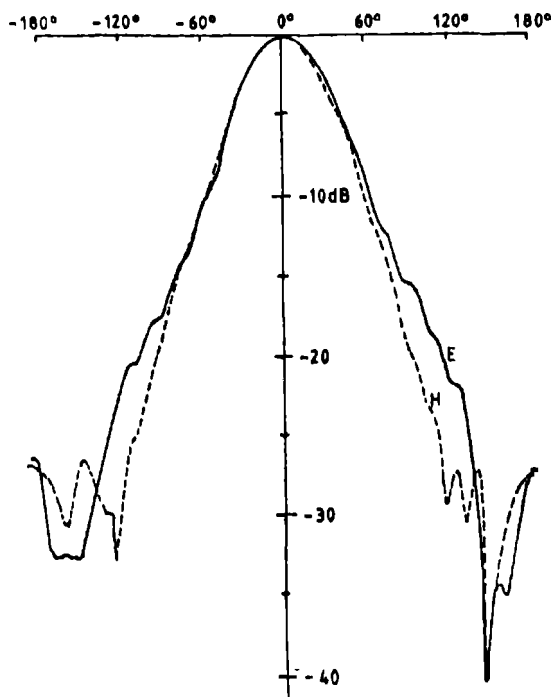


Fig. 8 Diagramas de radiación experimentales de guía circular con flanche finito con dos corrugaciones frontales (Prototipo F).

En la Figura 9 se incluyen los diagramas de radiación del Prototipo G, el cual se formó agregando cuatro corrugaciones externas de ancho  $p = \lambda/8$  al Prototipo F. Se pueden apreciar excelentes características de radiación pero la efectividad de las ranuras externas no es tan notoria como en el caso de flanche liso y corrugaciones externas solamente (Prototipo C). Esto se debe a que las dos ranuras frontales ya han atenuado bastante el efecto adverso de las corrientes externas. Al aumentar el número de corrugaciones externas (de 1 a 7) en el Prototipo G se observó una disminución paulatina del nivel del lóbulo trasero en el diagrama de radiación del plano E. Por otra parte, al aumentar el ancho de las corrugaciones externas a  $p = \lambda/4$  (Prototipo H) no se observaron cambios muy significativos con respecto al caso  $p = \lambda/8$  (manteniendo el número de corrugaciones), lo que concuerda con las conclusiones de la comparación entre los prototipos C y D.

Finalmente, en la Figura 10 se incluyen, como patrones de comparación, los diagramas de radiación del Prototipo I, que posee un flanche de diámetro externo 30% mayor, con tres corrugaciones frontales. Se aprecia una gran similitud entre los diagramas de radiación de los planos E y H (lo que asegura una buena discriminación de polarización cruzada), y un bajo nivel de lóbulos laterales.

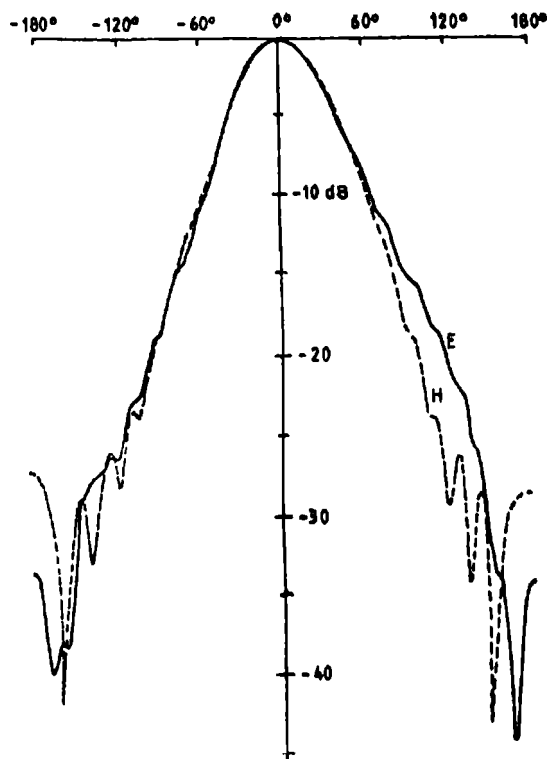


Fig. 9 Diagramas de radiación experimentales de guía circular con flanche finito con dos corrugaciones frontales y cuatro corrugaciones externas (Prototipo G).

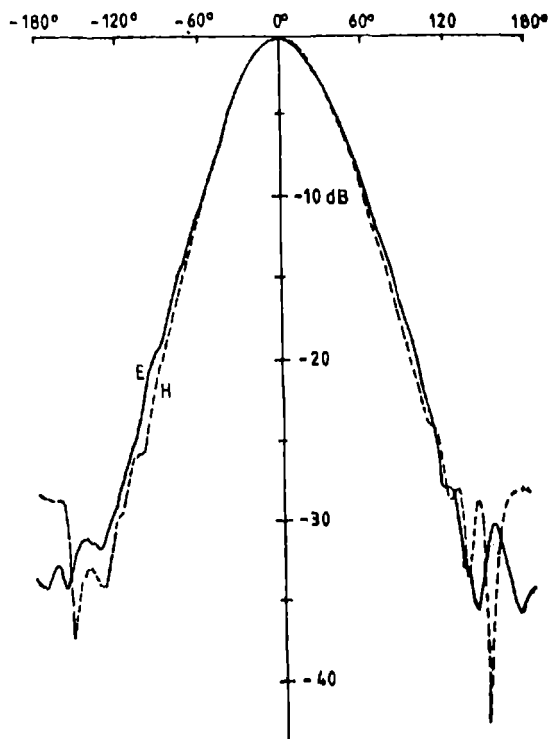


Fig. 10 Diagramas de radiación experimentales de guía circular con flanche finito con tres corrugaciones (Prototipo I)

## 6. CONCLUSIONES

Se han investigado, experimentalmente, las características de radiación de una guía circular a la cual se le incorpora un flanche corrugado en el plano de aberturas y ranuras circunferenciales de profundidad  $\lambda/4$  en su superficie externa.

Al aumentar el número de corrugaciones externas se reduce el nivel de los lóbulos laterales. Sin embargo, para lograr, además, una mayor simetría rotacional en el diagrama de radiación de la bocina, resulta indispensable introducir, al menos, una corrugación frontal; con ello se consigue disminuir el ancho del diagrama de radiación en el plano E, aproximándolo al correspondiente al plano H.

De la investigación experimental realizada, se concluye que la combinación de una o dos corrugaciones frontales con varias corrugaciones externas, permite obtener una bocina de similares características de radiación que una bocina corrugada de  $90^\circ$  de mayor diámetro externo, con la ventaja de producir un menor bloqueo de apertura al alimentar un reflector parabólico.

## REFERENCIAS

- [1] R. Wohlleben, H. Matthes and O. Lochner, "Simple small primary feed for large opening angles and high aperture efficiency". Electron. Lett., Vol. 3, N° 19, Sept. 21, 1972, pp. 474-476.
- [2] R.W. Gruner, "A 4- and 6- GHz, prime focus, CP feed with circular pattern symmetry". Int. IEEE/AP-S Symp. Program and Dig., June 10-12, 1974, pp. 72-74.
- [3] G.L. James, "Radiation properties of a  $90^\circ$  conical horn". Electron. Lett., Vol. 13, N° 10, May 12, 1977, pp. 293-294.
- [4] B. Jacard y R. García, "Características de radiación de bocinas corrugadas de  $90^\circ$ ". IV Seminario Nacional de Telecomunicaciones, Univ. Austral de Chile, Valdivia, 14-17 Nov. 1990, Tomo II, pp. 52-67.
- [5] K. Kurokawa and S. Tamagawa, "A high XPD outer-corrugated horn". IEE Int. Conf. on Antennas and Propagation, 30 March-2 April 1987, Part 1, pp. 424-426.

[6] M.B. Narasimhan and K.R. Govind, "Radiation characteristics of a corrugated circular cylindrical waveguide horn excited in the  $TE_{11}$  mode". IEEE Trans. Antennas and Propagat. Vol. 36, N° 8, Aug. 1988, pp. 1147-1152.

[7] G.A. Hockham, "Investigation of a  $90^\circ$  corrugated horn". Electron. Lett. Vol. 12, N° 8, April 15, 1976, pp. 199-201.

[8] R.D. Elliot and G.A. Hockham, "Optimized design of choked waveguide feeds". IEE Int. Conf. Antennas and Propagation, 28-30 Nov. 1978, Part 1, pp. 369-372.

[9] A.A. Kishk, L. Shafai and A. Ittipiboon, "Performance of small primary feeds with trapezoidal and sinusoidal corrugations". Electron. Lett., Vol. 19, N° 8, April 14, 1983, pp. 297-298.

## AGRADECIMIENTOS

Este trabajo ha sido financiado por el Fondo Nacional de Desarrollo Científico y Tecnológico (Proyecto Fondecyt N° 90-1241) y por la Universidad de Chile, como parte del Proyecto de Investigación DTI 1-2849.

**BENJAMIN JACARD H.** Ingeniero Civil Electricista (Universidad de Chile, 1971) y Ph.D. in Electrical Engineering (Imperial College, University of London, 1983). Profesor Asociado e Investigador Principal del Grupo de Telecomunicaciones, Departamento de Ingeniería Eléctrica, Universidad de Chile, donde se desempeña desde 1969. Áreas de interés: antenas, propagación de ondas electromagnéticas, ruido radioeléctrico, radiocomunicaciones móviles.

**RODRIGO GARCIA S.** Memorista y ayudante de investigación del Grupo de Telecomunicaciones del Departamento de Ingeniería Eléctrica de la Universidad de Chile. Actualmente realiza su trabajo de tesis de Magister en Ingeniería Eléctrica y se desempeña como asesor de telecomunicaciones en el Ministerio del Interior. Se ha especializado en telecomunicaciones y sistemas digitales, centrándose en sistemas de comunicación por microondas satelitales y terrestres, y en redes de comunicación para computadores.



Guillermo Vázquez Y.

Luis Uribe L.

Departamento de Ingeniería Eléctrica; Universidad de Chile  
Av. Tupper 2007; Casilla 412-3; Santiago, Chile

**RESUMEN**

En este trabajo se exponen los principales resultados de una metodología para predecir aproximadamente el espectro de frecuencias y el valor efectivo de la fluctuación de fase que se acumula en cadenas de repetidores regenerativos y en conexiones en cascada de multiplexores-demultiplexores plesiócronicos. Empleando los modelos de acumulación de fluctuación de fase previamente expuestos se obtienen algunas relaciones analíticas que ayudan a predecir teóricamente la fluctuación de fase acumulada en condiciones normales de tráfico, a partir de mediciones realizadas con señales de prueba pseudoaleatorias recomendadas por el CCITT.

**ABSTRACT**

This paper presents approximate results of a methodology for predicting the power spectrum and the RMS value of the systematic and random timing jitter accumulated in long-haul digital repeatered lines, and the jitter due to pulse stuffing process accumulated in cascaded plesiochronous multiplexer-demultiplexer chains. Some theoretical relations for accurately evaluating systematic jitter accumulation in practical repeatered lines using pseudorandom test signals recommended by the CCITT are obtained from the models of jitter previously described.

**1. INTRODUCCION**

Los sistemas de transmisión digital contienen fundamentalmente cadenas de repetidores regenerativos, conexiones en cascada de sistemas multiplexores plesiócronicos (MULDEM), y sistemas de canalización jerárquicos donde un canal afluente de orden inferior es sucesivamente multiplexado hasta formar parte de un sistema de transmisión de jerarquía superior (sistema MULDEM jerárquico). Los regeneradores y los multiplexores contribuyen de diferente manera a la fluctuación de fase que se acumula a lo largo de rutas de transmisión digital; la principal contribución de los regeneradores se denomina fluctuación de fase sistemática [1], [2], mientras que el mayor aporte de los multiplexores plesiócronicos se conoce como fluctuación de fase de espera [3], [4]. La fluctuación de fase es una fuente de distorsión de señales analógicas codificadas digitalmente, favorece la ocurrencia de errores de detección, y perturba los procesos de sincronización de una red digital. Es fundamental entonces obtener una estimación confiable de la fluctuación de fase que se acumula en las rutas de transmisión de una red digital. Sin embargo, existe escasa divulgación sobre las maneras de predecir o estimar en la práctica la acumulación de la fluctuación de fase en cadenas de repetidores y en cadenas de sistemas MULDEM.

En el presente trabajo se expone los principales resultados teóricos de una metodología para predecir aproximadamente la fluctuación de fase que se acumula en rutas de transmisión que contienen cadenas de repetidores regenerativos y conexiones en cascada de multiplexores-demultiplexores plesiócronicos. Se propone algunas relaciones analíticas originales para predecir teóricamente la fluctuación de fase en condiciones normales de tráfico, a partir de mediciones realizadas en las condiciones de prueba que recomienda el CCITT [5]. Los resultados se expresan en términos de la densidad espectral de potencia y el valor cuadrático medio de la fluctuación de fase acumulada; para la aplicación práctica de esos resultados se requiere conocer la topología del sistema de transmisión y las especificaciones de generación y tolerancias de fluctuación de fase de las unidades funcionales que lo componen.

**2. FLUCTUACION DE FASE EN CADENAS DE REPETIDORES REGENERATIVOS**

La figura 1 muestra el modelo general empleado en este trabajo para analizar la fluctuación de fase que se acumula a lo largo de una ruta digital que contiene N repetidores regenerativos [1], [2], [8].

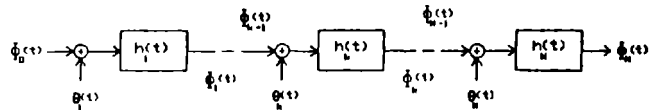


Fig. 1 Modelo de la fluctuación de fase acumulada en una cadena de repetidores regenerativos.

La señal  $\phi_{k-1}(t)$  es la fluctuación de fase presente a la entrada del k-ésimo regenerador,  $\theta_k(t)$  es la fluctuación de fase que éste genera internamente, y  $h_k(t)$  es la respuesta al impulso del sistema lineal equivalente que representa la acción estabilizadora de fase del repetidor;  $\theta_k(t)$  se modela como un proceso estocástico estacionario con valor medio nulo y densidad espectral de potencia aproximadamente constante en la banda de paso de  $h_k(t)$ . Se distingue dos componentes de la fluctuación de fase generada internamente en cada repetidor, una componente aleatoria,  $\theta_{ka}(t)$ , y otra sistemática,  $\theta_{ks}(t)$

$$\begin{aligned} \phi_k(t) &= h_k(t) * \{\theta_k(t) + \phi_{k-1}(t)\} \\ &= h_k(t) * \{\theta_{ka}(t) + \theta_{ks}(t) + \phi_{k-1}(t)\} \quad (1) \end{aligned}$$

La componente aleatoria de la fluctuación de fase generada en el interior de los diferentes repetidores no están correlacionadas entre sí; en cambio, las fuentes de fluctuación de fase sistemática de dos repetidores cualesquiera están fuertemente correlacionadas entre sí debido a que tienen directa

relación con el patrón de la secuencia digital transmitida por la cadena de repetidores.

De acuerdo con la ecuación (1), y despreciando las pequeñas diferencias que pueden existir entre los resincronizadores de los repetidores, las funciones densidad espectral de potencia de la fluctuación de fase aleatoria y sistemática acumuladas en una cadena de N repetidores son expresables como

$$P_{e,s}(f, N) = |H(f)|^2 \left[ \frac{1 - |H(f)|^{2N}}{1 - |H(f)|^2} \right] P_{e,s}(0) \quad (2)$$

$$P_{e,s}(f, N) = |H(f)|^2 \left[ \frac{1 - |H(f)|^N}{1 - |H(f)|} \right]^2 P_{e,s}(0) \quad (3)$$

Mediante estas funciones se obtiene los respectivos valores cuadrático medio de las componentes de la fluctuación de fase acumulada en la ruta digital,  $J_a^2(N)$  y  $J_s^2(N)$ . El valor cuadrático medio de la fluctuación de fase total acumulada es

$$J^2(N) = J_a^2(N) + J_s^2(N) \quad (4)$$

Se define las funciones de transferencia total de fluctuación de fase aleatoria y sistemática,  $T_a(f, N)$  y  $T_s(f, N)$  respectivamente, las que relacionan las densidades espectrales de las componentes correspondientes de la fluctuación de fase a la salida de la cadena de repetidores, con la densidad espectral de la fluctuación de fase que genera internamente un repetidor

$$T_{a,s}(f, N) = \frac{P_{e,s}(f, N)}{P_{e,s}(0)} \quad (5)$$

Se define las leyes de acumulación de fluctuación de fase aleatoria y sistemática,  $L_a(N)$  y  $L_s(N)$ , como el valor cuadrático medio de la respectiva componente de fluctuación de fase total acumulada, normalizado por el valor cuadrático medio de la correspondiente fluctuación de fase a la salida del primer repetidor

$$L_{a,s}(N) = \frac{J_{a,s}^2(N)}{J_{a,s}^2(1)} = \frac{1}{f_{e,q}} \int_{-\infty}^{\infty} T_{a,s}(f, N) df \quad (6)$$

donde  $f_{e,q}$  es el ancho de banda equivalente de  $H(f)$ .

La figura 2 muestra las leyes de acumulación de las dos componentes de fluctuación de fase en una cadena de repetidores idénticos que ocupan circuitos PLL para la resincronización, para dos valores del factor de amortiguamiento  $\zeta_b$  del PLL [6]. En la figura 3 se muestra la acumulación de fluctuación de fase en una cadena de repetidores idénticos con resincronizadores basados en filtros de onda acústica superficial (SAW), para dos valores del retardo  $T_d$  del filtro SAW [7].

### 3. FLUCTUACION DE FASE EN CADENAS DE MULTIPLEXORES PLESIOCRONOS

En este trabajo se considera dos configuraciones en que intervienen multiplexores plesiochronos: (i) sistemas de canalización jerárquicos donde un afluente de orden inferior es sucesivamente multiplexado hasta formar parte de un sistema de transmisión de jerarquía

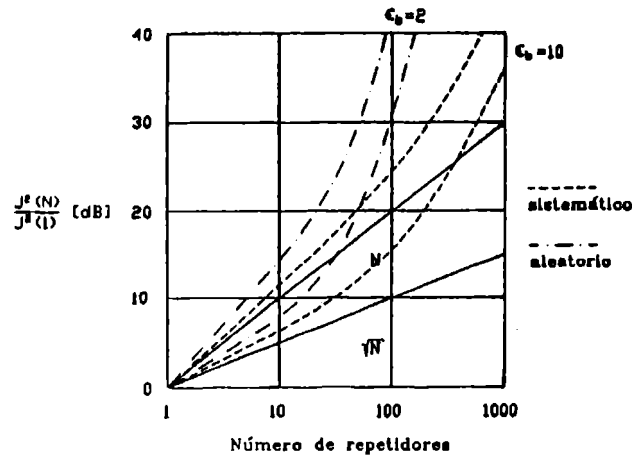


Fig. 2 Leyes de acumulación de la fluctuación de fase en una cadena de repetidores idénticos con resincronizadores basados en circuitos PLL.

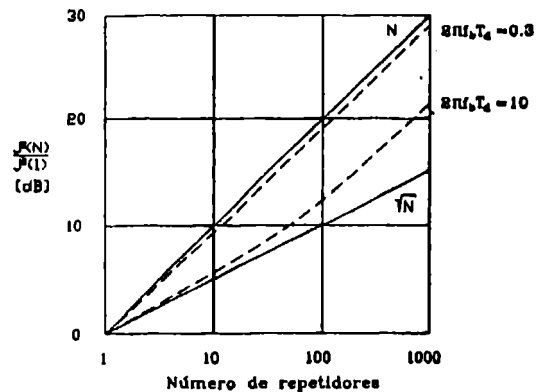


Fig. 3 Leyes de acumulación de la fluctuación de fase en una cadena de repetidores idénticos con resincronizadores basados en filtros de onda acústica superficial (SAW).

superior (sistema MULDEM jerárquico); (ii) conexiones en cascada de sistemas MULDEM. La fluctuación de fase de salida de los afluentes de un sistema MULDEM plesiochronos es originada por el proceso de justificación, que se realiza en instantes predeterminados con un espaciado regular  $T_j$  (trama de justificación) y por la inserción y ulterior remoción de los bits de la palabra de alineación de trama y los bits de servicio. Dentro de la fluctuación de fase de justificación se distinguen tres componentes: fluctuación de fase periódica, con período  $T_j$ , fluctuación de fase de relleno, y fluctuación de fase de espera [3], [4]; esta última componente tiene líneas espectrales significativas de muy baja frecuencia, que difícilmente pueden ser removidas por los dispositivos de resincronización en un sistema de transmisión [8], [9].

En un multiplexor plesiochronos que emplea justificación positiva, la secuencia de símbolos proveniente de un afluente de orden  $M$  es escrita en la memoria elástica del multiplexor bajo el control de una señal de reloj obtenida del propio afluente, cuya frecuencia se denota por  $f_M$ . La frecuencia instantánea de lectura de esa memoria es  $f_{M0} > f_M$ , la que es fijada por un oscilador local común del multiplexor,

el cual entrega un afluente múltiplex de orden  $M+1$ , con tasa digital  $f_{M+1}$ . A partir del afluente de orden  $M+1$  recibido, el demultiplexor recupera los afluentes sincronizados de orden  $M$ , la información de justificación de ellos, y la frecuencia de sincronización  $f_{M0}$ . El demultiplexor restituye para el afluente de orden  $M$  un reloj de escritura irregular con frecuencia instantánea  $f_{M0}$ , en el que faltan los pulsos correspondientes a las posiciones de los bits removidos, por lo que la tasa digital promedio de escritura es  $f_M$ . El reloj de lectura de la memoria elástica del demultiplexor se obtiene de un circuito PLL que se enclava a la tasa digital promedio de escritura  $f_M$ .

La fluctuación de fase  $\Phi_M^o(t)$  presente en el afluente demultiplexado de orden  $M$  es de la forma

$$\Phi_M^o(t) = h_M(t) * \Phi_M^d(t) \quad (7)$$

donde  $h_M(t)$  representa la acción del circuito PLL como estabilizador de la frecuencia de lectura de la memoria elástica del demultiplexor, y  $\Phi_M^d(t)$  es la fluctuación de fase presente en el reloj de escritura de esa memoria, respecto al reloj de escritura libre de fluctuación de fase en el multiplexor

$$\Phi_M^d(t) = \Phi_M^1(t) + \Phi_M^j(t) + \Phi_M^s(t) \quad (8)$$

$$\Phi_M^s(t) = \left[ \frac{f_{M0}}{f_{M+1}} \right] h_{M+1}^s(t) * \Phi_{M+1}^o(t) \quad (9)$$

$\Phi_M^1(t)$  es la fluctuación de fase del afluente de interés a la entrada del multiplexor,  $\Phi_M^j(t)$  es la fluctuación de fase del reloj de lectura de la memoria elástica en el multiplexor,  $\Phi_M^s(t)$  es la fluctuación de fase del reloj de sincronización recuperado en el demultiplexor,  $\Phi_{M+1}^o(t)$  es la fluctuación de fase con que llega a la entrada del demultiplexor el afluente de orden superior  $M+1$ , cuya tasa digital promedio es  $f_{M+1}$ , componente que es transmitida al afluente demultiplexado por medio del reloj de sincronización de frecuencia  $f_{M0}$  obtenido del circuito generador de tiempos de trama;  $h_M^s(t)$  representa la acción estabilizadora de fase del sincronizador del afluente de orden superior  $M+1$ . Con el factor  $(f_{M0}/f_{M+1})$  se refiere la fluctuación de fase  $\Phi_{M+1}^o(t)$  a la tasa digital  $f_{M0}$  del afluente de orden  $M$ . La figura 4 ilustra el modelo definido por las ecuaciones (7), (8) y (9), que describe la fluctuación de fase en un multiplexor-demultiplexor plesiócrono.

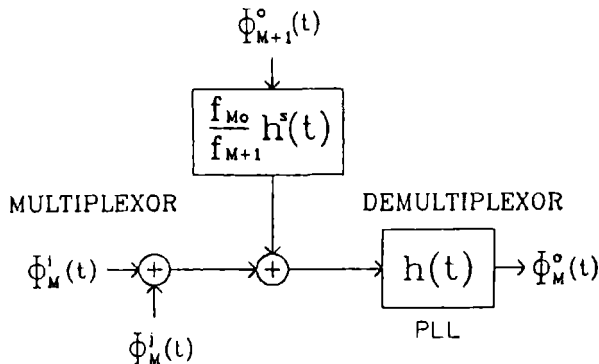


Fig. 4 Modelo de la fluctuación de fase en un equipo MULDEM plesiócrono.

Se considera ahora un sistema de canalización y transmisión denominado sistema MULDEM jerárquico de

orden  $(p,N)$ , consistente en un conjunto de multiplexores plesiócronicos de jerarquía ascendente conectados en cascada en el extremo transmisor, cada uno de ellos asociado a un equipo demultiplexor de igual orden en el lado del receptor, donde un afluente de orden  $p$  es multiplexado hasta formar parte de un sistema MULDEM de orden  $N$ . Interesa evaluar la fluctuación de fase con que se recupera el afluente de orden  $p$  a la salida del demultiplexor.

Adoptando para cada orden jerárquico el modelo lineal equivalente de acumulación de fluctuación de fase de un sistema MULDEM simple que ilustra la figura 4, se obtiene el modelo general de la figura 5, que describe la acumulación de fluctuación de fase en un sistema MULDEM jerárquico de orden  $(p,N)$ . En dicho modelo es posible incluir la fluctuación de fase que se introduce en la ruta digital por la que se transmite la señal digital del sistema múltiplex de orden  $N$ . El sistema MULDEM de orden  $(p+1)$  contribuye a la fluctuación de fase de salida de un afluente perteneciente al sistema MULDEM de orden  $p$ ,  $\Phi_p^o(t)$ , por medio de la componente de sincronización que se recupera en el demultiplexor, como lo indican las ecuaciones (8) y (9).

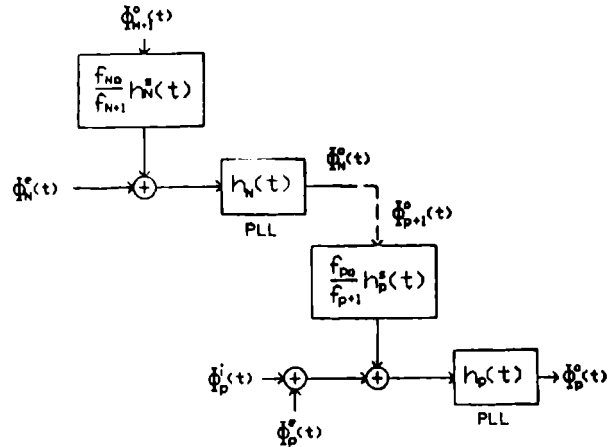


Fig. 5 Modelo de la acumulación de la fluctuación de fase en un sistema MULDEM jerárquico de orden  $(p,N)$ .

El proceso de justificación de un nivel jerárquico del sistema MULDEM plesiócrono es independiente del que ocurre en cualquier otro nivel, pues la tasa digital de salida de un multiplexor es independiente de la tasa digital y de la fluctuación de fase de los afluentes de entrada. De acuerdo con el modelo que ilustra la figura 5, se encuentra la siguiente expresión de la función densidad espectral de potencia  $P_{\Phi_p^o}(f)$  de la fluctuación de fase con que se recupera el afluente de orden  $p$  a la salida del respectivo demultiplexor

$$P_{\Phi_p^o}(f) = |H_p(f)|^2 [P_{\Phi_p^1}(f) + P_{\Phi_p^j}(f)] + \sum_{n=p}^N \left[ \frac{f_{n0}}{f_{n+1}} \right]^2 |H_n(f) H_n^s(f)|^2 P_{\Phi_{n+1}^o}(f) + \sum_{n=p+1}^N |H_n(f)|^2 \sum_{k=p}^{n-1} \left[ \frac{f_{k0}}{f_{k+1}} \right]^2 |H_k(f) H_k^s(f)|^2 P_{\Phi_k^j}(f) \quad (10)$$

En esta expresión de  $P_{\Phi_p^o}(f)$  se puede identificar el aporte de la fluctuación de fase de entrada del afluente de orden  $p$ ,  $\Phi_p^1(t)$ , el aporte de la fluctuación de fase originada por la ruta digital

entre los equipos multiplexor y demultiplexor de orden superior,  $\Phi_{n+1}(t)$ , y la contribución de los procesos de justificación de cada nivel de sincronización a través de la fluctuación de fase de justificación,  $\Phi_n(t)$ . Se ha despreciado la fluctuación de fase de salida de los equipos multiplexores por ser de muy bajo nivel en la práctica.

En este modelo de un sistema MULDEM jerárquico de orden  $(p, N)$  la principal fuente de fluctuación de fase es la fluctuación de fase de espera que se origina en cada nivel jerárquico. El valor cuadrático medio de esta componente puede ser aproximado por la expresión que indica la ecuación (11), la que corresponde al valor cuadrático medio máximo esperado para la componente de fluctuación de fase de espera a la salida de un sistema MULDEM jerárquico de orden  $(p, N)$ , y es la que se sugiere considerar en las recomendaciones del CCITT [5].

$$J_{p+1}^2(N) \approx J_p^2 + \sum_{n=p+1}^N \left[ \frac{f_p}{f_n} \right]^2 J_n^2 \quad (11)$$

donde

$$J_n^2 = \int_{-\infty}^{\infty} |H_n(f)|^2 P_{\Phi_n}(f) df \quad (12)$$

y  $P_{\Phi_n}(f)$  se calcula siguiendo el análisis de las referencias [3], [4] [10]. El valor cuadrático medio  $J_n^2$  de la fluctuación de fase de espera es un parámetro característico de cada sistema MULDEM de orden  $n$ , y puede ser obtenido de las especificaciones técnicas de los equipos o a partir de mediciones específicas [11].

La segunda configuración que se considera consiste en una ruta de transmisión digital compuesta por una cadena de sistemas MULDEM conectados en cascada, de la forma que muestra la figura 6. Adoptando para cada orden jerárquico el modelo lineal equivalente de acumulación de fluctuación de fase de un sistema MULDEM simple que ilustra la figura 4, se obtiene un modelo general que describe la acumulación de fluctuación de fase en una cadena formada por  $M$  sistemas MULDEM de jerarquía  $p$  conectados en cascada, el cual es similar en su estructura al encontrado para una cadena de repetidores; sólo cambia la naturaleza de las fuentes de fluctuación de fase a considerar.

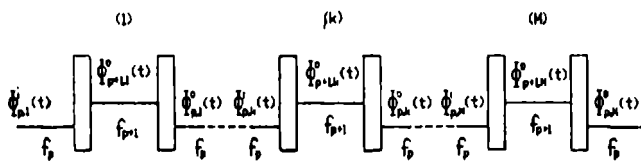


Fig. 6 Sistema de transmisión que contiene una cadena de sistemas MULDEM plesiócronicos en cascada.

Se supone que las fuentes de fluctuación de fase de los enlaces y las fuentes de fluctuación de fase de justificación de los sistemas MULDEM conectados en cascada están acorrelacionadas; ello porque los sistemas de transmisión son independientes, al igual que los procesos de justificación que ocurren en cada sistema MULDEM, ya que estos últimos dependen de la razón de justificación, parámetro que guarda directa relación con la tasa digital, la fluctuación de fase de entrada, y el reloj interno del multiplexor, el que en general es completamente independiente del reloj interno de cualquier otro multiplexor. En consecuencia, la densidad espectral de potencia de la

fluctuación de fase de salida del afluente de orden  $p$  puede ser expresada como

$$P_{\Phi_p}(f, M) \approx \sum_{m=1}^M \sum_{k=1}^M |H_{pk}(f)|^2 P_{\Phi_p}(f, m) + \sum_{k=1}^M |H_{pk}(f)|^2 P_{\Phi_p}^1(f) + \sum_{m=1}^M \sum_{k=m}^M |H_{pk}(f) H_{pk}^*(f)|^2 \left[ \frac{f_{p0}}{f_{p+1}} \right]^2 P_{\Phi_{p+1}}(f, m) \quad (13)$$

donde  $P_{\Phi_{p+1}}(f, m)$  es el espectro de la fluctuación de fase que aporta el enlace que ocupa el  $m$ -ésimo sistema MULDEM,  $P_{\Phi_p}(f, m)$  caracteriza a la fluctuación de fase de justificación originada en el  $m$ -ésimo sistema MULDEM de orden  $p$ , y  $P_{\Phi_p}^1(f)$  caracteriza a la fluctuación de fase que tiene el afluente de orden  $p$  a la entrada del primer sistema MULDEM;  $H_{pk}(f)$  es la función de transferencia que representa la acción estabilizadora de fase del circuito PLL de la memoria elástica del  $k$ -ésimo demultiplexor, y  $H_{pk}^*(f)$  es la función de transferencia que representa la acción estabilizadora de fase del circuito que extrae la sincronización del afluente de orden  $(p+1)$  en el  $k$ -ésimo demultiplexor.

Teniendo en cuenta que la fluctuación de fase de espera  $\Phi_p(t)$  de cada sistema MULDEM tiene componentes preponderantes de baja frecuencia, se puede considerar que para esta componente la acción estabilizadora de fase de las etapas MULDEM siguientes de la cadena no tienen un efecto importante sobre la acumulación de fluctuación de fase. Con esta suposición se encuentra que el valor cuadrático medio de la fluctuación de fase a la salida de la cadena de sistemas MULDEM puede ser aproximada por la siguiente expresión

$$J_{p+1}^2(M) \approx \sum_{m=1}^M J_p^2(m) + \left[ \frac{f_{p0}}{f_{p+1}} \right]^2 \sum_{m=1}^M \int_{-\infty}^{\infty} \sum_{k=m}^M |H_{p,k}(f)|^2 P_{\Phi_{p+1}}(f, m) df \quad (14)$$

donde

$$J_p^2(m) = \int_{-\infty}^{\infty} |H_{p,m}(f)|^2 P_{\Phi_p}(f, m) df \quad (15)$$

Por ejemplo, para una cadena de  $M$  sistemas MULDEM idénticos, siendo  $\epsilon_b$  el factor de amortiguamiento del circuito PLL usado en la memoria elástica del demultiplexor, de la ecuación (14) se deduce la siguiente aproximación para la ley de acumulación de fluctuación de fase de espera [6], [9]

$$J_{p+1}^2(M) \approx M J_p^2 + \left[ \frac{f_{p0}}{f_{p+1}} \right]^2 L_n(M) J_{p+1}^2 \quad (16)$$

donde

$$L_n(M) \approx 2 \sqrt{\frac{M}{\kappa}} + \frac{M}{4\epsilon_b^2} \quad (17)$$

#### 4. ESTIMACION EXPERIMENTAL DE LA FLUCTUACION DE FASE

En las labores de puesta en marcha y mantenimiento de sistemas de transmisión digital, el

comportamiento de éstos es evaluado utilizando generalmente señales de prueba pseudoaleatorias, en lugar de señales de tráfico [5], [11]. Cuando en las mediciones de fluctuación de fase se ocupa señales de prueba pseudoaleatorias, los resultados que se obtienen pueden presentar notorias discrepancias con respecto a la fluctuación de fase que realmente se encuentra en condiciones de operación normal, con señales de tráfico típicas [12].

Cuando se transmite una señal de prueba pseudoaleatoria, la densidad espectral de potencia de la fluctuación de fase sistemática total acumulada en una cadena de repetidores idénticos puede ser obtenida utilizando el mismo modelo empleado en la Sección 2 para analizar la acumulación con secuencias completamente aleatorias. Ahora se debe considerar que el espectro de la fluctuación de fase que aportan internamente los circuitos regeneradores se compone de líneas espectrales discretas. Si  $f_b$  es la tasa digital binaria y  $p$  la longitud de una secuencia pseudoaleatoria transmitida por una cadena de repetidores como la que ilustra la figura 1, entonces se puede demostrar que la fluctuación de fase que genera internamente cada repetidor es de la forma

$$P_{\phi}(f) = f_p P_{\phi_a}(0) \sum_{k \neq 0} \delta(f - kf_p) \quad (18)$$

donde  $f_p = f_b/p$ . Aplicando el procedimiento de cálculo descrito en la Sección 2 de este trabajo, se obtiene la siguiente expresión para el valor cuadrático medio de la componente sistemática de fluctuación de fase a la salida de una cadena de repetidores idénticos

$$J_{\phi}^2(N) = f_p P_{\phi_a}(0) \sum_{k \neq 0} |H(kf_p)|^2 \left| \frac{1 - H(kf_p)^N}{1 - H(kf_p)} \right|^2 \quad (19)$$

La figura 7 muestra la ley de acumulación de fluctuación de fase que resulta en el caso que cada regenerador utilice como elemento estabilizador de fase un circuito PLL con factor de amortiguamiento alto, o un filtro sintonizado de alto Q. Se ha definido el factor  $\mu = f_b/f_p$  como la razón entre el ancho de banda equivalente de 3 [dB] de la función de transferencia del circuito regenerador, y la frecuencia de repetición de la secuencia pseudoaleatoria.

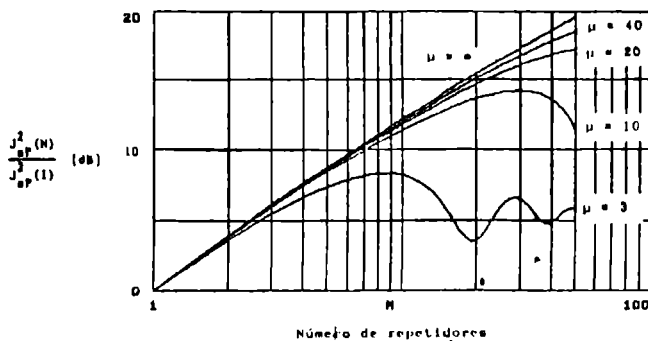


Fig. 7 Ley de acumulación de fluctuación de fase producida con secuencias pseudoaleatorias y sincronizadores idénticos basados en circuitos PLL o filtros sintonizados de alto Q.

Mientras mayor sea  $\mu$ , la ley de acumulación se aproxima mejor a la obtenida con una secuencia completamente aleatoria a medida que aumenta el número de repetidores. Cuando  $\mu$  es muy pequeño ( $\mu < 0,1$ ), la

fluctuación de fase acumulada prácticamente no aumenta con el número de repetidores, manteniéndose con una magnitud igual a la obtenida a la salida del primer repetidor. Para un número alto de repetidores ( $N > 100\mu$ ), la magnitud de la fluctuación de fase acumulada tiende a un valor constante que es inferior al que se lograría con una secuencia completamente aleatoria. Una medición que se realice con  $\mu < 0,1$  tiene la particularidad de suprimir la acumulación de fluctuación de fase sistemática, manteniéndose sólo la acumulación de fluctuación de fase aleatoria. Por esa razón se propone tal medición como una manera sencilla de evaluar la magnitud de la fluctuación de fase aleatoria que se acumula en los sistemas de transmisión formados por cadenas de repetidores regenerativos.

La magnitud de la fluctuación de fase que se acumula con secuencias completamente aleatorias,  $J_{\phi}^2(N)$ , puede ser estimada a partir de la respectiva magnitud  $J_{\phi}^2(N)$  medida con una señal de prueba pseudoaleatoria, para lo cual se propone la definición de un factor de corrección  $K(N,H,p)$  que es función del número de repetidores, de la función de transferencia de fluctuación de fase  $H(f)$  de éstos, y de la longitud  $p$  de la secuencia pseudoaleatoria.

$$K(N;H,p) = \frac{J_{\phi}^2(N)}{J_{\phi}^2(N)} \quad (20)$$

La figura 8 muestra el factor de corrección  $K(N,H,p)$  que se obtiene cuando se utiliza como elemento de sincronización un filtro sintonizado de alto Q o un circuito PLL con factor de amortiguamiento alto. Se ve que este factor se mantiene prácticamente constante para  $N < \mu/2$ , con una magnitud similar a la corrección obtenida para el primer repetidor, lo cual abre la posibilidad de emplear la relación de la ecuación (20) para inferir analíticamente el valor cuadrático medio de la fluctuación de fase en condiciones normales de tráfico,  $J_{\phi}^2(N)$ , basándose en mediciones efectuadas con una señal pseudoaleatoria de prueba.

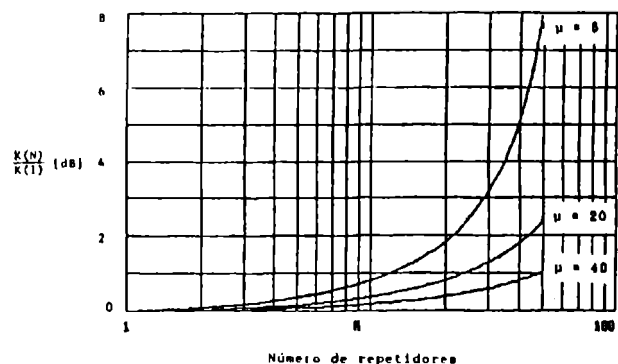


Fig. 8 Factor de corrección  $K(N,H,p)$  para sincronizadores basados en un circuito PLL con factor de amortiguamiento alto, o en un circuito sintonizado de alto Q.

Para  $1 < N < \mu/4$ ,  $J_{\phi}^2(N)$  se puede expresar como

$$J_{\phi}^2(N) \text{ [dB]} = J_{\phi}^2(N) \text{ [dB]} + 10 \log K(1,H,p) \quad (21)$$

donde la expresión teórica de  $K(1,H,p)$ , calculada con ayuda de las ecuaciones (3) y (18), es de la forma

$$K(1, H, p) = \frac{\pi \frac{f_b}{f_p}}{\pi \frac{f_b}{f_p} \operatorname{cotgh}\left(\pi \frac{f_b}{f_p}\right) - 1} \quad (22)$$

También el factor  $K(1, H, p)$  puede ser determinado experimentalmente a partir de mediciones que se realicen sobre un repetidor. El error cometido al aplicar la ecuación (22) es menor que 0,6 [dB] para  $N < \mu/2$ , y es menor que 0,2 [dB] para  $N < \mu/4$ . Como regla general, se puede decir que si se desea evaluar el comportamiento de una cadena de repetidores con circuitos resincronizadores basados en de filtros sintonizados de alto Q o circuitos PLL con factor de amortiguamiento alto, la longitud  $p$  de la secuencia pseudoaleatoria de prueba debe ser

$$p > \frac{f_a}{f_b} \operatorname{Máx}(4N, 40) \quad (23)$$

para que no sea necesario hacer ningún tipo de corrección del resultado de la medición realizada con una señal de prueba pseudoaleatoria. Por ejemplo, si se desea evaluar el comportamiento de una cadena formada por 20 repetidores de línea con una tasa digital de 2048 Kb/s y que utilizan un circuito de resincronización con  $f_b = 5$  KHz, es suficiente utilizar una secuencia pseudoaleatoria de longitud  $p = 2^{15}-1$ . Si se selecciona una secuencia de longitud  $p = 2^{20}-1$ , el número de repetidores que pueden ser evaluados sin la necesidad de introducir el factor de corrección puede llegar a  $N = 640$ .

## 5. CONCLUSIONES

Han quedado expuestos los resultados fundamentales de una metodología para predecir en forma aproximada el espectro de frecuencias y el valor efectivo de la fluctuación de fase que se acumula en cadenas de repetidores regenerativos y en diversas configuraciones de sistemas MULDEM plesiócronicos, basándose en características de generación y tolerancias de tales equipos frente a esta imperfección. Los modelos lineales propuestos para el estudio de la fluctuación de fase permiten integrar fácilmente la contribución a la fluctuación de fase que hacen los repetidores de los enlaces digitales, con los aportes provenientes del interior de los sistemas MULDEM plesiócronicos. Para realizar los cálculos se requiere conocer los parámetros básicos que caracterizan el comportamiento de los circuitos resincronizadores y estabilizadores de fase, y el nivel de la fluctuación de fase que aportan internamente los regeneradores y multiplexores.

Por otra parte, el método original que se ha propuesto para evaluar la fluctuación de fase que se acumula en condiciones reales de tráfico, a partir de las medidas obtenidas en condiciones de prueba con señales pseudoaleatorias, es fácilmente aplicable en la práctica, pues se basa en el empleo de factores de corrección sencillos que pueden ser determinados teóricamente o estimados experimentalmente.

## AGRADECIMIENTOS

Este trabajo ha sido financiado por el Fondo Nacional de Desarrollo Científico y Tecnológico (Proyecto Fondecyt N° 1189-91), y por el Departamento Técnico de Investigación de la Universidad de Chile (Proyecto de Investigación DTI I 2849-9133).

## REFERENCIAS

- [1] Byrne, C.J., Karafin, B.J. and Robinson, D.B., "Systematic jitter in a chain of digital regenerators", Bell Syst. Tech. J., Vol. 42, N° 6, pp. 2679-2714, Nov. 1963.
  - [2] Chamzas, C. "Accumulation of jitter: a stochastic model". AT&T Bell Lab. Tech. Journal, Vol. 64, N° 1, pp. 43-76, Jan. 1985.
  - [3] Duttweiler, D.A., "Waiting time jitter", Bell Syst. Tech. J., Vol. 51, N° 1, pp. 165-207, July 1971.
  - [4] Chow, P.E.K., "Jitter due to pulse stuffing synchronization", IEEE Trans. on Commun., Vol. COM-21, N° 7, pp. 854-859, July 1973.
  - [5] CCITT, "The control of jitter and wander within digital networks which are based on the 2048 Kb/s hierarchy", Rec. G.823, Red Book, 1984.
  - [6] Shimamura, T. and Eguchi, I., "An analysis of jitter accumulation in a chain of PLL timing recovery circuits". IEEE Trans. on Commun., Vol. COM-25, N° 9, pp. 1027-1032, Sept. 1977.
  - [7] Fishman, D.A., Rosenberg, R.L., and Chamzas, C., "Analysis of jitter peaking effects in digital long haul transmission system using SAW-filter retiming", IEEE Trans. on Commun., Vol. COM-33, N° 7, pp. 654-663, July 1985.
  - [8] Kearsey, B.N., and McLintock, R.W., "Jitter in digital telecommunications networks". The Radio and Electronic Engineer, Vol. 54, N° 2, pp.70-78, Feb. 1984.
  - [9] Meijer, J.W., "Jitter in digital networks". Journal of the Institution of Electronic and Radio Engineers, Vol. 57, N° 6, pp. 251-254, Nov./Dec. 1987.
  - [10] Chow, P.E.K., "Generalized formula for pulse stuffing jitter", Electronics Letters, Vol. 22, N° 24, pp. 1313-1314, Nov. 20, 1986.
  - [11] Trischita, P.R., and Varma, E.L., Jitter in digital transmission systems, Norwood: Artech House, 1989.
  - [12] Awamiya, M., Aiki, M., and Ito, T., "Jitter accumulation for periodic pattern signals", IEEE Trans. on Commun., Vol. COM-34, N° 5, pp. 476-480, May. 1986.
- Guillermo Vásquez Y. Ingeniero Civil Electricista (Universidad de Chile, 1976). Profesor Asociado e Investigador del Grupo de Telecomunicaciones del Departamento de Ingeniería Eléctrica de la Universidad de Chile, donde se desempeña desde 1976. Areas de interés: teoría de la señal, comunicaciones digitales, transmisión digital por microondas.

Luis Uribe L. Ingeniero egresado del Departamento de Ingeniería Eléctrica de la Universidad de Chile; desde 1989 se desempeña como ingeniero especialista en transmisión digital en el Departamento de Coordinación Técnica de ENTEL-CHILE. Areas de interés: sistemas digitales, transmisión digital por microondas terrestres, y supervisión de redes digitales.

Método de Verificación de Imperfecciones en Superficies de Antenas Reflectoras Parabólicas Grandes.

J.A. Bava\*, A.J. Sanz\*\*, C.H. Muravchik† y C. Rago‡

Instituto Argentino de Radioastronomía (IAR)  
Laboratorio de Electr. Industrial, Control e Instrumentación (LEICI)

RESUMEN

Se desarrolla una técnica para caracterizar la superficie de reflectores parabólicos usando el método del teodolito. Con la información de medidas de ubicación de puntos sobre la superficie de la antena, se ajusta un paraboloides de revolución a dicha superficie, de modo de minimizar su "distancia" cuadrática media. Sin embargo, si no se toman ciertas precauciones es posible cometer gruesos errores debido a la incertidumbre en el posicionamiento del teodolito. Con este método, dicha posición es también estimada y las correcciones que origina quedan directamente incorporadas a todos los parámetros estimados. Se muestra como estimar la distancia local, posición del eje de la parábola, desviaciones efectivas, eficiencia de apertura por error de superficie y curvas de nivel que brindan información mecánica de utilidad. Se aplica el método para estudiar un reflector de 30 metros de diámetro de un radiotelescopio.

SUMMARY

A technique suited for characterizing the surface of large parabolic reflectors with the theodolite's method is developed. A revolution paraboloid is fitted to points measured on the antenna surface so as to minimize their mean square distance to the paraboloid. However, improper positioning of the theodolite causes coarse errors. With our technique, theodolite's position and orientation are also estimated and the induced corrections are automatically incorporated to the rest of the estimated parameters. It is shown how the focal distance, paraboloid axis orientation, effective deviations, aperture efficiency due to surface errors and constant level contours that give useful mechanical information, can be estimated. The method is applied to the 30 meters parabola of a radiotelescope.

1. Introducción.

En comunicaciones satelitales y radioastronomía es muy común el uso de grandes reflectores parabólicos como antenas. Su finalidad es obtener antenas con gran ganancia y directividad, lo que se traduce en una alta relación señal a ruido. Sin embargo, el desempeño de estos reflectores puede diferir fuertemente del esperado debido a apartamientos de la superficie reflectora respecto del paraboloides ideal. Estos apartamientos, causados por rugosidad de la superficie y corrimiento del foco por deformación de la misma, se traducen en una eficiencia de apertura del reflector menor que la calculada. En consecuencia, resulta de interés poder medir los apartamientos de la

superficie reflectora respecto de la superficie ideal, sea en la etapa de construcción o durante su mantenimiento. En efecto, en esta última situación debe recordarse que en general estos grandes reflectores se encuentran expuestos a la acción del viento, deformaciones por peso propio, diferencias térmicas, etc. que modifican su superficie.

Dentro de los más comunes para el estudio y caracterización de la superficie de reflectores parabólicos se pueden citar los siguientes métodos:

- i)- fotométrico [4],
- ii)- holográfico, [7]
- iii)- medida directa con teodolito [3].

Este último, si bien es un método indirecto de medida de la eficiencia de la antena, es posiblemente uno de los más usados puesto que requiere elementos de medición comunes, básicamente un teodolito y una cinta métrica.

\* Prof. Principal CONICET. Profesor (UNLP)  
\*\* Prof. Principal CONICET. Profesor (UNBA)  
† Investigador (CICPBA). Profesor (UNLP)  
‡ Becario de Perfeccionamiento (CICPBA).

El método consiste en medir la distancia y el ángulo de un conjunto de puntos distribuidos sobre la superficie reflectora. Para esto, con el teodolito ubicado sobre el eje de la parábola se miden los ángulos de elevación y azimuth de cada punto y con una cinta métrica, la distancia del punto al teodolito (con las correspondientes correcciones por catenaria y temperatura de la cinta métrica).

Si bien el método de medición resulta muy sencillo, cuando se desea calcular el apartamiento de un punto medido respecto al paraboloides de revolución ideal, aparecen dos problemas fundamentales:

- no se conoce el apartamiento del eje sobre el que se encuentra montado el teodolito respecto al eje del paraboloides ideal.
- no se conoce la ubicación ni la distancia focal del paraboloides ideal.

En este trabajo presentaremos un método para estimar el paraboloides de revolución que mejor se ajusta a los puntos medidos, en el sentido de minimizar la suma de las distancias verticales cuadráticas entre éstos y los correspondientes puntos sobre el paraboloides ideal. Una vez obtenido este paraboloides puede calcularse fácilmente la rugosidad media cuadrática de la superficie y estimar su contribución a la eficiencia de apertura de la antena.

## 2. Análisis del método de medición

### Descripción:

La antena se ubica en forma horizontal, es decir con su eje focal en forma vertical, fig. 1. El teodolito se monta sobre el vértice del paraboloides a una altura  $h$  directamente medible sobre éste, definida por el trípode o montaje del teodolito. Su plataforma puede ajustarse con gran precisión, como es usual, para medir ángulos con relación al plano de la horizontal ( $\alpha$ , elevación) y en ese plano ( $\zeta$ , azimuth), con respecto a una dirección de referencia, por ejemplo la línea norte - sur geográfica.

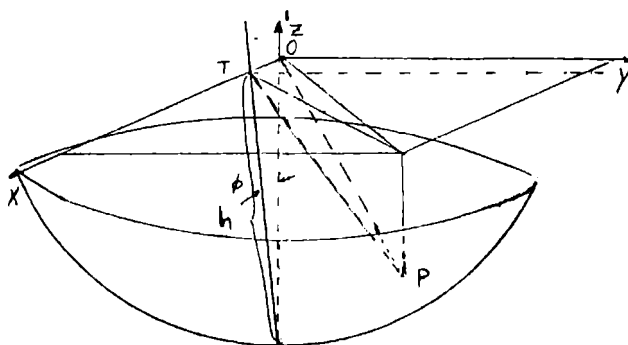


Figura 1

Notemos que en general el eje del teodolito estará inclinado respecto del eje focal del paraboloides. La distancia entre un punto de la antena (P) y el teodolito (T) se mide con una cinta métrica. Lógicamente estas medidas

deben ser hechas con sumo cuidado evitando las variaciones de temperatura, o compensando las medidas, e incorporando las correcciones necesarias por la catenaria que forma la cinta entre los puntos T y P.

### Formulación:

A continuación veremos como realizar una descripción geométrica del problema acorde con los datos medidos. Como resultado de esta descripción, pondremos en evidencia las incógnitas del problema, así como sus relaciones.

Consideraremos un sistema de ejes cartesianos para describir fácilmente el paraboloides, ver figs. 1 y 2. El eje  $z$  está alineado con el eje focal del paraboloides. El plano  $xy$  es perpendicular a este eje y se encuentra ubicado de modo que contiene al punto T (extremo del teodolito) en su eje  $x$ . Esto facilita la descripción del ángulo de inclinación  $\theta$  (incógnita) entre el eje focal y el eje del teodolito. De esta manera el origen (O) de esta terna dista de T la cantidad  $d = h \sin \theta$ . Obsérvese que el eje de referencia azimuthal del teodolito está en el plano horizontal que no coincide con el plano  $xy$ . Esta referencia dista de la proyección del eje  $x$  en el plano horizontal un azimuth dado por  $\zeta_0$  (incógnita). Ese mismo ángulo medido en el plano  $xy$  es  $\phi_0$ .

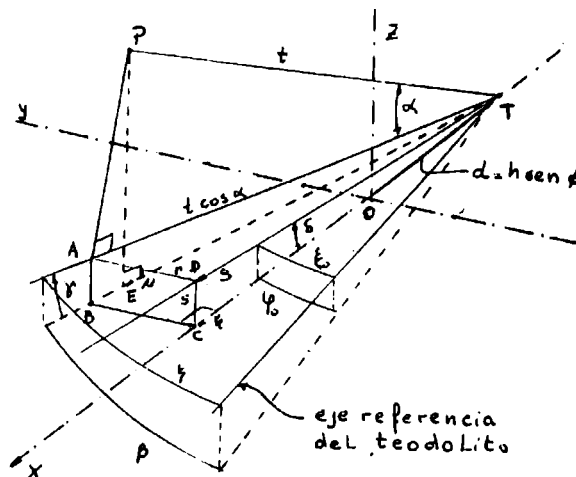


Figura 2

Un punto P (sobre la superficie) está caracterizado por los siguientes parámetros (medidos):

- $t$  = distancia punto-teodolito (PT);
- $\alpha$  = áng. de elevación respecto a la horizontal del teodolito;
- $\zeta$  = áng. azimuthal con respecto a la ref. del teodolito.

En la fig. 2 se pueden ver los ángulos de elevación y azimuth y la distancia  $t$ . Debe tenerse en cuenta que el paraboloides ideal estará descrito por su ecuación canónica con respecto a un sistema de ejes que está desplazado respecto del anterior a lo largo del eje  $z$  en la cantidad  $-h \cos \theta$ , es decir



$$z + h \cos(\phi) = \frac{1}{4F} (x^2 + y^2) \quad (1)$$

donde  $F$  es la distancia focal del paraboloide, a ser estimado. Notemos que  $E$  es el punto  $P$  proyectado en forma perpendicular al plano  $xy$ , mientras que  $A$  es la proyección de  $P$  en el plano horizontal, a lo largo de la vertical.  $B$  es la proyección de  $A$  a lo largo de  $z$ , sobre el plano  $xy$ .

En la fig. 3 se puede ver una proyección sobre el plano  $xy$  de las líneas más destacadas de la fig. 2. Otras variables de interés de las figs. 2 y 3 son:

$\delta$  = áng. entre el plano horizontal y el  $xy$  medido en el plano  $xz$ .  
 $\gamma$  = áng. entre  $TA$  y  $TB$ .

Para vincular los ángulos  $\gamma$  y  $\delta$ , partimos de

$$s=AB = t \cos(\alpha) \quad \text{DC} = g \sin(\delta) \quad (2)$$

y, ver fig. 3,

$$k=TC = TB \cos(\beta - \rho_0) = g \cos(\delta) \quad (3)$$

Dividiendo (2) por (1), se obtiene:

$$\tan(\gamma) = \tan(\delta) \cos(\beta - \rho_0) \quad (4)$$

Para relacionar los ángulos medidos  $\xi$  con los ángulos  $\beta$  sobre el plano  $xy$  recurrimos al rectángulo  $ABCD$  de fig. 2. De allí

$$r=DA = TA \sin(\xi - \xi_0) = t \cos(\alpha) \sin(\xi - \xi_0) \quad (5)$$

y también

$$r=BC = TB \sin(\beta - \rho_0) = t \cos(\alpha) \cos(\gamma) \sin(\beta - \rho_0) \quad (6)$$

Luego

$$\tan(\xi - \xi_0) = \cos(\delta) \tan(\beta - \rho_0) \quad (7)$$

y

$$\tan(\xi_0) = \cos(\delta) \tan(\rho_0) \quad (8)$$

El valor de la altura medida será

$$z_m=PE = t \sin(\alpha + \gamma) \quad (9)$$

donde  $t, \alpha$  son medidos y  $\gamma$  se despeja de (4), (7) y (8). Este valor medido  $z_m$  será comparado con el valor que predice la ecuación de un paraboloide perfecto (1), para igual valor de abscisa  $x$  y ordenada  $y$  que las del punto  $P$ :

$$z + h \cos(\phi) = (1/4F)(x^2 + y^2) \quad (10)$$

Esta ecuación será la base del planteo del sistema a minimizar. Para esto, se debe expresarla en función de las variables observadas y de los parámetros a estimar ( $F, \rho_0, \delta$  y  $\delta$ ). Notamos de las figs. 2 y 3 que

$$x=OE = TE \cos(\beta - \rho_0) - d = u \cos(\beta - \rho_0) - d \quad (11)$$

$$y=OE = u \sin(\beta - \rho_0) \quad (12)$$

Reemplazando en la (10) y definiendo

$$f = 1/4F$$

queda

$$z_p = f \left[ (u \cos(\beta - \rho_0) - d)^2 + (u \sin(\beta - \rho_0))^2 \right] - h \cos(\phi) \quad (13)$$

o desarrollando,

$$z_p = f \left[ u^2 + d^2 - 2du \cos(\beta - \rho_0) \right] - h \cos(\phi) \quad (14)$$

El error medido a lo largo del eje focal entre la superficie del paraboloide ajustado y el punto  $P$  sobre la superficie

real de la antena resulta dado por

$$e = z_p - z_m \quad (15)$$

Usando las expresiones (9) y (14) en (15) para calcular el error  $e$  en cada uno de los puntos observados, podemos definir

$$J = \sum_{i=1}^N e_i^2 \quad (16)$$

Si uno logra minimizar  $J$ , se está ajustando a los puntos medidos sobre la superficie de la antena el mejor paraboloide de distancia focal  $F$  a estimar. Más aún, al tener como variables a estimar las de la posición angular del teodolito ( $\beta, \rho_0, \delta$ ), independizamos la estimación de  $F$  de los posibles errores cometidos en la ubicación del instrumento.

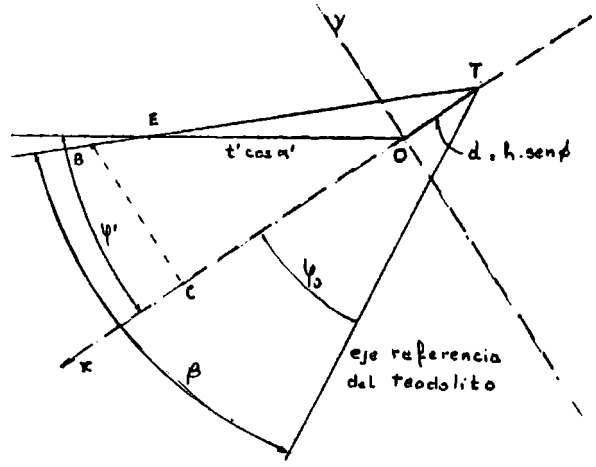


Figura 3

La expresión (16) resulta no lineal en los parámetros a determinar, por lo que una solución cerrada no es fácil. Por lo tanto, la minimización debe ser realizada en forma numérica con algún algoritmo apropiado.

### 3. Estimación de la rugosidad y la eficiencia

La ganancia  $G_0$  de una antena referida al radiador isotrópico puede expresarse, ver [6] por e.j., como

$$G_0 = (4\pi A/\lambda^2) \eta \quad (17)$$

donde  $\lambda$  es la longitud de onda,  $A$  es el área de apertura y  $\eta$  es la eficiencia de apertura. Esta eficiencia reduce la ganancia de la antena y depende de la distribución de los campos  $E$  y  $H$  que iluminan al reflector a través de las eficiencias

- $\eta_i$ : de iluminación,
  - $\eta_s$ : de sobreiluminación (spillover),
  - $\eta_p$ : de error de fase,
  - $\eta_n$ : de polarización cruzada,
  - $\eta_b$ : de bloqueo;
- pero también depende de la superficie del reflector por medio de la eficiencia por error de superficie  $\eta_e$ . La eficiencia  $\eta$  es el producto de todos estos factores.

En este trabajo nos ocupa la

cuantificación de  $\eta_0$ . Para ello, en [1], [2] se ha determinado que si los errores de superficie están uniformemente distribuidos sobre el reflector, con un gran número de regiones no correlacionadas entre sí, se puede escribir

$$\eta_0 = \exp \left\{ - \left[ \frac{4\pi\epsilon_0}{\lambda} \right]^2 \right\} \quad (18)$$

donde  $\epsilon_0$  es el valor medio cuadrático de las desviaciones efectivas de la superficie

$$\epsilon_0^2 = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N \epsilon_i^2 \quad (19)$$

Las llamadas desviaciones efectivas de la superficie son definidas como la mitad del cambio de recorrido en la propagación de RF. Con referencia a la fig. 4, que muestra la superficie del reflector y la ideal, o sea la de un paraboloide ajustado como en la sección anterior, en los alrededores de un punto, se determina que

$$\epsilon = (d_1 + d_2)/2 = d_n \cos(\Delta) \quad (20)$$

Esto demuestra que la desviación efectiva se puede obtener en base a la desviación normal  $d_n$  y ángulo  $\Delta$ .

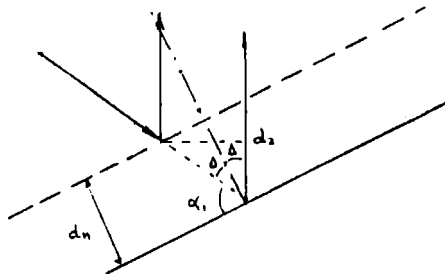


Figura 4

Para calcular  $\epsilon$  en cada punto medido consideramos el plano definido por el eje focal del paraboloide ajustado y uno de los puntos medidos P, ver fig. 5. La sección del plano con el paraboloide da una parábola.

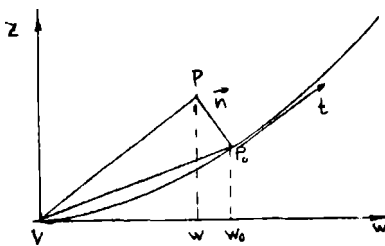


Figura 5

Calcularemos  $d_n$  y  $\Delta$  en base a una aproximación. En efecto, en lugar de tomar la normal a la superficie real de la antena, como en la fig. 4, puesto que es desconocida, usamos la normal  $\vec{n}$  al paraboloide en un punto  $P_0$  a determinar, y que pase por P. La abscisa  $w$  en fig. 5 corresponde a  $y/x = \text{constante}$ , entonces

$$w^2 = x^2 + y^2 \quad (21)$$

y un punto sobre la parábola, por ejemplo  $P_0$ , satisface la ecuación

$$z_0 = f w_0^2 \quad (22)$$

El vector normal en  $P_0$  está dado por

$$\vec{n} = \left( \frac{\partial z}{\partial w}(P_0), 1 \right) = (-2fw_0, 1) \quad (23)$$

pero no conocemos las coordenadas de  $P_0$  por lo que debemos determinarlas. Ellas están dadas, para un valor todavía desconocido de  $\lambda \geq 0$ , por

$$\vec{P}_0 = \vec{P} - \lambda \vec{n} = \begin{cases} z_0 = z - \lambda \\ w_0 = w + 2\lambda f w_0 \end{cases} \quad (24)$$

y entonces tenemos, usando (22) y (24), que se debe cumplir

$$2f^2 w_0^2 + (1 - 2f\lambda)w_0 - w = 0 \quad (25)$$

Los valores de  $z$  y  $w$  se conocen a partir de las coordenadas del punto P, mientras que  $f$  se conoce luego de ajustado el paraboloide a los puntos medidos. Por lo tanto se puede resolver la ecuación de tercer grado (25), obtener  $w_0$  y luego, por (22), hallar  $z_0$ .

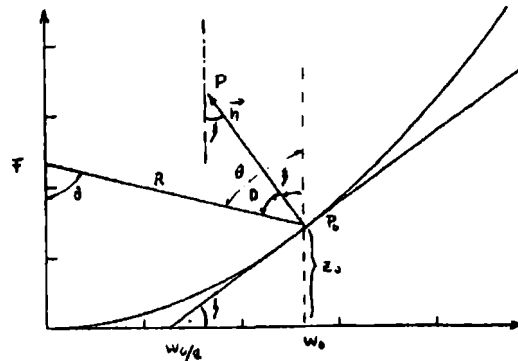


Figura 6

Resta ahora determinar el ángulo  $\Delta$ , para lo que consideramos la fig. 6. De ella obtenemos que

$$\Delta = \theta - \zeta \quad (26)$$

mientras que esos ángulos se obtienen de las expresiones

$$\varphi(\theta) = \frac{w_0}{F - z_0} ; \quad \varphi(\zeta) = \frac{2z_0}{w_0} \quad (27)$$

De esta manera es posible calcular las desviaciones efectivas con (20), usando luego (19) para su valor medio cuadrático  $\epsilon_0$ ; recurriendo a (18) para computar  $\eta_0$ .

#### 4. Medición de una antena de radiotelescopio de 30 mts de diámetro

El método expuesto en las secciones anteriores fue usado para el estudio y caracterización de la superficie de un paraboloide de 30 metros de diámetro para el radiotelescopio que el Instituto Argentino de Radioastronomía (IAR) posee en sus instalaciones de Parque Pereyra Iraola, cerca de La Plata.

Como puntos a medir se seleccionaron 751 en las intersecciones de las costillas y anillos que determinan la estructura del reflector. Una vez tomadas las mediciones, se introdujeron en una computadora y se compensaron las mismas para tener en cuenta las variaciones de temperatura, etc., como ya fue explicado y se procesaron. En primer

término se ajustó el paraboloides, lo que arrojó un valor de  $f=0.1977$ , equivalente a una distancia focal  $F=12.645m$ . La relación  $F/D=0.42$  verifica correctamente el valor de diseño de la antena.

El segundo punto de interés lo constituye el cómputo de las desviaciones de la superficie y el cálculo de su valor medio cuadrático  $\epsilon_0$ , para que por medio de la ecn. (18) se pueda evaluar el correcto funcionamiento para ciertas frecuencias. Se obtuvo un valor de  $\epsilon_0=0.0099m$  lo que indica un perfecto funcionamiento en banda  $L$  ( $\lambda=21cm$  y  $\lambda=18cm$ ), frecuencias actualmente utilizadas por los radiotelescopios.

Las imperfecciones pueden ser evaluadas con el "mapa de desviaciones" de la fig. 7, que muestra las desviaciones de los puntos con respecto a la superficie ideal, representadas por la dimensión vertical. La ubicación de los puntos en el paraboloides está dada por las coordenadas del plano horizontal de la fig. 7. Se aprecian algunas desviaciones notablemente mayores que el resto, lo que induce a suponer que son "outliers" y por lo tanto perjudicarán innecesariamente las estimaciones de  $\epsilon_0$ . La causa podría ser atribuida a errores en la medición o al introducir los datos en la computadora. Esto podría ser confirmado por un apropiado test estadístico, pero la situación es tan evidente que no fue considerado necesario. Al excluir esos valores, la desviación eficaz se tornó  $\epsilon_0=0.0066m$ , con lo cual la performance de la antena resulta superior.

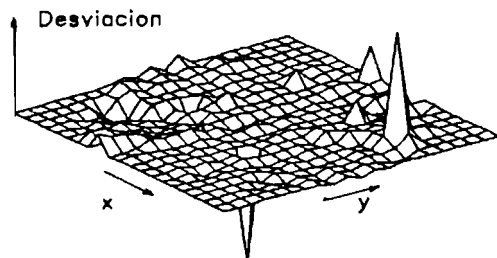


Figura 7

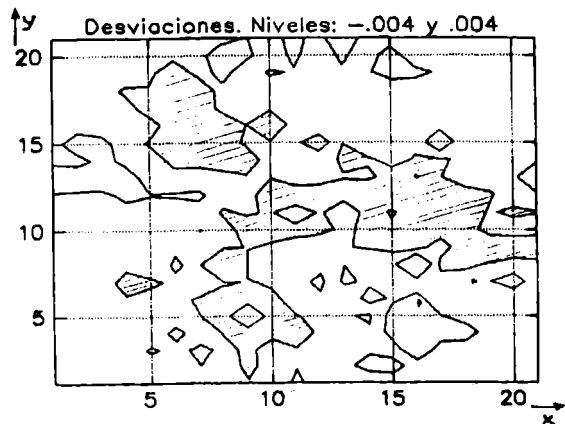


Figura 8

Finalmente se muestran gráficos con las curvas de "nivel" o contorno de la antena, figs. 8 y 9. En la fig. 8 se muestra en sombreado la zona de desviaciones negativas, encerrada por un contorno de desviación  $-0.004m$ , y sin sombreado se aprecia las zonas de desviaciones positivas, encerradas por un contorno de nivel  $0.004m$ . Se pueden observar claramente las zonas de depresión causadas por el trípode de apoyo del alimentador del reflector. Para ver este efecto con mayor detalle se incluye la fig. 9 que muestra las curvas de nivel para desviaciones de  $-0.004m$  y  $-0.006m$ .

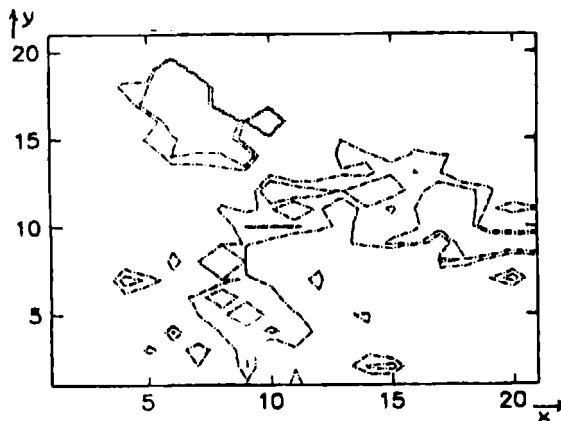


Figura 9

## 5. Conclusiones

Se ha mostrado un método simple que permite caracterizar eficazmente las imperfecciones de la superficie de un reflector parabólico con un teodolito. A diferencia de otras técnicas, permite la corrección de los resultados por errores de posicionamiento del instrumental de medida, particularmente, de ubicación del teodolito. Hemos mostrado cómo obtener información esencial para determinar el desempeño del reflector: la distancia focal y la eficiencia de apertura por error de superficie. El mapa de desviaciones también ofrece una clara indicación de las regiones adonde la antena está siendo exigida por sollicitaciones mecánicas.

Asimismo, con los resultados expuestos, se podrían fácilmente tomar acciones correctorias en lugares precisos de la antena. Por ejemplo, una posibilidad en estudio es la de efectuar un test de hipótesis sobre el conjunto de desviaciones de una región para determinar si ésta debe ser reemplazada. También un análisis frecuencial en dos dimensiones contribuiría al estudio del comportamiento mecánico de la estructura soporte.

Un tratamiento preliminar de algunas de las ideas anteriores, así como un estudio de errores por el método de las perturbaciones, indicando el buen comportamiento de nuestra técnica respecto de los errores de medida,

puede verse en [6].

#### REFERENCIAS

[1] Mehdy S. Zarghamee, "On Antenna Tolerance Theory", *IEEE Trans. on Antennas and Propagation*, Nov. 1967, pp. 310-314.

[2] John Ruze, "Antenna Tolerance Theory: A review", *IEEE Proceedings*, vol. 54, no. 4, April 1966, pp. 633-640.

[3] M.J. Kesteven, B.F. Parsons and D.E. Yarsley, "Antenna reflector metrology: the Australian telescope experience", *IEEE Trans. on Antennas and Propagation*, October 1988, pp. 1481-1484.

[4] M.J. Puttock and H.C. Minnet, "Instrument for rapid measurement of surface deformation of a 210 feet radio telescope", *IEEE Proceedings*, Nov. 1966, pp. 1723-1730.

[5] Thomas A. Milligan, "Modern Antennas Design", Mc Graw Hill, N. York, 1985.

[6] J.A. Bava, A.J. Sanz, C.H. Muravchik y C. Rago, "Método de verificación de imperfecciones en superficies de antenas reflectoras parabólicas", *Informe Interno IAR No. 66*, Instituto Argentino de Radioastronomía, Univ. Nac. de La Plata, 1900 La Plata, Argentina, Agosto 1990.

[7] P.F. Scott and M. Ryle, "A rapid method for measuring the figure of a radiotelescope reflector", *Mon. Nat. R. Astron. Soc.*, vol. 178, pp. 539, 1977.

José Alberto Bava nació en Pergamino, Argentina, el 13/05/52. Se graduó de Ing. en Telecomunicaciones en la U.N.L.P. en 1976. Es profesional Principal de la Carrera de Profesional del CONICET, realizando su actividad en el *Instituto Argentino de Radioastronomía*. Actualmente se encuentra ejerciendo el cargo de Prof. adjunto en la cátedra de Principios de Comunicaciones II, Fac. de Ingeniería, UNLP. Ha participado en varios congresos de electrónica y publicó varios artículos sobre temas de microondas en revistas nacionales.

Aurelio Juan Sanz nació en Tandil, Argentina, el 11/6/45. Se graduó de Ing. en Telecomunicaciones en la U.N.L.P. en 1968. Trabaja en el *Instituto Argentino de Radioastronomía* como profesional principal de la Carrera de Profesional del CONICET, realizando tareas en microondas. Es profesor titular en la UNBA, en la cátedra de Dispositivos Electrónicos. Ha publicado varios artículos sobre temas relacionados con las microondas y concurrió a varios congresos de electrónica.

Constantino Rago nació en Olavarría, Argentina, el 8/12/61. Se graduó de Ing. en

Electrónica en la U.N.L.P. en 1986. Fue becario de Iniciación de la Comisión de Investigaciones Científicas de la Provincia de Bs. As. (CICPBA) (1986-1988). Actualmente es Becario de Perfeccionamiento (1988 hasta la fecha) de la misma institución y Jefe Trab. Prácticos de la Fac. de Ingeniería, U.N.L.P. Sus temas de interés son el procesamiento estadístico de señales, en particular arreglos de sensores y estimación de dirección de arribo.

Carlos H. Muravchik nació en Morón, Argentina, el 11/6/51. Se graduó de Ing. en Telecomunicaciones en la U.N.L.P. en 1973, M.Sc. in El. Engr. (1980), M.Sc. in Statistics (1983) y Ph.D. in El. Engr. (1983), todos en Stanford University. Fue Visiting Assistant Professor en Yale University (1983), miembro de la Comisión Nacional de Energía Atómica (1984/86), y actualmente es profesor en la U.N.L.P. e investigador de la C.I.C.P.B.A.. Sus temas de interés son el procesamiento estadístico de señales, identificación y modelización de sistemas, estimación espectral y teoría de sistemas no lineales.

UNA SOLUCION PARA EL PROBLEMA DE LAS COMUNICACIONES DE DATOS  
A NIVEL DE CELDAS DE PRODUCCION EN EL AMBIENTE CIM-MAP

ELIGIUS VANCEK K.

HECTOR KASCHEL C.

Universidad de Santiago de Chile  
Avda. Lib. B. O'Higgins 3363. Santiago

Universidad de Santiago de Chile  
Avda. Lib. B. O'Higgins 3363. Santiago

R E S U M E N

Se presenta el Token Ring (IEEE 802.5) como una alternativa ventajosa para solucionar el problema de comunicaciones de tiempo real de alta confiabilidad y flexibilidad, para el nivel de celdas de producción dentro de la Manufactura Integrada por Computación ("Computer Integrated Manufacturing" -CIM-). El reemplazo del Token Bus del "Manufacturing Automation Protocols" -MAP-, por el Token Ring, puede significar para los niveles de producción de la CIM numerosas ventajas técnicas, estructurales y económicas, especialmente en nuestro medio ambiente. En apoyo experimental de estas ideas, se encuentra en pleno desarrollo un sistema piloto, esbozado al final del trabajo.

A B S T R A C T

The Token-Ring (IEEE-802.5) is presented as an advantageous alternative to solve problem of real-time, highly reliable and flexible communications for production cells in the Computer Integrated Manufacturing -CIM-. The replacement of the Manufacturing Automation Protocol Token-Bus by Token-Ring can mean for -CIM- production levels numerous technical, structural and economic advantages, especially in our environment. For an experimental support of these ideas, a pilot system is being developed, which is presented at the end of this research.

1. INTRODUCCION

El mayor desafío de la Manufactura Integrada por Computación (-CIM-) se encuentra en las comunicaciones entre los componentes "inteligentes" del sistema. De acuerdo a los estudios hechos en su oportunidad por la empresa General Motors -GM-, el costo total de las comunicaciones en la CIM puede ser cercano al 50% de las inversiones totales, cuando no se procede en forma racional, especialmente a través de las normas al respecto. A estos hechos se debe la aparición del "Manufacturing Automation Protocols" (-MAP-) [2], impuesto por la GM a sus proveedores y luego aceptado por los demás como una "Norma de Facto". El MAP es un conjunto de protocolos e interfaces de comunicaciones que cubren todas las capas del Modelo de Referencia de la Interconexión de los Sistemas Abiertos -ISA- ("Open Systems Interconnection" -OSI-) [3], en su mayoría ya sancionados como normas internacionales y otros, en vías de normalización. Para cubrir las dos primeras capas del modelo ISA, se tomó la Red de Area Local (-RAL-) tipo "Token BUS", desarrollado por la GM. La selección del Token Bus (ahora norma IEEE-802.4) [4], como "Backbone" para el transporte de datos en todo el sistema, cuadra muy bien con las exigencias de los niveles superiores de la CIM, donde el bus de banda ancha ofrece los servicios: de voz, datos y video, tan deseables a estos niveles. Sin embargo a niveles de producción, el Token Bus, -a pesar de sus ventajas-, no satisface cabalmente las exigencias típicas de estas capas, razón por la cual, el MAP ha sufrido ya varias modificaciones al respecto [2]. Una alternativa para solucionar estos problemas, consiste en reemplazar en los niveles de celdas de producción e inferiores, el Token Bus por el Token Ring, el cual apareció como norma IEEE-802.5 [5] recién después de la segunda modificación, sufrida por el MAP.

El presente trabajo se dedica a esta alternativa. De un estudio minucioso del ambiente: CIM-MAP-Token Bus, se desprende una serie de criterios, que conducen a través del Token Ring a soluciones más ventajosas que las modificaciones del MAP (MINIPAP-EPA), en cuanto se

refiere al tiempo real, la flexibilidad, la confiabilidad y el costo del sistema. Esta solución facilita también la introducción de los nuevos buses de terreno al ambiente de instrumentación. La simplificación tecnológica y la reducción del costo puede significar para nuestros países la posibilidad de implementar por lo menos una parte de las comunicaciones para la CIM, sin tener que importar todo. Con el fin de materializar estas ideas, se presenta al final un modelo jerárquico de comunicaciones, que actualmente sirve de base para estructurar un sistema piloto experimental a nivel de celdas de producción.

2. COMUNICACIONES DENTRO DEL AMBIENTE DE LA CIM

La manufactura integrada por computación involucra la integración de todos los componentes informáticos existentes en una corporación de manufactura. Dentro de este contexto, las comunicaciones juegan un rol decisivo, manteniendo unidos e interactivos todos los componentes del sistema, a través del intercambio de informaciones.

2.1. El modelo de la CIM como tal

En las últimas dos décadas aparecieron varios modelos al respecto que finalmente sirvieron de base para el Modelo de Referencia, sancionado por la International Standards Organization -ISO- [1].

En la Fig.1, col.1 se encuentran resumidas las ideas fundamentales de este modelo, a través de sus 6 niveles jerárquicos, cada uno con el nombre y las funciones que lo caracterizan, formando así 2 grandes grupos:  
- de administración e ingeniería (Nivel: 4-5-6)  
- y de producción (Nivel: 3-2-1).

2.2. Equipamiento computacional de la CIM

Desde el punto de vista funcional, las capas superiores de gestión e ingeniería, necesitan el apoyo de sis-

1		2		3				4							
NIVEL CIM CONTROL		PROCESAMIENTO		INTERCAMBIO INFORMACIONES - TENDENCIA VARIACION PARAMETROS				IMPLEMENT. TIPICA COMUNIC.							
		EQUIPAMIENTO	CARACTERISTICAS	Nº 'NODOS'	FRECUENCIA TRANSM.	COMUNIC. ENT. NIVELES VECINOS IGUALES	DATOS CANTIDAD VIDA UTIL								
6 EMPRESA GESTION EMPRESA	ADMIN. + INGEN.	MAINFRAMES	MASIVO ADMIN. - INGEN.	Pocos	1 Min	1 Hora	MASIVO	KBYTES	AÑOS						
5 PLANTAS - INBT. PLANIFICACION PRODUCCION		MINICOMP.													
4 SECCION - AREA UBICACION + CONTROL MAT. Y RECURSOS		WORKSTATIONS PC													
3 CELDA COORDINACION MAQUINAS Y OPERACIONES	PRODUCCION	PC - INDUSTR.	TIEMPO REAL	> 800 (TIPICO)	ENTRE 1 msug y 1 seg.	MASIVO	BYTE	Micro seg.	BUSES DEL TERRENO						
2 ESTACION COMANDOS MAQUINAS, SRC Y MOVIM.		PC/XT/AT - SIM.													
1 EQUIPAMIENTO ACTIVACION SECUENCIAS Y MOVIMIENTOS		INTERFACES + TARJETAS 'INTELIGENTES'													
									TOKEN BUS - 7 TOKEN RING 7						
									MINI MAP (EPA)						
									FULL MAP Y TOP						

Fig. 1.: Comunicaciones en el ambiente de la CIM.

temas computacionales de elevada potencialidad de procesamiento y almacenamiento de datos, comparable con los "mainframes" o minicomputadores. Sin embargo, en los últimos años se nota una migración hacia las estaciones de trabajo y las computadoras personales (-PC-) de las recientes generaciones, basadas en las CPU tipo 82386, 82486, u otras similares (Fig.1, Col.2).

A los niveles de producción, la necesidad masiva de la "inteligencia" distribuida encuentra una solución adecuada por medio de los PCs más sencillos, y las versiones industriales de los PC/XT-AT o Apple Macintosh II [6],[7]. En especial el nivel 3 de la CIM, al cual corresponde el control y la organización de la manufactura, se apoya principalmente en los microcomputadores, mientras que las interfaces y tarjetas "inteligentes" satisfacen plenamente a los niveles inferiores a éste. Es de subrayar, que el procesamiento de la información está condicionado, a los niveles de producción, por las exigencias del Tiempo Real, y por una elevada CONFIABILIDAD.

### 2.3. Los protocolos de comunicaciones MAP y TOP

El intercambio de informaciones entre los componentes del sistema es "conditio sine qua non" para la automatización. La integración de las inteligencias distribuidas dentro del ambiente CIM se realiza a través de las comunicaciones que forman su columna vertebral, de la cual depende todo el funcionamiento y la eficiencia del sistema.

El intercambio de informaciones entre los componentes tan heterogéneos como son los de la CIM, tiene que cumplir con una gran variedad de características y exigencias, para las cuales resulta difícil encontrar un denominador común. Los aspectos más relevantes de esta realidad se encuentran concentrados en la Fig.1, col.2 y 3, donde queda patente la diferencia entre las capas superiores e inferiores del modelo. Llama especialmente la atención las tendencias inversas de variación de los parámetros relacionados con el intercambio de informaciones.

Estos antecedentes explican por sí solos, porque hasta la fecha no existe una receta perfecta para estructurar los sistemas de comunicaciones en el ambiente CIM. Los intentos más serios para solucionar estos problemas aparecieron a principios de la última década, como "protocolos" MAP y el TOP ("Technical Offices Protocols") de la empresas General Motors y Boeing, respectivamente. Estos, en su calidad de especificaciones obligatorias para los proveedores de las empresas mencionadas, se transformaron en una "norma de facto" también para los demás. Se trata de por sí de dos subconjuntos de normas internacionales seleccionadas para la CIM, con el fin de interconectar y compatibilizar componentes heterogéneos dentro de un ambiente "abierto", de acuerdo con el Modelo de Referencia para la "Interconexión de los Sistemas Abiertos" -ISA- (OSI) [4], como se muestra sintetizado en la Fig. 2, quedando los detalles fuera del alcance del presente trabajo.

OSI	MAP	TOP	EPA
7 APLICACION	ACSE - FTAM - MMS - DS NM VT - MHS		
6 PRESENTACION	ISO 8022/3	RTS	
5 SESION	ORIENT. A CONEXION ISO 8326/7		
4 TRANSPORTE	'CONNECTIONSLESS' ISO DIS 8073		
3 RED	ISO - DIS 8473 ISO - 8642		
2 ENLACE	LLC - IEEE - 802.2		
1 FISICA	IEEE - 802.4 TOKEN BUS	IEEE - 802.3 IEEE - 802.5	IEEE - 802.4 TOKEN BUS

ACSE = Assoc. Control Service Elements // FTAM = File Transfer Access & Managm. // NM = Network Managm. // DS = Directory Services  
MMS = Manufact. Mess. Specif. // MHID = Mess. Handling Services  
VT = Virtual Terminal

Fig. 2.: Protocolos normalizados en CIM según OSI.

#### 2.4. El MINIMAP - EPA (Fig.1 y 2.)

Los protocolos MAP y TOP [2] cubren las 7 capas del Modelo OSI con una marcada optimización para los niveles superiores de la CIM. Mientras que la aplicación del TOP queda limitada a estos niveles, el MAP como tal podría servir también para los niveles de producción. Sin embargo su complejidad, el alto costo y serios problemas con el cumplimiento del tiempo real a nivel de celdas de manufactura, dieron origen al MINIMAP o EPA (Enhanced Performance Architecture), que apareció junto con la versión MAP 3.0. EPA conserva del FULL MAP sólo 3 capas OSI (Fig.2), evitando así la implementación innecesaria de las 4 restantes. De esta manera, todo lo anterior queda reducido a dos protocolos de aplicación y una Red de Area Local (-RAL-) tipo Token-Bus de banda angosta, optimizado para los objetivos del tiempo real. El Token-Bus de estas características significa sin duda alguna una solución bastante acertada. Sin embargo, existe otra alternativa a través del Token-Ring, cuya aplicación puede resultar más ventajosa y de menor costo, especialmente a nivel de celdas de producción. Con esto queda definido el objetivo de la siguiente discusión, en términos de un posible reemplazo del Token-Bus por el Token-Ring.

#### 3.- ANALISIS COMPARATIVO DEL TOKEN BUS - TOKEN RING

La estructura, los objetivos y las características propias del nivel de celdas de producción imponen al sistema de comunicaciones una serie de exigencias, que lo definen como una SUBRED:

- en Tiempo Real,
- de una elevada confiabilidad,
- tolerante a fallas,
- de gran flexibilidad y fácil de reconfigurar.

Podrían agregarse otras más, - incluyendo los aspectos económicos -, sin embargo éstas son de mayor importancia entre todas y como tales servirán de base para el siguiente análisis.

#### 3.1. Funcionamiento básico del Token Bus y Token Ring

Teniendo presente la estructura de la EPA (Fig. 2.) y el Modelo de Referencia de la Interconexión de los

Sistemas Abiertos -ISA- (OSI), la discusión queda limitada sólo a la capa física y la subcapa del Control del Acceso al Medio ("Medium Access Control" -MAC-), puesto que la segunda mitad de la capa 2, correspondiente al Control de Enlace Lógico ("Logical Link Control" -LLC-) es común para todas las RALs, incluyendo el Token Bus y el Token Ring.

Es de observar, que las normas referentes al Token Bus (IEEE-802.4) y el Token Ring (IEEE-802.5) ocupan casi 400 páginas, razón por la cual este trabajo se limita a lo más indispensable desde el punto de vista de las exigencias fijadas por el nivel de celdas.

La Figura 3. ilustra gráficamente la idea central de ambos métodos, donde hay que distinguir claramente entre la transmisión de la información (paquetes) y el traspaso del derecho para transmitir ("Acceso al Medio o Canal"):

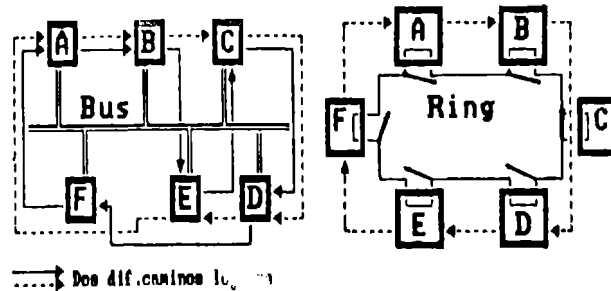


Fig. 3: Estructura básica del Token Bus y Token Ring

#### 3.1.1. Transmisión de paquetes:

- a) En el bus:  
El paquete se propaga desde el nodo transmisor hacia todos los demás en forma simultánea (Broadcasting, -Difusión). Sin embargo, es recibido sólo por el nodo destinatario, cuya dirección figura en el paquete. El retardo entre la transmisión y recepción de un bit de datos está definido por la distancia física entre el nodo remitente y el destinatario.

- b) En el anillo ("Ring"):  
El paquete circula de un nodo al otro ("Punto a punto"), hasta volver al nodo origen, quien lo retira de la circulación. Durante este recorrido, el destinatario copia el paquete, que lleva su dirección. Las señales de bits son regeneradas por cada nodo, al ser retransmitidas hacia el vecino, ocasionando un retardo de un bit. Este retardo contribuye al retardo total del anillo, necesario para albergar el token completo.

#### 3.1.2 Confirmación de recepción-validación:

- a) En el Token Ring el paquete sigue un camino forzado de un nodo al otro, pasando por el destinatario y volviendo al remitente, junto con la confirmación de la recepción y el chequeo de errores. Estas cosas llegan al destinatario dentro del paquete mismo, en el campo "Frame Status" (Fig.4.).
- b) Más complicada es esta situación en el Token Bus, a causa del Broadcasting en que se basa. En este caso, el nodo receptor tiene que esperar un Token desocupado, para poder enviar al remitente un paquete ex-

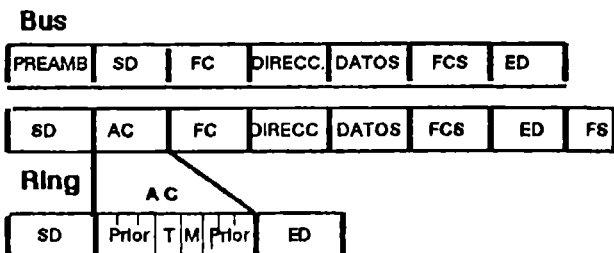
tra, con la confirmación de la recepción y validación. Esta demora puede ocasionar serios problemas en los sistemas de Tiempo Real, razón por la cual a veces hay que recurrir a soluciones de emergencia.

### 3.1.3 El derecho para transmitir:

Al finalizar la transmisión, el nodo emisor genera una muestra única de 8 bits llamada "Token", y la envía a su vecino, entregándole así el derecho para transmitir uno o más paquetes. El nodo favorecido puede usar este derecho o pasarlo al siguiente. Este método, tan simple en el anillo físico (Token Ring), resulta más complicado en el Token Bus, donde a causa del Broadcasting hay que acompañar cada Token con la dirección del nodo favorecido.

### 3.1.4 Entrega del Token:

- En el anillo el Token "desocupado" circula de un nodo al otro. El nodo puede usarlo para transmitir o lo pasa al siguiente. No se necesita ninguna confirmación, ni se pierde tiempo.
- Esta entrega resulta más complicada en el Token Bus: Al terminar la transmisión, el nodo difunde un paquete extra, que contiene el Token destinado para el siguiente nodo, ofreciéndole el derecho para transmitir. El nodo emisor del Token tiene que asegurarse de la recepción efectiva del Token por parte del vecino, para lo cual espera, escuchando el medio durante un intervalo de tiempo (4 "Time Slots"). Recién después de haber escuchado la transmisión de un paquete válido, puede estar seguro del traspaso correcto del Token. Si no se escucha nada, tiene que suponer, que el Token no ha sido recibido por el siguiente y tiene que intentar la entrega por segunda vez. Si la entrega fracasa otra vez más, hay que proceder con la búsqueda de un sucesor, por medio de un protocolo de paquetes de control, identificados por un código del campo de control -FC- de la trama, cuya estructura se encuentra en la Fig.4.:



Trama del "TOKEN" en el Ring

SD = Start Delimiter // AC = Access Control // FC = Frame Control  
 FCS = Frame Check Sequence // ED = End Delimiter // FS = Fr. Status  
 Prior = Prioridad // T = Bit del Token // M = Monitor Count

Fig.4.: Formato trama del Token Bus y Token Ring

- Como primer paso se ofrece el Token al subsiguiente nodo en el anillo lógico, enviándole el mensaje: "Who follows me?".
- Si éste nodo es activo, confirma la aceptación del Token, contestando al anterior con un paquete de "Set Successor".
- En caso contrario se procede en forma más drástica ofreciendo el Token a cualquier otra estación, por medio de "Solicitor Successor". Al presentarse un interesado, el proceso termina.

-Si nadie contesta, el nodo que inició la búsqueda deja de hacerlo y se pone a escuchar el medio para reiniciar el funcionamiento con un posible interesado.

### Resumiendo:

El Token Ring realiza estas 4 funciones básicas en forma sencilla y elegante, sin intercambio adicional de la información tipo "administrativo" (Paquetes de Control), lo que incide en su comportamiento respecto al Tiempo Real, como asimismo en la confiabilidad del sistema. El Token Bus en contrario, se muestra bastante complicado ya a nivel de las operaciones básicas y su complejidad crece aún más, con las exigencias funcionales del sistema, como es el caso de la "mantención" del funcionamiento en situaciones especiales, como se explica a continuación.

### 3.2. Mantención del anillo físico y lógico

Las funciones básicas recién descritas son suficientes para el funcionamiento normal, del "régimen permanente". Sin embargo, hay situaciones bastante frecuentes, en las cuales es necesario aplicar estrategias especiales para alcanzar, mantener o recuperar el funcionamiento normal del sistema. Se trata en particular de los siguientes casos:

- la pérdida del Token.
- la circulación indefinida de un Token ocupado,
- el token duplicado,
- la inicialización del funcionamiento,
- la conexión o desconexión de un nodo del sistema,
- el corte del cable.

Los tres primeros casos ocurren a causa del ruido en el canal o por el funcionamiento anormal de alguno de los nodos. Los demás casos son de por sí, situaciones de rutina. Las estrategias empleadas en la "mantención" afectan todo lo referente al "Tiempo Real" y a la Confiabilidad del sistema, razón por la cual serán discutidas a continuación:

#### 3.2.1. Mantención del Token Ring

La norma IEEE-802.5 exige al respecto, que uno de los nodos sirva de supervisor activo ("Active Monitor"), mientras que todos los demás quedan como monitores pasivos ("Standby Monitors"), vigilando continuamente al primero. Al detectarse cualquier anomalía en el monitor activo, cualquiera de los nodos pasivos puede ocupar su rol por medio de una contienda ("Anillo de contención"). A pesar de la existencia del monitor activo, las demás estaciones son también responsables por el funcionamiento normal del anillo.

- \* Pérdida del Token: El monitor activo reconoce la pérdida del token, cuando éste no le ha sido devuelto por el nodo anterior dentro de un tiempo determinado ("Time out"). El problema queda solucionado generando un token nuevo.
- \* Circulación indefinida del Token ocupado: La situación de esta clase ocurre por desconexión prematura o malfunción de un nodo, el cual deja de retirar de la circulación su propio paquete al serle devuelto por el anillo, junto con el token "ocupado". - El monitor detecta la anomalía cuando el mismo paquete lo atraviesa ya por segunda vez, con el cuarto bit del Token puesto en "1" ("ocupado", Fig.4.). Removiendo el paquete y generando un Token nuevo se soluciona el problema.
- \* Token duplicado: Esta anomalía será detectada por cualquier estación, que acaba de transmitir un paquete.



te seguido por el Token "ocupado". al recibir de vuelta algo distinto de lo transmitido.

- \* Retiro de un nodo: Un nodo puede retirarse del anillo en cualquier instante después de haber retirado de la circulación su último paquete y generado el Token. La desconexión física se realiza por medio del interruptor (Fig.3).
- \* Conexión de un nodo al anillo: La conexión física se realiza manipulando el interruptor (Bypass) del nodo (Fig.3), seguida por la conexión lógica, enviando dos tramas de control: "Duplicate address Test" y "Stand-by Monitor Present". Con la primera chequea si su dirección es exclusiva y con la segunda averigua la dirección del vecino.
- \* Corte del cable: Para ubicar el segmento fallado, la estación que nota el desperfecto inicia un procedimiento, llamado "Beaconing" basado en la transmisión de tramas de control llamadas "Beacon". En anillos con líneas "standby" o en el IBM-Token-Ring, la parte fallada se elimina automáticamente.

Como se ve, las primeras 4 situaciones se solucionan en forma muy sencilla y sin pérdida adicional de tiempo, puesto que no se necesita enviar paquetes de control extra. Sólo en los últimos dos casos son necesarios paquetes de control adicionales, como lo acabamos de mencionar.

### 3.2.2. Mantenimiento del Token Bus

Los problemas relacionados con la mantención del Token Bus son básicamente idénticos con los del Token Ring. Lo mismo vale también respecto a los formalismos seguidos para solucionar estos problemas. Sin embargo, las mismas soluciones resultan más engorrosas en el Token Bus que en el Token Ring.

Sin entrar en detalles, estas últimas observaciones pueden ser suficientes para formarse una idea aproximada al respecto. Para fines de comparación, la Fig.5 presenta los diagramas de Automatas de Estados Finitos, correspondientes a los dos métodos. Es muy decidir el hecho, de que el diagrama del Token Bus contiene 11 diferentes estados internos, con 32 posibles transiciones, mientras que el Token Ring posee solo 9 estados con 20 transiciones. Es decir, que en el Token Bus abunda el "aparato administrativo", con posibles consecuencias negativas para el Tiempo Real y la confiabilidad.

### 3.3. Comportamiento respecto al Tiempo Real

Las exigencias del Tiempo Real a nivel de celdas son muy rigurosas y su incumplimiento puede tener graves consecuencias.

Ambos sistemas en principio son capaces de cumplir con estas exigencias, puesto que sus métodos de acceso son determinísticos. Cualquier componente del sistema puede estar seguro de tener la posibilidad para transmitir dentro de un intervalo de tiempo determinado. Sin embargo, comparando las funciones básicas de ambos métodos (Ver 3.1) en régimen permanente, resulta obvio, que el Token Ring puede ofrecer más facilidades a todo lo relacionado con el Tiempo Real, que el Token Bus. Esto se hace aún más sensible en situaciones complejas relacionadas con el mantenimiento del sistema, tratadas en 3.2.

Los protocolos tipo Token, a pesar de su carácter determinístico, poseen cierto grado de flexibilidad para las condiciones muy heterogéneas del Tiempo Real, pudiendo fijar prioridades de acuerdo a la necesidad. El Token Ring tiene al respecto un recurso más: Los nodos pueden hacer la reserva del canal con anticipación y de acuerdo a la urgencia momentánea de los paquetes por transmitir. Este recurso es muy valioso a nivel de celdas y del equipamiento.

### 3.4.- CONFIABILIDAD DEL SISTEMA

La automatización de los niveles de producción presupone una elevada confiabilidad del funcionamiento no solamente de sus componentes en forma individual, sino también, y en primera línea, del sistema de comunicaciones que le sirve de columna vertebral. El análisis de ambos métodos en consideración, abarca sólo la capa física y la mitad de la segunda capa OSI, correspondiente al control del acceso al medio ("Medium Access Control" -MAC-), cosa, que se ha visto recientemente. De esta manera queda pendiente sólo la implementación física del "Canal", además de la transmisión de las señales de bit:

#### a) Token bus en la EPA:

Se basa en un bus alámbrico con modulación de frecuencia con fase coherente a velocidades de 1, 5 y 10 Mbit/seg., - modificación que ha sufrido el MAP en su tercera versión para los niveles de celdas de producción (-EPA-). Las razones de esta modificación han sido ante todo las debilidades del FULL-MAP con respecto al tiempo real, la confiabilidad y el costo. Sin embargo, sólo una parte de los problemas ha sido solucionada. Si bien, el reemplazo de la modulación multicanal en banda ancha, por la modulación de una sola portadora significa una mejora al respecto, la tecnología que emplea, sigue amarrada a los canales metálicos y a los "modems". Los primeros son un grave problema en ambientes de al-

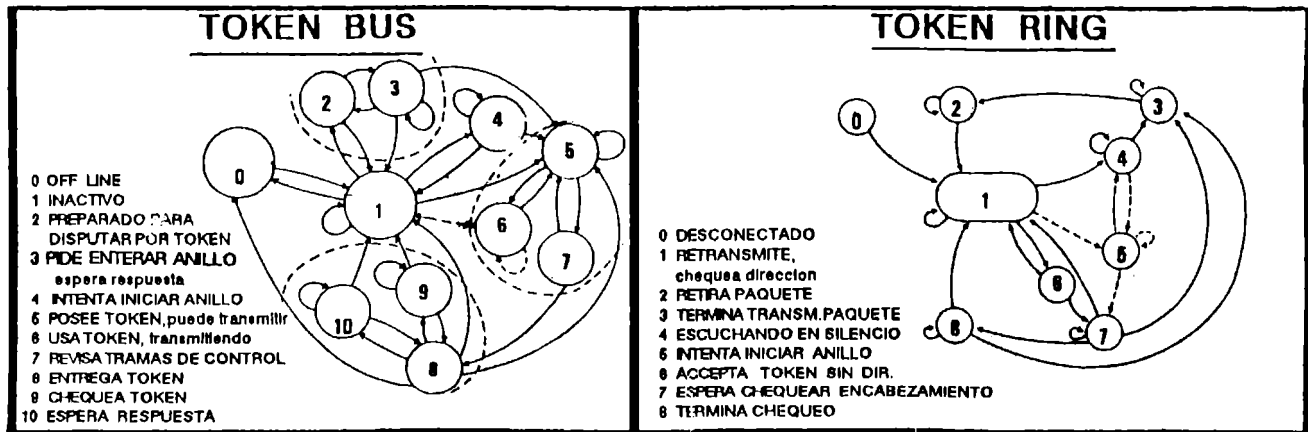


Fig. 5.: Automata de estados finitos del Token Bus y Token Ring

to ruido electromagnético, como son los de la producción industrial. Por otro lado, la introducción de fibras ópticas en la topología del bus todavía no parece ser viable. En cuanto a los modems de altas frecuencias, indispensables para el acoplamiento de cualquier nodo al bus, su costo sigue siendo un factor de consideración.

#### b) Token Ring en la EPA

En el anillo físico, la transmisión entre nodos es totalmente digital, punto a punto. Estas características ya por sí solas garantizan al sistema una alta confiabilidad. Esta puede ser aumentada por líneas paralelas ("standby") o tipo estrella, como ocurre en el "IBM-Token-Ring", capaz de reconfigurarse en forma automática en caso del corte del canal o la caída de algunos nodos ("Sistemas tolerantes a fallas"). La topología anillo se presta, además, para la tecnología de fibra óptica, immune a los ruidos electromagnéticos.

Finalmente, el costo de acoplamiento de los nodos al anillo es insignificante, puesto que se realiza sin modems y con componentes digitales baratos.

#### 4.- INTEGRACION DEL TOKEN-RING EN EL AMBIENTE DE LA CIM

Además de lo anterior, hay otros hechos y situaciones de fechas más recientes, que muestran las perspectivas para la integración del TOKEN-RING en el ambiente de la CIM. Al respecto cabe mencionar:

a) La aparición del "IBM-Token Ring", según la norma IEEE-802.5, es sin duda alguna un hecho de mayor importancia, dado que:

-Se trata de un sistema de alta confiabilidad, optimizado para el Tiempo Real, cuya comercialización masiva por parte de la IBM es inminente.

-Existen controladores de nodos Token Ring de alta integración y coprocesadores de tiempo real (RIC) para las computadoras celda (PLC, Robots, etc.).

-A nivel de equipamiento (sensores, actuadores, etc.) la coordinación de los buses de campo seriales puede resultar simple, en dependencia del Token Ring.

-Las computadoras personales tipo PC/XT/AT/PS2 y otras, se apoderan del ambiente de la CIM.

-A través del Token Ring queda abierto el acceso a todo el universo computacional de la IBM, ampliamente empleado en los niveles superiores de la CIM.

b) El protocolo de oficinas técnicas de ingeniería, -TOP- (CAE/CAD/CAM), emplea desde 1989 también el Token Ring.

c) Las nuevas RALs de alta velocidad (100 Mbit/seg.) ("FDDI") son una versión del Token Ring en fibras ópticas y se emplean en la automatización.

Las consideraciones anteriores muestran perspectivas bastante favorables para el Token Ring en el ambiente de la CIM, especialmente a nivel de celdas. Para materializar estas ideas, la Fig.6 muestra la estructura de un sistema piloto, el cual se encuentra en pleno desarrollo por parte de los autores de este trabajo.

#### 5.- CONCLUSIONES

Se ha analizado la posibilidad de reemplazo del Token-Bus por el Token-Ring en el ambiente de las celdas de producción de la CIM. Sin desconocer ciertas ventajas actuales del primero, las perspectivas del Token-Ring se muestran muy favorables, tanto desde los puntos de vista técnicos tales, como: el comportamiento en el tiempo real, la confiabilidad, fácil reconfiguración y ampliación, la integración de otros subsistemas de la CIM, como asimismo por la disponibilidad de los componentes a un costo más bajo que el Token-Bus. Con esto se abre a la ingeniería nacional la posibilidad de desarrollar sistemas en nuestro país, tal, como nuestra

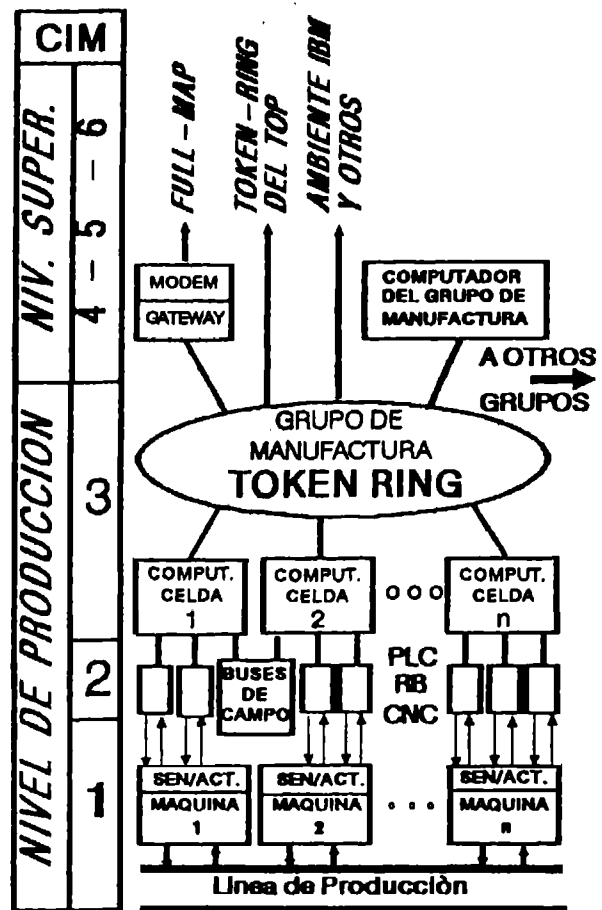


Fig. 6: Esquema del CIM con Token - Ring

realidad lo requiere, sin tener que importar sistemas "envasados". Sin embargo, para esto será necesario dominar las técnicas avanzadas al respecto y poseer el "background" de conocimientos que ellas requieren.

#### REFERENCIAS

- [1] ISO: "A Reference Model for Discrete Parts Manufacturing", Techn. Report ISO TC184/SC5/WG1-N58.
- [2] MAP/TOP 3.0 User Group, P.O. 930, Dearborn USA.
- [3] ISO: "Open System Interconnection", Ref. Model.
- [4] Norma: IEEE-802.4 Token Passing Bus (1985)
- [5] Norma: IEEE-802.5 Token Ring (1985)
- [6] R. Howard: "Industrial PC hardware: No end to advancement in sight" I&CS, April 1990, pp.33-38.
- [7] B. Midyett Jr.: "Industrial PC software: The driving force is openness". I&CS, April 1990, pp.41-45.
- [8] F. Hallsall, "Data Communications, Comp. Networks and OSI", Addison-Wesley Publ. Lim. (1988).
- [9] A. Tannenbaum, "Computer Networks", Prentice Hall, 89

#### BIOGRAFIA:

Eligius Vancek K., Doctorado en Ing. El. en la Universidad Técnica de Munich, Alemania Federal. Profesor Titular de la Universidad de Santiago de Chile. Especialización: Comunicaciones en Automatización de Procesos.

Héctor Kaschel C., Doctorado en Ing. El. en la Universidad de Paderborn, Alemania Federal. Profesor Asoc. de la Universidad de Santiago de Chile. Área de especialización: Confiabilidad en sistemas teleinformáticos.

**VI**

**CONTROL AUTOMATICO**

# CONTROL ROBUSTO DE SISTEMAS CON NO LINEALIDAD ESTRUCTURADA

Dr. Joaquín Antorga  
Escuela de Ingeniería Eléctrica  
Universidad Católica de Valparaíso  
Casilla 4059, Valparaíso, Chile

## Resumen

En este trabajo consideramos una técnica de síntesis para el diseño de un controlador lineal robusto que controla a un sistema no lineal que puede ser caracterizado por no linealidad estructurada y por disturbio externo no estructurado de espectro finito. El método de diseño asegura la estabilización robusta del sistema y garantiza un límite en la norma inducida del operador que opera entre el vector de disturbio y el vector de salida.

Se da la fundamentación teórica en el diseño del controlador lineal robusto, utilizando en toda su extensión la información acerca de la estructura y de la ubicación de las no linealidades. Este controlador presumiblemente retiene propiedades como estabilidad global y rechazo al disturbio a lo largo de todo el rango de operación del sistema no lineal. Se usa el concepto de estabilidad de Lyapunov como el concepto relevante en ausencia de disturbios externos y la estabilidad BIBO (entrada acotada-salida acotada) como el concepto relevante en presencia de los disturbios. En el caso en que el disturbio externo esté presente también se usa el operador de norma  $L_2$  como una medida del rechazo al disturbio y se considera la minimización de esta norma una extensión natural de la minimización de la norma  $H_\infty$  para sistemas no lineales. Se desarrollan las ecuaciones relevantes de diseño y, finalmente, se determinan las condiciones bajo las cuales el diseño basado en estas ecuaciones garantiza estabilidad global y un determinado nivel de rechazo al disturbio.

La aplicabilidad del método se muestra a través de un ejemplo de control de un manipulador robótico en el que las no linealidades pueden caracterizarse estructuralmente.

## Abstract

In this paper we develop a synthesis technique for the design of a robust linear controller to control a system which is characterized by structured nonlinearity and has external disturbance of finite spectrum. The design method assures the robust stabilization of the system and guarantees a bound to the induced norm of the operator between the disturbance vector and the output vector.

Theoretical foundation is given for the design of the robust linear controller, utilizing to the fullest extent the information on the structure and location of the nonlinearities. This controller would, presumably, retain features such as global stability and disturbance rejection over the entire operating region of the nonlinear system. We use the concept of Lyapunov stability as the stability concept relevant in the absence of external disturbances and the bounded-input bounded-output (BIBO) stability as the relevant concept in the presence of disturbances. In case disturbances are present we also use the  $L_2$  operator norm as a measure of disturbance rejection and consider the minimization of this norm as the natural extension of the  $H_\infty$ -norm minimization to nonlinear systems. The relevant design equations are developed and, finally, conditions are determined under which the design based on these equations guarantees global stability and a given level of disturbance rejection.

Applicability of the methodology is shown through a robot manipulator control example in which the nonlinearities can be modeled as structured nonlinearities.

## 1. Introducción

La síntesis de controladores por realimentación de salida o por realimentación del estado para sistemas no lineales está mucho menos desarrollada que para sistemas lineales. No existen procedimientos generales de síntesis que satisfactoriamente obtengan objetivos de diseño como, por ejemplo, robustez en el comportamiento transiente y de rechazo al disturbio. Si bien el reciente tratamiento geométrico [1] ha provisto de un significativo avance en el análisis de sistemas no lineales, depende, cuando es aplicable, en el uso de transformaciones no lineales frecuentemente descritas por expresiones analíticas complicadas. También, en las instancias en que este procedimiento ha podido ser aplicado, los controladores basados en linealización por realimentación han mostrado poca robustez. Por otro lado, cuando el sistema no puede ser completamente linealizado por realimentación, de nuevo no hay métodos generales que puedan ser aplicados. Persiste, por lo tanto, la necesidad de desarrollar métodos adicionales de síntesis de controladores para sistemas no lineales.

En este trabajo los efectos de las no linealidades en el comportamiento del sistema se consideran en el diseño del controlador. Primero, se desarrolla la llamada representación con no linealidad estructurada del sistema no lineal (cuando esto es posible). Segundo, se aplica una técnica de diseño basada en una norma inducida para garantizar la estabilidad del sistema en lazo cerrado, y, mediante el acotamiento de la razón de energía de la salida controlada con respecto a la energía de los disturbios de entrada, se garantiza también un grado de rechazo al disturbio. Finalmente, se desarrolla como ejemplo la representación con no linealidad estructurada de un manipulador con un brazo con junta elástica y se diseña un controlador basado en la metodología propuesta.

## 2. Clase de sistemas con no linealidad estructurada

Consideremos la clase de problemas descritos por:

$$\dot{x} = f(x) + Bu + G_0 w \quad (1a)$$

$$y = Cx + w_1 \quad (1b)$$

$$y_c = H_0 x \quad (1c)$$

$$u = \begin{bmatrix} u_0 \\ u \end{bmatrix}, w_0 = \begin{bmatrix} w \\ w_1 \end{bmatrix} \quad (1d)$$

donde  $x \in \mathbb{R}^n$  es el vector de estado,  $u \in \mathbb{R}^m$  es el vector de control,  $w \in \mathbb{R}^p$  es el vector de disturbio,  $y \in \mathbb{R}^r$  es el vector de salidas medidas,  $w_1$  es el ruido de medición, y  $v$  es el vector de variables reguladas que se desean mantener pequeñas. Consideramos que  $w$  y  $w_1$  pertenecen al espacio de funciones  $L_2$  y que estamos interesados en el diseño de un controlador que garantice que  $v$  pertenezca a  $L_2$  y también que la norma del operador inducido del sistema resultante con entradas  $w_0$  y salidas  $v$  sea menor que un cierto valor prescrito  $\gamma$ . Esto garantizará para el sistema relajado (condiciones iniciales en cero) que dada la norma  $\|w_0\|_2 \leq \delta$  entonces  $\|v\|_2 \leq \gamma\delta$ . Estamos interesados en obtener controladores por realimentación de estado que satisfagan estos objetivos.

Empecemos por considerar la clase de sistemas con no linealidades estructuradas. Sin pérdida de generalidad dejemos que en (1)  $f(0) = 0$ . Más encima asumamos que  $f(x)$  es suficientemente suave de modo que tiene la estructura

$$f(x) = F(x)x \quad (2)$$

donde  $F(x)$  tiene la estructura

$$F(x) = A_0 + \sum_{l=1}^q G_l L_l(x) H_l \quad (3)$$

A este sistema se le llamará sistema no

lineal con no linealidades estructuradas. En (3)  $G_l, H_l, l = 1, \dots, q$ , definen la ubicación de las no linealidades dentro del sistema, mientras que  $L_l(x), l = 1, \dots, q$ , define la forma, esto es, la naturaleza de las no linealidades. Una norma apropiada de  $L_l(x)$  caracteriza su magnitud. Muchos sistemas no lineales pueden ser caracterizados por esta representación, entre otros, los manipuladores robóticos de juntas rotacionales.

## 3. Estabilización y límites en la norma inducida $L_2$ en sistemas no lineales

Consideremos el sistema no lineal autónomo

$$\dot{x} = f(x) \quad (4)$$

y asumamos que  $f(0) = 0$ , de manera que podemos escribir  $f(x)$  como en (2) con  $F(x)$  acotada y definida en todo el espacio  $\mathbb{R}^n$ . El siguiente resultado es bien conocido; Lemma 1: Si para cierta matriz constante, simétrica definida positiva  $M$ , tenemos que

$$F(x)^T M + M F(x) \leq 0 \quad (5)$$

donde el signo indica semidefinido negativo, entonces el sistema (4) es globalmente estable (y si el signo es definido en (5) el sistema (4) es globalmente asintóticamente estable).

Resulta instructivo recordar la demostración. Definamos la función de Lyapunov

$$V = x^T M x \quad (6)$$

entonces,

$$\dot{V} = \dot{x}^T M x + x^T M \dot{x} = x^T [F(x)^T M + M F(x)] x \leq 0$$

y por lo tanto el sistema (4) es globalmente estable si la condición (5) es válida.

Esto tiene la siguiente extensión importante:

Teorema 1: Dado el sistema

$$\dot{x} = f(x) + Gw, f(x) = F(x)x \quad (7a)$$

$$y = Hx \quad (7b)$$

excitado por disturbios  $w$  con norma  $L_2$  acotada supongamos que existe una matriz  $M \geq 0$  tal que

$$R(x) \leq 0, \forall x \quad (8)$$

donde

$$R(M) \equiv F(x)^T M + M F(x) + \frac{1}{\gamma^2} M G G^T M + H^T H \quad (9)$$

entonces el sistema autónomo es globalmente estable y en el sistema relajado (cero condiciones iniciales) la norma del operador inducido

$$\|T\| = \sup \frac{\|y\|_2}{\|w\|_2}, \|w\|_2 \leq 0 \quad (10)$$

satisface  $\|T\| \leq \gamma$ .

Demostración: Consideremos primero estabilidad. Por cuanto  $R(H) \leq 0$  y

$$(1/\gamma^2)HGG^T H + H^T H \geq 0$$

entonces necesariamente

$$F(x)^T H + H F(x) \leq 0$$

por lo que la estabilidad está asegurada del lemma previo. Ahora consideremos la norma inducida  $\|T\|$ . De  $R(H) \leq 0$  sigue

$$x^T R(H) x \leq 0 \quad (11)$$

para todo  $x$ , o en forma expandida

$$x^T F(x)^T H x + x^T H F(x) x + \frac{1}{\gamma^2} x^T H G G^T H x + x^T H^T H x \leq 0 \quad (12)$$

Por cuanto de (7)

$$F(x) x = \dot{x} = \dot{x} - G w$$

(12) puede escribirse

$$(\dot{x} - G w)^T H x + x^T H (\dot{x} - G w) + \frac{1}{\gamma^2} x^T H G G^T H x + y^T y \leq 0$$

o

$$\frac{d}{dt} (x^T H x) + \left( \frac{1}{\gamma} G^T H x - \gamma w \right)^T \left( \frac{1}{\gamma} G^T H x - \gamma w \right) - \gamma^2 w^T w + y^T y \leq 0$$

Integrando y asumiendo condiciones iniciales en cero, esto puede ser escrito

$$x(t)^T H x(t) + \int_0^t e(\tau)^T e(\tau) d\tau + \int_0^t y(\tau)^T y(\tau) d\tau \leq \gamma^2 \int_0^t w(\tau)^T w(\tau) d\tau \quad (13)$$

Dado que el lado derecho de la ecuación (13) está bien definido y acotado para todo  $t$  incluyendo  $t \rightarrow \infty$ , sigue que todos los términos en el lado izquierdo de la ecuación están bien definidos y acotados, y que, más aun, necesariamente tenemos

$$\|y\|_2^2 \leq \gamma^2 \|w\|_2^2 \quad (14)$$

o

$$\frac{\|y\|_2}{\|w\|_2} \leq \gamma \quad (15)$$

Dado que (15) es válida para todo  $w \in L_2$  entonces también

$$\sup \frac{\|y\|_2}{\|w\|_2} = \|T\|_2 \leq \gamma \quad (16)$$

lo cual completa la demostración.

Nótese que si el sistema no está inicialmente relajado entonces (13) resulta

$$\int_0^t y^T y d\tau \leq \gamma^2 \int_0^t w^T w d\tau + x_0^T H x_0 \quad (17)$$

por lo que si el conjunto de condiciones iniciales está acotado también se puede proveer un límite en la energía de salida.

#### 4. Diseño de controladores lineales por realimentación de estado para sistemas no lineales

Aquí desarrollamos un marco de referencia para el diseño de controladores por realimentación de estado para sistemas no lineales con el objetivo de garantizar que el sistema de lazo cerrado sea estable en el sentido de Lyapunov, y más aun, que sea estable BIBO (entrada-salida acotada) y que tenga un límite garantido en la norma inducida  $L_2$ .

Considérese un sistema no lineal de la forma (1). Se desea diseñar un controlador de parámetros constantes operando en el estado de tal modo que el sistema resultante en lazo cerrado sea estable y, si  $T$  denota al operador que transforma las entradas disturbio  $w$  y  $w_1$  en las salidas reguladas  $y_0$  y en la salida  $u$ , que también la norma  $\|T\|_2 \leq \gamma$ , donde  $\gamma$  es un límite prescrito.

El propósito es obtener comportamiento estable del sistema y un límite en la transmisión de disturbios a las variables de salida y de control, haciendo posible tener un comportamiento satisfactorio del sistema no lineal controlado por el controlador lineal invariante. La formulación del problema es una generalización directa del problema de optimización de la norma  $H_\infty$  usada en sistemas lineales lo cual ha recibido atención muy significativa en la última década [2].

El aspecto central en el desarrollo de la metodología de diseño del controlador lineal para la clase de sistemas no lineales de la forma (1), es el uso del Teorema 1. La idea guía es la siguiente: dado el sistema no lineal (1), con  $f(0) = 0$ , su representación como no linealidad estructurada se establece determinando la representación de  $F(x)$ , definida por  $A_0$ ,  $G_i$ ,  $H_i$ ,  $i = 1, \dots, q$ , donde  $q$  es el número de no linealidades estructuradas y por  $L_i(x)$ ,  $i = 1, \dots, q$ , las cuales definen las distintas naturalezas de las no linealidades en el sistema. El método convencional de linealización desprecia las no linealidades y realiza un diseño del controlador con un modelo lineal alrededor del punto de operación. La idea que motiva nuestra metodología es que el propósito de un controlador para un sistema no lineal incluya, en adición a los objetivos de estabilización y de rechazo al disturbio, el objetivo de restringir la trayectoria a la región sobre la cual el modelo linealizado en lazo cerrado es válido. Para obtener ésto uno desea que la ganancia en cada lazo conteniendo la no linealidad estructurada sea pequeña, ésto es que la ganancia desde el punto de entrada indicado por  $G_i$  al de salida indicado por  $H_i$  sea pequeña, para  $i = 1, \dots, q$ , de manera que el

efecto de los lazos con no linealidades sean reducidos, y que bajo ciertas condiciones se pueda demostrar que no deterioran la estabilidad y el rechazo al disturbio tal como están determinados de un adecuado modelo lineal de diseño.

El diseño basado en norma  $H_\infty$  usando ARE (ecuación algebraica de Ricatti), permite una formulación analítica del problema resultante como sigue. Las matrices de entrada  $G_l$  se anexas a  $G_0$  y las direcciones de salida  $H_l$ ,  $l = 1, \dots, q$ , se anexas a  $H_0$  y se resuelve el siguiente problema de control basado en el acotamiento de la norma  $H_\infty$ : Determinar un control de realimentación de estado  $u = -Kx$  para garantizar estabilidad en lazo cerrado y un límite en la norma  $H_\infty$  del sistema dado por:

$$\dot{x} = A_0 x + B u + G \bar{w}, \quad G = \begin{bmatrix} G_0 & G_1 & \dots & G_q \end{bmatrix} \quad (18)$$

$$\bar{v} = \begin{bmatrix} Hx \\ u \end{bmatrix}, \quad H = \begin{bmatrix} H_0^T & H_1^T & \dots & H_q^T \end{bmatrix}^T$$

donde la señal  $\bar{v}$  contiene los disturbios externos y las no linealidades estructuradas del sistema no lineal.

El diseño del control por realimentación de estado está basado en el siguiente resultado:

Teorema 2: La ley de control

$$u = -B^T X x = -Kx \quad (19)$$

donde  $X \geq 0$  es la solución estabilizadora de la ARE

$$A_0^T X + X A_0 - X B B^T X + \frac{1}{\gamma^2} X G G^T X + H^T H = 0 \quad (20)$$

aplicada a (18), hace que el sistema en lazo cerrado sea globalmente estable, y para el sistema relajado la norma del operador inducido (10) satisface  $\|T\|_2 \leq \gamma$ , siempre que

$$\sigma_{\max}(L_i(x)) \leq \frac{1}{\gamma}, \quad l = 1, \dots, q, \quad \forall x \quad (21)$$

con  $\sigma_{\max}$  el máximo valor singular.

Demostración: Necesitamos demostrar que dado

$$\dot{x} = F(x) - BKx + G_0 w \quad (22)$$

donde  $K$  está dado por (19) y

$$v = \begin{bmatrix} y \\ u \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} H_0 \\ -K \end{bmatrix} x \quad (23)$$

que

$$\|v\|_2 \leq \gamma \|w\|_2 \quad (24)$$

para todo  $w \in L_2$ , cuando  $L_i(x)$  satisface la condición (21).

De (3) y (22) el sistema queda

$$\dot{x} = A_0 x - BKx + \sum_{l=1}^q G_l L_l(x) H_l x + G_0 w \quad (25a)$$

$$v = \begin{bmatrix} H_0 \\ -K \end{bmatrix} x \quad (25b)$$

mientras que el sistema en lazo cerrado obtenido del modelo de diseño para el cual la estabilidad y el límite  $\gamma$  en la norma  $H_\infty$  es válido, es

$$\dot{x} = A_0 x - BKx + \sum_{l=1}^q G_l w_l$$

$$= A_0 x - BKx + G \bar{w} \quad (26a)$$

$$\bar{v} = \begin{bmatrix} H_0 \\ H_1 \\ H_2 \\ \vdots \\ H_q \\ -K \end{bmatrix} x = \begin{bmatrix} H \\ -K \end{bmatrix} x \quad (26b)$$

La demostración consiste (c.f. Teorema 1) en probar que  $X \geq 0$  determinada en (20) con

$$F_0(x) \equiv F(x) - BB^T X \quad (27)$$

logra que

$$R(X) \equiv F_c^T(x) X + X F_c(x) + \frac{1}{\gamma^2} X G_0 G_0^T X + H_0^T H_0$$

$$\leq 0, \quad \forall x \quad (28)$$

si (equivalentemente a (21)),

$$I - \gamma^2 L_l^T(x) L_l(x) \geq 0, \quad l = 1, \dots, q, \quad \forall x \quad (29)$$

Para demostrar esto reemplacemos  $A_0$  en (20) usando (3) y sumemos y restemos el término  $X B B^T X$  a (20) para obtener

$$\left[ F(x) - \sum_{l=1}^q G_l L_l(x) H_l - BB^T X \right]^T X$$

$$+ X \left[ F(x) - \sum_{l=1}^q G_l L_l(x) H_l - BB^T X \right] + X B B^T X$$

$$+ \frac{1}{\gamma^2} X G G^T X + H^T H = 0 \quad (30)$$

lo cual puede ser escrito como

$$F_c^T(x) X + X F_c(x) + \frac{1}{\gamma^2} X G_0 G_0^T X + H_0^T H_0 + \Delta_1$$

$$+ \Delta_2 = 0 \quad (31)$$

donde

$$\Delta_1 = \frac{1}{\gamma^2} X \left[ \sum_{l=1}^q G_l G_l^T \right] X - \left[ \sum_{l=1}^q G_l L_l H_l \right]^T X$$

$$- X \left[ \sum_{l=1}^q G_l L_l H_l \right] + \sum_{l=1}^q \gamma^2 H_l^T L_l^T L_l H_l + X B B^T X \quad (32)$$

$$= \sum_{i=1}^q \left( \frac{1}{\gamma} G_i^T X - \gamma L_i H_i \right)^T \left( \frac{1}{\gamma} G_i X - \gamma L_i H_i \right) + X B B^T X \geq 0$$

Y

$$\Delta_2 = \sum_{i=1}^q H_i^T H_i - \sum_{i=1}^q \gamma^2 H_i^T L_i^T L_i H_i \quad (33)$$

claramente  $\Delta_2 \geq 0$  si (29) es válida o equivalentemente lo es (21). Ahora con  $\Delta_1 \geq 0$  y con  $\Delta_2 \geq 0$  la ecuación (31) implica la ecuación (28), por lo que el sistema no lineal es globalmente estable.

### 5. Ejemplo

Consideremos el sistema de la Figura 1 (las figuras van al final del trabajo): un brazo mecánico movido verticalmente a través de una junta elástica por un motor de corriente continua. Este problema ha sido tratado en la literatura tanto en su modelación como en el diseño del controlador. En [3] se hace una modelación que permite la linealización del modelo por realimentación estática del estado (transformación de coordenadas). Una vez que el sistema ha sido linealizado se diseña un controlador robusto por realimentación del nuevo estado: posición, velocidad y aceleración del brazo. En [4] se hace una modelación del sistema en términos de un sistema lento y uno rápido usando la metodología de sistema singularmente perturbado. En [5] la simplificación del modelo se hace considerando que las no linealidades pertenecen a una señal de disturbio exógena y se diseña un controlador robusto a disturbio.

El modelo del sistema está dado por las siguientes ecuaciones:

$$\begin{aligned} \dot{x}_1 &= x_2 \\ \dot{x}_2 &= -\frac{K}{I} x_1 - \frac{MgL}{I} \sin(x_1) + \frac{K}{I} x_3 + p w \\ \dot{x}_3 &= x_4 \\ \dot{x}_4 &= \frac{K}{J} x_1 - \frac{K}{J} x_3 - \frac{B}{J} x_4 + u \\ y_c &= x_1 \end{aligned} \quad (34)$$

donde  $x_1$  = posición angular del brazo con respecto a la vertical,  $x_2$  = velocidad angular del brazo,  $x_3$  = posición angular del eje del motor,  $x_4$  = velocidad angular del eje del motor y  $u$  es el torque de entrada (consideramos al motor como una fuente de torque). La variable a controlar  $y_c$  es la posición angular del brazo. Los parámetros son:  $I$  = inercia del brazo,  $M$  = masa en el centro de gravedad del brazo,  $L$  = largo del brazo al centro de gravedad,  $g$  = aceleración de gravedad,  $K$  = coeficiente

de dureza de la junta,  $J$  = inercia del rotor y  $B$  = fricción en el eje del motor.

Este modelo no lineal puede ser escrito en forma de no linealidad estructurada de la siguiente manera:

$$\begin{aligned} \dot{x} &= A_0 x + G_1 L(x) H_1 x + B u + G_0 w \\ y_c &= H_0 x \end{aligned} \quad (35)$$

donde

$$A_0 = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 \\ -\frac{1}{I} (K + MgL) & 0 & \frac{K}{I} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ \frac{K}{J} & 0 & -\frac{K}{J} & -\frac{B}{J} \end{bmatrix}$$

$$B = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 1/J \end{bmatrix}^T, \quad G_1 = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}^T$$

$$H_1 = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$L(x) = (MgL/I) \left( 1 - \frac{\sin(x_1)}{x_1} \right)$$

$$H_0 = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad G_0 = \begin{bmatrix} 0 & p & 0 & 0 \end{bmatrix}^T$$

En  $G_0$  el factor  $p$  es un factor de peso al disturbio externo.

Nótese que al sumar y sustraer el término  $MgL/I$  para llegar a la matriz  $A_0$  dada más arriba, podemos interpretar  $A_0$  como una linealización del sistema no lineal en torno al punto de operación  $x = 0$ . Supongamos que una solución  $X \geq 0$  existe para la ARE (20) para cierto valor de  $\gamma > \gamma_{\min} > 0$ . Entonces, usando el control de estado (19) garantiza la estabilidad del lazo cerrado con un rechazo al disturbio menor que  $\gamma$  en el sistema no lineal siempre que

$$(MgL/I) \left| 1 - \frac{\sin(x_1)}{x_1} \right| < 1/\gamma$$

Esto implica que

$$\gamma < \frac{(I/MgL)}{\left| 1 - \frac{\sin(x_1)}{x_1} \right|} \quad (36)$$

debe ser válida para todos los valores de  $x_1$  en la región de operación. Dado que la expresión  $\sin(x_1)/x_1$  es acotada entonces,

$$\left| 1 - \frac{\sin(x_1)}{x_1} \right| \leq \alpha$$

lo que finalmente implica una condición de la forma

$$\gamma < \bar{\gamma} = \frac{I}{\alpha MgL} \quad (37)$$

la cual puede ser usada para determinar a priori un valor de  $\gamma$  para el cual la



solución de (20) debiera ser buscada. Si el valor  $\gamma_{\min} < \bar{\gamma}$  entonces la estabilidad y el límite de atenuación al disturbio pueden ser garantizados.

A continuación se desarrolla un ejemplo numérico. En unidades SI los parámetros son:  $I = 0.035$ ,  $MgL = 31.0$ ,  $J = 0.004$ ,  $B = 0.007$ . La región de operación se define en  $x_1 \in [0, \pi]$ ,  $x_1 = 0$  (rad) es con el brazo apuntando hacia abajo.

En este caso  $I/MgL\alpha = 0.044 = \bar{\gamma}$  para el peor  $\alpha$  en la región de operación, significando que si el parámetro de diseño  $\gamma$  es menor que 0.044 la estabilidad global del sistema no lineal está garantizada con la ley de control basada en la solución de la ARE (20).

Intentando una solución de ARE (20) con  $\gamma = 0.04$  y la matriz  $G_0 = [0 \ 0.5 \ 0 \ 0]$  obtenemos la siguiente ganancia para la ley de control  $u = -Kx$ :

$$K = \begin{bmatrix} 0.88 & 0.541 & 0.214 & 0.062 \end{bmatrix} \quad (38)$$

que aseguraría estabilidad global del lazo cerrado y rechazo al disturbio externo menor que o igual a  $\gamma$ .

Para visualizar lo anterior se simuló el sistema no lineal con la ley de control (38). La Figura 2(a) muestra la respuesta escalón de la posición del brazo  $x_1(t)$  en la región de operación con masa nominal. La Figura 2(b) muestra la respuesta  $x_1(t)$  con condiciones iniciales. Claramente se aprecia en este caso la oscilación estable del modo flexible que introduce la junta elástica.

Es interesante observar que las ganancias en  $K$  son pequeñas pese a que el modelo lineal  $(A_0, B)$  equivale a la linealización en torno a  $x = 0$  y la región de operación incluye  $x_1$  en  $[0, \pi]$  radianes.

## 6. Conclusiones

Existen sistemas no lineales a los cuales es posible representar en forma de no linealidad estructurada. Este trabajo ha demostrado que para este tipo de sistemas, bajo ciertas restricciones en la magnitud de las no linealidades, es posible garantizar a priori la estabilidad global del sistema en lazo cerrado usando un controlador lineal por realimentación de estado cuyo diseño se basa en un modelo lineal que incluye información acerca de la ubicación de las no linealidades en el sistema. La metodología de diseño del controlador es una extensión a sistemas no lineales del diseño que minimiza la norma  $H_\infty$  en sistemas lineales.

El controlador garantiza también que el sistema en lazo cerrado sea estable BIBO y que presente un límite en la norma inducida del operador entre el vector de disturbios y el vector de señales

reguladas, esto es, garantiza un límite superior en la atenuación del disturbio en las variables controladas.

Una aplicación de la metodología expuesta es la del control robusto de manipuladores robóticos con juntas rotacionales flexibles. En este caso, se observan ventajas sobre otras metodologías que han sido propuestas en la literatura en cuanto a sencillez de la ley de control y al valor de las ganancias que la implementan.

## 7. Referencias

- [1] A. Isidori; "Nonlinear Control Systems", Lecture Notes in Control and Information Sciences, Vol. 72, Berlin: Springer-Verlag, 1985.
- [2] B. A. Francis; "A Course in  $H_\infty$  Control Theory", Lecture Notes in Control and Information Sciences, Vol. 88, Berlin: Springer-Verlag, 1987.
- [3] M. W. Spong y M. Vidyasagar; "Robot Dynamics and Control", New York: John Wiley and Sons, 1989, pp. 269-273.
- [4] M. W. Spong, K. Khorasani y P. V. Kokotovic; "An integral manifold approach to the feedback control of flexible joint robots", IEEE Journal on Robotics and Automation, Vol. RA-3, pp. 291-299, 1987.
- [5] C. Canudas De Wit y O. Lys; "Robust control and parameter estimation of robots with flexible joints", Proceedings IEEE International Conference Robotics and Automation, Philadelphia, PA, pp. 324-329, 1988.

**Biografía:** El Dr. Joaquín Astorga obtuvo el título de Ingeniero de Ejecución en Electrónica de la U.C.V (1968), y los grados de Master of Science (1976) y el de Ph.D. (1990) en Ingeniería Eléctrica de la Universidad de Illinois, USA. Su área de interés es el control robusto y el control adaptivo de sistemas dinámicos.

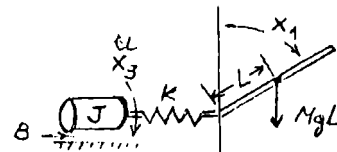


Figura 1. Brazo con junta flexible

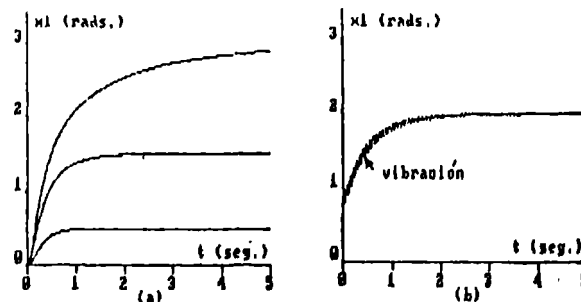


Figura 2. (a) Respuesta escalón  $x_1(t)$   
(b) Id. con condición inicial

**OBSERVADORES CON DINAMICA LINEAL DEL ERROR  
PARA SISTEMAS NO LINEALES DE CONTROL.**

D. L. Kleiman\*, C. H. Muravchik\*\*.

Laboratorio de Electrónica Industrial, Control e Instrumentación  
(LEICI). Depto. de Electrotecnia. Facultad de Ingeniería. UNLP.  
CC 91. 1900 - LA PLATA - ARGENTINA.

**RESUMEN.**

Se sabe que es posible construir observadores con dinámica lineal del error para sistemas no lineales libres, es decir sin entrada de control. Este trabajo extiende ese resultado a una clase de sistemas no lineales, construyendo un observador con dinámica lineal del error, lo que facilita que éste tienda a cero tan rápido como uno quiera.

De aquí deriva la mayor importancia de la extensión, pues permite controlar el sistema para que tenga un comportamiento deseado, utilizando los estados estimados por el observador. Por ejemplo, la linealización por cambio de coordenadas y realimentación requiere que todos los estados sean accesibles, lo que no siempre ocurre. En esos casos se podría usar un observador como el que se describe si la planta es miembro de la clase mencionada. Se ilustra esta posibilidad con un ejemplo.

**SUMMARY**

It is well known that observers with linear dynamics in the error can be built for free nonlinear systems, i.e. those without control input. We extend this result to a larger class of nonlinear systems, also building an observer with linear dynamics in the error, allowing the error to go to zero as soon as is required.

This is one of the best advantages of the extension, since it allows to control the system using the observer states in order to have some desired behaviour. For instance, linearization by a change of coordinates and feedback requires all the states to be accessible. This isn't always possible. Therefore, an observer as the one we derive here can be used if the plant is a member of the said class. An example is shown to illustrate this possibility.

**1. Introducción.**

Si deseamos observar el sistema lineal  $x' = Ax + bu$ ,  $x \in \mathbb{R}^n$ ,  $u \in \mathbb{R}$ ,  $y = Cx$ ,  $y \in \mathbb{R}^m$ . Podemos construir un observador, ver [1] por ejemplo, tomando  $G$ , una matriz de dimensión

\* Secretaria de Investigación del CONICET  
\*\* Investigador de la CICPBA. Profesor de la UNLP.

$n \times p$  y estableciendo una ecuación diferencial para una aproximación  $z(t)$  de  $x(t)$ ,

$$z' = Az - G(y - Cz) + bu.$$

Si  $e = x - z$  entonces  $e' = (A + GC)e$ . Cuando el par  $(A, C)$  es observable, podemos elegir  $G$  de manera que el espectro de  $A + GC$  se encuentre en el semiplano izquierdo, y consecuentemente  $e(t)$  tiende a 0.

En [2] se demostró que es posible construir observadores con dinámica lineal del error para una clase de sistemas no lineales libres. Ahora deseamos observar un sistema de la forma

$$\zeta' = f(\zeta) + g(\zeta)u,$$

$$y = h(\zeta), \quad y \in \mathbb{R}.$$

Si logramos que este sistema sea equivalente a uno de la forma

$$x' = Ax + bu + k(y), \tag{1.1}$$

$$y = cx,$$

también podemos construir un observador, considerando  $z(t)$  la aproximación de  $x(t)$  que satisface

$$z' = Az + bu - G(y - cz) + k(y), \tag{1.2}$$

donde  $G$  se elige como antes.

En la sección 2 desarrollamos las condiciones bajo las cuales es posible llevar un sistema como el (1.1) a la forma (1.2) y la manera de hacerlo. En la sección 3 se muestra un ejemplo de este procedimiento, usando luego el observador para linealizar el comportamiento entrada - salida del sistema (1.1) por transformación de coordenadas y realimentación.

**2. Construcción del observador con dinámica lineal.**

En esta sección exponemos en primer lugar un teorema que da las condiciones necesarias y suficientes que debe tener el sistema para que la transformación deseada exista, y luego un corolario que da sólo condiciones suficientes pero menos restrictivas.

**Teorema.** El sistema lineal analítico de dimensión  $n$

$$\zeta' = f(\zeta) + g(\zeta)u,$$

$$y = h(\zeta), \quad y \in \mathbb{R}^m,$$

con la propiedad que

$$L_g^j h(\zeta) = \begin{cases} 0 & \text{si } 0 \leq j < n-1 \\ 1 & \text{si } j = n-1 \end{cases} \tag{2.1}$$

en un entorno de un punto  $\zeta_0$ , se puede transformar localmente en un sistema de la forma

$$x' = \begin{bmatrix} 0 & 0 & \dots & 0 & 0 \\ 1 & 0 & \dots & 0 & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & 1 & 0 \end{bmatrix} x + \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \end{bmatrix} u + k(y),$$

$$y = [0 \dots 0 \ 1]x,$$

si y sólo si se cumplen las siguientes condiciones:

(i)  $\dim[\text{span}\{dh(\zeta), dL_f h(\zeta), \dots, dL_f^{n-1} h(\zeta)\}] = n$   
 $\forall \zeta$  perteneciente a un entorno  $U$  de  $\zeta_0$ .

(ii) existe una aplicación  $F$  de algún conjunto abierto  $V$  de  $\mathbb{R}^n$  en el entorno  $U$  de  $\zeta_0$  que satisface la ecuación

$$\frac{\partial F}{\partial x} = [g(\zeta) - \text{ad}_f^0 g(\zeta) \dots (-1)^{n-1} \text{ad}_f^{n-1} g(\zeta)], \quad \zeta = F(x)$$

para todo  $x \in V$ .

*Demostración:*

*Necesidad.* Suponemos que

$$x = \phi(\zeta) = \text{col}[x_1(\zeta), \dots, x_n(\zeta)]$$

hace la transformación para todo  $\zeta$  en un entorno  $U$  de  $\zeta_0$ , entonces

$$\frac{\partial \phi}{\partial \zeta} f(\zeta) = \begin{bmatrix} 0 & \dots & 0 & 0 \\ 1 & \dots & 0 & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ 0 & \dots & 1 & 0 \end{bmatrix} x(\zeta) + k[x_n(\zeta)],$$

$$\frac{\partial \phi}{\partial \zeta} g(\zeta) = [1 \ 0 \dots 0], \quad h(\zeta) = x_n(\zeta),$$

de lo que resulta

$$\frac{\partial x_1}{\partial \zeta} f(\zeta) = k_1[x_n(\zeta)]$$

$$\frac{\partial x_2}{\partial \zeta} f(\zeta) = x_1(\zeta) + k_2[x_n(\zeta)]$$

$\vdots$

$$\frac{\partial x_n}{\partial \zeta} f(\zeta) = x_{n-1}(\zeta) + k_n[x_n(\zeta)], \quad (2.2)$$

donde  $k_1, \dots, k_n$  son las componentes de  $k$ .

Observemos que

$$L_f h(\zeta) = \frac{\partial x_n}{\partial \zeta} f(\zeta) = x_{n-1}(\zeta) + k_n[x_n(\zeta)],$$

$$L_f^2 h(\zeta) = \frac{\partial x_{n-1}}{\partial \zeta} f(\zeta) + \left[ \frac{\partial k_n}{\partial y} \right]_{y=x_n} \frac{\partial x_n}{\partial \zeta} f(\zeta) =$$

$$= x_{n-2}(\zeta) + \left[ \frac{\partial k_n}{\partial y} \right]_{y=x_n} \frac{\partial x_n}{\partial \zeta} f(\zeta) + k_{n-1}[x_n(\zeta)] =$$

$$= x_{n-2}(\zeta) + k_{n-1}^*[x_n(\zeta), x_{n-1}(\zeta)]$$

donde

$$k_{n-1}^*[x_n(\zeta), x_{n-1}(\zeta)] =$$

$$= \frac{\partial k_n}{\partial x_{n-1}} x_{n-1} + \frac{\partial k_n}{\partial x_n} k_n[x_n] + k_{n-1}[x_n].$$

Procediendo de la misma manera obtenemos que  $L_f^i h(\zeta) = x_{n-i}(\zeta) + k_{n-i+1}^*[x_n(\zeta), \dots, x_{n-i+1}(\zeta)]$ , con  $1 \leq i \leq n-1$ . Entonces

$$\begin{bmatrix} \frac{\partial h}{\partial \zeta} \\ \frac{\partial L_f h}{\partial \zeta} \\ \vdots \\ \frac{\partial L_f^{n-1} h}{\partial \zeta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{\partial h}{\partial x} \\ \frac{\partial L_f h}{\partial x} \\ \vdots \\ \frac{\partial L_f^{n-1} h}{\partial x} \end{bmatrix} \frac{\partial x}{\partial \zeta} =$$

$$= \begin{bmatrix} 0 & 0 & \dots & 0 & 1 \\ 0 & 0 & \dots & 1 & * \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots \\ 1 & * & \dots & * & * \end{bmatrix} \frac{\partial x}{\partial \zeta}$$

Como la matriz del lado derecho es no singular, queda probado que (i) es necesario.

Para probar la necesidad de (ii) llamamos

$$\zeta = F(x) = \phi^{-1}(x), \quad \forall x \in V = \phi(U).$$

por lo tanto podemos escribir de (2.2)

$$f(\zeta) = \left[ \frac{\partial F}{\partial x} \quad f^*(x) \right]_{x=F^{-1}(\zeta)}$$

con

$$f^*(x) = \begin{bmatrix} k_1(x_n) \\ x_1 + k_2(x_n) \\ \vdots \\ x_{n-1} + k_n(x_n) \end{bmatrix}.$$

Sea

$$\tau(\zeta) = \left[ \frac{\partial F}{\partial x_1} \right]_{x=F^{-1}(\zeta)}$$

Por inducción demostraremos que

$$\text{ad}_f^j \tau(\zeta) = (-1)^j \left[ \frac{\partial F}{\partial x_{j+1}} \right]_{x=F^{-1}(\zeta)} \quad (2.3)$$

$\forall j, 0 \leq j \leq n-1$ .

- Para  $j=0$  es cierto por definición.

- Suponemos que es cierto para algún  $j$  tal que  $0 \leq j \leq n-1$ .

Sea  $e_j$  la  $j$ -ésima columna de la matriz identidad, entonces

$$\text{ad}_f^{j+1} \tau(\zeta) = \left[ f(\zeta), (-1)^j \left[ \frac{\partial F}{\partial x} e_{j+1} \right]_{x=F^{-1}(\zeta)} \right] =$$

$$= (-1)^j \left[ \frac{\partial F}{\partial x} [f^*(x), e_{j+1}] \right]_{x=F^{-1}(\zeta)} =$$

$$= (-1)^{j+1} \left[ \frac{\partial F}{\partial x} e_{j+2} \right]_{x=F^{-1}(\zeta)} =$$

$$= (-1)^{j+1} \left[ \frac{\partial F}{\partial x_{j+2}} \right]_{x=F^{-1}(\zeta)}$$

Luego, usando (2.3) la matriz jacobiana de F queda

$$\frac{\partial F}{\partial x} = [\tau(\zeta) - \text{ad}_\tau(\zeta) \dots (-1)^{n-1} \text{ad}_\tau^{n-1}(\zeta)]$$

Como vimos que (i) se cumple, existe un único vector que verifica (2.1). Por consiguiente, si mostramos que  $\tau(\zeta)$  está en esas condiciones, será  $g(\zeta) = \tau(\zeta)$ , con lo que se llega al resultado deseado (2.5). En efecto,

$$(-1)^j L_{\text{ad}_\tau^j \tau} h(\zeta) = \frac{\partial h}{\partial \zeta} \left[ \frac{\partial F}{\partial x_{j+1}} \right]_{x=F^{-1}(\zeta)}$$

$$= \left[ \frac{\partial h[F(x)]}{\partial x_{j+1}} \right]_{x=F^{-1}(\zeta)}$$

pero  $h[F^{-1}(x)] = x_n$ , entonces

$$L_{\text{ad}_\tau^j \tau} h(\zeta) = \begin{cases} 0 & \text{si } 0 \leq j \leq n-2 \\ (-1)^{n-1} & \text{si } j = n-1 \end{cases}$$

Sabemos que las dos condiciones siguientes son equivalentes, ver [3],

$$L_\tau h(\zeta) = L_\tau L_\tau h(\zeta) = \dots = L_\tau L_\tau^j h(\zeta) = 0$$

$$L_\tau h(\zeta) = L_{\text{ad}_\tau \tau} h(\zeta) = \dots = L_{\text{ad}_\tau^j \tau} h(\zeta) = 0, \quad (2.4)$$

resulta

$$L_\tau L_\tau^j h(\zeta) = \begin{cases} 0 & \text{si } 0 \leq j \leq n-2 \\ 1 & \text{si } j = n-1 \end{cases} \quad (2.5)$$

**Suficiencia.** Suponemos que (i) y (ii) se verifican. Mediante la equivalencia (2.4) y la condición (2.1) obtenemos que

$$dL_\tau^j h(\zeta) \cdot \text{ad}_\tau^j g(\zeta) = \begin{cases} 0 & \text{si } 1+j \leq n-2 \\ (-1)^{n-1-j} & \text{si } 1+j = n-1 \end{cases}$$

Lo que implica que la matriz

$$\begin{bmatrix} dh(\zeta) \\ dL_\tau h(\zeta) \\ \vdots \\ dL_\tau^{n-1} h(\zeta) \end{bmatrix} [g(\zeta) \text{ad}_\tau g(\zeta) \dots \text{ad}_\tau^{n-1} g(\zeta)] =$$

$$= \begin{bmatrix} 0 & \dots & 0 \\ 0 & \dots & (-1)^{n-2} * \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ 1 * & \dots & * \end{bmatrix}$$

tiene rango n en un entorno de  $\zeta_0$ .

Por (i) los vectores

$$\{g(\zeta), \text{ad}_\tau g(\zeta), \dots, \text{ad}_\tau^{n-1} g(\zeta)\}$$

son linealmente independientes, entonces si para la solución F dada por (ii),  $x_0$  es un punto tal que  $F(x_0) = \zeta_0$ , la matriz jacobiana de F tiene rango n en  $x_0$ . Luego F es un difeomorfismo de un entorno de  $x_0$  en un entorno de  $\zeta_0$ .

Tomamos  $\phi = F^{-1}$  y llamamos

$$f^*(x) = \left[ \frac{\partial \phi}{\partial \zeta} f(\zeta) \right]_{\zeta=\phi^{-1}(x)}$$

$$g^*(x) = \left[ \frac{\partial \phi}{\partial \zeta} g(\zeta) \right]_{\zeta=\phi^{-1}(x)}$$

Por definición F es tal que

$$\left[ \frac{\partial F}{\partial x_{j+1}} \right]_{x=F^{-1}(\zeta)} = (-1)^j \text{ad}_\tau^j g(\zeta)$$

entonces

$$\left[ \frac{\partial \phi}{\partial \zeta} \text{ad}_\tau^j g(\zeta) \right]_{\zeta=\phi^{-1}(x)} = (-1)^j e_{j+1}$$

En particular cuando  $j = 0$ , resulta  $g^*(x) = [1 \ 0 \ \dots \ 0]$ . Además

$$(-1)^{j+1} e_{j+2} = \left[ \frac{\partial \phi}{\partial \zeta} \text{ad}_\tau^{j+1} g(\zeta) \right]_{\zeta=\phi^{-1}(x)}$$

$$= \left[ \frac{\partial \phi}{\partial \zeta} [f, \text{ad}_\tau^j g(\zeta)](\zeta) \right]_{\zeta=\phi^{-1}(x)}$$

$$= [f^*(x), (-1)^j e_{j+1}] = (-1)^{j+1} \frac{\partial f^*}{\partial x_{j+1}}$$

$\forall j, 0 \leq j \leq n-2$ ; de donde

$$\frac{\partial f^*}{\partial x_{j+1}} = 1 \text{ y } \frac{\partial f^*}{\partial x_{j+1}} = 0 \text{ para } i \neq j+2.$$

Por lo tanto hemos probado que  $f_i^*$  y  $f_{i-1}^* = x_{i-1}$  con  $2 \leq i \leq n$  dependen sólo de  $x_n$ , pudiendo escribir

$$f^*(x) = \begin{bmatrix} 0 & 0 & \dots & 0 & 0 \\ 1 & 0 & \dots & 0 & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & 0 & 1 \end{bmatrix} x + k[x_n]$$

Por último, como

$$L_{\text{ad}_\tau^j g} h(\zeta) = \begin{cases} 0 & \text{si } 0 \leq j < n-1 \\ (-1)^n & \text{si } j = n-1 \end{cases}$$

resulta

$$\frac{\partial h[F(x)]}{\partial x_j} = \begin{cases} 0 & \text{si } 1 \leq j < n \\ 1 & \text{si } j = n \end{cases}$$

obteniendo así

$$y = [0 \ \dots \ 0 \ 1] x,$$

que concluye la demostración. ■

**Nota.** Por [3] el inciso (ii) es equivalente a:

$$[\text{ad}_\tau^j g, \text{ad}_\tau^l g] = 0, \quad \forall j, l, 0 \leq j, l \leq n-1. \quad (2.6)$$

**Corolario.** El sistema lineal analítico de dimensión n

$$\zeta = f(\zeta) + g(\zeta)u$$

$$y = h(\zeta), \quad y \in \mathbb{R},$$

con la propiedad de que en un entorno de  $\zeta_0$  cumple que

$$L_g L_f^j h(\zeta) = \begin{cases} 0 & \text{si } 0 \leq j < n-1 \\ H(h(\zeta)) & \text{si } j = n-1 \end{cases} \quad (2.7)$$

donde la función  $H$  es nunca nula y depende sólo de  $h(\zeta)$ , se puede transformar localmente a un sistema de la forma.

$$\dot{x}' = \begin{bmatrix} 0 & 0 & \dots & 0 & 0 \\ 1 & 0 & \dots & 0 & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & 1 & 0 \end{bmatrix} x + \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \end{bmatrix} v + k(y), \text{ donde } v = H(h)u,$$

$$y = [0 \dots 0 \ 1]x,$$

si se cumplen las siguientes condiciones:

(i\*)  $\dim[\text{span}\{dh(\zeta), dL_f h(\zeta), \dots, dL_f^{n-1} h(\zeta)\}] = n$  en un entorno  $U$  de  $\zeta_0$ .

(ii\*) existe una aplicación  $F$  de algún conjunto abierto  $V$  de  $\mathbb{R}^n$  en el entorno  $U$  de  $\zeta_0$  que satisface la ecuación

$$\frac{\partial F}{\partial x} = \left[ \frac{g(\zeta)}{H(h)} \dots, (-1)^{n-1} \text{ad}_f^{n-1} \frac{g(\zeta)}{H(h)} \right] \zeta = F(x)$$

para todo  $x \in V$ .

*Demostración:*

Por la condición (i\*) de observabilidad, podemos realimentar con la salida, tomando

$$u = \frac{v}{H(h)}$$

Si cerramos el lazo resulta

$$\dot{\zeta}' = f(\zeta) + g^*(\zeta)v \\ y = h(\zeta),$$

donde

$$g^*(\zeta) = \frac{g(\zeta)}{H(h)}$$

Veremos que el nuevo sistema verifica la condición (1) del teorema, en efecto,

$$L_{g^*} L_f^j h(\zeta) = \frac{\partial L_f^j h(\zeta)}{\partial \zeta} g^*(\zeta) = \\ = \frac{\partial L_f^j h(\zeta)}{\partial \zeta} \frac{g(\zeta)}{H(h)} = \frac{1}{H(h)}$$

$$= L_g L_f^j h(\zeta) \frac{1}{H(h)} = \begin{cases} 0 & \text{si } 0 \leq j < n-1 \\ 1 & \text{si } j = n-1 \end{cases}$$

Entonces, por (i\*) y (ii\*) estamos en las hipótesis de la condición suficiente del teorema, y luego existe la transformación deseada. ■

En conclusión, si queremos observar un sistema lineal analítico que verifica (2.7), (i) y (ii), debemos primero realimentar con la salida, luego encontrar  $F$  definida en un entorno  $V$  de  $x_0$ , con  $F(x_0) = \zeta_0$ , tomar  $\phi = F^{-1}$  y calcular  $k$  como

$$k[x_n] = \left[ \frac{\partial \phi}{\partial \zeta} f(\zeta) \right]_{\zeta = \phi^{-1}(x)} - \begin{bmatrix} 0 \\ x_1 \\ \vdots \\ x_{n-1} \end{bmatrix}$$

### 3. Aplicación a la linealización por realimentación.

Aplicaremos los resultados anteriores a un ejemplo. Por simulación se verificará su correcto funcionamiento y se usará el observador así construido para implementar la linealización por realimentación y transformación del sistema original.

Sea

$$\dot{\zeta}' = f(\zeta) + g(\zeta)u \\ y = h(\zeta),$$

donde

$$f(\zeta) = \begin{bmatrix} \zeta_2 \\ 1 - \zeta_1^2 + \zeta_1 \zeta_2 \end{bmatrix}, \quad g(\zeta) = \begin{bmatrix} 0 \\ \zeta_1 \end{bmatrix} \quad \text{y} \quad h(\zeta) = \zeta_1.$$

Tomamos  $\zeta_0 \neq 0$  y  $U$  entorno de  $\zeta_0$  que no contiene el cero. Se verifica la condición (2.7) pues

$$L_g h(\zeta) = 0 \text{ y } L_g L_f h(\zeta) = \zeta_1 = h(\zeta).$$

También se cumple (i\*) debido a que

$$dh(\zeta_0) = [1 \ 0] \text{ y } dL_f h(\zeta_0) = [0 \ 1].$$

Para probar (ii\*) consideramos su equivalente (2.6), y efectivamente resulta

$$\left[ \frac{g(\zeta)}{\zeta_1}, \text{ad}_f \frac{g(\zeta)}{\zeta_1} \right] = 0.$$

#### 3.1. TRANSFORMACION DEL SISTEMA.

a. Realimentación local con la salida.

Consideramos

$$u = \frac{v}{H(h(\zeta))} = \frac{v}{\zeta_1}$$

y cerrando el lazo queda

$$\dot{\zeta}' = f(\zeta) + g^*(\zeta)v \\ y = h(\zeta)$$

donde

$$g^*(\zeta) = \frac{g(\zeta)}{H(h(\zeta))} = \frac{g(\zeta)}{\zeta_1} = [0 \ 1]'$$

b. Cambio local de coordenadas.

Buscamos la aplicación  $F$  tal que

$$\frac{\partial F}{\partial x} = [g^*(\zeta) \quad -\text{ad}_f g^*(\zeta)] \zeta = F(x) \\ = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 1 & \zeta_1 \end{bmatrix} \zeta = F(x)$$

Como el determinante de esta matriz es no nulo para todo  $x$ , podemos definir  $F$  por conveniencia sobre un entorno  $V$  de un punto  $x_0$  tal que  $F(x_0) = \zeta_0$  y  $F(V) = U$ . Consideramos

$$F(x) = \begin{bmatrix} x_2 \\ x_1 + \frac{x_2^2}{2} \end{bmatrix}$$

que cumple lo requerido. Entonces si tomamos  $\phi = F^{-1}$ , hallamos fácilmente su jacobiano

$$\frac{\partial \phi}{\partial \zeta} = \begin{bmatrix} -\zeta_1 & 1 \\ 0 \end{bmatrix},$$

y calculamos  $k$  como

$$k[x_2] = \left( \frac{\partial \phi}{\partial \zeta} f(\zeta) \right)_{\zeta=F(x)} - \begin{bmatrix} 0 \\ x_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 - x_1^2 \\ \frac{x_2^2}{2} \end{bmatrix}$$

Por consiguiente el sistema en las nuevas coordenadas es

$$\dot{x}' = Ax + bv + k(y)$$

$$y = cx,$$

donde

$$A = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}, \quad b = \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix}, \quad c = [0 \quad 1]$$

y  $k$  la hallada anteriormente.

### 3.2. CONSTRUCCION DEL OBSERVADOR.

Sea  $z(t)$  el estimador de  $x(t)$  que satisface

$$\dot{z}' = Az + bv - G(y - cz) + k(y).$$

Llamando

$$e(t) = x(t) - z(t)$$

resulta

$$\dot{e}'(t) = (A + Gc)e(t).$$

Tomando entonces

$$G = [g_1 \quad g_2]'$$

obtenemos

$$A + Gc = \begin{bmatrix} 0 & g_1 \\ 1 & g_2 \end{bmatrix}$$

cuyos autovalores son

$$s_{1,2} = \frac{g_2 \pm \sqrt{g_2^2 + 4g_1}}{2}$$

Luego para valores  $g_1 < 0$ , y  $g_2 < 0$ ,  $e(t)$  tiende a cero.

### 3.3. SIMULACION DEL OBSERVADOR.

Dado que  $\zeta = F(x)$ , comparando en el primer gráfico  $\zeta_1$  con  $z_1$ , y en el segundo  $\zeta_2$  con  $z_1 + z_2^2/2$ , vemos como con los estados del observador construido podemos aproximar el sistema original, y que cuanto menores son  $g_1$  y  $g_2$  más rápida es la aproximación.



Fig. 1

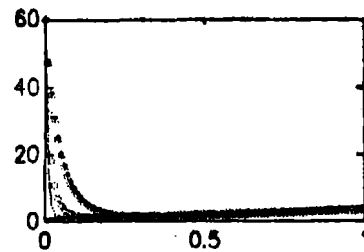


Fig. 2

- (-) Estados del sistema original.  
 Estados del observador considerando  
 (:)  $G = [-100 \quad -100]'$ ; (o)  $G = [-40 \quad -40]'$   
 (\*)  $G = [-15 \quad -15]'$ .

Para finalizar mostraremos una de las utilidades de este método, considerando que el sistema original tiene la forma normal, ver [3].

$$\dot{\zeta}_1' = \zeta_2$$

$$\dot{\zeta}_2' = b(\zeta) + a(\zeta)u,$$

donde

$$b(\zeta) = L_1^2 h(\zeta) = 1 - \zeta_1^2 + \zeta_1 \zeta_2 \quad \text{y} \quad a(\zeta) = L_1 L_2 h(\zeta) = \zeta_1.$$

Podemos realimentar con los estados observados para linealizar el sistema.

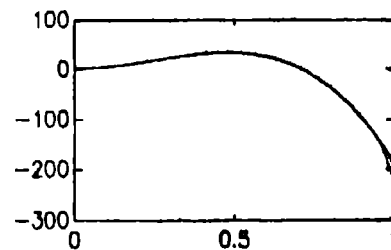


Fig. 3

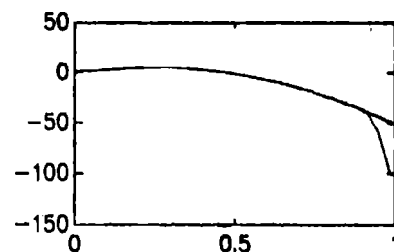


Fig. 4

- (-) Estados del sistema original linealizado mediante realimentación con sus propios estados.  
 (:) Estados del sistema original linealizado mediante realimentación con los estados observados.

En los gráficos 3 y 4 comparamos la primera y segunda componente respectivamente del sistema original linealizado mediante realimentación con sus propios estados

tomando  $u = (-b(\zeta) + v)/a(\zeta)$ , con la primera y segunda componente del linealizado mediante realimentación con los estados observados, o sea reemplazando en  $u$   $\zeta_1$  por  $z_2$  y  $\zeta_2$  por  $z_1 + z_2^2/2$ . Consideramos el control  $v$  como una función escalón.

Podemos observar que aunque el observador fue construido considerando solo la restricción de que los estados originales fueran no nulos, la linealización no es global, y esto se debe a que los estados de la planta original, como lo indican las figura 5 y 6, tienen tiempo de escape finito, y ningún sistema lineal puede tener ese comportamiento.

Tanto en estos gráficos como en los anteriores, hemos usado las escalas adecuadas para que pueda verse lo mejor posible lo que se quiere mostrar en cada caso.

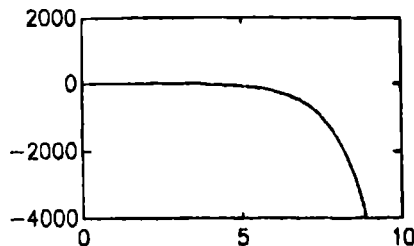


Fig. 5

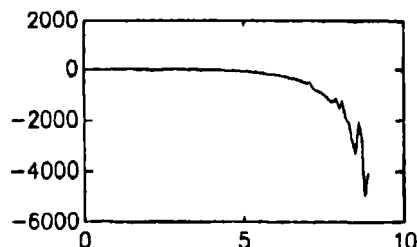


Fig. 6

Cabe aclarar, lo que también se encuentra en [3], que todo sistema no lineal de dimensión  $n$  cuyo grado relativo es  $n$ , puede llevarse a la forma normal que admite linealización exacta mediante una sencilla transformación de coordenadas. ■

#### Conclusión.

En este trabajo hemos extendido el resultado ya existente de observadores con dinámica lineal para sistemas no lineales libres a la clase de sistemas no lineales de control del tipo lineal analítico,

$$\begin{aligned} \dot{\zeta} &= f(\zeta) + g(\zeta)u, \quad u \in \mathbb{R} \\ y &= h(\zeta), \quad y \in \mathbb{R}, \end{aligned}$$

con la propiedad que

$$L_g^j h(\zeta) = \begin{cases} 0 & \text{si } 0 \leq j < n-1 \\ H(h(\zeta)) & \text{si } j = n-1 \end{cases}$$

donde la función  $H$  es nunca nula y depende sólo de  $h(\zeta)$ . La clase fue determinada de manera que un sistema fuera equivalente a otro para el que es posible construir sencillamente un observador con dinámica lineal del error entre el estado del sistema no lineal y el estimado por el observador. Entonces logramos que el error tienda a cero tan rápido como uno quiera, cambiando la ubicación de polos del observador.

Hemos desarrollado un ejemplo que muestra la importancia de la extensión a sistemas con control, linealizando un sistema no lineal mediante realimentación con los estados observados contruidos con el método propuesto.

#### Referencias.

- [1]. T. Kailath, *Linear systems*, Prentice - Hall Inc., Englewood Cliffs, N.J., 1980, pp. 259-265.
- [2]. A.J. Krener, A. Isidori; "Linearization by output injection and nonlinear observers", *Syst. & Contr. Lett.*, 3, pp. 47-52, 1983.
- [3]. A. Isidori, *Nonlinear control systems*, Springer-Verlag Berlin, Heidelberg, 1989, pp. 145-226.

Diana L. Kleiman nació en Concepción del Uruguay, Entre Ríos, Argentina, el 27/9/61. Se graduó de Lic. en Matemática Pura en la U.N.L.P. en 1985. Fue becaria de Pre-Insiciación del C.O.N.I.C.E.T. desde el 1/4/88 hasta la fecha. Su tema de interés es la teoría de sistemas no lineales y en particular el control de estos sistemas.

Carlos H. Muravchik nació en Morón, Argentina, el 11/6/51. Se graduó de Ing. en Telecomunicaciones en la U.N.L.P. en 1973, M.Sc. in El. Engr. (1980), M.Sc. in Statistics (1983) y Ph.D. in El. Engr. (1983), todos en Stanford University. Fue Visiting Assistant Professor en Yale University (1983), miembro de la Comisión Nac. de Energía Atómica (1984/86), y actualmente es profesor en la U.N.L.P. e investigador de la C.I.C.P.B.A.. Sus temas de interés son el procesamiento estadístico de señales, identificación y modelización de sistemas, estimación espectral y teoría de sistemas no lineales.

**LEVITADOR ELECTROMAGNETICO CON SENSOR DE POSICION CAPACITIVO**  
**W. ZIEHLMANN, C. ARENAS, O. OJEDA, J.M. ZOLEZZI**  
**UNIVERSIDAD DE SANTIAGO DE CHILE**

**RESUMEN**

En este artículo se presenta el desarrollo teórico y experimental de un levitador electromagnético que emplea realimentación de posición mediante un sensor de efecto capacitivo para controlar la corriente de su bobina.

Los resultados obtenidos son bastante satisfactorios ya que se logra levitación estable con distancia de separación ajustable.

**1.- INTRODUCCION**

Se denomina levitación electromagnética a la que logra controlar la atracción de un material ferromagnético mediante el campo producido en una bobina. Esto se obtiene detectando y realimentando la posición y velocidad de la parte móvil del sistema [1], de modo de controlar la corriente en la bobina.

La aplicación de la levitación a sistemas de transporte terrestres, en conjunto con la propulsión electromagnética ha conducido a la formulación de los vehículos Maglev. Ello permitirá alcanzar: altas velocidades, menor consumo de energía, mayor seguridad, menor contaminación acústica y atmosférica en los sistemas que empleen dichos vehículos.

En Birmingham, Inglaterra, ya se ha implementado comercialmente un esquema de esta naturaleza [2] y se tienen varios sistemas de prueba [3].

En este trabajo los autores presentan los resultados obtenidos en un levitador diseñado, construido y probado por ellos.

**2.- MODELACION MATEMATICA**

En la Fig. 1, se muestra el diagrama de bloques del sistema levitador. El esquema físico puede observarse en la Fig. 2. La planta, en este caso, corresponde a un electroimán que se desplaza verticalmente (móvil).

El actuador es un dispositivo electrónico que recibe señales de tensión y comanda los niveles de corriente de la bobina del electroimán. La realimentación de posición se logra mediante un sensor de efecto capacitivo [4].

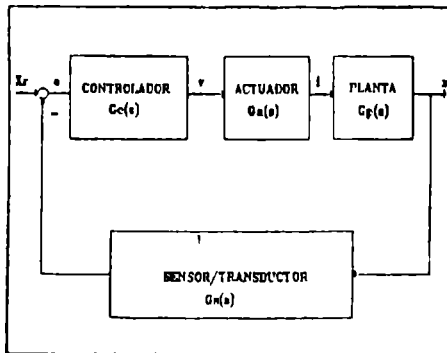


Fig. 1. Diagrama de bloques del sistema de levitación

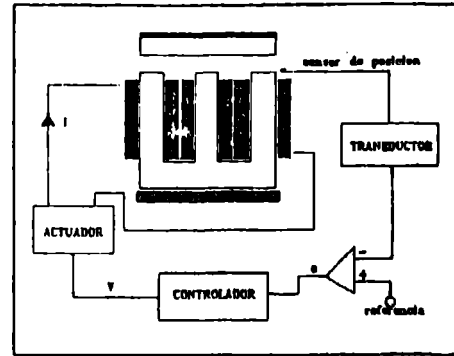


Fig. 2. Esquema físico del levitador

**2.1. Levitador**

El levitador corresponde al electroimán en conjunto con el núcleo de hierro. La levitación del electroimán a una cierta distancia respecto a un sistema de referencia, se obtiene cuando la fuerza de gravedad se iguala a la producida por medios electromagnéticos. La ecuación dinámica que describe el fenómeno es:

$$F_e - F_g = m \frac{d^2x}{dt^2} \quad (1)$$

Donde:

- $F_e$  = Fuerza electromagnética
- $F_g$  = Fuerza de gravedad
- $m$  = masa del electroimán
- $x$  = desplazamiento vertical desde una referencia estática.

La fuerza electromagnética está dada por:

$$F_e = K \frac{i^2}{y^2} \quad (2)$$

Donde:

$$K = \mu_0 N^2 A$$

$i$  = corriente en la bobina

$y$  = entrahierro

siendo  $\mu_0$  permeabilidad del vacío,  $A$  área de enfrentamiento,  $N$  número de vueltas de la bobina.

Como puede verse, la ecuación dinámica es no lineal.

Efectuando el proceso de linealización alrededor de un punto de equilibrio, se obtiene la función de transferencia:

$$G_p(s) = \frac{X(s)}{I(s)} = \frac{K_b}{s^2 - K_a} \quad (3)$$

donde

$$K_a = \frac{2Ki_0^2}{my_0} \quad K_b = \frac{2Ki_0}{my_0^2}$$



siendo  $i_0$ ,  $y_0$  correspondientes al punto de equilibrio.

El desarrollo experimental se realizó para un entra-hierro de 6 mm., siendo la masa del móvil 4,36 kg. y con una corriente de punto de equilibrio de 8,19 A. El valor de la constante K determinado experimentalmente es

$$K = 1,95 \times 10^{-5}$$

La función de transferencia experimental es

$$G_p(s) = \frac{2,21}{s^2 - (57,2)^2} \quad (4)$$

## 2.2. Sensor de Posición<sup>1</sup> Capacitivo

Este sensor detecta la posición del móvil, determinando las diferencias de capacidades en un puente [4] que se traducen en una señal de tensión. Como este transductor está constituido por componentes electrónicos, sus constantes de tiempo son significativamente más pequeñas que las del móvil. La sensibilidad de este sensor es de 1 mm/volt. La función de transferencia para efectos prácticos puede considerarse:

$$G_s(s) = 1000 \quad (5)$$

## 2.3. Actuador-Carga

El sistema actuador corresponde a un controlador de corriente continua tipo chopper. Básicamente este controlador está constituido por un circuito oscilador de pulso variable, frecuencia constante, controlado por tensión que comanda a un Mosfet de potencia empleado en la conmutación. El control de la corriente se realiza en lazo cerrado como se muestra en la Fig. 3.

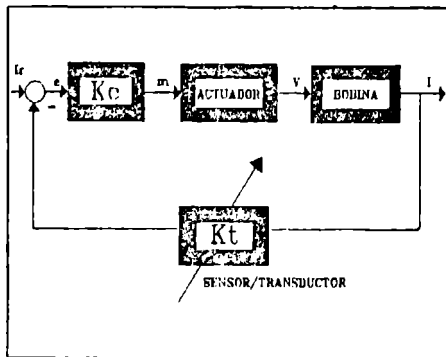


Fig. 3 Diagrama de bloques del controlador de corriente.

El actuador corresponde al convertidor y la carga la constituye la bobina. La modelación de este sistema se obtuvo desde una curva de reacción generada por un escalón de tensión de entrada. Esta prueba se realizó para posición de reposo, obteniéndose que:

$$G_A(s) = \frac{430^2}{s^4 + 542s^3 + 430^2} \quad (6)$$

## 2.4. Actuador-carga y móvil

La modelación anterior es incompleta ya que el desplazamiento del electroimán induce tensiones en la bobina. En el apéndice A, se muestra el desarrollo matemático que permite modelar actuador-carga-planta. La función de transferencia que se obtiene es:

$$G_x(s) = \frac{712235}{s^4 + 542s^3 + 181628s^2 + 1640150s - 605 \times 10^6} \quad (7)$$

## 3.- CONTROLADOR

Es simple deducir desde la ecuación (4) que el levitador es inherentemente inestable, ya que presenta un polo real en el semiplano derecho.

Se ha demostrado, [1] [2], que es posible alcanzar estabilidad realimentando señal proporcional a velocidad y posición, mediante una malla de compensación.

El diagrama de bloques del sistema de levitación se muestra en la Fig. 4.

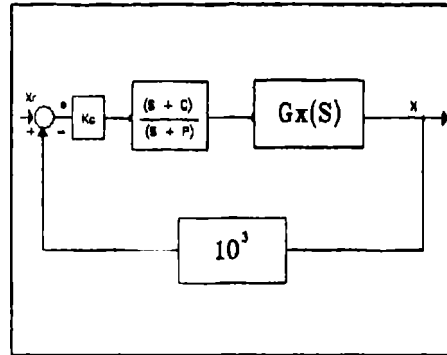


Fig. 4. Sistema de Levitación

Al reducir el diagrama de la Fig. 4 se llega a

$$G_{lc} = \frac{K_c \frac{(s+c)}{(s+p)} G_x(s)}{1 + 1000 K_c \frac{(s+c)}{(s+p)} G_x(s)} = \frac{N(s)}{D(s)} \quad (8)$$

Donde D(s) es la ecuación característica del sistema.

El comportamiento del sistema en lazo cerrado dependerá directamente de los valores que se asigne a los parámetros de la malla de compensación. Haciendo  $p \gg c$  se logra que el aporte del cero en el sistema sea significativo y se atenúe el del polo.

## 4.- SINTONIA DEL CONTROLADOR

Empleando el método del Lugar Geométrico de las Raíces, se realizó la sintonía del controlador, esto es, el ajuste de p, c y  $K_c$  [6].

Con el criterio de que  $p=10c$  se desplazó el cero alrededor del polo más cercano al origen del semiplano izquierdo, determinando que la mejor ubicación del polo y cero de la malla de compensación es

$$p = 450 \text{ (r/s)} \\ c = 45 \text{ (r/s)}$$

Esto se puede observar en la Fig. 5

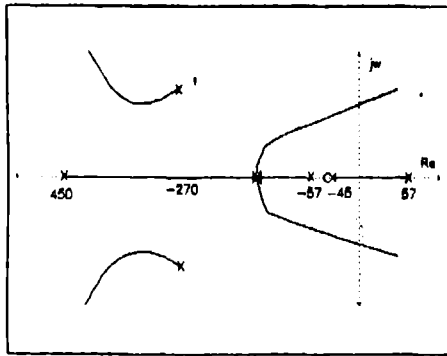
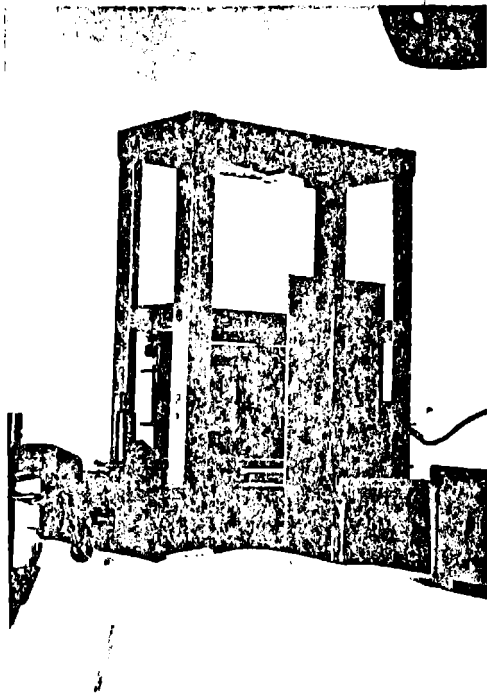


Fig. 5 Lugar geométrico de las raíces del sistema compensado.

#### 5.- RESULTADOS

Los resultados son altamente satisfactorios, por cuanto fue posible lograr la levitación desde el reposo inicial hasta el punto de equilibrio deseado como se indica en la fotografía 1.



Fotografía 1. Electroimán levitando

Es importante señalar que fue necesario agregar filtros en la línea de control, ya que el ruido existente resultaba amplificado por la malla de compensación en adelante, produciendo inestabilidad.

#### 6.- CONCLUSIONES

Al obtener la levitación electromagnética se ha hecho un aporte a nivel nacional, porque todos los dispositivos esenciales fueron diseñados y construidos en los laboratorios de la Universidad de Santiago de Chile. El sistema de control para este levitador es simple, pero manifiesta riesgo de inestabilidad debida

a posibles ruidos externos. Se piensa implementar, a corto plazo, un control que incorporará la salida de un acelerómetro para que [7] en combinación con la de posición permita un ajuste más fino de la levitación.

#### AGRADECIMIENTOS

El presente trabajo forma parte del proyecto de investigación 90-0907, financiado por el Fondo Nacional de Investigación Científica y Tecnológica de la República de Chile a quien se agradece su aporte.

#### REFERENCIAS

- [1] Woodson H., Melcher J. "Electromechanical Dynamics", John Wiley & Sons. Part I, 1968.
- [2] Menadovic V., Riches E.E. "Maglev at Birmingham Airport from system concept to successful operation", G.E.C. Review, Vol. 1, N° 1, 1985, p. 3-17
- [3] Nakamura S. "Development of high speed surface transport system (H.S.S.T)", I.E.E.E. Transactions on Magnetic, Vol. Mag. 15, N° 6, Nov. 1979, p.p. 1428-1433
- [4] Ziehlmann W., Ojeda O., Zolezzi J., Arenas C. "Transductor de Capacidad para un Levitador Electromagnético". Actas Latincon 90, Tomo I, I.E.E.E., Monterrey, México.
- [5] Ziehlmann W., Ojeda O., Zolezzi J., Arenas C., "Levitador Estabilizado usando imán permanente y efecto Hall". Actas Latincon 90, Tomo II, I.E.E.E., Monterrey, México.
- [6] D'Azzo I., Houpis C., "Linear Control Systems", Mc. Graw Hill, 2 Edición, 1981.
- [7] Jayawant B.V., "Feedback control systems for d.c. electromagnets in passenger carrying vehicles", Int. J. Cont. Vol. 24 N° 5, p.p. 627, 1976.

#### APENDICE A

##### MODELACION COMPLETA DEL SISTEMA "ACTUADOR - CARGA Y MOVIL"

Para realizar esta modelación es necesario partir de las ecuaciones básicas que rigen el comportamiento dinámico de este sistema.

En la figura A.1, se esquematiza el funcionamiento básico del sistema "actuador - carga". En referencia a esta figura, se tiene lo siguiente:

$$V = Ri + \frac{d\lambda}{dt} \quad (A.1)$$

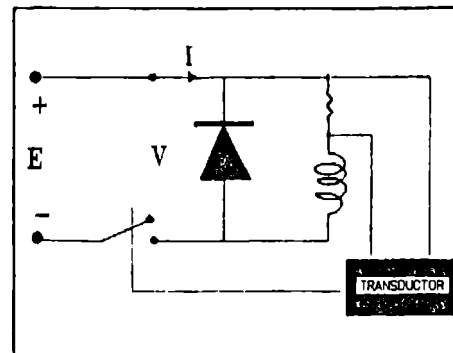


Fig. A.1.- Esquema del sistema "actuador - carga"

$$\lambda = \frac{K_1}{Y} \quad (A.2)$$

De las ecuaciones (A.1) y (A.2) se obtiene que:

$$v = Ri + \frac{K}{X_0} \frac{di}{dt} + \frac{K i_0}{X_0} + \frac{dx}{dt} \quad (A.3)$$

Aplicando la transformada de Laplace a la ecuación (A.3) es posible despejar la corriente:

$$I(s) = K' \frac{(V-ASX)}{(ST+1)} \quad (A.4)$$

Donde:

$$A = \frac{K i_0}{X_0}$$

La ecuación (A.4) se puede representar por el siguiente diagrama de bloques:

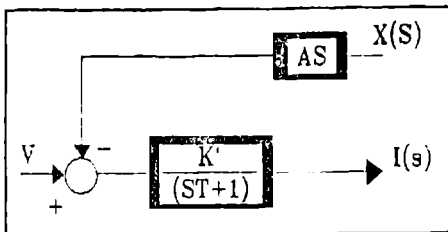


Fig. A.2.- Representación de la ecuación (A.4) en diagramas de bloques.

Por otro lado, se tiene que el valor medio de V es

$$V = \frac{T_1}{T} E \quad (A.5)$$

Donde:

$$T = 1,25 \cdot 10^{-4} \text{ (seg)}$$

$T_1$  puede representarse de la siguiente manera:

$$T_1 = K_1 V_c \quad (A.6)$$

Donde:

$V_c$  = tensión de control que llega al oscilador.

$K_1$  = constante de proporcionalidad.

En forma experimental se determinó el valor de  $K_1$ :

$$K_1 = 9,23 \cdot 10^{-6} \frac{[\text{seg}]}{[\text{volts}]}$$

Considerando además la ganancia del controlador de corriente ( $K_c$ ), se puede construir el diagrama de bloques que se muestra en la figura A.3. Luego, apli-

cando el álgebra de bloques se procede a la reducción del sistema.

El primer paso es la agrupación de las ganancias de paso directo tal como lo muestra la figura A.4. Luego se traslada el punto de suma hacia la izquierda, como lo señala la figura A.5. Finalmente se intercambian los puntos de suma, con el fin de aislar al diagrama del sistema "actuador - carga" que corresponde a la función de transferencia señalada en el punto 2.3.

Por lo tanto, el sistema "actuador - carga y móvil" queda representado tal como lo muestra la figura A.6.

Reduciendo el diagrama de bloques de la figura A.6 se obtiene la función de transferencia que modela completamente al sistema "actuador - carga y móvil":

$$G_x(s) = \frac{712235}{s^4 + 5428s^3 + 181628s^2 + 1640150s - 605 \cdot 10^6} \quad (A.7)$$

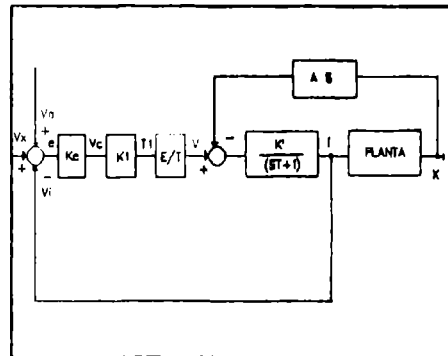


Fig. A.3.- Diagrama de bloques del sistema actuador - carga y móvil.

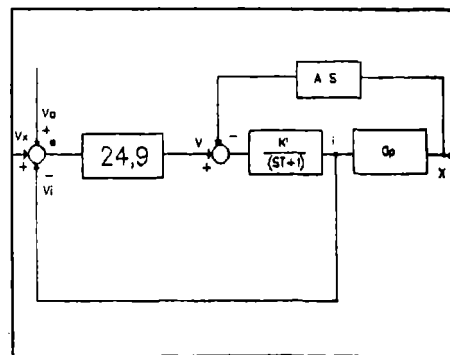


Fig. A.4.- Agrupación de ganancias

DATOS BIBLIOGRAFICOS DE LOS AUTORES

**ZIEHLMANN OJEDA, WILFREDO.** Nació en Lanco, Chile, el 24 de abril de 1940. Obtuvo el Título de Ingeniero Civil Electricista en la Universidad de Santiago de Chile (Ex-Universidad Técnica del Estado) en 1962. En 1970 recibió el grado de Master en Ciencias Aplicadas en la Universidad de Toronto, Canadá. Desde 1963 a la fecha es profesor a Jornada Completa del Departamento de Ingeniería Eléctrica de la Universidad de Santiago de Chile, donde actualmente es Vice-Rector de Docencia y Extensión. Se desempeñó como experto de la O.E.A. en la Escuela Politécnica Nacional de Quito, Ecuador, durante el año 1974. Fue Presidente del 4° Congreso Chileno de Ingeniería Eléctrica en 1981. Es autor de varias publicaciones, presentadas en reuniones científicas nacionales e internacionales.

**ZOLEZZI CID, JUAN.** Nació en Valdivia, Chile, el 9 de febrero de 1952. Recibió el Título de Ingeniero Civil Electricista de la Universidad de Santiago de Chile (Ex-Universidad Técnica del Estado) en 1975. Desde 1976 a la fecha se desempeña como Profesor a Jornada Completa en el Departamento de Ingeniería Eléctrica de la Universidad de Santiago de Chile. Es Magister en Ingeniería Eléctrica. Actualmente está a cargo de la Dirección de Planificación de la USACH. Es autor de publicaciones presentadas en reuniones científicas nacionales e internacionales.

**OJEDA REYES, OSVALDO.** Nació en Santiago de Chile, el 4 de octubre de 1942. Obtuvo el Título de Ingeniero Civil Electricista en la Universidad de Santiago de Chile (Ex-Universidad Técnica del Estado) en 1970. Desde 1972 a la fecha es Profesor a Jornada Completa del Departamento de Ingeniería Eléctrica de la Universidad de Santiago de Chile; dedicado a la docencia e investigación en Máquinas Eléctricas. Tiene publicaciones en congresos nacionales y extranjeros.

**ARENAS OYANADEL, CARLOS.** Nació en Viña del Mar, el 28 de abril de 1963. Estudió Ingeniería de Ejecución en Electricidad en la Universidad Católica de Valparaíso, siendo el mejor de la promoción 1986. Alumno Tesista del Departamento de Ingeniería Eléctrica de la Universidad de Santiago de Chile; mejor alumno de su promoción, premio año 1990. Actualmente colabora en el proyecto de investigación sobre máquinas lineales y levitación.

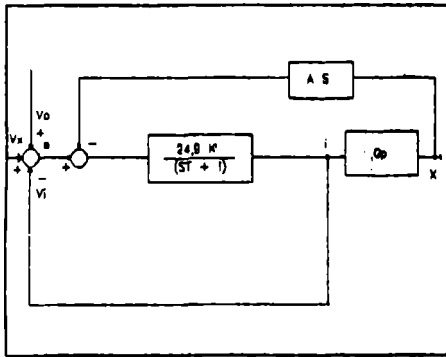


Fig. A.5.- Traslado del punto de suma.

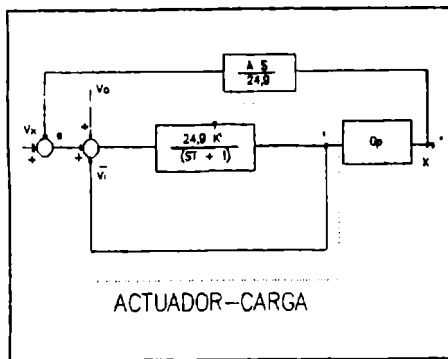


Fig. A.6.- Intercambio de los puntos de suma.

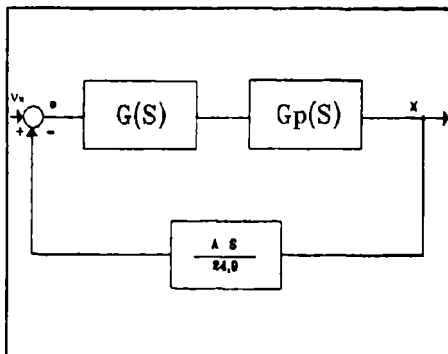


Fig. A.7.- Diagrama de bloques completo del sistema "actuador - carga y móvil" válido en el punto de equilibrio.

# SIMPAC : AMBIENTE DIGITAL DE SIMULAÇÃO NÃO-LINEAR PARA PROCESSOS INDUSTRIAIS

Francisco José Gomes  
FE/UFJF - CP 422  
36100 - Juiz de Fora - Brasil

Antonio A. R. Coelho  
Laclos/DEE/UFPa - CP 8028  
68010 - Belém - Brasil

## RESUMO

Este trabalho apresenta o desenvolvimento e implementação de um ambiente digital de simulação não-linear (SIMPAC) com aplicação na área de controle de processos. Desenvolvido a partir das equações diferenciais não-lineares de ordem completa de uma coluna de destilação de alta pureza o ambiente utiliza técnicas de Projeto Assistido por Computador visando interface amigável com usuários não especialistas na área. Os problemas para implementação do ambiente, em termos de modelagem do processo e solução de suas equações diferenciais são discutidos. São apresentadas algumas interfaces do ambiente, bem como resultados obtidos mostrando seu comportamento não-linear e esforço computacional.

## ABSTRACT

This paper focuses the synthesis and implementation of a nonlinear digital simulation environment (SIMPAC) with application in the process control area. Based on the nonlinear differential equations of high-order of a high-purity distillation column, the environment utilizes CAD techniques for generating a friendly interface with non-expert users. Some problems concerning the environment implementation, like process modelling and numerical solution of its differential equations are discussed. Some results showing its nonlinear behaviour and computer effort, as well some interfaces generated are displayed.

**PALAVRAS-CHAVE:** Simulação, Modelagem, Controle Automático, Processos Industriais, Projeto Assistido por Computador, Ambiente de Simulação Não-linear.

## 1. INTRODUÇÃO

A evolução da informática, com o aumento das potencialidades computacionais de processamento e armazenamento de informação, bem como a possibilidade de interface inteligente com o usuário (representação gráfica, menus operacionais, procedimentos interativos, quadros sintéticos) propiciou o desenvolvimento de ambientes computacionais para as mais variadas áreas e finalidades e que constituem uma das grandes contribuições da informática para as atividades didáticas, de projeto e industriais. Estes ambientes, introduzindo técnicas modernas de Projeto Assistido por Computador - PAC (Computer Aided Design - CAD) permitem não só a

simulação de sistemas complexos reproduzindo condições praticamente idênticas às existentes no sistema físico real como propiciam ainda a análise de soluções possíveis de controle, produção e otimização.

Dentre os diversos ambientes digitais disponíveis ou em desenvolvimento a área de controle tem recebido especial ênfase através do desenvolvimento dos mais variados CACEs (Computer Aided Control Engineering) [1,2,3]. Esta situação decorre do fato da teoria de controle constituir um ramo do conhecimento que envolve aspectos variados da engenharia, bem como o uso de diversas ciências subjacentes. O "sistema" a ser controlado pode ser elétrico, mecânico, aeronáutico ou químico; pode incorporar ações humanas como elemento ativo de controle; pode ser tratado no domínio do tempo, variável de estado, domínio  $s$  (contínuo) ou  $z$  (amostrado) apresentando uma série de particularidades que exigem de forma crescente a interveniência dos computadores.

Um aspecto comum a estes ambientes é o fato dos mesmos utilizarem modelos de sistemas que, embora de ordens variáveis (geralmente especificados pelo usuário), são reduzidos, ou seja, são equações de estado, transferência ou polinomiais para as quais se admite uma concordância com a dinâmica prevista para o processo físico sob estudo, processo este geralmente não-linear e comportamento complexo. Este enfoque, reproduzindo uma situação padrão na área de controle, decorre da dificuldade de se obter modelos de ordem completa com complexidades suficientes que permitam o emprego de técnicas diversas de controle aplicáveis a um ambiente desta natureza (estimação de parâmetros, determinação de ordem, estabelecimento de modelos reduzidos com ordens diversas, equacionamento por variáveis de estado, funções de transferência ou polinomiais, tratamento mono ou multivariável, validação de modelos, etc.) e que, ao mesmo tempo, sejam acessíveis aos usuários não especialistas na área abrangida por este modelo de ordem completa (seja ele um processo químico, sistema de potência, manufatura, etc.) além de, obviamente, serem computacionalmente exequíveis. A utilização dos modelos reduzidos, opção de praticamente todos os ambientes, embora propiciando ao usuário um ferramental completo para análise, síntese e sintonia de algoritmos de controle, além de opções como, p. ex., estudo da dinâmica de processos, não

possibilita um teste efetivo para se verificar os resultados obtidos quando estes algoritmos são aplicados ao sistema físico real, ou mesmo uma visão mais realista do comportamento destes sistemas, sem as limitações e restrições impostas pela redução de ordem e/ou linearização.

O presente trabalho apresenta o desenvolvimento e implementação em computador digital de um ambiente de simulação não-linear (SIMPAC) representado pelas equações diferenciais não-lineares das colunas de destilação e que se constitui em uma adequada ferramenta para auxílio de atividades como projeto, síntese, testes e sintonia de algoritmos variados de controle, estudo do comportamento dinâmico de processos (mono ou multivariável), estabelecimento e validação de modelos reduzidos, e estimação de parâmetros. O ambiente desenvolvido, mediante a utilização de técnicas de PAC (menus operacionais, janelas, saída gráfica, ícones, telas sinóticas), proporciona uma "interface amigável" com o usuário permitindo a escolha de condições diversas de operação abrangendo colunas puras, de alta e de altíssima pureza, sendo acessível à pessoas sem conhecimentos na área de processos químicos. O trabalho está dividido nos seguintes itens: o capítulo 2 apresenta a modelagem do processo e os problemas envolvidos na solução numérica de suas equações diferenciais, o capítulo 3 as características de sua interface com o usuário e o capítulo 4 mostra os resultados obtidos em termos computacionais e reprodução de não-linearidades do processo. Conclusões gerais e referências bibliográficas encerram o texto.

## 2. MODELAGEM E INTEGRAÇÃO NUMÉRICA

Dentre os processos utilizados para análise e sintonia de algoritmos de controle as colunas de destilação representam um dos mais utilizados. Esta escolha decorre da ocorrência simultânea de complexidades diversas tornando as colunas de destilação objetos de referências bibliográficas específicas no tocante à modelagem, simulação, controle e otimização de processos (4,5,6). A obtenção de um ambiente não-linear representado pelas equações dinâmicas das colunas de destilação apresenta, contudo, além das dificuldades normalmente associadas à modelagem de processos complexos, algumas especificidades que exigem ou o concurso de técnicas específicas para sua simulação ou cuidados especiais com consequências diretas no esforço computacional envolvido. Dentre estas pode-se citar:

-Dimensão elevada: colunas de destilação são unidades industriais que apresentam, tipicamente, dezenas de estágios de separação, à cada qual se associam os balanços de massa e energia do processo, resultando em modelos que apresentam, geralmente, centenas de equações diferenciais.

-Correlações e Equações associadas: aos

balanços de massa e energia do processo associam-se diversas correlações resultantes das propriedades físicas dos compostos e geometria da coluna gerando uma série de funções não-lineares com solução iterativa, para cada estágio de separação, à cada incremento de integração. Dependendo das considerações efetuadas torna-se necessário, inclusive, o emprego de procedimentos iterativos com técnicas de relaxação.

-Rigidez Numérica: as equações diferenciais de uma coluna de destilação apresentam os módulos de seus autovalores largamente espaçados entre si, ou seja,  $|\lambda_{\max}| / |\lambda_{\min}| \gg 1$ , caracterizando um sistema com alto grau de rigidez numérica (stiffness ratio). Esta situação exige ou a utilização de métodos numéricos implícitos de integração A ou S-estáveis ou métodos explícitos com incrementos de integração extremamente reduzidos, podendo gerar, contudo, esforços computacionais excessivos inviabilizando a utilização prática do ambiente gerado.

A implementação de um ambiente desta natureza, portanto, exige o adequado estabelecimento de compromissos não só no tocante à modelagem do processo, em se tratando das equações, procedimentos e correlações a serem utilizadas, mas também a escolha adequada de técnicas de integração numérica que resultem em um processo computacionalmente confiável, robusto e eficiente garantindo desta forma uma ferramenta de trabalho portátil e executável em qualquer equipamento da linha PC ou similar.

A dinâmica de uma coluna de destilação pode ser expressa mediante um conjunto de equações diferenciais ordinárias (EDOs) de primeira ordem, não-lineares e coeficientes variantes

$$\dot{z} = f_1(z, P, t) \quad (1)$$

$$z \in \mathbb{R}^n, P \in \mathbb{R}^m, t \in [a, b]$$

$$f_1: \mathbb{R}^n \times \mathbb{R}^m \times \mathbb{R}^1 \longrightarrow \mathbb{R}^n$$

com as EDOs expressando os balanços de massa e energia nos estágios, P o interrelacionamento entre variáveis do processo, t o tempo e dimensão de [n,m] dependendo de considerações efetuadas na modelagem. O conjunto de funções P pode ser expresso por

$$P = f_2(z, r, t) \quad (2)$$

$$r \in \mathbb{R}^l, f_2: \mathbb{R}^n \times \mathbb{R}^l \times \mathbb{R}^1 \longrightarrow \mathbb{R}^m$$

onde r representa relações da coluna e compostos (configuração interna, propriedades físicas, relações de equilíbrio), com dimensão de [l] dependente das considerações efetuadas. As equações diferenciais da coluna de destilação relativas aos balanços de massa e energia do processo, após devidamente manipuladas, fornecem as

composições  $x_{n,i}$  em fração molar do  $i$ -ésimo componente no  $n$ -ésimo estágio

$$x_{n,i} U_n = U_{n-1} (y_{n-1,i} - x_{n,i}) + L_{n+1} (x_{n+1,i} - x_{n,i}) - V_n (y_{n,i} - x_{n,i}) \quad (3)$$

onde  $U_n$  representa as retenções molares,  $L_n$  e  $V_n$  as vazões líquidas e de vapor e  $y_{n,i}$  as composições em fase vapor. Para cada estágio devem ser solucionadas, adicionalmente, as correlações  $P$  associados às equações diferenciais; as retenções nos estágios foram consideradas constantes em volume molar, com as vazões descritas pela equação do vortedouro de Francis; as relações de equilíbrio resolvidas iterativamente utilizando-se a equação de Raoult com a temperatura como variável independente e o coeficiente  $K$  de distribuição entre fases; o afastamento das condições de idealidade devidamente compensado pelo coeficiente de atividade calculado a partir das equações de van Laar. As propriedades físicas dos compostos foram consideradas variantes com a temperatura e pressão do estágio correspondente [7].

Uma solução para o problema de rigidez numérica foi obtida pela utilização de um método de Runge-Kutta Diagonalmente Implícito (DIRK 3,3) de terceira ordem em três estágios com estabilidade  $S$  e ajuste automático de passo [8]. Métodos implícitos de integração, embora garantam estabilidade nos resultados, demandam alto esforço computacional pela necessidade de se solucionar iterativamente as equações não-lineares do sistema, o que implica em inversão matricial de sistemas de grande dimensão, à cada intervalo de integração. Colunas de destilação, contudo, apresentam importante particularidade que consiste no caráter tridiagonal de sua matriz jacobiana  $J(\cdot)$ . Para o  $n$ -ésimo estágio e  $k$ -ésima iteração, o acréscimo  $\Delta z(t)$  da solução iterativa será dado pela equação

$$\Delta z(t_n) = - \left\{ I - h \sum_{i=1}^q a_{i,j} J(z_n) \right\}^{-1} Z(t) \quad (4)$$

onde  $I$  é a identidade,  $h$  o incremento no tempo,  $a_{i,j}$  o elemento da matriz de Butcher do método DIRK(3,3) e  $Z(t)$  o erro na iteração anterior; esta equação deve ser solucionada iterativamente para cada intervalo de integração. Dado o caráter tridiagonal de  $J(\cdot)$ , a inversa acima também é tridiagonal; a avaliação de  $\Delta z(t_n)$  fica computacionalmente simplificada, mesmo para sistemas de dimensão elevada, pela utilização de algoritmo específico que por fatorização LU obtém  $\Delta z(t_n)$  recursivamente, sem necessidade de inversão matricial.

### 3. INTERFACES DO PROCESSO

Para implementação do ambiente selecionou-se o processo de destilação

binária utilizado na indústria micro-eletrônica para purificação de uma mistura de  $\text{SiHCl}_3$ - $\text{SiCl}_4$  (Tricloro-silano e Tetracloreto de Silício) que consiste em uma etapa intermediária do fluxo de obtenção do silício policristalino de grau eletrônico. Foram selecionadas três possibilidades de operação caracterizando 3 regiões distintas: média, alta e altíssima pureza. Esta escolha decorreu do fato que, dependendo do ponto de operação, a dinâmica do processo é completamente alterada; enquanto colunas de baixa e média pureza apresentam comportamento próximo a um sistema linear, colunas de alta pureza possuem ganhos, constante de tempos e atrasos com variação totalmente não-linear, apresentando assim comportamento bastante complexo.

O ambiente SIMPAC permite ao usuário, na tela principal do programa (Figura 1) as seguintes alternativas de operação:

-AJUDA: contém informações básicas sobre o processo de destilação, alternativas possíveis para simulação e saída dos resultados;

-PERTURBAÇÃO: permite ao usuário selecionar mudanças de carga (vazão ou concentração da alimentação), mudanças de referência em uma ou duas malhas e introdução de ruído aleatório (PRBS);

-MALHA ABERTA: possibilita o estudo em malha aberta para as perturbações selecionadas possibilitando a visualização da dinâmica complexa de um processo com diferentes graus de não-linearidades;

-MALHA FECHADA: a versão atual do programa permite a seleção de 3 opções: controle monovariável no topo ou base da coluna e controle simultâneo das duas variáveis utilizando opção multi-malha;

-SAÍDA: podem ser selecionadas como variáveis de saída as temperaturas no topo e/ou base da coluna, além da lei de controle (vazão do refluxo e/ou vapor na base);

O ambiente SIMPAC foi desenvolvido em linguagem C, com subrotinas de cálculo em Fortran, sendo que presentemente rotinas de tela se encontra em fase de migração para linguagem ASSEMBLER.

### 4. RESULTADOS OBTIDOS

Serão apresentados a seguir alguns resultados obtidos com o ambiente sendo que as simulações foram efetuadas em um microcomputador tipo PC, processador 80286, clock de 8 MHz e coprocessador aritmético 80287. A Tabela 1 mostra uma comparação do efeito do passo de integração na precisão dos resultados das composições terminais (topo- $x_D$  e base- $x_B$ ) para o sistema em regime, bem como o esforço computacional obtido para o método implícito DIRK (3,3) comparado ao método explícito clássico de Runge-Kutta de 4ª ordem. Uma observação

preliminar mostra que o método, RK-4, embora possua boa precisão exige, contudo, incrementos de integração extremamente reduzido, da ordem de 2 segundos ( 0,0007 horas), com a simulação de uma hora real sendo efetuada em um tempo médio da ordem de 20 minutos; é fácil verificar que a utilização deste método se constitui num entrave ao estudo do processo, caso seja necessário simular várias horas de seu comportamento dinâmico. Relativamente ao método DIRK(3,3) pode-se verificar que, apesar de ser de terceira ordem, possui precisão suficiente às necessidades do processo, com os resultados obtidos não diferindo do método de quarta ordem, o ganho computacional, graças às particularidades da matriz jacobiana da coluna, é excelente: para simulação do mesmo período foi necessário aproximadamente 1 minuto, sem perda de precisão nos resultados.

As Tabelas 2 e 3 mostram a capacidade do ambiente reproduzir as não-linearidades existentes no processo real, dependente de seu ponto de operação: o ganho de duas malhas distintas do processo quando perturbado na vazão do refluxo e energia fornecida ao reator, perturbações estas com módulos variantes e sinais opostos. Para estas perturbações e para as três colunas (pura, alta e altíssima pureza) mediu-se o ganho do processo, definido como  $G = \Delta y_i / \Delta u_i$ , onde  $y_i$  e  $u_i$  são a  $i$ -ésima saída e entrada normalizadas, respectivamente. Os resultados mostram que:

a) os ganhos das colunas apresentam enorme variação, especialmente para alterações positivas do refluxo ou negativas de energia ( 151,4 a 20980,0 para + 5% e 131,3 a 23878,8 para + 10% do refluxo ); para as mesmas perturbações, porém em sentido oposto, a variação do ganho não é tão acentuada, podendo, quando comparada à primeira, ser considerada praticamente constante ( 19,04 a 18,8 para - 5% e 9,542 a 9,44 para - 10% do refluxo ).

b) os ganhos são variáveis, para uma mesma coluna, para o topo ou a base e para variações positivas ou negativas de mesma magnitude ou variações de mesmo sinal, porém com diferentes magnitudes; a mesma perturbação, de mesma magnitude e sinal, acarreta ganhos diferenciados para diferentes colunas.

Esta variação de resposta para as perturbações acima, com os ganhos associados sendo mostrados nas tabelas 2 e 3, mostra o comportamento altamente não-linear do processo, seja para perturbações distintas na mesma coluna ou a mesma perturbação em colunas distintas. A potencialidade do ambiente SIMPAC para análise e sintonia de algoritmos de controle fica evidenciada pois as variáveis vazão do refluxo e energia do reator são utilizadas como variáveis de controle em malhas distintas da coluna (opção monovariável) ou simultaneamente na concepção multivariável ou multi-malha [4,9].

## 8. CONCLUSÕES FINAIS

Um ambiente digital de simulação não-linear (SIMPAC) foi implementado utilizando as equações não-lineares de ordem completa de uma coluna de destilação de alta pureza. Ao contrário dos ambientes convencionais esta implementação não trabalha com modelos reduzidos, o que permite uma série de atividades como estimação de parâmetros, redução de ordem e validação de modelos. A utilização das particularidades da matriz jacobiana do processo possibilitou o emprego de métodos de integração diagonalmente implícitos garantindo estabilidade dos resultados associado à baixo esforço computacional. Com uma dinâmica complexa, comportamento totalmente não-linear e opções diferenciadas de controle o ambiente se revela adequado a aplicações na área de controle e atividades relacionadas ao estudo da dinâmica de processos. Uma interface homem-máquina amigável, implementada a partir de técnicas de PAC possibilita sua utilização por usuários diversos, mesmo sem conhecimentos sobre o processo de destilação. A versão atual do SIMPAC está sendo atualizada no sentido de englobar opção multivariável de controle e algoritmos adaptativos auto-ajustáveis, bem como sua interface com o usuário, especialmente os dados de saída do processo, estão sendo alterados com a utilização de quadros sinóticos.

## 6. REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] P. A. V. Ferreira, W. Fontanini, O. S. Silva F<sup>o</sup>; "Um Ambiente para Análise e Projeto no Espaço de Estados", 8<sup>o</sup> Congresso Brasileiro de Automática", Belém, Setembro de 1990.
- [2] B. Roffel, P. J. Vermeer, P. A. Chin; "Simulation and Implementation of Self-Tuning Controllers", Prentice Hall, 1989.
- [3] P. M. Thompson; "Program CC for IBM PC and Compatible Computers", Systems Technology Inc., 1985.
- [4] E. A. Nisenfeld and R. C. Seeman, "Distillation Columns", ISA Monograph Series, N. Y., 1983.
- [5] O. Rademaker; J. E. Rijnsdorp; A. Maarleveld, "Dynamics and Control of Continuous Distillation Units", Elsevier Scientific, Amsterdam, 1978.
- [6] F. G. Shynskey, "Distillation Control for Productivity and Energy Conservation", McGraw-Hill, N. Y., 1984.
- [7] F. J. Gomes; "Modelagem, Controle Adaptativo e Otimização de um Processo Não-Linear", Tese de Doutorado, UNICAMP, Campinas, 1989.
- [8] Cash, J. R., "Diagonally Implicit Runge-Kutta Formulae with Error Estimates", J. Inst. Math. Applics., vol. 24, p. 293, 1979.
- [9] F. J. Gomes, A. A. R. Coelho e W. C. Amaral, "Implementation of SISO and MIMO Predictive Control for a Chemical Plant", American Control Conference, USA, May, 1990.



Tabela 1 - Desempenho Computacional para os  
Métodos de Integração RK-4 e DIRK(3,3).

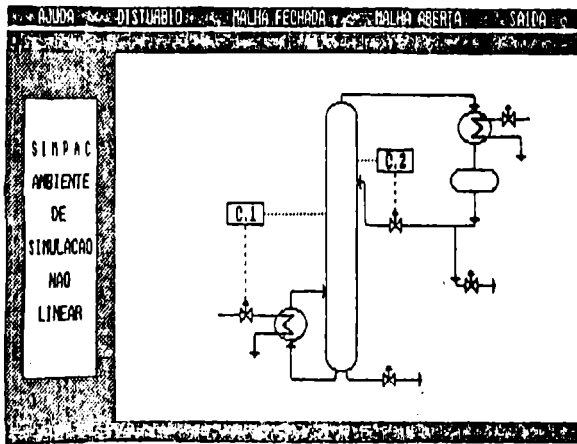
TEMPO SIMUL. HORAS)	TEMPO COMPUT. MINUTOS	PASSO	ND INICIAL	ND FINAL	NB INICIAL	NB FINAL
Método RK4						
- COLUNA DE ALTA PUREZA EM REGIME :						
1,0	19:32"	0,0006	0,99938	0,99938	0,00024	0,00024
1,0	---	0,0010	- O MÉTODO DESESTABILIZOU -			
- COLUNA DE ALTÍSSIMA PUREZA EM REGIME :						
1,0	21:49"	0,0006	0,99997	0,99997	0,00018	0,00018
1,0	---	0,0010	- O MÉTODO DESESTABILIZOU -			
Método DIRK(3,3)						
- COLUNA DE ALTA PUREZA EM REGIME :						
1,0	1:07"	0,0006	0,99938	0,99938	0,00024	0,00024
1,0	1:04"	0,005	0,99938	0,99938	0,00024	0,00024
- COLUNA DE ALTÍSSIMA PUREZA EM REGIME :						
1,0	1:09"	0,0001	0,99997	0,99997	0,00018	0,00018
1,0	1:05"	0,005	0,99997	0,99997	0,00018	0,00018

Tabela 2 - Ganho do processo para perturbações diferenciadas  
na vazão do refluxo para as três colunas.

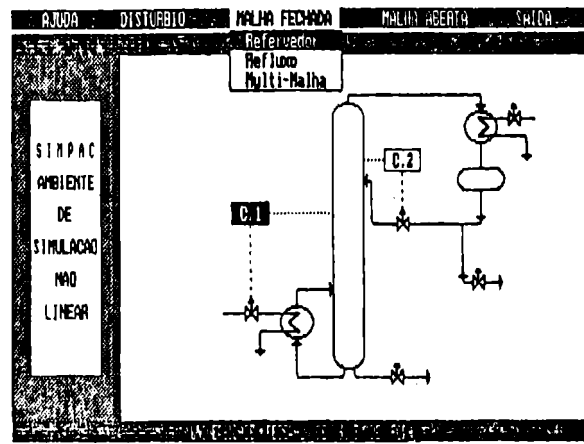
TIPO DE PERTURB.	COLUNA 1		COLUNA 2		COLUNA 3	
	G. BASE	G. TOPO	G. BASE	G. TOPO	G. BASE	G. TOPO
+ 5 %	151,42	0,0359	18313,5	0,0073	29980,0	0,00026
- 5 %	19,047	0,7269	19,166	1,0482	18,8880	1,2395
+ 10 %	131,30	0,0259	15406,6	0,0043	23878,8	0,00015
- 10 %	9,542	0,7649	9,583	0,9944	9,446	1,1995

Tabela 3 - Ganho do processo para perturbações diferenciadas  
na energia do refeedor para as três colunas.

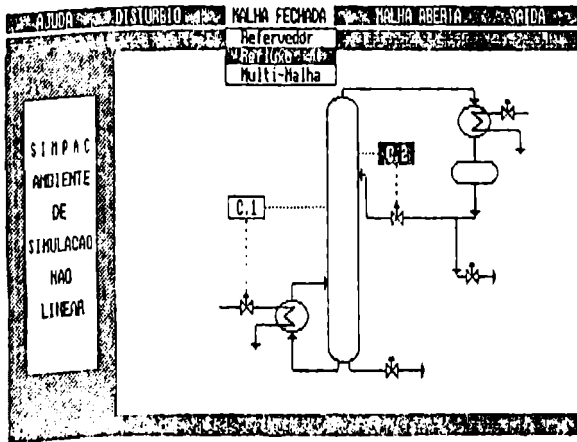
TIPO DE PERTURB.	COLUNA 1		COLUNA 2		COLUNA 3	
	G. BASE	G. TOPO	G. BASE	G. TOPO	G. BASE	G. TOPO
+ 2,5 %	37,71	1,353	38,01	1,6266	39,44	1,890
- 2,5 %	293,33	0,0465	31133,5	0,0107	52738,2	0,0004
+ 5 %	19,046	1,3890	19,905	1,688	19,88	1,84800
- 5 %	256,19	0,0359	27178,4	0,0074	39980,0	0,00030



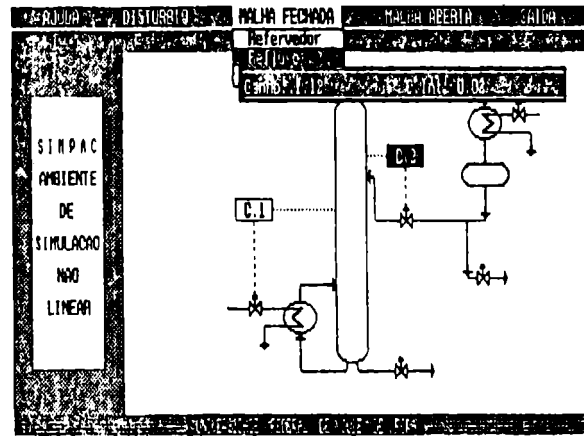
(a)



(b)



(c)



(d)

Figura 1 - (a) Tela básica do SIMPAC. (b) Opção Malha Fechada com controle monovariável no refluído. (c) Opção Malha Fechada com controle monovariável monovariável no refluído (d) Controle monovariável no refluído com janela de opções para sintonia do algoritmo PI.

-Francisco José Gomes é Engenheiro Eletricista, Mestre em Engenharia Nuclear e Doutor em Engenharia Elétrica. Atualmente é professor da Faculdade de Engenharia da Universidade Federal de Juiz de Fora. Realiza pesquisas nas áreas de Controle de Processos, especialmente os algoritmos adaptativos, e Otimização de Sistemas.

-Antonio A. Rodrigues Coelho é Engenheiro Eletrônico, Mestre e Doutor em Engenharia Elétrica. Atualmente é professor do Departamento de Engenharia Elétrica da Universidade Federal do Pará. Suas áreas de pesquisa estão relacionadas à Controle de Processos (algoritmos adaptativos, identificação de sistemas e controle robusto).

Agradecimentos à FAPEMIG pelo apoio financeiro.

**ENFOQUE UNIFICADO CON MATRICES INTERVALO Y TEOREMA DE KHARITONOV  
PARA LA ESTABILIDAD DE CONTROLES AUTOMATICOS**

Juan L. Hernández Sánchez  
Dpto. de Electrónica, Universidad Técnica Federico Santa María  
Casilla 110-V, Valparaíso-CHILE

**1. RESUMEN**

Se presenta un enfoque unificado, basado en matrices intervalo y teoremas de Kharitonov, para la estabilidad asintótica de sistemas de control automático lineales cuyos parámetros están acotados en rangos prescritos. En este trabajo, que continúa otros del autor, se expone en forma de teoremas ciertas interrelaciones entre matrices intervalo y el teorema de Kharitonov con coeficientes reales. Se considera también brevemente el caso de coeficientes complejos, útiles en algunos tipos de controles y filtros. Se expone en apéndices algunos fundamentos matemáticos necesarios. Se termina el trabajo con ejemplos y algunas conclusiones.

**A UNIFIED APPROACH WITH INTERVAL MATRICES AND KHARITONOV THEOREM FOR THE STABILITY OF AUTOMATIC CONTROL SYSTEMS**

**ABSTRACT**

A unified approach, based upon interval matrices and Kharitonov's Theorem, is presented for the asymptotic stability of linear automatic control systems with parameters bounded in prescribed ranges. In this work, which continues other papers by the author, some relationships between interval matrices and Kharitonov's Theorem for real coefficients are expounded in theorem form. The case of complex coefficients, useful in some types of controls and filters, is also briefly considered. Some necessary mathematical concepts are expounded in Appendices. The paper is ended with examples and some conclusions.

**1. INTRODUCCION**

En este trabajo se presenta y propone un enfoque unificado, basado en matrices intervalos y el teorema de Kharitonov, para el estudio de la estabilidad asintótica de sistemas intervalo, entendiéndose por tales aquellos sistemas lineales cuyos parámetros o coeficientes pueden variar en rangos prescritos. El problema de la estabilidad de sistemas lineales con coeficientes reales constantes o conocidos con certeza es resuelto por métodos bien conocidos, como los criterios de Routh, Mikkailov, Nyquist, u otros, en casos de tiempo continuo, y los de Schur-Cohn, Jury, u otros, en casos de tiempo discreto [1].

Hay, sin embargo, muchos casos de importancia práctica en que se puede aplicar modelos lineales, o linealizados, con coeficientes constantes pero inciertos dentro de un intervalo con cotas predeterminables. Obviamente, en esos casos la estabilidad puede ser determinada aplicando los citados criterios a cada instancia de combinaciones posibles (infinitas) de los coeficientes o a las combinacio-

nes extremas obtenidas reemplazando los coeficientes por sus cotas inferiores o superiores que, de todos modos, envolverían  $2^n$  posibilidades, siendo  $n$  el número de coeficientes del polinomio característico del sistema. El teorema de Kharitonov [2], que indica que basta estudiar la estabilidad de sólo cuatro de esos polinomios (ocho si los coeficientes fueran complejos), independientemente del orden del sistema, o de  $n$ , ha originado muchas investigaciones e interés actuales sobre polinomios intervalo, [3], [4], [5].

Otra metodología para tratar la estabilidad de sistemas inciertos en cierto rango radica en el empleo de matrices intervalo [6] y constituye una línea de investigación independiente de aquella polinomial antes citada.

El presente autor ha desarrollado algunas interrelaciones, en forma de teoremas, entre las dos citadas metodologías, en [7], y ello es continuado en el enfoque unificado propuesto aquí. Un trabajo previo del autor es indicado como referencia [8] y toda esta línea de investigación se inscribe en y forma parte de un proyecto bosquejado en [9].

Cabe recordar que la estabilidad asintótica de un sistema lineal está relacionada, como es sabido, con la negatividad de la parte real de los ceros de su polinomio característico, o autovalores de su matriz de coeficientes, y con el acotamiento, exponencialmente decreciente hacia cero en el tiempo, de su respuesta a entrada nula, esto es, con estado inicial no nulo. Alternativamente, debe haber acotamiento tendiente a cero del estado o salida frente a toda entrada acotada.

Este trabajo es estructurado en Secciones que, sucesivamente, cubren los siguientes temas: matrices intervalo; estabilidad de matrices intervalo; teorema de Kharitonov con coeficientes reales; el enfoque unificado propuesto; teoremas simplificados; un ejemplo de tercer grado; casos discretos y complejos; conclusiones; referencias; apéndices.

La contribución original del autor está en la Sección 5. Diversos otros aportes propios aparecen explicados en el texto y en las conclusiones.

**2. MATRICES INTERVALO**

En esta Sección se presentan algunos conceptos sobre matrices intervalo, tema de gran interés reciente [6].

Para los propósitos de este trabajo, una matriz  $R$ ,  $n \times n$ , es llamada matriz intervalo si sus coeficientes son constantes pero con valores inciertos que pueden estar en algún rango fijo y prescrito. Se tiene así que

$$R_m \leq R \leq R_u \quad (2.1)$$

donde  $R_m$  y  $R_M$  son matrices,  $n \times n$ , formadas con las cotas inferiores y superiores, respectivamente, de los coeficientes de  $R$ .  $R_m$  y  $R_M$  son fijas y prescritas, y las matrices  $R$  que satisfacen (2.1) forman una familia  $M$ . En las primeras Secciones de este trabajo sólo se considerará matrices con coeficientes reales.

Una matriz, tal como  $R$ , es llamada asintóticamente estable (AE) o estrictamente Hurwitz (EH) si todos sus autovalores yacen en el semiplano izquierdo abierto (SPIA) del plano complejo  $s$ . La familia  $M$  es llamada EH si todos sus miembros tienen esa calidad.

La propiedad EH de una matriz  $R$  puede ser determinada de varias maneras, una de las cuales consiste en analizar sus autovalores, obtenidos de

$$\det(sI - R) = s^n + \dots + b_{n-1}s + b_n \quad (2.2)$$

o por algún criterio conocido, como los de Hurwitz, Routh, u otros. Dado que el número de miembros  $R$  de la familia  $M$  es infinito, convendría estudiar la propiedad EH de dicha familia, más bien que la de cada miembro, lo que es visto en la Sección 3. Aunque el polinomio (2.2) es mónico puede ser multiplicado por cualquier número real o complejo sin alterar la calidad EH de él o de  $R$ . A la inversa, un polinomio cualquiera puede ser reemplazado por uno mónico y ser considerado como asociado con alguna matriz  $R$ , sin alterar propiedades EH, o no EH.

En particular, pueden ser de interés las propiedades EH (o AE) de las matrices extremas  $R_m$  y  $R_M$  de (2.1), u otras obtenidas combinando conjuntos arbitrarios de cotas inferiores y superiores. También es de interés la matriz  $R$  central, denotada por  $A$ , dada por

$$A = (R_m + R_M)/2 \quad (2.3)$$

### 3. ESTABILIDAD DE MATRICES INTERVALO

En esta Sección se estudia la estabilidad (AE) o calidad EH de las matrices intervalo en forma diferente a las aparecidas en la literatura [6]. En [6] se considera sólo el caso de autovalores distintos y se aplica una transformación de similaridad diagonalizadora. En el presente trabajo se trata un caso general, aunque se puede recurrir al Teorema 1 de Bellman, transcrito en el Apéndice 1, para justificar la consideración de sólo el caso de autovalores distintos.

Una matriz  $R$ ,  $n \times n$ , puede ser considerada como proveniente de un sistema lineal  $n$ -vectorial del tipo usual [10]:

$$\dot{x}(t) = R x(t) + B u(t); y(t) = C x(t) \quad (3.1)$$

con el par  $(R, B)$  completamente controlable y el par  $(R, C)$  completamente reconstructible (observable), para, eventualmente, usar ciertos sistemas de variables de estado convenientes. Interesa aquí sólo estudiar la estabilidad asintótica (AE), o calidad EH, de la matriz intervalo  $R$  que cumpla con (2.1) En general,  $R$  puede ser expresada como

$$R = A + D \quad (3.2)$$

donde  $A$  es la matriz central del intervalo, dada por (2.2),  $D$  es una matriz de alteración y  $(A+D)$  debe

satisfacer (2.1). Entonces, la solución del sistema autónomo

$$\dot{x}(t) = (A + D) x(t), x(0) = x_0 \quad (3.3)$$

puede ser expresada como

$$x(t) = \exp(At) \left[ x_0 + \int_0^t \exp(-A\tau) D x(\tau) d\tau \right] \quad (3.4)$$

con la matriz de transición  $\exp(At)$ .

Por las propiedades de las normas, usando cualquiera de las resumidas en el Apéndice 2, se tiene

$$\|x(t)\| \leq \exp(at) \|x_0\| + \int_0^t \exp(a\tau) b \|x(\tau)\| d\tau \quad (3.5)$$

donde se ha empleado las normas

$$\|\exp(At)\| = \exp(-at) \quad (3.6)$$

$$a = -\max[\operatorname{Re}(s_k(A))], k = 1, 2, \dots, n \quad (3.7)$$

$$\|D\| \leq \| (R_M - R_m) / 2 \| = b \quad (3.8)$$

y los autovalores de  $A$  han sido denotados por  $s_k(A)$ .

Aplicando el Teorema 2 de Bellman, del Apéndice 1, se deduce que

$$\|x(t)\| \leq \|x_0\| e^{(-a+bt)t} \quad (3.9)$$

Así se ha demostrado directamente el Teorema I de la referencia [6], el que, con la nomenclatura del presente trabajo, puede ser expresado como sigue.

#### Teorema 3.1

Sea  $M$  la familia de matrices en el intervalo  $[R_m, R_M]$  y cuya matriz central  $A$ ,  $(R_m + R_M)/2$ , es asintóticamente estable (o EH). Sea  $b$  la norma de  $(R_M - R_m)/2$  y  $a$  el valor absoluto de la parte real del autovalor de  $A$  más próximo al eje imaginario. Entonces, si  $a > b$  la familia  $M$  también es asintóticamente estable (o EH).

#### 4. TEOREMA DE KHARITONOV CON COEFICIENTES REALES

En esta Sección se considera el Teorema de Kharitonov con coeficientes reales [2].

Sea un polinomio  $P(s)$  de grado  $n$  en la variable compleja  $s$  y con coeficientes reales

$$P(s) = a_n s^n + a_{n-1} s^{n-1} + \dots + a_0 \quad (4.1)$$

El polinomio  $P(s)$  representa, para los propósitos de este trabajo, el polinomio característico de un sistema de control automático lineal tiempo-invariante retroalimentado. Como es sabido, una condición necesaria y suficiente para la estabilidad asintótica del sistema es que los ceros o raíces de (4.1) estén ubicados en el semiplano izquierdo abierto (SPIA) de  $s$  (excluyendo el eje imaginario  $j\omega$ ). Esta es la propiedad Hurwitz estricta (EH);  $\operatorname{Re}(s) < 0$  para todo  $s$  tal que  $P(s) = 0$ .

Una condición necesaria -pero no suficiente- para la propiedad EH de (4.1) es que todos sus coeficientes sean no nulos y del mismo signo, que aquí se toma

como positivo. Usualmente basta considerar sólo el caso mónico ( $a_n=1$ ). La calidad EH de (1) es probada por criterios tales como los de Hurwitz, Routh, Mikhailov u otros.

Sea ahora el caso en que los coeficientes  $a_k$  de (4.1) puedan variar en forma tal que

$$b_k \leq a_k \leq c_k; \quad k = 0, \dots, n \quad (4.2)$$

y donde se puede suponer  $a_n = 1$  sin perder generalidad. Según (4.2), cada coeficiente  $a_k$  puede estar entre un valor mínimo  $b_k$  y un valor máximo  $c_k$ , donde estas cotas son predeterminadas. Por condición necesaria (de Descartes) para EH las cotas inferiores de variación,  $b_k$ , deben ser positivas y no nulas, necesariamente.

En general, las fluctuaciones de los distintos coeficientes  $a_k$  son independientes entre sí y reemplazando en (4.1) diversos valores de coeficientes  $a_k$  que satisfacen (4.2) se obtiene un conjunto N de polinomios con un número infinito de miembros. Este conjunto es llamado familia estrictamente Hurwitz (EH) si cada uno de sus miembros es EH. Para cada combinación de coeficientes se debería hacer la comprobación de su propiedad de ser EH, en general, lo que envolvería una cantidad grande (teóricamente infinita) de cálculos. El notable Teorema de Kharitonov para coeficientes reales indica que basta comprobar la calidad EH de sólo cuatro polinomios especiales, formados con (4.1) y (4.2) como se indica más abajo, en vez de estudiar dicha calidad para cada miembro del conjunto de polinomios, independientemente del grado n del polinomio, u orden del sistema de control automático. Para n igual o menor que 5 basta comprobar la calidad EH de un número de polinomios Kharitonov menor que cuatro para juzgar la propiedad EH de la infinita familia de polinomios, como se indicará en la Sección 6.

Para el Teorema de Kharitonov (con coeficientes reales) interesan los siguientes polinomios, emanados de (4.1) y (4.2):

$$G_1(s) = b_0 + c_n s^n + b_1 s^1 + c_{n-1} s^{n-1} + \dots \quad (4.3)$$

$$G_2(s) = c_0 + b_n s^n + c_1 s^1 + b_{n-1} s^{n-1} + \dots \quad (4.4)$$

$$H_1(s) = b_1 s + c_0 s^0 + b_2 s^2 + c_{n-2} s^{n-2} + \dots \quad (4.5)$$

$$H_2(s) = c_1 s + b_0 s^0 + c_2 s^2 + \dots \quad (4.6)$$

Los polinomios de Kharitonov son definidos como:

$$K_{mq}(s) = G_m(s) + H_q(s); \quad m, q = 1, 2 \quad (4.7)$$

El Teorema de Kharitonov para el caso de coeficientes reales puede ser planteado como sigue:

**Teorema de Kharitonov.** "La familia de polinomios (4.1)-(4.2) es estrictamente Hurwitz si y sólo si el conjunto de cuatro polinomios  $[K_{11}(s), K_{12}(s), K_{21}(s), K_{22}(s)]$  es estrictamente Hurwitz".

De acuerdo con el teorema, basta analizar la calidad EH de los cuatro polinomios (4.7) para dilucidar la propiedad EH del conjunto N de infinito número de polinomios (4.1) sujetos a (4.2).

Por aplicación del Teorema de Mikhailov [7], [8], o por consideraciones de teoría de variables complejas

-similares a las envueltas en el conocido criterio de Nyquist- la calidad EH puede ser analizada en base a la imagen de la familia N en el plano complejo ante la transformación  $s = jw$ , es decir:

$$N(jw) = [P(jw)]; \quad P \in N \quad (4.8)$$

Al reemplazar  $s = jw$  en las ecuaciones (4.3) a (4.6) se ve que  $G_1(jw)$  y  $G_2(jw)$  son funciones reales de  $w$  y que  $H_1(jw)$  y  $H_2(jw)$  son funciones imaginarias de  $w$ . Como es sabido, basta estudiar las funciones para  $w \geq 0$  pues para  $w$  negativas se obtiene la imagen compleja conjugada de aquéllas.

Considerando (4.2) y (4.3) a (4.6), se deduce que:

$$R_w(G_1(jw)) \leq R_w(P(jw)) \leq R_w(G_2(jw)) \quad (4.9)$$

$$I_w(H_1(jw)) \leq I_w(P(jw)) \leq I_w(H_2(jw)) \quad (4.10)$$

para todo polinomio  $P(s) \in N$  y para  $w \geq 0$ . Para  $w < 0$  se invierten los signos de desigualdad en esas ecuaciones.

Las desigualdades (4.9) y (4.10) pueden ser representadas como se muestra en la Fig. 1, para el caso en que haya calidad EH o estabilidad asintótica de la familia N. Los vértices del rectángulo (de Dasgupta) de la Fig. 1 representan los polinomios Kharitonov de tipo EH. Los polinomios  $P(jw)$  en la familia N serían puntos en rectángulo cerrado. Ninguno de los vértices puede coincidir con el origen 0, o éste ser encerrado por el rectángulo, puesto que  $a_0$  y  $b_0$  deben ser positivos (por la condición de Descartes).

En la figura 1 se ha destacado el punto central del rectángulo Dasgupta, por su importancia en este trabajo. El punto Q es la imagen  $P(jw)$  del polinomio central calculado de (4.1) con coeficientes

$$a_k = (b_k + c_k)/2, \quad k = 0 \dots n \quad (4.11)$$

o bien calculado como el promedio apropiado de los polinomios dados en las ecuaciones (4.3) a (4.6) o (4.7). La calidad EH del polinomio central Q(s) puede ser determinada directamente. También, para  $n \geq 6$  la propiedad EH de los cuatro polinomios Kharitonov implica la calidad EH de Q(s), pero no recíprocamente.

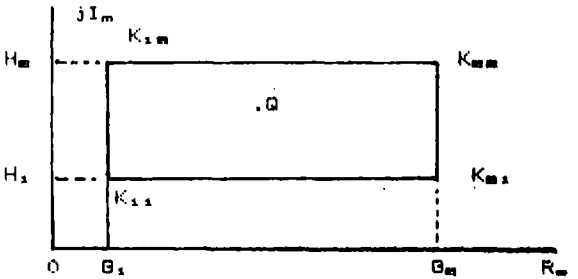


Fig. 1. Imagen de N(jw),  $w \geq 0$ .

Más explícitamente, los polinomios Kharitonov pueden ser escritos como:

$$K_{11}(s) = b_0 + b_1 s + c_2 s^2 + c_3 s^3 + b_4 s^4 + b_5 s^5 + \dots \quad (4.12)$$

$$K_{12}(s) = b_0 + c_1 s + c_2 s^2 + b_3 s^3 + b_4 s^4 + c_5 s^5 + \dots \quad (4.13)$$

$$K_{11}(s) = c_0 + b_1 s + b_2 s^2 + c_3 s^3 + c_4 s^4 + b_5 s^5 + \dots \quad (4.14)$$

$$K_{22}(s) = c_0 + c_1 s + b_2 s^2 + b_3 s^3 + c_4 s^4 + c_5 s^5 + \dots \quad (4.15)$$

En la literatura han aparecido diversas demostraciones del Teorema de Kharitonov, como en [3], incluyendo el caso de coeficientes complejos. El presente autor ha dado una demostración simple, basada en el Teorema de Mikhailov, en [7] y [8], para coeficientes reales.

### 5. ENFOQUE UNIFICADO PROPUESTO

En esta Sección se presenta la principal contribución de este trabajo, la que consiste en interrelacionar las matrices intervalo y el teorema de Kharitonov para su uso conjunto en el análisis de la estabilidad asintótica de sistemas de control automático y, en general, en problemas de diversas otras áreas, como, por ejemplo, comunicación, filtros y síntesis de circuitos.

Primeramente se recuerda las siguientes propiedades de los autovalores o raíces características:

#### Lema 5.1

- A. Los autovalores de una matriz son invariantes ante una transformación de similaridad (no singular).
- B. Las raíces de un polinomio son invariantes ante una multiplicación de él por una constante (real o compleja).

En nuestro caso, la propiedad A permite considerar que un polinomio mónico cualquiera puede provenir de una matriz cualquiera  $R$  o de algún sistema expresado en variables de estado, como el indicado en (3.1), y que dicho sistema, o matriz, pueda ser transformado a alguna forma conveniente. Entre las formas de similaridad convenientes están las de tipos diagonal, de Jordan, o canónicas de variables de fase (primales o duales) de Poincaré [10], u otras. La propiedad B permite considerar como equivalentes a polinomios generales,  $a_{n-1}s^{n-1} + \dots + a_1s + a_0$ , en (4.1), y mónicos,  $s^n + a_{n-1}s^{n-1} + \dots + a_1s + a_0$ .

En el caso de polinomios intervalo, dividiendo (4.1) por  $a_n$  se puede obtener otro polinomio intervalo equivalente pero mónico, con cambios obvios en las cotas de los restantes coeficientes.

En lo que sigue las familias de matrices ( $M$ ) y de polinomios ( $N$ ) que sean EH, o AE, serán denotadas por  $M_K$  y  $N_K$ , respectivamente. En nuestro caso interesan familias que sean de intervalo.

Del trabajo [7] del autor se puede transcribir los teoremas que siguen.

#### Teorema 5.2

Existe biyectividad entre las familias  $N$  de polinomios intervalo y  $M$  de matrices intervalo.

Pero, en general, no existe biyectividad entre las familias  $N_K$  y  $M_K$ .

#### Teorema 5.3

Existe correspondencia biunívoca entre el polinomio central  $Q$ , de  $N(M_K)$  y la matriz central,  $A$ , de  $M(M_K)$ .  $A$  es representable, en imagen compleja, por

el punto central del rectángulo de Dasgupta.

Como se ha dicho hay diversas correspondencias convenientes y una de ellas es, por ejemplo, la forma canónica primal de Poincaré

$$\dot{Z}(t) = R Z(t) \quad (5.1)$$

con

$$R = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 0 & 1 & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & \dots & 1 \\ -r_n & -r_{n-1} & \dots & \dots & -r_{n-1} \end{bmatrix} \quad (5.2)$$

cuyo polinomio característico es

$$S(s) = s^n + r_{n-1}s^{n-1} + \dots + r_1s + r_0 \quad (5.3)$$

La forma (5.2) puede ser obtenida en forma relativamente fácil [10], considerando la controlabilidad discutida antes, en Sección 3. El empleo de una forma tal no envuelve cálculo de las raíces, como sería el caso en formas diagonales o de Jordan.

#### Teorema 5.4

El polinomio central  $Q(s)$  es EH si y sólo si la matriz central  $A$  es AE.

#### Teorema 5.5

Para cada matriz central  $A$  de carácter AE hay alguna familia de polinomios  $P(s)$  de tipo EH.

#### Teorema 5.6

Para cada matriz central  $A$  de índole AE hay familias de cuatro polinomios Kharitonov con calidad EH.

#### Teorema 5.7

Si los cuatro polinomios Kharitonov son EH existen sub-familias  $M_K$  de matrices intervalo anidadas y centradas en torno a la matriz central  $A$ .

Si los cuatro polinomios Kharitonov son EH todo el rectángulo cerrado Dasgupta es EH, lo que establece una familia  $N_K$  que incluye el polinomio central  $Q(s)$ . Entonces, la matriz central  $A$  de  $M$  es AE y centradas en torno a ella hay sub-familias  $M_K$ , transformadas de la  $N_K$ , de acuerdo con el Teorema 3.1 (Sección 3). Estas subfamilias  $M_K$  serán anidadas (incluyéndose sucesivamente) dependiendo de la norma  $b$  que se adopte en el Teorema 3.1. En el Apéndice 2 se resumen algunas normas.

Si la matriz central  $A$  es AE, a partir de sus autovalores se puede fijar la norma  $a$  del Teorema 3.1. Con diversas normas  $b$  se obtiene una cierta familia de matrices intervalo  $M_K(A_K)$  y, por ende, ciertas familias de polinomios  $N_K(E_K)$  en torno al polinomio central  $Q(s)$ . Como el Teorema de Kharitonov es de índole necesaria y suficiente, se infiere de lo anterior que deben existir cuatro polinomios Kharitonov.

Esto concluye la presentación de las bases del enfoque unificado propuesto por el autor.

## 6. TEOREMAS SIMPLIFICADOS

Para matrices  $R$   $n \times n$ , o polinomios  $P$  de grado  $n$ , donde  $n \geq 6$  es necesario examinar la calidad EH de los cuatro polinomios Kharitonov. En los casos  $n = 3, 4$  y  $5$  basta evaluar la calidad EH de los polinomios Kharitonov ( $K_{K1}$ ), ( $K_{K1}$ ,  $K_{K2}$ ) y ( $K_{12}$ ,  $K_{K1}$ ,  $K_{K2}$ ), respectivamente.

Como ejemplo, en esta Sección se demostrará directamente el teorema simplificado para  $n = 3$ .

### Teorema 6.1

Un polinomio intervalo de grado  $n = 3$  es EH si y sólo si el polinomio  $K_{K1}$  lo es.

### Demostración directa

Para el polinomio (4.1) con  $n = 3$  y sujeto a (4.2) los cuatro polinomios Kharitonov son los indicados en (4.12) a (4.15) manteniendo sólo los términos desde  $s^0$  a  $s^3$ . Al aplicar el criterio de Routh (u otros) las condiciones más críticas de estabilidad para los cuatro polinomios son:

$$K_{K1} : c_{2b_1} > c_{2b_0} \quad (6.1)$$

$$K_{K2} : c_{2c_1} > b_{2b_0} \quad (6.2)$$

$$K_{K3} : b_{2b_1} > c_{2c_0} \quad (6.3)$$

$$K_{K4} : b_{2c_1} > b_{2c_0} \quad (6.4)$$

Considerando (4.2) y que todas las cotas son positivas, se aprecia que si se cumple (6.3) las otras tres desigualdades son satisfechas automáticamente. Por ello, basta examinar la calidad EH del polinomio  $K_{K1}(s)$ , lo que demuestra el teorema simplificado.

En forma análoga se pueden demostrar los teoremas simplificados para  $n = 4$ , en que las condiciones críticas Routh más dominantes son las de  $K_{K1}$  y  $K_{K2}$ , y para  $n = 5$ , en que la condición más crítica de  $K_{K1}$  se deduce de las de  $K_{12}$ ,  $K_{K1}$  y  $K_{K2}$ .

## 7. EJEMPLO DE TERCER GRADO

Sea un polinomio de tercer grado

$$P(s) = a_3 s^3 + a_2 s^2 + a_1 s + a_0 \quad (7.1)$$

$$a_0 [1; 2]; a_1 [3; 4]; a_2 [5; 6]; a_3 [7; 8] \quad (7.2)$$

Entonces, el polinomio Kharitonov dominante  $K_{K1}(s)$  es, de (4.14):

$$K_{K1}(s) = 2s^3 + 3s^2 + 5s + 8 \quad (7.2)$$

que es inestable, pues tiene dos ceros en el semiplano derecho  $s$ .

El polinomio central es

$$Q(s) = 1,5s^3 + 3,5s^2 + 5s + 7,5 \quad (7.3)$$

y es EH (o AE).

## 8. CASOS DISCRETOS Y COMPLEJOS

El presente trabajo ha considerado sólo el caso sistemas lineales de tiempo continuo y con coeficientes reales. Kharitonov planteó también un teorema para el caso de polinomios intervalo con

coeficientes complejos. En tal caso, para juzgar sobre la estabilidad de esos polinomios intervalo se debe examinar la propiedad EH de ocho polinomios Kharitonov. El enfoque propuesto en este trabajo ha sido extendido por el presente autor a tal caso, lo que no es incluido aquí. Polinomios y matrices aparecen en, por ejemplo, sistemas de comunicación, filtros bi- y multi-dimensionales y síntesis de redes. En el área de control automático básico, aparecen coeficientes complejos en, por ejemplo, casos no-lineales linealizados con funciones descriptivas de ganancia compleja.

En el caso de sistemas de tiempo discreto aparecen polinomios en la variable compleja  $Z$ . El enfoque propuesto en este trabajo es aplicable a polinomios y matrices, ambos de tipo intervalo, en plano  $Z$ . Sin embargo, se han de transformar previamente polinomios y matrices a un plano  $W$  por la transformación bilineal  $Z = (1+W)/(1-W)$ , en forma conocida. Cabe agregar que han aparecido en la literatura extensiones tipo Kharitonov, suficientes pero no necesarias, en términos de la variable  $Z$  misma, para determinar la propiedad Schur, o de raíces en el círculo unitario, de polinomios intervalo en  $Z$ .

## 9. CONCLUSIONES

En este trabajo se ha presentado y propuesto un enfoque unificado para la estabilidad asintótica (o Hurwitz estricta) de sistemas de control automático lineales intervalo. Los sistemas intervalo son aquellos cuyos coeficientes pueden estar en rangos fijos y prescritos. Dos metodologías para ello, las matrices intervalo y los polinomios Kharitonov, han sido consideradas en forma independiente en la literatura y la contribución principal del autor, en este trabajo y en [7], ha sido interrelacionar ambas metodologías. Este enfoque unificado permite aprovechar las ventajas o cualidades inherentes a ambas metodologías. Se propone algunos teoremas originales.

El trabajo contiene varias otras contribuciones originales indicadas en el texto. En particular, se aporta una demostración de un teorema para la estabilidad asintótica de matrices intervalo en forma diferente y más general que la aparecida en la literatura.

## REFERENCIAS

- [1] G. F. Franklin, J. D. Powell, A. Emami-Naeini, Feedback Control of Dynamic Systems, Reading, Addison-Wesley, 1987.
- [2] V. L. Kharitonov, "Asymptotic stability of an equilibrium position of a family of systems of linear differential equations", Differential Equations, Vol. 14, 1979, p. 1483-1495.
- [3] N. K. Bose, Y. D. Shi, "A simple general proof of Kharitonov's generalized stability criterion", IEEE Trans. on Circuits and Systems, Oct. 1987, p. 1233-1237.
- [4] R. Tempo, "A Dual Result to Kharitonov's Theorem", IEEE Trans. on Automatic Control, Feb. 1990, pp. 195-197.
- [5] H. Chapellat et al., "On Robust Nonlinear Stability of Interval Control Systems", IEEE Trans. on A. Control, Jan. 1991, pp. 59-67.

[6] J-H Chou, I-R Horng, "On sufficient conditions for the stability of interval matrices", Journal of the Franklin Institute, Vol. 326, 1, 1989, pp. 19-25.

[7] J. L. Hernández B., "Relaciones entre matrices intervalo y el Teorema de Kharitonov para la estabilidad de sistemas de control automático". Presentado a Scientia (UTFSM), por aparecer en 1991.

[8] Juan L. Hernández B., "Diseño de controlador basado en el teorema de estabilidad de Kharitonov". IX Congreso de la Asociación Chilena de Control Automático, Pucón, Oct. 1990, pp. 365-369.

[9] Juan L. Hernández B., "Esquema modular multinivel generalizado para control inteligente y experto de manipuladores robóticos y telemanipuladores". VIII Congreso Chileno de Ingeniería Eléctrica, Concepción, Oct. 1989, pp. 394-399.

[10] H. Kwakernaak, R. Sivan, Linear Optimal Control Systems, New York, Wiley, 1972.

[11] R. Bellman, Stability Theory of Differential Equations, New York, McGraw-Hill, 1953.

[12] C. A. Desoer, M. Vidyasagar, Feedback Systems: Input-Output Properties, New York, Academic Press, 1975.

#### APENDICE 1 TEOREMAS DE BELLMAN

En este Apéndice se resumen dos importantes teoremas de Bellman [11] que son útiles en el texto de este artículo.

Teorema 1 de Bellman. Dada una matriz B cualquiera, siempre es posible encontrar una matriz A con autovalores distintos entre sí y tal que  $\|B - A\| \leq \epsilon$ , donde  $\epsilon$  es cualquier número positivo.

En automática interesan, por supuesto, matrices cuadradas de tipo o dimensión nxn. Una matriz B podría tener autovalores (o valores característicos) de cualquier orden de multiplicidad algebraica, es decir, repetidos. Este teorema de aproximación de Bellman, cuya demostración es constructiva, permite reemplazar a B por otra matriz A de igual norma y cuyos autovalores sean distintos entre sí. A diferencia de B, la matriz A siempre es diagonalizable mediante transformaciones de similaridad.

Teorema 2 de Bellman (Lema de Gronwall-Bellman). Si  $u(t)$  y  $v(t)$  son funciones no negativas de  $t$ ,  $k$  es una constante positiva y rige

$$u(t) \leq k + \int_0^t u(\tau) v(\tau) d\tau \quad (A1.1)$$

entonces la mejor consecuencia posible es que

$$u(t) \leq k \exp \left( \int_0^t v(\tau) d\tau \right) \quad (A1.2)$$

Este teorema permite efectuar acotamientos para juzgar sobre la estabilidad exponencial de sistemas tempo-variantes o estabilidad asintótica (equivalente a la anterior) en sistemas tempo-invariantes.

#### APENDICE 2 NORMAS

Las normas más empleadas para vectores  $v$  y matrices  $M$  son las siguientes [12]:

$$\|v\|_1 = \sum_k |v_k| \quad (A2.1)$$

$$\|M\|_1 = \max_j \sum_k |m_{k,j}| \quad (A2.2)$$

$$\|v\|_\infty = (\sum_k |v_k|^2)^{1/2} \quad (A2.3)$$

$$\|M\|_\infty = (\sum_m M^*M)^{1/2} = s_m(M) \quad (A2.4)$$

$$\|v\|_\infty = \max_k |v_k| \quad (A2.5)$$

$$\|M\|_\infty = \max_k \sum_j |m_{k,j}| \quad (A2.6)$$

donde  $s_m$  denota máximo autovalor y el supraíndice H denota hermitiano.

#### NOTAS BIOGRAFICAS

Juan L. Hernández Sánchez es Ingeniero Civil Electricista de UTFSM, Valparaíso, Chile. Ph.D. in Electrical Engineering de University of Pittsburgh, EE.UU. Se desempeña como Profesor Titular e Investigador en la Universidad Técnica Federico Santa María (UTFSM).



## MEMBRANE GAS SENSORS FOR BIOTECHNOLOGICAL PROCESS CONTROL

J.N. NINOW\* and P. DANTIGNY\*\*

\* CP. 476 - ENQ 1 Universidade Federal de Santa Catarina  
88049 - Florianópolis-SC-Brasil

\*\* School of Chemical Engineering-University of Bath-Claverton Down  
BA2 7AY - UK

### ABSTRACT

A membrane gas sensor, composed by a flat porous teflon membrane coupled to a specific gas chromatograph - FID detector, is used for the analysis of some fermentation metabolites. Studies on the basic characteristics of the sensor are presented. Linearity is observed from 0,1 to more than 120 g/l for ethanol and from 3 mg/l to more than 1 g/l for acetaldehyde. The sensor presents a rapid response time and the response is affected by the carrier gas flow rate. Applications to actual fermentation processes show that the sensor can be an excellent tool for fermentation process control.

### INTRODUCTION

Over the years much attention has been paid to on-line measurements of volatile molecules in biotechnological processes. Actually, the development of fermentation control strategies and consequently the optimization of these processes, depends on on-line sensors having quick and precise responses as well as the possibility of being sterilized "IN SITU" without any alteration in their behaviour. Membrane gas sensors seem to respond to these requests. These sensors have been used to detect and to monitor dissolved gases<sup>1,2)</sup> and volatile compounds<sup>3,4)</sup> during fermentations. This method, originally developed by Phillips and Johnson<sup>1)</sup> is based on the diffusion of gaseous or volatile molecules through a hydrophobic membrane. Then these molecules are transported to a gas sensitive detector by a carrier gas.

The most employed detectors are the semiconductors<sup>3-5)</sup> for their low cost and continuous response, but unfortunately they are not specific. This disadvantage can be nevertheless eliminated by the use of a gas chromatograph<sup>6,7)</sup>. The membranes most frequently used

are non porous teflon<sup>1,8)</sup> or silicone<sup>8-9)</sup> and porous teflon<sup>10-11)</sup> whose superiority of mass transfer characteristics and response time are demonstrated. In this work we use a flat microporous PTFE membrane, which is preferred to tubular ones for aseptic fermentations because its small pore size. The membrane was connected with a gas chromatograph equipped with a flame ionization detector- FID. To apply this sensor to the control of actual fermentations, it is of great importance to know, as precisely as possible, some of its basic characteristics. Thus, firstly we investigate the behaviour of the sensor with respect to linearity, response time and gas flow rate. Secondly we apply the sensor to monitor volatile compounds metabolized during fermentation processes.

### MATERIALS AND METHODS

The experimental set up of this study is presented in the figure 1. The flat teflon membrane (Millipore Co., 0.2  $\mu\text{m}$  pore size, 175  $\mu\text{m}$  thickness, 75% porosity and 3.08  $\text{cm}^2$  area) fixed in one arm of a stainless steel U pipe, is immersed in the liquid phase of a 20 liter well stirred tank reactor. The inner face of the membrane is continuously swept by a carrier gas (nitrogen). The carrier gas regulation is performed with a mass flowmeter (RDM 4-Air liquide) and a control valve. The detector is a gas chromatograph (DELSI IGC 121 FL or DI 200) equipped with an automatic sampling valve and a FID. Separation takes place in a stainless steel 2m x 1/8" column packed with PORAPAK Q 80/100 mesh.

[6] J-H Chou, I-R Horng, "On sufficient conditions for the stability of interval matrices", Journal of the Franklin Institute, Vol. 326, 1, 1989, pp. 19-25.

[7] J. L. Hernández S., "Relaciones entre matrices intervalo y el Teorema de Kharitonov para la estabilidad de sistemas de control automático". Presentado a Scientia (UTFSM), por aparecer en 1991.

[8] Juan L. Hernández S., "Diseño de controlador basado en el teorema de estabilidad de Kharitonov". IX Congreso de la Asociación Chilena de Control Automático, Pucón, Oct. 1990, pp. 365-369.

[9] Juan L. Hernández S., "Esquema modular multinivel generalizado para control inteligente y experto de manipuladores robóticos y telemanipuladores". VIII Congreso Chileno de Ingeniería Eléctrica, Concepción, Oct. 1989, pp. 394-399.

[10] H. Kwakernaak, R. Sivan, Linear Optimal Control Systems, New York, Wiley, 1972.

[11] R. Bellman, Stability Theory of Differential Equations, New York, McGraw-Hill, 1953.

[12] C. A. Desoer, M. Vidyasagar, Feedback Systems: Input-Output Properties, New York, Academic Press, 1975.

#### APENDICE 1 TEOREMAS DE BELLMAN

En este Apéndice se resumen dos importantes teoremas de Bellman [11] que son útiles en el texto de este artículo.

Teorema 1 de Bellman. Dada una matriz B cualquiera, siempre es posible encontrar una matriz A con autovalores distintos entre sí y tal que  $\|B - A\| \leq \epsilon$ , donde  $\epsilon$  es cualquier número positivo.

En automática interesan, por supuesto, matrices cuadradas de tipo o dimensión nxn. Una matriz B podría tener autovalores (o valores característicos) de cualquier orden de multiplicidad algebraica, es decir, repetidos. Este teorema de aproximación de Bellman, cuya demostración es constructiva, permite reemplazar a B por otra matriz A de igual norma y cuyos autovalores sean distintos entre sí. A diferencia de B, la matriz A siempre es diagonalizable mediante transformaciones de similaridad.

Teorema 2 de Bellman (Lema de Gronwall-Bellman). Si  $u(t)$  y  $v(t)$  son funciones no negativas de t, k es una constante positiva y rige

$$u(t) \leq k + \int_0^t u(\tau) v(\tau) d\tau \quad (A1.1)$$

entonces la mejor consecuencia posible es que

$$u(t) \leq k \exp \left( \int_0^t v(\tau) d\tau \right) \quad (A1.2)$$

Este teorema permite efectuar acotamientos para juzgar sobre la estabilidad exponencial de sistemas tiempo-variantes o estabilidad asintótica (equivalente a la anterior) en sistemas tiempo-invariantes.

#### APENDICE 2 NORMAS

Las normas más empleadas para vectores v y matrices M son las siguientes [12]:

$$\|v\|_1 = \sum_k |v_k| \quad (A2.1)$$

$$\|M\|_1 = \max_k \sum_k |m_{k,j}| \quad (A2.2)$$

$$\|v\|_\infty = (\sum_k |v_k|^m)^{1/m} \quad (A2.3)$$

$$\|M\|_\infty = (\sum_m M^*M)^{1/2m} = s_m(M) \quad (A2.4)$$

$$\|v\|_\infty = \max_k |v_k| \quad (A2.5)$$

$$\|M\|_\infty = \max_k \sum_j |m_{k,j}| \quad (A2.6)$$

donde  $s_m$  denota máximo autovalor y el supraíndice H denota hermitiano.

#### NOTAS BIOGRAFICAS

Juan L. Hernández Bánchez es Ingeniero Civil Electricista de UTFSM, Valparaíso, Chile. Ph.D. in Electrical Engineering de University of Pittsburgh, EE.UU. Se desempeña como Profesor Titular e Investigador en la Universidad Técnica Federico Santa María (UTFSM).

## MEMBRANE GAS SENSORS FOR BIOTECHNOLOGICAL PROCESS CONTROL

J.N. NINOW\* and P. DANTIGNY\*\*

\* CP. 476 - ENQ 2 Universidade Federal de Santa Catarina  
88049 - Florianópolis-SC-Brasil

\*\* School of Chemical Engineering-University of Bath-Claverton Down  
BA2 7AY - UK

### ABSTRACT

A membrane gas sensor, composed by a flat porous teflon membrane coupled to a specific gas chromatograph - FID detector, is used for the analysis of some fermentation metabolites. Studies on the basic characteristics of the sensor are presented. Linearity is observed from 0,1 to more than 120 g/l for ethanol and from 5 mg/l to more than 1 g/l for acetaldehyde. The sensor presents a rapid response time and the response is affected by the carrier gas flow rate. Applications to actual fermentation processes show that the sensor can be an excellent tool for fermentation process control.

### INTRODUCTION

Over the years much attention has been paid to on-line measurements of volatile molecules in biotechnological processes. Actually, the development of fermentation control strategies and consequently the optimization of these processes, depends on on-line sensors having quick and precise responses as well as the possibility of being sterilized "IN SITU" without any alteration in their behaviour. Membrane gas sensors seem to respond to these requests. These sensors have been used to detect and to monitor dissolved gases<sup>1,2)</sup> and volatile compounds<sup>3,4)</sup> during fermentations. This method, originally developed by Phillips and Johnson<sup>1)</sup> is based on the diffusion of gaseous or volatile molecules through a hydrophobic membrane. Then these molecules are transported to a gas sensitive detector by a carrier gas.

The most employed detectors are the semiconductor<sup>3-5)</sup> for their low cost and continuous response, but unfortunately they are not specific. This disadvantage can be nevertheless eliminated by the use of a gas chromatograph<sup>6,7)</sup>. The membranes most frequently used

are non porous teflon<sup>1,8)</sup> or silicone<sup>8-9)</sup> and porous teflon<sup>10-11)</sup> whose superiority of mass transfer characteristics and response time are demonstrated. In this work we use a flat microporous PTFE membrane, which is preferred to tubular ones for aseptic fermentations because its small pore size. The membrane was connected with a gas chromatograph equipped with a flame ionization detector- FID. To apply this sensor to the control of actual fermentations, it is of great importance to know, as precisely as possible, some of its basic characteristics. Thus, firstly we investigate the behaviour of the sensor with respect to linearity, response time and gas flow rate. Secondly we apply the sensor to monitor volatile compounds metabolized during fermentation processes.

### MATERIALS AND METHODS

The experimental set up of this study is presented in the figure 1. The flat teflon membrane (Millipore Co., 0.2  $\mu$ m pore size, 175  $\mu$ m thickness, 75% porosity and 3.08 cm<sup>2</sup> area) fixed in one arm of a stainless steel U pipe, is immersed in the liquid phase of a 20 liter well stirred tank reactor. The inner face of the membrane is continuously swept by a carrier gas (nitrogen). The carrier gas regulation is performed with a mass flowmeter (RDM 4-Air liquide) and a control valve. The detector is a gas chromatograph (DELSI IGC 121 FL or DI 200) equipped with an automatic sampling valve and a FID. Separation takes place in a stainless steel 2m x 1/8" column packed with PORAPAK Q 80/100 mesh.

To avoid condensation inside the tube between the tank and the chromatograph injection valve a heating tape is wound around it. The temperature of the exit gas is kept invariable and at least 30°C higher than of the bulk liquid.

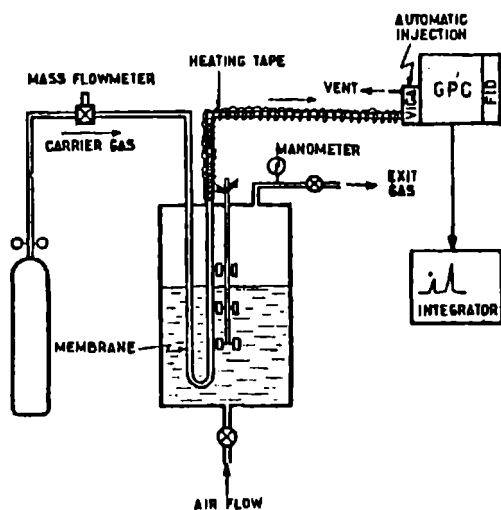


Figure 1: Experimental set up

## RESULTS

The most important parameters in the design and operation of the sensor are the membrane area and the carrier gas flow rate. One has to choose these parameters in such a way to obtain a rapid and precise detection. The sensor must perform in a large range of concentration of the volatile compounds produced during the fermentation. The results presented in the figure 2 show the influence of the carrier gas flow rate upon the detection signal for three membranes of different areas. We can observe, for each membrane, that the signal output decreases with the increasing carrier gas flow rate. The decreasing in the response is due to a dilution of the volatile compounds caused by the greater amount of carrier gas flow rate.

A very important characteristic of a sensor is its range of linearity. As we can observe in the figure 3, the sensor shows a wide range of linearity, from 0,1 to over 120 g/l for ethanol (main metabolic compound in yeast fermentation) and from 5 mg/l to over 1,0 g/l for acetaldehyde (an important indicator of the yeast metabolism), but the sensor is able to

detect even higher concentrations. In fact, the limit of the linearity depends upon the membranes transfer properties as well as the type of detector and also upon the injected gas volume.

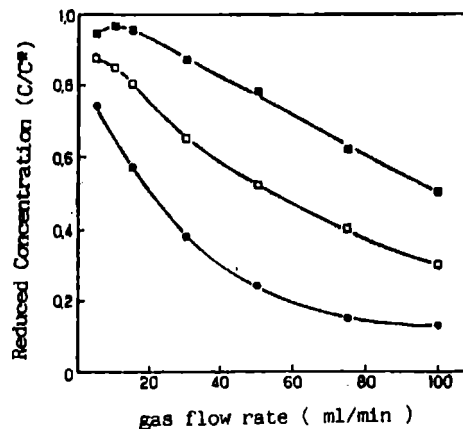


Figure 2: Influence of the carrier gas flow rate on the ethanol detection with three sensors of different membrane areas, (●) 1,0 cm<sup>2</sup>, (□) 3,8 cm<sup>2</sup> and (■) 6,1 cm<sup>2</sup>.

The calibration slope is a function of the carrier gas flow rate (figure 3). In the case of higher liquid solute concentration, the use of a higher carrier gas flow rate avoids eventual detector saturation. Otherwise, for low solute concentrations, the sensor response can be improved by decreasing the gas flow rate.

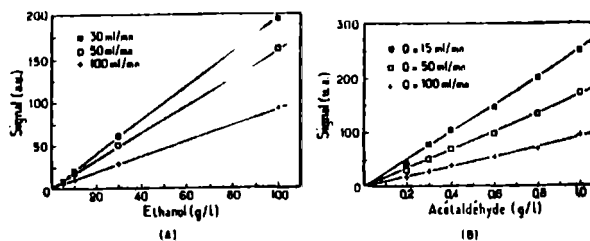


Figure 3: Calibration curves of ethanol and acetaldehyde at different carrier gas flow rate

Linearity represents an important criterion to define the range of utility of the sensor, but another important characteristic is the time taken in order

to obtain a correct response. This is specially applied for detection of volatile compounds in "real time". The response time of this kind of sensor corresponds, in fact, to the sum of three periods (figure 4): a first period ( $t_1$ ) corresponding to the obtention of a steady state of the transfer of the molecules through the membrane. This time depends upon the nature and the condition of the membrane. A second period ( $t_2$ ) corresponding to the time necessary to transportate the molecules from the membrane to the automatic valve. This time is function of the void volume of the tubing connection and the carrier gas flow rate. The third period is the duration of the chromatographic analysis, which is function of the operatory conditions of the chromatograph. According to the figure 5, one

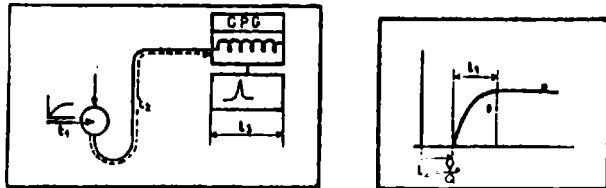


Figure 4: The three components of the response time.

can observe, that the time to reach the stationary state of the molecules transfer through the membrane is around 20 to 35 seconds, for different carrier gas flow rate. This time, plus the duration of the chromatographic analysis and the residence time in the void volume of the tubing connection is approximately 4 minutes.

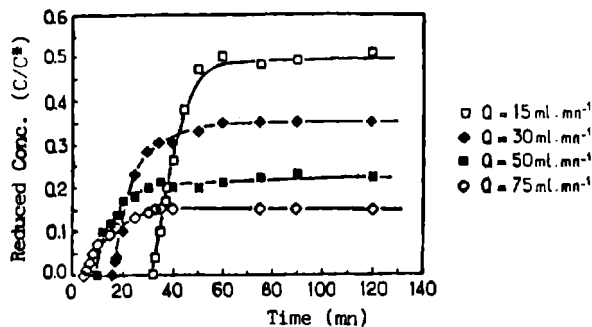


Figure 5: Response time of a gas membrane sensor for different carrier gas flow rate.

In the first part of this work some fundamental properties of the gas membrane sensor were studied. The results obtained show that the sensor is capable of on-line monitoring of biological process. In order to verify this ability, the sensor was used in the on line detection of volatile compounds in a baker's yeast fermentation at 23 g/l glucose. Figure 6 shows the results of this experiment. On-line analysis of ethanol and acetaldehyde were performed at each 5 minutes. One can observe that for both ethanol and acetaldehyde, the measurements were very good (error always less than 3%). These data show the ability of the sensor to control fermentation processes.

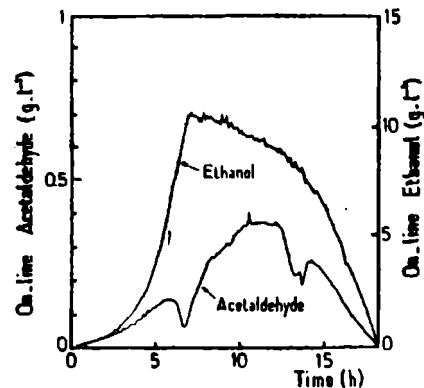


Figure 6: On-line monitoring of a baker's yeast fermentation (glucose 23 g/l).

#### CONCLUSION

Membrane gas sensors are good tools for the on line process monitoring, specially fermentation processes. In this study we used a flat porous teflon membrane associated to a gas chromatograph - FID detector. This sensor allows to accurate, reliable and specific measurements. Studies of some fundamental properties of the sensor showed that the detection of the molecules under study is affected by carrier gas flow rate and membrane area. Moreover, linearity is observed in a large range of concentrations and the sensor presents a short response time. These studies plus the application to an actual fermentation allow us to conclude that this sensor, interfaced to an adequate microcalculator, is a very useful instrument for the

control of fermentation processes.

#### BIBLIOGRAPHIC REFERENCES

1. Phillips D.H. and Johnson M.J. : *Biotechnol. Microbiol. Technol. Eng.*, **3**, 261 (1961).
2. Forrest I.S. and Kesson J. : *Proc. Eur. Brew. Conv.*, 643 (1983).
3. Lee J.H., Woodard B.J.C., Pagan R.J. and Rogers P.L. : *Biotech. Letts.*, **3**, 251 (1981).
4. Punhar E., Guerra L.H., Lorenz I. and Flechter A. : *Eur. J. App. Microbiol. Biotechnol.*, **11**, 197 (1983).
5. Mandenius C.F. and Mattsson B. : *Eur. J. App. Microbiol. Biotechnol.*, **11**, 197 (1983).
6. Pons M.N., Ducouret P. and Engasser J.M. : *Biotech. Letts.*, **8**, 401 (1986).
7. Ninow J.L., Groboillot A., Marc I. and Pons M.N. : Proc. 4th European Congress on Biotechnology, **3**, 145 (1987).
8. Mandenius C.F. : *J. Ferment. Technol.*, **6**, 723 (1987).
9. Yano T., Kubayashi T. and Shimizu S. : *J. Ferment. Technol.*, **5**, 421 (1978).
10. Yamane T., Matsuda, M. and Sada E. : *Biotechnol. Bioeng.*, **23**, 2493 (1981).
11. Ninow J.L., Marc I. and Engasser J.M. : 11ème Colloque SFM Bioreactors, 303 (1986) (In French).

#### BIOGRAFY

J.L. NINOW: Ph.D. in Biotechnology and Food Industries  
Institut National Polytechnique de Lorraine-  
Nancy - France - 1989; Lecturer in Biochemical  
engineering-Departamento de Engenharia Quí-  
mica - UFSC - Florianópolis - SC - Brasil.

P. DANIGNY: Ph.D. in Biotechnology and Food Industries  
Institut National Polytechnique de Lorraine-  
Nancy - France - 1980; Lecturer in biotechnology  
and Process Control - Chemical Engineering  
Department - University of Bath - England.

# AJUSTE DE CONTROLADORES PID Y MINIMIZACION EN $H_\infty$

Iván Velásquez y Mario E. Salgado

Departamento de Electrónica      Universidad Técnica Federico Santa María  
Casilla 110-V, Valparaíso, CHILE

## Resumen

En este artículo se revisan y analizan ciertos resultados del diseño por optimización, en  $H_\infty$ , de la función de sensibilidad ponderada. Se demuestra, por construcción, como el diseño de reguladores PID puede ser interpretado como la solución del problema de minimización en  $H_\infty$  y se muestra que una elección correcta de la función de ponderación permite que la solución a tal problema de optimización coincida con cualquier regulador PID prescrito. Estos resultados son utilizados para analizar el tipo de sensibilidad implícita en estrategias de ajuste tales como Ziegler-Nichols y Cohen-Coon.

Las principales contribuciones de este artículo están en la interpretación y análisis del método de optimización en  $H_\infty$  y su uso en el estudio de la sensibilidad de métodos de ajuste de reguladores PID.

## 1 Introducción

La teoría de optimización cuadrática, en espacios de Lebesgue de orden dos, tiene limitaciones conceptuales propias de la naturaleza acumulativa de los funcionales de costo (normas) asociados. El vacío que esta teoría deja ha sido llenado en muchos casos por la teoría de optimización en el espacio de Hardy de orden infinito. Desde antes que la primera publicación mostrara, en forma sistemática, el potencial de este nuevo enfoque aplicado al Control Automático [1], se ha generado un gran esfuerzo de investigación, informado en un número enorme de publicaciones, ver, por ejemplo, [2], [3], [4], [5], [6] y [7].

Este esfuerzo ha cubierto virtualmente todas las áreas asociadas a la teoría del Control; sin embargo, se puede afirmar que es en el campo del diseño en donde se han hecho las mayores contribuciones.

Por otro lado, y ciertamente que no por casualidad, la teoría general del diseño también ha experimentado desarrollos notables en la última década. Estos desarrollos han sido caracterizados principalmente por un regreso al trabajo en el dominio de la frecuencia y, en particular, a una reapreciación de la teoría cuantitativa del "feedback", con sus ideas centrales de sensibilidad y sensibilidad complementarias.

Se ha logrado establecer que tanto el desempeño del control como las limitaciones fundamentales en el diseño pueden expresarse en términos de las funciones de sensibilidad [8]. En lo que respecta a los procesos lineales, está claro que las dificultades estructurales del diseño de

sistemas de control realimentado residen, entre otros aspectos, en el comportamiento de fase no mínima que exhiben algunas plantas. Estas dificultades se reflejan en que es imposible obtener baja sensibilidad en un rango arbitrariamente grande de frecuencia sin que se generen grandes picos de sensibilidad fuera de ese rango. En el fondo, se trata de la imposibilidad de que tales procesos de fase no mínima tengan un inverso estable. Por ello es que la solución al problema de diseño por sensibilidad recurre a la teoría de optimización.

En este artículo se revisan, analizan y usan ciertos resultados sobre diseño óptimo de controladores por minimización, en  $H_\infty$ , de la sensibilidad ponderada. Estos resultados fueron desarrollados por G. Zames y B. Francis, ver [9]. Aspecto central de esta teoría es el rol de la función de ponderación; ésta es una función de la frecuencia que, por un lado, es indispensable para que la solución óptima exista y que, por otro lado, constituye la herramienta del diseñador para obtener un lazo de control con un comportamiento deseado. El punto de partida, para los propósitos de este artículo, es el controlador-solución al problema de minimización; desde allí se retrocede para determinar la función de ponderación que dió origen a tal solución. Este enfoque permite interpretar la filosofía de diseño del controlador prescrito. Esto es posible ya que el mínimo de la sensibilidad ponderada es una función tipo "inner" o pasa-todos; en consecuencia, la magnitud de la función de ponderación es proporcional al recíproco de la magnitud de la sensibilidad resultante.

## 2 Definiciones preliminares

### 2.1 Espacio $H_\infty$ y norma $H_\infty$

Sea  $G(s)$  la función de transferencia de un sistema lineal, tal que  $G(s)$  es estable y acotada  $\forall \Re(s) \geq 0$ . Si se define la norma

$$\|G(s)\|_\infty \triangleq \sup_{\Re(s) \geq 0} |G(s)| \quad (1)$$

entonces el espacio de Hardy de orden infinito es el álgebra normada de todas las funciones de transferencia estables y acotadas. La norma definida en la ecuación (1) se suele llamar la norma  $H_\infty$  y, a diferencia de las normas cuadráticas, es una norma multiplicativa [10].

Dada la definición de  $H_\infty$ , sólo pueden pertenecer a este espacio las funciones de transferencia propias. Conviene, en ciertos desarrollos teóricos, relajar esta restricción definiendo un espacio  $H_\infty^R$ . Este espacio está formado por todas las funciones estables y acotadas en el SPD  $\forall |s| \leq R \leq \infty$ .

## 2.2 Lazo de control bajo estudio

Se considera una planta lineal, de entrada  $u(t)$  y salida  $y(t)$ , con función de transferencia  $P(s)$ , propia, pero posiblemente inestable y/o de fase no mínima. Se supone un lazo de control realimentado con un grado de libertad y controlador  $C(s)$ . Se supone que en el lazo hay una referencia  $r(t)$  y una perturbación  $d(t)$  a la entrada de la planta. Entonces tenemos que

$$\begin{bmatrix} E(s) \\ U(s) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S(s) & -P(s)S(s) \\ C(s)S(s) & S(s) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} R(s) \\ D(s) \end{bmatrix} \quad (2)$$

donde  $S(s)$  es la función de sensibilidad del lazo, es decir

$$S(s) = (1 + P(s)C(s))^{-1} \quad (3)$$

es importante señalar que la selección de las variables de salida, así como la ubicación de la perturbación asegura que la estabilidad entrada-salida del sistema de la ecuación (2) es equivalente a la estabilidad interna del lazo.

## 3 El problema de optimización

### 3.1 Formulación

Dada la importancia de la función de sensibilidad, parcialmente revelada en la ecuación (2), es que una de las metodologías de diseño se basa en la minimización de la sensibilidad ponderada, donde la función de ponderación se escoge de acuerdo a los requerimientos del problema específico. En este artículo esta minimización se hace en  $H_\infty$ .

Consideremos la función de ponderación  $W(s)$  con las siguientes propiedades

$$A.1 \quad W(s) \in H_\infty$$

$$A.2 \quad \|W(s)\|_\infty \leq 1$$

Entonces si definimos

$$X(s) \triangleq W(s)S(s) \quad (4)$$

el problema a resolver se puede plantear como sigue

**Problema 1** Determinar una función racional  $C(s)$  que estabilice el lazo y que minimice  $\|X(s)\|_\infty$ .

□ □ □

La formulación del problema admite los siguientes comentarios.

Dado que  $S(s)$  usualmente satisface la propiedad

$$\lim_{s \rightarrow \infty} S(s) = 1 \quad (5)$$

entonces la función de ponderación no puede ser constante.

Por la misma razón anterior el problema en  $H_\infty$  se transforma en un problema de minimización en  $L_\infty$ , es decir, se trata de encontrar un controlador cuya respuesta en frecuencia  $C(j\omega)$  minimice  $\|X(j\omega)\|_\infty$ .

Otro hecho a destacar es que  $X(s)$  es una función no lineal de  $C(s)$ . Por esa razón se recurre a reparametrizar las funciones de sensibilidad, usando la función auxiliar  $Q(s)$  dada por

$$Q(s) = C(s)(1 + P(s)C(s))^{-1} \quad (6)$$

entonces

$$C(s) = Q(s)(1 - P(s)Q(s))^{-1} \quad (7)$$

$$S(s) = 1 - P(s)Q(s) \quad (8)$$

$$X(s) = W(s)S(s) \quad (9)$$

Así la ecuación (2) se transforma en

$$\begin{bmatrix} E \\ U \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} (1 - PQ) & -P(1 - PQ) \\ Q & (1 - PQ) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} R \\ D \end{bmatrix} \quad (10)$$

se observa que ahora el problema se puede reformular en los siguientes términos

**Problema 2** Encontrar una función racional  $Q(s)$  que estabilice al lazo y que minimice  $\|X(s)\|_\infty$ .

□ □ □

Vemos que ahora  $X(s)$  es afín en la función incógnita  $Q(s)$ . Se aprecia también, al expresar la ecuación (2) en función de  $Q(s)$ , que la estabilidad del lazo implica que  $Q(s) \in H_\infty^R$ ; sin embargo, de la misma sustitución se puede concluir que la estabilidad de  $Q$  no garantiza la estabilidad del lazo (a menos que la planta sea estable). Esta última consideración llevará a imponer restricciones adicionales a  $Q(s)$ , tal como se verá más adelante.

Otra observación de importancia es que la solución al Problema 2 puede no ser una función propia, con los consiguientes problemas para la realizabilidad del controlador ya que la condición de que  $Q$  sea propia es necesaria y suficiente para que el controlador sea también propio. En este artículo no se trata esta dificultad ya que en términos prácticos siempre se puede hacer propio un controlador no propio agregando polos estables en muy altas frecuencias (por lo demás éste es el caso de los controladores PID). Este último artificio no deteriora significativamente la estabilidad ni, en general, el desempeño del lazo obtenido con el controlador no propio.

Finalmente, en lo que concierne a la formulación del problema, se puede recalcar que si la planta es de fase mínima, la solución al problema es sencilla, ya que en ese caso la planta es invertible. Estas dificultades han sido cuantificadas en términos generales por Freudenberg y Loose [8] y aparecen en otros enfoques de diseño donde la sensibilidad juega un rol central. Ese es el caso de las técnicas de recuperación de la transferencia del lazo [11].



### 3.2 La función de ponderación

Tal como se ha señalado, la función de ponderación es la herramienta que permite al diseñador realizar las transacciones de sensibilidad en los distintos rangos de frecuencia que son inevitables en sistemas de fase no mínima. Sin embargo, existe otra interpretación para la función de ponderación, pertinente para el problema bajo análisis.

Supongamos que la perturbación  $d(t)$  pertenece a la clase de señales que satisfacen

$$\int_{-\infty}^{\infty} |W(j\omega)^{-1} D(j\omega)|^2 d\omega \leq 1 \quad (11)$$

Consideremos ahora la entrada  $u(t)$  a la planta con  $r(t) = 0$ . Entonces, usando el teorema de Parseval y las propiedades de la función de ponderación se obtiene

$$\int_{-\infty}^{\infty} (u(t))^2 dt = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} |U(j\omega)|^2 d\omega \quad (12)$$

$$= \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} |S(j\omega) D(j\omega)|^2 d\omega \quad (13)$$

$$= \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} |S(j\omega) W(j\omega) W(j\omega)^{-1} D(j\omega)|^2 d\omega \quad (14)$$

$$\leq \frac{1}{2\pi} \|X(j\omega)\|_{\infty}^2 \int_{-\infty}^{\infty} |W(j\omega)^{-1} D(j\omega)|^2 d\omega \quad (15)$$

y usando (11) se obtiene

$$\leq \frac{1}{2\pi} \|X(j\omega)\|_{\infty}^2 \quad (16)$$

La ecuación (16) se puede también expresar como

$$\|u(t)\|_2^2 \leq \frac{1}{2\pi} \|X(j\omega)\|_{\infty}^2 \quad (17)$$

es decir, el Problema 2 equivale al de minimizar la cota superior de la norma, en  $L_2$ , de la entrada de la planta para una clase de perturbaciones definida por la función de ponderación.

### 3.3 La solución del problema. El caso general

El requerimiento de que el lazo sea estable debe ser formalizado en ciertas restricciones para  $Q(s)$ . Estas restricciones fundamentales se originan en que  $P(s)$  tiene, o puede tener, polos y ceros en el SPD.

Primero, consideramos el caso de los polos inestables. Supongamos que  $P(s)$  tiene polos en el SPD dados por  $a_1, a_2, \dots, a_q$  de multiplicidad  $m_1, m_2, \dots, m_q$ , respectivamente. Luego, para que  $X(s)$  sea estable, esos polos deben ser cancelados por  $Q(s)$ , es decir debe cumplirse, para  $i = 1, 2, \dots, q$ , que

$$Q(a_i) = 0 \quad (18)$$

$$\left[ \frac{dQ(s)}{ds} \right]_{s=a_i} = 0 \quad (19)$$

⋮

$$\left[ \frac{d^{m_i-1} Q(s)}{ds^{m_i-1}} \right]_{s=a_i} = 0 \quad (20)$$

La condición establecida en las ecuaciones precedentes establece la estabilidad de la función de sensibilidad; sin embargo es necesario asegurar la estabilidad de todos los términos en la matriz de transferencia en la ecuación (10). Esto es equivalente a establecer que el controlador  $C(s)$  no debe cancelar ni los ceros ni los polos que  $P(s)$  tiene en el SPD.

Para que tales cancelaciones se eviten, en el caso de los polos inestables de la planta, es necesario que

$$1 - P(a_i)Q(a_i) = 0 \quad (21)$$

$$\left[ \frac{d(1 - P(s)Q(s))}{ds} \right]_{s=a_i} = 0 \quad (22)$$

⋮

$$\left[ \frac{d^{m_i-1} (1 - P(s)Q(s))}{ds^{m_i-1}} \right]_{s=a_i} = 0 \quad (23)$$

para  $i = 1, 2, \dots, q$ .

Por otro lado, si la planta tiene ceros en el SPD ubicados en  $b_1, b_2, \dots, b_p$  con multiplicidad  $n_1, n_2, \dots, n_p$  respectivamente, entonces se debe satisfacer que

$$X(b_i) = W(b_i) \quad (24)$$

$$\left[ \frac{dX(s)}{ds} \right]_{s=b_i} = \left[ \frac{dW(s)}{ds} \right]_{s=b_i} \quad (25)$$

⋮

$$\left[ \frac{d^{n_i-1} X(s)}{ds^{n_i-1}} \right]_{s=b_i} = \left[ \frac{d^{n_i-1} W(s)}{ds^{n_i-1}} \right]_{s=b_i} \quad (26)$$

para  $i = 1, 2, \dots, p$ .

Supongamos, que el número total de polos y ceros inestables de la planta es  $v$  y  $w$  respectivamente. Entonces si

$$Q^o(s) = \arg \min_{Q(s) \in H_{\infty}^{\Delta}} \|X(s)\|_{\infty} \quad (27)$$

y

$$X^o(s) = W(s)(1 - P(s)Q^o(s)) \quad (28)$$

tenemos el siguiente resultado fundamental

**Teorema 3.1** Existe un único  $X^o(s) \in H_{\infty}$  asociado al mínimo de la ecuación (27). Esta función debe satisfacer las restricciones dadas en las ecuaciones (24) a (26) y tener la forma

$$X^o(s) = K \prod_{i=1}^{\omega-1} \left( \frac{-s + c_i}{s + \bar{c}_i} \right) \prod_{j=1}^{\nu} \left( \frac{-s + a_j}{s + \bar{a}_j} \right) \quad (29)$$

donde  $\Re(c_i) > 0$

□ □ □

**Demostración:** Ver [9]

□ □ □

La expresión 29 indica que la sensibilidad ponderada óptima es una función "inner" que satisface  $|X(j\omega)| = |K|$ . La consecuencia de esto es que la sensibilidad del lazo para  $Q = Q^o$  satisface

$$|S(j\omega)|_{Q^o} = |K| |W(j\omega)|^{-1} \quad (30)$$

**Corolario 1** La ecuación (30) establece que cuando se puede diseñar controladores sin restricciones en su complejidad, entonces existe un controlador  $C^o(s)$  que estabiliza el lazo y que permite lograr una sensibilidad con la magnitud de su respuesta en frecuencia arbitrariamente especificada, módulo un factor constante.

□ □ □

Es interesante anotar que la suposición A.2 sobre la función de ponderación y la existencia del factor  $|K|$  es lo que hace consistente el corolario precedente con otros resultados de la teoría cuantitativa de la realimentación, como las demostradas en [8]

### 3.4 La solución del problema. Algunos casos particulares

En esta sección consideraremos, como casos particulares, el de plantas estables con uno y dos ceros en el SPD y deduciremos la estructura general del controlador resultante. Esto se hará aplicando los resultados de la sección anterior, determinando los parámetros  $K$  y  $c_i, i = 1, 2, \dots, \omega$  que aparecen en el corolario 1 vía la aplicación de las restricciones establecidas en las ecuaciones (24) a (26)

En realidad, el problema de encontrar  $Q^o(s)$  es un problema de interpolación en  $H_\infty$ . Las bases teóricas para resolver el problema se encuentran en la teoría de interpolación de Nevalinna-Pick-Schur [12]. Para los casos particulares que examinaremos en esta sección se hará una aplicación directa de las restricciones de interpolación

#### Plantas estables con un cero en SPD

Consideremos una planta con un cero ubicado en  $s = b > 0$ . Entonces, de la ecuación (29) y considerando que  $\omega = 1$ , se tiene que  $X^o(s) = K$  y de la restricción de interpolación expresada en (24) se ve que  $K = W(b)$ . Así el controlador óptimo  $C^o(s)$  queda dado por

$$C^o(s) = (W(s)W(b)^{-1} - 1)P(s)^{-1} \quad (31)$$

Se observa que, en presencia de un  $W(s)$  arbitrario, el controlador cancela todos los polos de la planta y también los ceros, con la excepción del cero inestable.

#### Plantas estables con dos ceros en SPD

Supongamos que  $P(s)$  es estable y que ceros en el SPD ubicados en  $b_1$  y  $b_2$ . Por simplicidad, supondremos que son distintos. Entonces la sensibilidad ponderada óptima tiene la forma

$$X^o(s) = K \left( \frac{-s + c}{s + c} \right) \quad (32)$$

$K$  y  $c$  se calculan aplicando las restricciones de interpolación

$$X^o(b_1) = W(b_1) \quad (33)$$

$$X^o(b_2) = W(b_2) \quad (34)$$

con lo cual el controlador resultante queda dado por

$$C^o(s) = \left( \frac{W(s)}{K} \frac{s + c}{-s + c} - 1 \right) P(s)^{-1} \quad (35)$$

nuevamente se observa que, para un  $W(s)$  arbitrario, el controlador resultante cancela polos y ceros de  $P(s)$ , con la sola excepción de los ceros en SPD.

## 4 Reguladores PID

### 4.1 El enfoque básico

Los reguladores PID son ampliamente usados en el ámbito industrial; sin embargo el procedimiento de selección de parámetros es aún una materia no resuelta en términos generales. Los métodos de sintonía más populares operan normalmente en base a patrones con especificaciones temporales. Una interpretación de esos métodos en el dominio de la frecuencia y, en particular, en términos de la característica de sensibilidad resultante es útil para entender sus limitaciones y posibilidades.

De los desarrollos precedentes, y dada una planta y un controlador, es posible determinar cual es la función de ponderación que hace que dicho controlador sea solución para un problema tipo Problema 2. Lo importante es, en todo caso, obtener esa función de ponderación parametrizada para una clase de plantas.

### 4.2 El modelo de planta usado

Los métodos de sintonía más usados recurren a la curva de reacción del proceso y generan, en forma implícita, un modelo para la planta de la forma

$$\frac{Ke^{-st_0}}{Ts + 1} \quad (36)$$

el que, sin pérdida de generalidad para el control, podemos escalar, en magnitud y tiempo, simplificándolo a

$$\frac{e^{-s\tau}}{s+1} \quad (37)$$

El modelo es aún insatisfactorio para aplicar la teoría de minimización en  $H_\infty$  ya que la función de transferencia no es racional. Para solucionar este problema se recurre a la aproximación racional del retardo. Al respecto existen varias opciones [13]:

- Aproximaciones de Padé.
- Aproximación por polos.
- Aproximación por una función pasa-todos con ceros y polos múltiples.

de estas alternativas usaremos la primera porque, reflejando la naturaleza de fase no mínima del retardo (lo que también ocurre con la alternativa 3), tiene ceros distintos en el SPD (lo que simplifica el formalismo del tratamiento). Para la discusión posterior usaremos una aproximación de Padé de segundo orden, es decir, el modelo a usar para la planta es

$$P(s) = \frac{s^2 - \frac{2}{r}s + \frac{1}{r^2}}{(s^2 + \frac{2}{r}s + \frac{1}{r^2})(s+1)} \quad (38)$$

y la estructura general del controlador dada por

$$C^o(s) = \frac{K_c T_d T_i s^2 + K_c T_i s + K_c}{T_i (s + \delta)} \quad (39)$$

de donde se observa que si  $\delta$  es muy pequeño, el integrador ha sido sustituido por un polo muy lento. En el límite ( $\delta \rightarrow 0$ ) la ecuación (39) representa al regulador estándar. Las razones para incluir  $\delta \neq 0$  quedarán en evidencia en la discusión que sigue.

Supongamos existe un función de ponderación de modo que el controlador-solución del Problema 2 está dado por la ecuación (39), entonces esa función de ponderación satisface

$$W(s) = (1 + P(s)C^o(s))X^o(s) \quad (40)$$

usando la ecuación 32 se obtiene

$$W(s) = K(1 + P(s)C(s)) \left( \frac{-s+c}{s+c} \right) \quad (41)$$

donde

$$1 + P(s)C(s) = \frac{k_1 s^4 + k_2 s^3 + k_3 s^2 + k_4 s + k_5}{(s+\delta)(s^3 + k_6 s^2 + k_7 s + k_8)} \quad (42)$$

de esta ecuación se observa que la función de ponderación tiene un polo en  $-\delta$ . De esta observación se deduce la necesidad de que  $\delta \neq 0$  ya que, si así no fuera, la función  $W(s)$  no satisfaría los requerimientos A.1 y A.2 de la función de ponderación.

De la ecuación (41) podemos escribir

$$V(\omega) \triangleq \left| \frac{W(j\omega)}{K} \right| = |(1 + P(j\omega)C(j\omega))| \quad (43)$$

la función  $V(\omega)$  corresponde a la magnitud escalada de la función de ponderación. Es necesario señalar que para los propósitos de este análisis no es necesario conocer  $K$ , ya que basta escalar la función de ponderación para que satisfaga A.2.

Una vez conocido  $V(\omega)$  la filosofía del diseño de  $C^o(s)$  queda en evidencia, en lo que se refiere a la distribución de sensibilidad. Para ser más específicos, en este artículo se han considerado las técnicas de ajuste de Ziegler-Nichols (Z-N) y Cohen-Coon (C-C) [1]. Como ya se dijo, ellas sugieren valores para los parámetros del controlador en base a un modelo como el de la expresión (36), extraído de la respuesta a escalón.

Se ha evaluado la función  $V(\omega)$  para controladores PI y PID y para ajustes Z-N y C-C. En cada uno de esos casos, se ha determinado una familia de funciones de la frecuencia, parametrizadas en el retardo:  $\tau \in \{0, 1; 0, 2; 0, 4; 1, 0\}$ .

La figura 1 muestra el caso PI y la figura 2, el caso PID. En esta última figura, las curvas para los diferentes valores de  $\tau$  han sido normalizadas respecto de sus valores en alta frecuencia. En relación a lo mostrado en esas figuras, caben las siguientes observaciones

- En todos los casos se privilegia una baja sensibilidad a bajas frecuencias.
- Debido a la opción anterior, es inevitable un pico de sensibilidad a frecuencias mayores.
- A medida que disminuye  $\tau$  se acepta un ancho de banda mayor y márgenes de estabilidad menores. Esto parece lógico, ya que la dinámica no modelada se hace significativa cada vez a mayores frecuencias.
- Como es de esperar, la función de ponderación permite mayores ancho de banda para el caso PID.
- Los métodos de ajuste Z-N y C-C no acusan una selección muy diferente de la función de ponderación. Ello avala la afirmación que ambos métodos no producen un desempeño muy diferente, a menos que la dinámica no modelada sea muy significativa.

## 5 Conclusiones

En este artículo se ha analizado el uso de la optimización en  $H_\infty$  para diseñar las funciones de sensibilidad en lazos de control. Se muestra que esta teoría provee una herramienta para evaluar diferentes filosofías de diseño y ello ha sido ilustrado analizando el caso de los reguladores PID.

El análisis desarrollado sugiere la existencia de conexiones muy definidas entre la optimización en  $H_\infty$  y otras metodologías de diseño, tales como el método de modelos de referencia, asignación de polos, LQG/LTR, etc.

## References

- [1] B. Francis, *A Course on  $H_\infty$  Control Theory*. New York: Springer Verlag, 1987.
- [2] B. Francis, W. Helton, and G. Zames, " $H_\infty$ -optimal feedback controllers for linear multivariable systems," *IEEE Transactions on Automatic Control*, vol. AC-29, no. 10, pp. 888-900, 1984.
- [3] B. Francis and G. Zames, "On  $H_\infty$  optimal sensitivity theory for SISO feedback systems," *IEEE Transactions on Automatic Control*, vol. AC-29, no. 1, pp. 9-16, 1984.
- [4] J. Freudenberg and D. Loose, "An analysis of  $H_{\infty}$  optimisation design methods," *IEEE Transactions on Automatic Control*, vol. AC-31, no. 3, pp. 194-200, 1986.
- [5] J. Doyle *et al.*, "State-space solutions to standard  $H_2$  and  $H_\infty$  control problems," *IEEE Transactions on Automatic Control*, vol. AC-34, no. 8, pp. 831-847, 1989.
- [6] J. W. Helton and A. Sideris, "Frequency response algorithms for  $H_\infty$  optimization with time domain constraints," *IEEE Transactions on Automatic Control*, vol. AC-34, no. 4, pp. 427-434, 1989.
- [7] D. Bernstein and W. Haddad, "LQG control with an  $H_\infty$  performance bound: a Riccati equation approach," *IEEE Transactions on Automatic Control*, vol. 34, no. 3, pp. 293-305, 1989.
- [8] J. Freudenberg and D. Looze, *Frequency Domain Properties of Scalar and Multivariable Feedback Systems*. New York: Springer Verlag, 1987.
- [9] G. Zames and B. A. Francis, "Feedback, minimax sensitivity, and optimal robustness," *IEEE Transactions on Automatic Control*, vol. AC-28, no. 5, pp. 585-601, 1983.
- [10] G. Zames, "Feedback and optimal sensitivity: model reference transformations, multiplicative seminorms, and approximate inverses," *IEEE Transactions on Automatic Control*, vol. AC-26, no. 2, pp. 301-320, 1981.
- [11] G. Stein and M. Athans, "The LQG/LTR procedure for multivariable feedback control design," *IEEE Transactions on Automatic Control*, vol. AC-31, no. 3, pp. 105-114, 1987.
- [12] P. Delsarte, Y. Genin, and Y. Kamp, "On the role of the Nevalinna-Pick problem in circuit and system theory," *Circuit Theory and Applications*, vol. 9, pp. 177-187, 1981.
- [13] M. Salgado, *Issues in Robust Identification*. PhD thesis, Department of Electrical Engineering, University of Newcastle, Australia, March 1989.
- [14] G. Stephanopoulos, *Chemical Process Control: An Introduction to Theory and Practice*. Englewood Cliffs, New Jersey: Prentice-Hall, 1987.

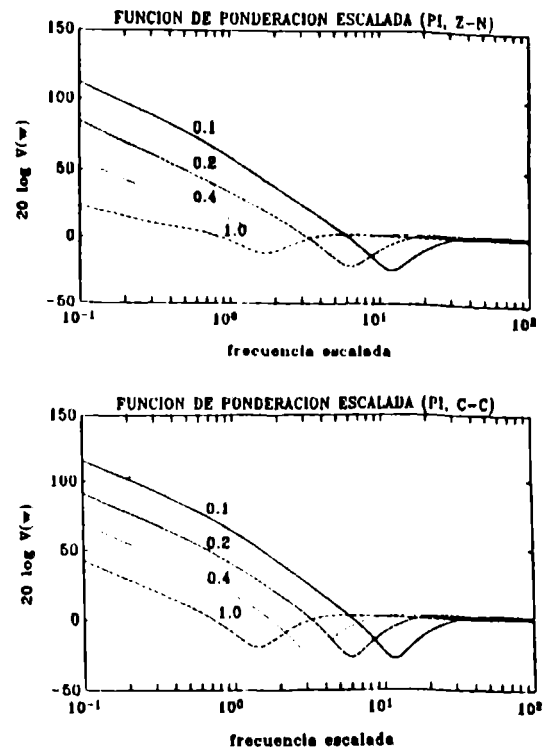


Figure 1: Regulator PI

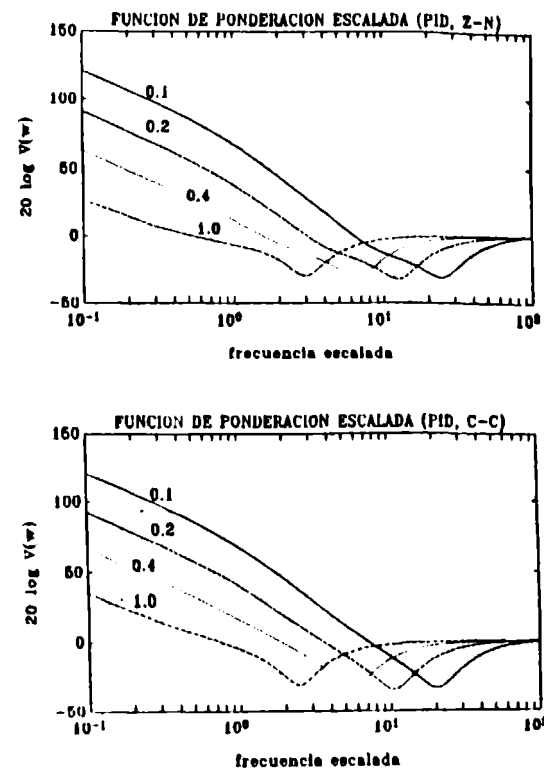


Figure 2: Regulator PID

D. M. Falção, Member, IEEE\* U. H. Bezerra, Non-Member, IEEE\*\*

\* COPPE-EE

Federal University of Rio de Janeiro  
Rio de Janeiro - RJ, Brazil

\*\* Federal University of Pará  
Belém - PA, Brazil

**Abstract** - This paper describes a methodology for the short-term forecasting of the power system operating state to be used as base case for security analysis calculations in energy control centers. Additional application areas are topology and gross error detection and identification, economic and security dispatch, automatic generation control, etc. The operating state is represented by the active and reactive nodal injections which are forecasted using a four step procedure: bus active and reactive load forecasting, simulation of the economic-security dispatch and on-line load flow. The paper also reports the results of experimental tests of the methodology using simulated data.

#### INTRODUCTION

The supervision and control of electric power systems exerted in modern energy control centers are mainly concerned with the system behavior with respect to slow varying phenomena or, as it has been named, the system slow dynamics. This behavior is directed related with normal load change and corresponding generation adjustments. A preventive control strategy is used whenever the system is in the normal operating state [1]. Preventive control actions are decided upon an analysis of the power system behavior in the near future (security analysis). Presently, this analysis is usually performed using on base case the state estimator result which gives the present state of operation. This procedure is neither theoretically stimulating nor practically accurate enough to be kept unchanged as the techniques for real-time power systems supervision and control evolve both in terms of hardware and software. A more acceptable procedure would be to use the operating state forecast based on historical data obtained from the real-time supervision and control system itself.

The subject of operating state forecasting has been approached in two ways: a) as a by-product of dynamic state estimators in which the nodal voltages are considered as state variables [2, 3, 4]; b) direct forecasting of the nodal injections chosen as state variables [5, 6, 7, 8]. An inconvenience of the first approach is that the nodal voltages depend on the net-

work configuration, operating strategy and unpredictable events such as outages. Therefore, they do not present a historical behavior easily modeled by available statistical techniques. A deeper analysis of the problem reveal that the quantities which really characterize the system operating state are nodal load and generation. The nodal voltages being a set of dependent variables which can be easily determined from nodal injections by a load-flow algorithm. For instance, the active load has a statistically well determined behavior which has been extensively analyzed in the literature [9, 10]. From the forecasted load, the generation can be scheduled by the system dispatch strategy.

In this paper a methodology for on-line forecasting of the nodal active and reactive power injections, previously outlined elsewhere [9, 6], is presented together with results of experimental tests using simulated data. The methodology is formulated in four steps:

1. Bus active load forecasting from historical and real time data.
2. Bus reactive load forecasting from real-time data.
3. Active generation-interchange schedule forecasting using the active load forecast and the system dispatch strategy.
4. Reactive generation schedule forecasting using an on-line load flow program in which reactive dispatch constraints are included.

The results of the above procedure are the short-term (up to a few hours) projected real and reactive power injected in each network node. The main application of this methodology is to produce the base case data for security analysis calculations. Other possible applications are in the areas of topology and gross error detection and identification [1], economic and security dispatch, automatic generation control, etc.

#### SIMPLIFIED SLOW DYNAMIC MODELING

The demand daily cycle is met by the power system through a continuous adjustment in generation. Active generation is scheduled in order to satisfy instantaneous active load plus losses. This is accomplished by a triple loop generation control scheme composed of:

- a. On-line economic-security dispatch which determines base points and participation factors at time interval of the order of a few minutes.
- b. Automatic generation control which produces set points for plants and units at intervals of a few seconds.
- c. Local control which actually implement the control strategy with response times in the time scale of milliseconds.

Reactive generation scheduling is performed mainly in a local basis by locally installed reactive support-

ing and routing equipment such as synchronous generators and condensers, capacitor banks, tap changer under load transformers, etc. These equipments have an upper bound response time in the order of a few seconds. Voltage instability problems recently detected in some systems indicate the possible need of a secondary, slower, centralized reactive power generation-routing control scheme which has been actually implemented experimentally in a few control centers.

In preventive control applications, a reasonable approximation in the slow dynamic modeling is to assume an instantaneous operation of the automatic generation control and local controls. Based on this assumption it is possible to imagine the system evolving discretely in time according to the load variation and the action of the economic-security dispatch and the centralized voltage control.

Based on the above assumption, the slow dynamic is modeled as follows:

- a. The network is supposed in steady-state and represented by the power flow equations.
- b. The dynamics of generators, regulators, automatic generation control, voltage control apparatus and loads are neglected.
- c. The transition between states is governed only by:
  - load variation
  - the algorithm of economic-security dispatch and voltage control
  - topological changes in the network
  - actions of the operator

In the model defined above, the power system operating state is defined by the sampled values of bus load and generation, line flows and bus voltages. These variables constitute a redundant information set since they are related by the power flow equations. Non-redundant sets of variables (state variables) can be extracted from the redundant set according to the convenience of the problem at hand. Due to reasons early explained in this paper, the net nodal injection were chosen in this work to represent the state variables in the slow dynamic modeling.

From a forecasting point of view, the set of state variables chosen above can be further broken down into four sets of nodal variables:

- a. active load
- b. reactive load
- c. active generation
- d. reactive generation

The nodal active loads are the truly state variables in the very sense that once they are known the other three can be estimated in a more or less accurate way. In other words, the bus active loads are the only totally independent set of variables in the model proposed in this section. This statement is based on the hypothesis that in common operational practice the power factor in high voltage buses are kept relatively constant and high by the action of the reactive support equipment.

#### OVERALL FORECASTING METHODOLOGY

The bus injection forecasting strategy described in this paper is based on the slow dynamic modeling introduced in the previous section.

The first step of the methodology is the forecasting of bus active loads. The forecasting is derived from: a) Historical Data obtained from the results of the state estimator over a period of several weeks which are used to develop a stochastic model of the bus active load; b) Real-Time Data produced also by the state estimator a few hours before the forecasting (usually in the same day) which is used to tune the forecasting model. In this work the Box and Jenkins [12, 13] approach is used to develop the active load stochastic model. The choice of this technique was made on the basis of its flexibility to represent the various aspects of load modeling. The weather influence in the active load forecasting was not included at this stage of the methodology development as the applications in view require very short-term forecasting (up to a few hours) in which case this influence is both negligible and difficult to model.

The second step of the methodology is the forecasting of bus reactive load. This is, in several aspects, a more complicated problem than the forecasting of active load. Due to the fact that reactive load are made up not only of summation of the loads themselves but also by the subtransmission and distribution networks and reactive control equipment, it is not possible to use historical data from a relatively distant past (weeks). Changes in the network configuration or in the operating strategy affect the reactive loads and would invalid a model built with information obtained prior to their occurrence. The approach followed in this work is to use only data from a relatively short period (1 to 2 hours) to drive an Adaptive Kalman Filter [14] to forecast bus power factor. The reason to forecast the power factor, instead of the reactive load itself, is to use as much information as possible from the active load forecasting to help the reactive load forecasting.

Once obtained the forecasted values of the active loads and power factors, the forecasted values of the bus generation-interchange can be calculated using the algorithm which represent the economic-security rule of the system. This calculation should be different for each system and may even change in the same system to allow for operation under normal and abnormal conditions.

The forecasted reactive generation are obtained from a on-line load flow program in which active injections and reactive loads are the forecasted values obtained earlier. Limits on bus voltages and reactive sources will take into consideration the power system voltage control policy. In control centers where a reactive dispatch program is used to perform a second loop voltage control, it can be used to obtain forecasted reactive generation in the same way as in the active generation forecasting.

The overall forecasting methodology described above is depicted in Fig. 1.

#### BUS ACTIVE LOAD FORECASTING

In this work the bus active loads were represented by an Autoregressive Integrated (ARI) Seasonal Multivariable model [13]. A model with moving average components was avoided as it requires nonlinear estimation routines with high computational requirements. The forecasting method chosen was the Minimum Mean Square

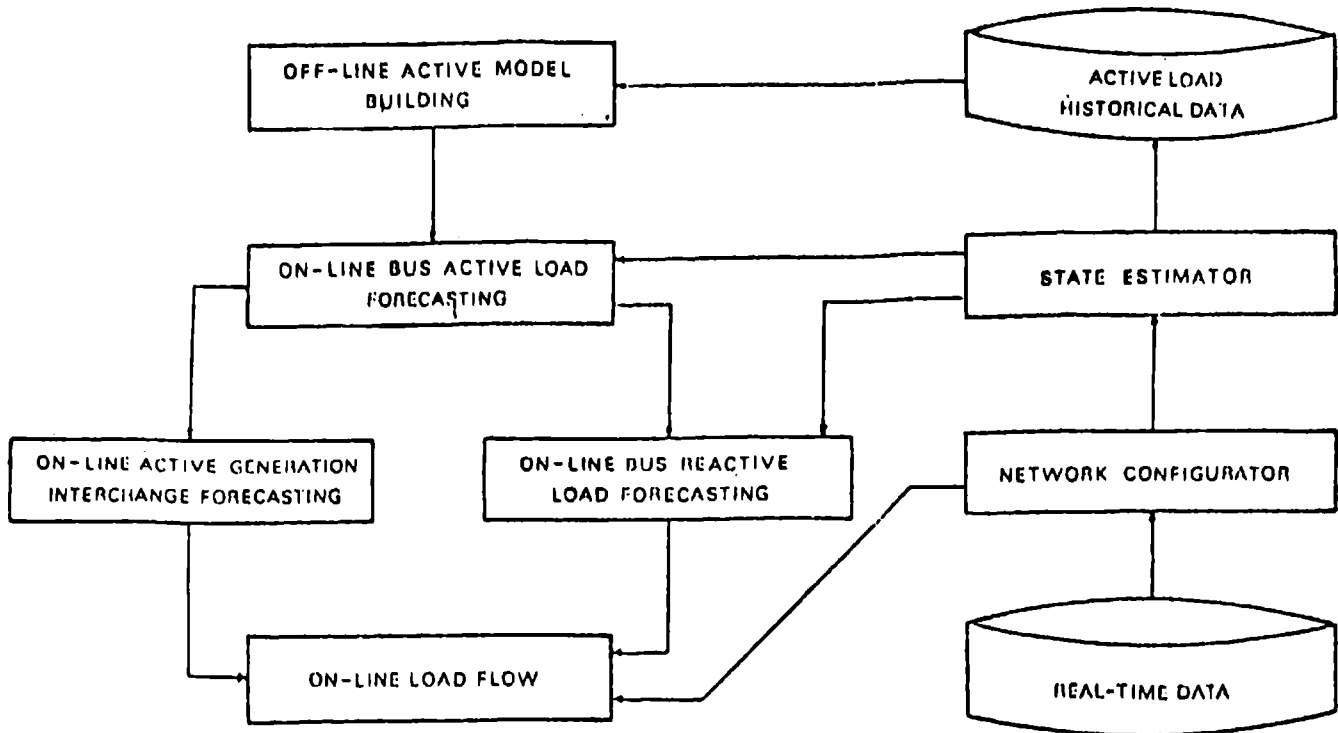


Fig. 1 - Overall forecasting methodology

Error (MMSE) algorithm.

**Off-Line Model Building**

The model referred to above, which is represented in abbreviated notation by  $ARI(p,d,o) \times (o, D, o)_s$  has the following general form:

$$\phi(B) v^d v_o^D \hat{z}(k) = A(k) \quad (1)$$

$$\hat{z}(k) = z(k) - \bar{z}(k) \quad (2)$$

where

$z(k)$ : vector of the bus active loads observations:  
 $p_1(k), \dots, p_n(k)$

$\bar{z}(k)$ : vector of the averages of  $z(k)$

$A(k)$ : n-dimensional white noise vector

$v_o^D$ : seasonal differencing operator (order D; period s)

$v^d$ : differencing operator (order d)

$\phi^D(B)$ : matrix autoregressive operator (order p)

$B$ : backward shift operator

Whenever  $d_i \geq 1$  and/or  $D_j \geq 1$ , where  $d_i$  represents the degree of the d-th difference to obtain a stationary series and  $D_j$  represents the D-th seasonal difference, it is shown in Box and Jenkins [12] that

$$v^d v_o^D z(k) = v^d v_o^D \hat{z}(k) \quad (3)$$

and (1) can be rewritten as

$$\phi(B) v^d v_o^D \hat{z}(k) = A(k) \quad (4)$$

Defining the vector of stationary residuals  $w(k)$  as

$$w(k) = v^d v_o^D \hat{z}(k) \quad (5)$$

equation (3) can be rewritten as

$$w(k) = \phi^1 w(k-1) + \phi^2 w(k-2) + \dots + \phi^p w(k-p) + A(k) \quad (6)$$

where  $\phi^1, \phi^2, \dots, \phi^p$  are the components of  $\phi$ .

The building of the model described in the above equations can be performed in the following steps:

**Load Seasonality (s).** It can be easily identified by the graphic analysis of load occurrences. Two periods have already been identified as present in most of the systems studied [9]: daily and weekly. Therefore, this step of the model building does not need further consideration.

**Identification of D and d.** The application of the operator  $v_o^D$  to the series of observations has the objective of removing the seasonal effects. The degree of differencing can be determined by the analysis of autocorrelation function of each series. The presence of the seasonal effects in the data appear as a strong correlation at the intervals  $n, 2n, 3n, \dots$ . In short term load forecasting problems, experience has showed that  $\theta_1 = 1, i = 1, \dots, n$ , is usually adequate [9]. Once the seasonal effects have been removed, the degree of differencing  $d_j$  which will make each series stationary is obtained similarly: the series is differenced until its autocorrelation function decreases rapidly. The number of differences required to achieve this defines  $d_i$ .

**Parameter Estimation (p and  $\phi^i, i = 1, \dots, p$ ).** For purely autoregressive models, it can be showed [12] that the Yule-walker estimates, i.e., estimates of the partial autocorrelation function, are good approximations of the maximum likelihood estimates of the parameters provided the sample size is moderate to large which in the case in load forecasting. This fact can be used to develop an algorithm for simultaneous identification of

the order and the estimation of the model parameters [5, 10].

#### On-Line Forecasting

The on-line forecasting of the nodal active loads is performed using the model obtained off-line and real-time data processed by the state estimator. This approach allows the forecasting method to work in an adaptive way as long as new information is incorporated continuously to the forecasting process.

**Forecasting Schemes.** Within the weekly period of active load variation, it is possible to identify a daily period from Monday to Friday while Saturdays and Sundays present a particular periodic pattern among themselves. From this three forecasting schemes can be established:

- i. Daily Model: one autoregressive model for each day of the week.
- ii. Weekly Model: one autoregressive model for the whole week.
- iii. Mixed Weekly Model: one autoregressive model for the weekdays and another for the weekends.

The daily model requires each day the building of the model for the next day which may be a high burden for the control center computers. However, this model can be an interesting alternative in the case of special days (holidays). The weekly model is obviously less demanding computationally but fails in differentiating between weekdays and weekends. The mixed weekly model is a trade off between the two previous schemes.

**MMSE Forecasting.** Using on-line information up to time instant  $k$ , the MMSE forecasting one step ahead, is obtained applying the expected value operator to equation (6), which results in

$$\hat{w}(k+1|k) = \phi^1 \hat{w}(k|k) + \phi^2 \hat{w}(k-1|k) + \dots + \phi^p \hat{w}(k-p|k) \quad (7)$$

where

$$\hat{w}(k+1|k) = E(w(k+1) | w(0), w(1), \dots, w(k)) \quad (8)$$

In the method proposed in this paper, the estimates  $w(k-i|k)$  are substituted by the true values obtained from (5) with the active loads given by the state estimator.

#### BUS REACTIVE LOAD FORECASTING

As stated in previous sections, the forecasting methodology for nodal reactive load adopted in this work is different from the one used for nodal active load. Moreover, the reactive load forecasts are obtained indirectly from forecasts of the nodal active loads and power factors.

#### Power Factor Relationship

Let  $X(k)$  be a vector the components of which are the values of the power factor in the load buses calculated from the active loads  $P_j(k)$  and reactive loads  $Q_j(k)$  given by the state estimator. Then,

$$X_i(k) = \frac{P_i(k)}{\sqrt{P_i(k)^2 + Q_i(k)^2}}, \quad i = 1, \dots, n \quad (9)$$

where  $X_i(k)$  is the  $i$ -th component of  $X(k)$ .

The sign of the square-root in (9) is chosen depending whether reactive load  $Q_j(k)$  is inductive or capacitive. In this case, the power factor can assume values in the range  $-1 \leq X_i(k) \leq 1$ . This technique using the power factor makes easier the development of the forecasting algorithms.

#### State Variable Model

The dynamic behaviour of the power factor vector  $X(k)$  is represented by

$$X(k+1) = F(k+1|k) X(k) + w(k) \quad (10)$$

$$Y(k) = D X(k) + \zeta(k) \quad (11)$$

where

$Y(.)$ : vector of observed power factors

$F(.)$ : state transition matrix

$D$ : observation matrix (equal to the identity matrix as long as there are information available from all load buses)

$w(.)$ ,  $\zeta(.)$ : vectors of uncertainty with covariance matrices given by  $S(k)$  and  $R(k)$  respectively.

#### On-Line Model Identification and Forecasting

The usual procedure for the simultaneous identification of the  $F(.)$  matrix elements and state estimation  $X(.)$  in the algorithm known as the Extended Kalman Filter [14] in which the  $X(.)$  vector is redefined in such a way to include the elements of  $F(.)$ . This method results in nonlinear optimization equations and increases considerably the system order. For the particular problem defined by equations (10) and (11), in which  $D$  is the identity matrix, the model can be decoupled in a subsystem for which the Recursive Ordinary Least Squares (ROLS) algorithm can be applied to obtain unbiased estimates of each row of the  $F(.)$  matrix.

Once identified the elements of  $F(.)$ , the forecasting of  $X(.)$  one step ahead can be obtained by the Adaptive Kalman Filter as follows:

$$\hat{X}(k|k) = \hat{X}(k|k-1) + K(k) \{Y(k) - \hat{X}(k|k-1)\} \quad (12)$$

$$K(k) = M(k|k-1) [M(k|k-1) + R(k|k-1)]^{-1} \quad (13)$$

$$M(k+1|k) = F(k) P(k|k) F^T(k) + S(k) \quad (14)$$

$$P(k|k) = [I - K(k)] M(k|k-1) \quad (15)$$

where  $K(.)$  is the filter gain matrix;  $M(.)$  and  $P(.)$  are the forecasting and filter error covariance matrices respectively.

#### SIMULATIONS STUDIES

A definitive test for a methodology like the one described in this paper should be performed with actual data obtained carefully from real-time supervision and control facilities. This sort of data acquisition experiment can only be set up if utilities become really interested in the utilization of the methodology. Therefore, in order to perform a first assessment of the methodology, the only viable alternative is to use simulated data. Although not completely satisfactory from the point of view of the global phenomena representation, simulated data present the advantage of perfect



knowledge of data characteristics what is not always available for actual data. Simulated data has been used successfully in the assessment of other power system supervision and control methodologies, e.g. state estimation.

**General Description of the Simulated Data Generation**

The bus active loads were simulated using predetermined Seasonal Multivariable ARIMA models which were adjusted in order to produce load curves with shapes similar to actual ones.

The bus reactive simulated loads were obtained indirectly by the simulation of bus power factor variation which were assumed to be piece-wise stationary, i.e., small random fluctuations around a constant value with occasional sudden variations to simulate the switching of static reactive power compensation equipment.

At every interval of the discretized load curve, a simulation of the economic-security dispatch were run in order to obtain the generation-interchange simulated data. A very simple dispatch strategy was used: fixed percentage of total load variation is assigned to each generation-interchange bus. As the dispatch strategy vary from system to system, it was assumed of no advantage to simulate a more elaborated algorithm. Also, this step is supposed to have relatively little influence in the forecasting scheme provided the dispatch algorithm used for forecasting purpose is exactly the same one used for the actual dispatch.

Load and generation data generated as described above for each interval were then introduced into a load-flow algorithm in which the system simulated voltage and reactive power generation constraints were enforced.

To make the simulation more realistic, the results of each load-flow calculation referred to above were corrupted by a simulation of measurement noise and the load-flow variables chosen as measured variables fed to a state estimation program. The results of the state estimator (estimated load) were, then, assumed as the available data for forecasting purposes. No changes in network configuration were simulated.

**Simulation 1**

In this first simulation the objective was to assess only the active and reactive load forecasting capabilities of the methodology. Load data for a hypothetical six load bus system was generated according

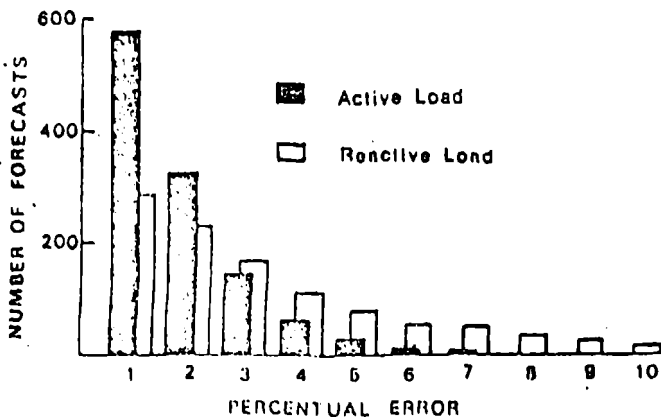


Fig. 2 : Histogram of percentual error

to the procedure described above. The forecasting scheme simulated was the mixed weekly and the period considered was the weekday. Data was generated at each half hour interval so that each daily period was subdivided in 48 intervals. Therefore a total of 240 data points were available for the active load stochastic model identification. Following the off-line model building procedure described earlier a

$$ARI(3,1,0) \times (0,1,0)_{48}$$

model was identified. The estimated matrix autoregressive operator parameters are not reproduced here for lack of space.

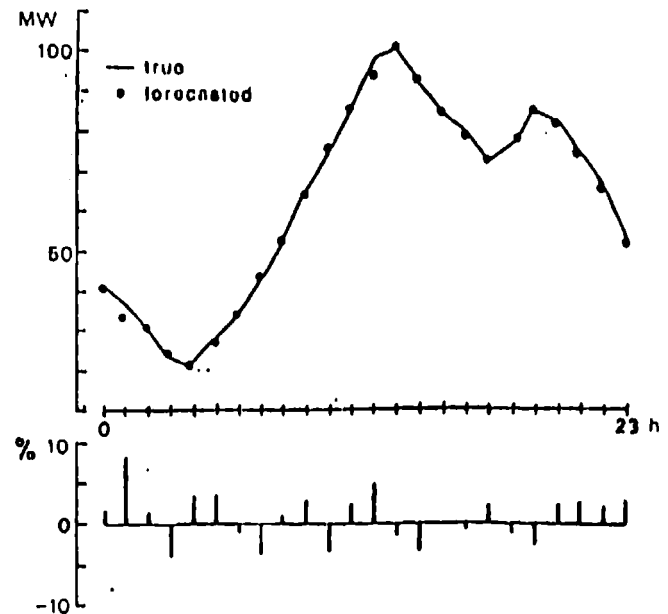


Fig. 3 - Active load forecasting and percentual error

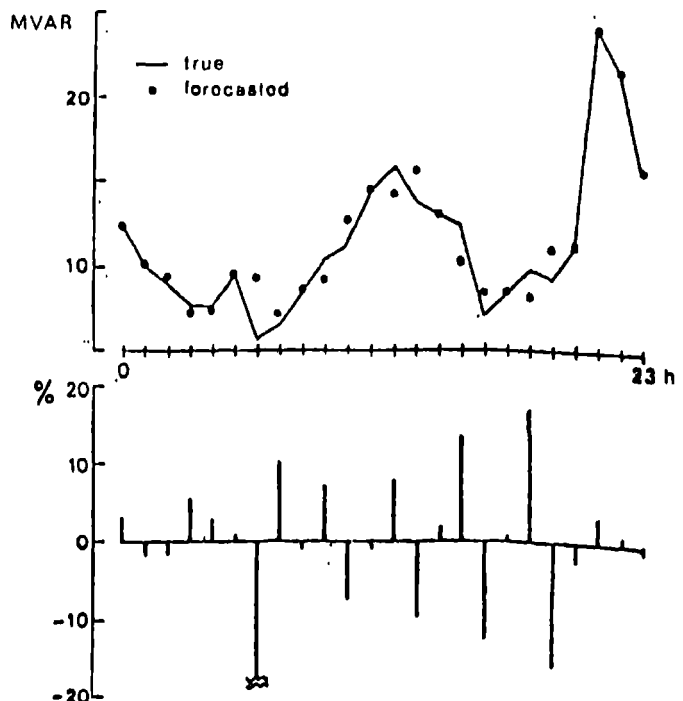


Fig. 4 - Reactive load forecasting and percentual error

The results of the power factor forecasting, using equations (12)-(15) were not considered acceptable. After each sudden variation, the filter presented a long transient behavior which lead to poor forecasting. To overcome this difficulty, it was attempted to forecast the average value of the power factor according to the following algorithm

$$\bar{X}(k) = [(k-1)\bar{X}(k-1) + Y(k)]/k \quad (16)$$

$$AX(k) = Y(k) - \bar{X}(k) \quad (17)$$

$$\hat{X}_c(k+1|k) = \bar{X}(k+1|k) + AX(k) \quad (18)$$

where

$\bar{X}(k)$ : power factor average value

$\bar{X}(k+1|k)$ : power factor average value forecast

$\hat{X}_c(k+1|k)$ : power factor corrected value forecast

Equation (16) works as a low-pass filter absorbing the sudden variation in the power factor.

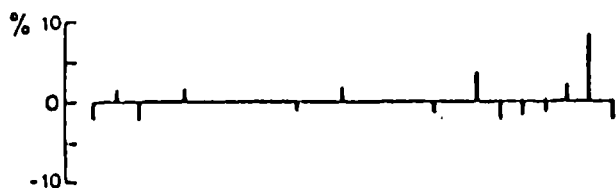
Fig. 2 shows a histogram of the percentual error in the forecasting of the active and reactive load in the six buses from Tuesday to Friday, while Fig. 3 and 4 show typical results of one day forecasting obtained

in this simulation. In these figures only hourly forecasting are shown for the sake of clarity. In the reactive forecasting, intervals 6 and 18 correspond to a sudden variation in the power factor.

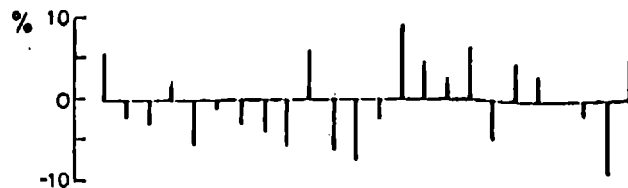
#### Simulation II

In this second experiment the complete injection forecasting methodology was tested. The IEEE 14 buses test network was used in which 2 buses were assumed as generation buses and the remaining 12 buses were considered as load buses. As in the first simulation, the model used was the mixed weekly and the load curves discretized in 48 intervals.

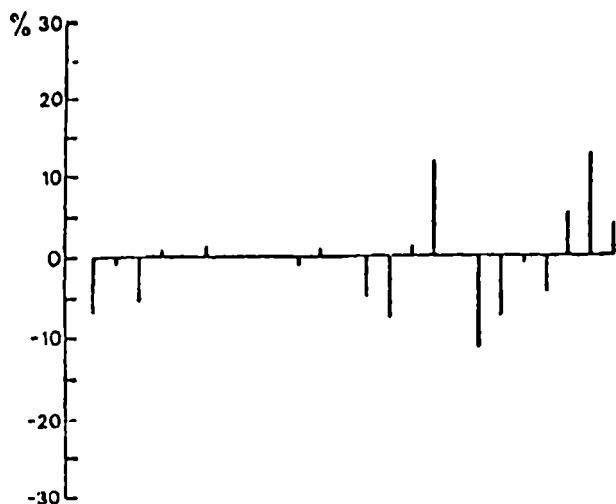
In Fig. 5 are shown the percentual errors obtained in the forecasted value of the bus load injection in buses number 1, 3 and 14 (bus numbering as in [1]). The choice to show this particular set of results was based on the following observations; a) bus 1 is a generation bus; b) bus 3 was the one which presented the largest forecasted errors; c) bus 14 is a typical load bus. Information regarding to the bus, type and period of forecasting of the results shown in Fig. 5 can be found in table I.



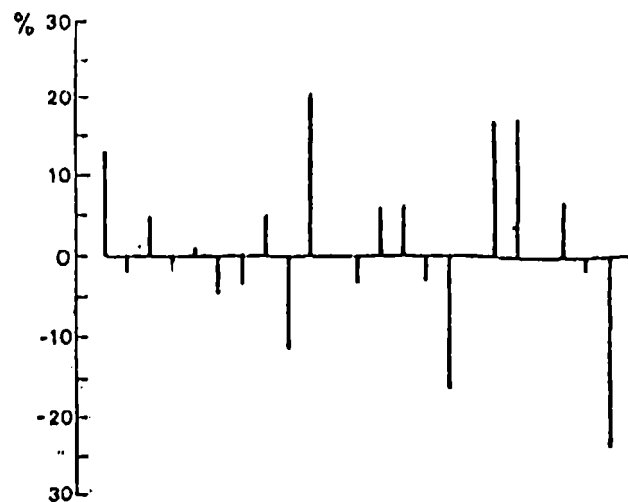
A



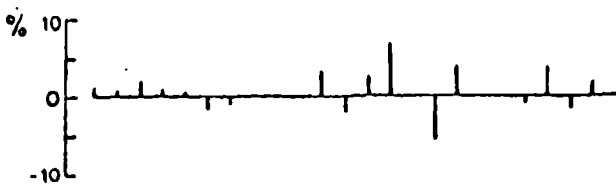
B



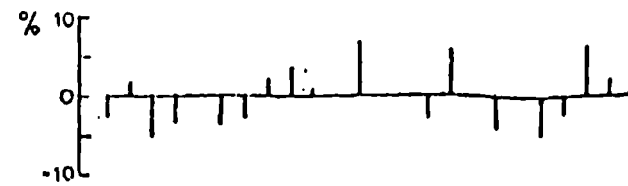
C



D



E



F

Fig. 5 - Percentual error in the injection forecasting for the IEEE 14 bus system (see table I)

TABLE 1 - Key to Fig. 5

FIGURE	TYPE	BUS	PERIOD
5-A 5-B	Active Reactive	1	7:30 Tue 6:30 Wed
5-C 5-D	Active Reactive	13	8:00 Wed 7:00 Thu
5-E 5-F	Active Reactive	14	12:30 Thu 11:30 Fri

GENERAL COMMENTS

- 1) Reactive load and injection forecasting were in general less accurate than the ones obtained for active load and injections. This can be explained by the fact that this forecasting incorporates the errors of the active forecasting and the more complex behavior of the reactive components of load and injections. High values of error in the reactive load and injections forecasting (> 10%) usually correspond to small value of these quantities or to instants of sudden variation of the power factor.
- 2) Multivariate forecasting must not be used indiscriminately in large power systems. Experience with actual data may demonstrate that correlation between the load of groups of buses is weak and could be neglected. Even complete decoupled modeling (diagonal  $\Phi$  and  $F$  matrices) may be effective in some cases.
- 3) The main computational burden of the methodology is concentrated in the active load model building which is executed off-line. For large systems the Adaptive Kalman Filter computation may also require relatively high computation effort. This can be overcome introducing the decoupling ideas outlined above.
- 4) The integration of the proposed methodology in control centers software requires only the implementation of the bus load forecasting routines as the other components of the methodology (economic-security dispatch and on-line load flow) are usually available in control centers.

CONCLUSIONS

This paper reports a methodology for on-line short-term forecasting of the power system operating state represented by the bus active and reactive injections. The main application of the methodology is in security analysis. Other possible application areas are topology and gross error detection and identification, economic-security dispatch and automatic generation control. Results of tests using simulated data reported in the paper indicate an adequate performance of the methodology. Further tests using actual data should be performed in order to produce a definitive assessment of the proposed methodology.

REFERENCES

1. T.E. Dy Linco - "System Control Center Design", *Proc. Engineering Foundation Conference*, Henniker, NH, Aug. 1970.
2. A.S. Debn and R.E. Larron - "A Dynamic Estimator for Tracking the State of a Power System", *IEEE*

*Trans. on Power Apparatus and Systems*, Vol. PAS-99, pp. 1670-1678, Sep./Oct. 1976.

3. K. Nishiyama, J. Banegawa and T. Koike - "Dynamic State Estimation Including Anomaly Detection and Identification for Power Systems", *IEE Proc. Part C*, Vol. 129, pp. 102-108, Sep. 1982.
4. A.M. Leite da Silva, M.D. Do Coutto Filho and J.F. de Queiroz - "State Forecasting in Electric Power Systems", *IEE Proceedings Part C*, Vol. 130, pp. 237-244, Sep. 1983.
5. U.H. Bezerra and D.M. Falção - "A Strategy for On-Line Forecasting of Nodal Active and Reactive Power Injections in Electric Power Systems", *Proc. of the 24th IEEE Control and Decision Conference*, pp. 824-829, Dec. 1985.
6. D.M. Falção and U.H. Bezerra - "Short-Term Forecasting of Nodal Active and Reactive Load in Electric Power Systems", *Proc. of the 2nd IEE International Conference on Power Systems Monitoring and Control*, pp. 18-22, July 1986.
7. P. Roumeaux, Th. Van Cutsem, D. Mollen and M. Ribbens-Pavella - "Dynamic State Prediction and Hierarchical Filtering for Power System Estimation", *Proc. of the 4th IFAC Symposium on Large Scale Systems*, August 1986.
8. D. Mollen, Th. Van Cutsem, P. Roumeaux and M. Ribbens-Pavella - "Dynamic Multilevel Filtering for Real-Time Estimation of Electric Power Systems", *Control Theory and Advanced Technology (C-TAT)*, June 1986.
9. F.D. Galiana - "Short-Term Load Forecasting", *Proc. Engineering Foundation Conference*, Henniker, NH, Aug. 1970.
10. M.A. Abu-El-Magd and N.K. Sinha - "Two New Algorithms for On-Line Modeling and Forecasting of the Load Demand of a Multinode Power Systems", *IEEE Trans. on Power Apparatus and Systems*, Vol. PAS-100, pp. 3246-3252, July 1981.
11. D.M. Falção, P.A. Cooke and A. Brameller - "Power System Tracking, State Estimation and Bad Data Processing", *IEEE Trans. on Power Apparatus and Systems*, Vol. PAS-101, pp. 325-333, Feb. 1982.
12. G.E.P. Box and G.M. Jenkins - *Time Series Analysis: An Introduction*, San Francisco: Holden Day, 1976.
13. R.J. Bennett - *Spatial Time Series: Analysis, Forecasting and Control*, London: Pion Limited, 1979.
14. B.D.O. Anderson and J.B. Moore - *Optimal Filtering*, New Jersey: Prentice-Hall, 1979.

Djalma M. Falção was born in Aquidauana-MS, Brazil, in 1947. He obtained the B.E. and M.Sc. from the Federal Universities of Paraná and Rio de Janeiro, Brazil, and the Ph.D. from UMIST, England. Since 1974 he joined the Department of Electrical Engineering of the Federal University of Rio de Janeiro where he is now an Associated Professor.

Ubiratan H. Bezerra was born in Pereira-CE, Brazil, in 1950. He obtained the B.E. and M.Sc. from the Federal University of Paraná and Faculty of Electrical Engineering of Itajubá, Brazil. At the moment he is finishing a Ph.D. program at the Federal University of Rio de Janeiro. Since 1977 he joined the Department of Electrical Engineering of the Federal University of Paraná.

# PREDICTOR ADAPTIVO NO LINEAL

Aldo Cipriano, Guillaume Mascaró y Andrés Medina  
 Facultad de Ingeniería  
 Pontificia Universidad Católica de Chile  
 Casilla 6177, Santiago, Chile

## RESUMEN

En este trabajo se propone un algoritmo para la predicción adaptiva de señales utilizando modelos no lineales del tipo Hammerstein. El predictor no lineal se compara favorablemente con un algoritmo de predicción estándar basado en modelos lineales. La comparación se realiza utilizando el software numérico MATLAB.

## ABSTRACT

In this work an adaptive predictor using Hammerstein nonlinear modeling is proposed. The nonlinear predictor is compared with a standard prediction algorithm based on linear models. MATLAB numerical software is used for the comparison.

## 1. INTRODUCCION

La caracterización de un proceso por modelos simples puede ofrecer un apoyo eficiente a la operación del proceso si el modelo se utiliza para predecir el comportamiento de variables que permitan generar acciones oportunas de control. Es el caso de la predicción de la potencia crítica en molinos semiautógenos (Cipriano y Gomez, 1988).

En una planta de molienda semiautógena, el objetivo principal es maximizar el mineral procesado. Para evitar la sobrecarga del molino, la potencia demandada no debe superar un valor máximo llamado potencia crítica (figura 1). Por otra parte, las condiciones de operación de un molino semiautógeno son fuertemente dependientes de las características del mineral de alimentación, esto es, de la granulometría y de la dureza del mineral. Esta dependencia lleva a que la potencia crítica varíe dependiendo de las condiciones de operación de la planta. En Cipriano y Gomez (1988) se investiga sobre la aplicabilidad de la modelación adaptiva en la predicción de la potencia crítica. En este trabajo se avanza en esta línea, pero desde un punto de vista más general, considerando los nuevos desarrollos de Favier (1990), ligados al control predictivo.

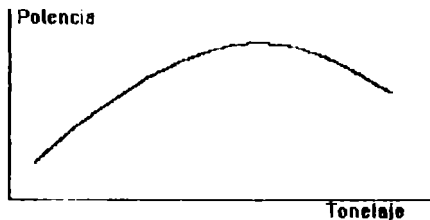


Figura 1. Característica estática potencia versus tonelaje, para un molino semiautógeno.

## 2. PREDICCIÓN EN MODELOS LINEALES

Favier (1990) desarrolla un algoritmo general de predicción para modelos lineales del tipo multistep y k-step-ahead, esto es, que permite predecir iterativamente k salidas

futuras del modelo. El algoritmo de predicción se deriva de minimizar la varianza del error de predicción en el instante  $t+k$ , condicionada dicha minimización a los valores de la salida, hasta el instante  $t$ .

### 2.1. Modelo lineal

Se considera un modelo lineal, con p entradas, dado por:

$$A \beta y(t) = \sum_{i=1}^p B_i \beta u_i(t-d_i) + C e(t) \quad (1)$$

donde  $y(t)$  es la salida del proceso,  $u_i(t)$  las entradas,  $d_i$  los retardos asociados a cada entrada ( $d_i \geq 1$ ),  $e(t)$  ruido blanco y  $A$ ,  $B_i$ , y  $C$  polinomios de la forma:

$$A(z) = 1 + a_1 z^{-1} + \dots + a_n z^{-n} \quad (2)$$

$$B_i(z) = b_{i0} + b_{i1} z^{-1} + \dots + b_{i n_i} z^{-n_i} \quad (3)$$

$$C(z) = 1 + c_1 z^{-1} + \dots + c_n z^{-n} \quad (4)$$

El polinomio  $\beta$  puede corresponder a

$$\beta(z) = 1 - z^{-1} \quad (5)$$

si el modelo es ARIMAX, o a

$$\beta(z) = 1 \quad (6)$$

si el modelo es ARMAX.

Se asume que los ceros de  $C$  son estables.

Se asume también, que el predictor recibe una salida filtrada, dada por:

$$y_x(t) = \frac{P}{Q} y(t) \quad (7)$$

siendo  $P$  y  $Q$  los polinomios en  $z^{-1}$  que caracterizan el filtro. Los ceros de  $Q$  deben ser estables. Además,  $P(0) = 1$ .

### 2.2 Predictor para el proceso lineal

De acuerdo a Favier (1990), el predictor óptimo está dado por:

$$y_x(t+k/t) = -\alpha y_x(t+k/t) + \sum_{i=1}^p \beta_i \beta u_i(t+k-d_i) +$$

$$G_k [y_x(t) - y_x(t/t-1)] \quad (8)$$

donde:

$\alpha$  es un polinomio en  $z^{-1}$  que opera sólo sobre el primero de los argumentos de

$$y_x(t+k/t) \quad (9)$$

y esta dado por:

$$\alpha = Q A \beta - 1 \quad (10)$$

- El polinomio  $\delta_1$  es

$$\delta_1 = P B_1 \quad (11)$$

-  $G_k$  deriva de la solución de la ecuación polinomial

$$P C = F_k + z^{-k} G_k \quad (12)$$

con :

$$F_k = f_0 + f_1 z^{-1} + \dots + f_{k-1} z^{-k+1}, f_0 = 1 \quad (13)$$

$$G_k = \begin{cases} g_k + g_{k+1} z^{-1} + \dots + g_{nF} z^{-nF+k}, & k \leq nF \\ 0, & k > nF \end{cases} \quad (14)$$

$$\text{con } nF = nC + nP \quad (15)$$

A su vez, el error de predicción esta dado por:

$$\alpha \bar{y}_x(t+k/t) = F_k e(t+k) \quad (16)$$

Observese que el predictor requiere el conocimiento de la entrada  $u_1$  hasta el instante  $t+k-d_1$ .

### 2.3. Ejemplo

Considérese el modelo definido por:

$$A(z^{-1}) = 1 + az^{-1}, \quad B(z^{-1}) = b, \quad \beta(z^{-1}) = 1,$$

$$C(z^{-1}) = 1, \quad d=1, \quad P(z^{-1}) = 1, \quad Q(z^{-1}) = 1$$

Entonces de (15),

$$nF = 0 \quad \text{y} \quad G_k = 0$$

y de (12),

$$F_k = 1$$

Utilizando (10) y (11):

$$\alpha = a z^{-1}, \quad \delta = b$$

y las ecuaciones del predictor, para  $k=2$ , están dada por:

$$y_x(t+2/t) = -a y_x(t+1/t) + b u(t+1)$$

$$y_x(t+1/t) = -a y_x(t) + b u(t)$$

De aquí

$$y_x(t+2/t) = a y_x(t) - a b u(t) + b u(t+1)$$

## 3. PREDICCIÓN EN MODELOS NO LINEALES

### 3.1 Modelo

Un modelo no lineal tipo Hammerstein corresponde a una extensión directa del modelo

lineal, al reemplazar la entrada  $u_1(t)$  por  $x_1(t)$ , que es un polinomio en  $u_1(t)$  dado por:

$$x_1 = r_{01} + r_{11} u_1 + r_{21} u_1^2 + \dots + r_{m1} u_1^m \quad (17)$$

De esta forma, el modelo no lineal esta dado por

$$A \beta y(t) = \sum_{i=1}^P B_i \beta x_1(t-d_i) + C e(t) \quad (18)$$

### 3.2. Predictor óptimo para el modelo no lineal

La expresión del predictor óptimo no lineal es idéntica a la del predictor lineal:

$$y_x(t+k/t) = -\alpha y_x(t+k/t) + \sum_{i=1}^P \delta_i \beta x_1(t+k-d_i) +$$

$$G_k [y_x(t) - y_x(t/t-1)] \quad (19)$$

La expresión para el error de predicción no lineal corresponde exactamente a la del error de predicción lineal (ecuación (18)).

### 3.3. Ejemplo

Para el mismo ejemplo 2.3, pero con entrada no lineal de la forma

$$x(t) = u(t) + r [u^2(t) - c]$$

$$\text{con } c = E[u^2(t)],$$

el predictor no lineal óptimo para  $k=2$  está dado por:

$$y_x(t+2/t) = a y_x(t) - a b x(t) + b x(t+1)$$

## 4. PREDICCIÓN ADAPTIVA

Cuando los parámetros del modelo no se conocen, requieren ser estimados utilizando entre otros métodos posibles, el método de mínimos cuadrados recursivo, con factor de olvido constante (Isermann, 1981). De acuerdo a Kortmann y Unbehauen (1987), este método es también aplicable al caso no lineal, si se redefinen apropiadamente los parámetros por estimar.

Así por ejemplo, en el modelo no lineal (acápate 3.3), el término dependiente del control en la ecuación entrada-salida es:

$$b u(t-1) + b r u^2(t-1) - b r c$$

y los coeficientes por identificar serán  $b$ ,  $b r$  y  $-b r c$ .

## 5. DESCRIPCIÓN DEL SOFTWARE

Para analizar el comportamiento de los diferentes algoritmos se desarrolló un programa de simulación en ambiente MATLAB, que es un software numérico que proporciona un fácil manejo de matrices y vectores, y que además permite despliegues gráficos inmediatos.

Según se muestra en la figura 2, el programa realizado tiene una estructura modular, con los siguientes componentes:

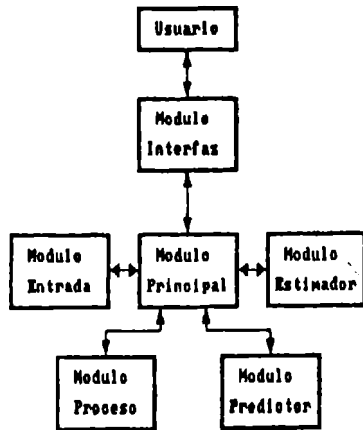


Figura 2. Estructura modular del software.

**Módulo Principal:** Su misión es coordinar a los restantes módulos con el fin de cumplir la tarea especificada por el usuario.

**Módulo Interfaz:** Este módulo es el encargado de facilitar al usuario el ingreso de comandos y parámetros, así como la visualización de resultados.

**Módulo Entrada:** Genera para cada instante de tiempo las entradas  $u_1(t)$  y la perturbación  $e(t)$  de acuerdo a las especificaciones del usuario.

**Módulo Estimator de parámetros:** A partir de los valores de las entradas y de la salida del proceso, estima el valor actualizado de los parámetros del modelo lineal o no lineal, según especifique el usuario.

**Módulo Proceso:** Simula el comportamiento del proceso, generando en cada instante de tiempo la salida  $y(t)$ .

**Módulo Predictor:** Calcula para un instante de tiempo, las  $k$  predicciones futuras.

## 6. PRUEBAS POR SIMULACION

Se ha comparado el comportamiento del predictor no lineal con el del predictor lineal en base al ejemplo del acápite 3.3. Los parámetros del proceso son

$$a = -0.8 \quad b = 0.2$$

y se ha variado  $r$  entre  $r=0$  (proceso lineal) y  $r=0.3$  (proceso no lineal).

La señal de control  $u(t)$  corresponde a un ruido blanco de varianza 1 y el error  $e(t)$  a un ruido blanco de varianza 0.02, lo cual asegura una apropiada estimación de los parámetros de los modelos lineal y no lineal.

El factor de olvido es 1, la estimación de parámetros converge en 20 iteraciones y el horizonte de predicción  $k$  es de 40 iteraciones.

**Prueba 1:** Proceso lineal sin estimación de parámetros.

Las figuras 3a y 3b muestran que ambos predictores presentan un comportamiento muy semejante e igualmente bueno.

**Prueba 2:** Proceso lineal con estimación de parámetros.

Las figuras 4a y 4b presentan los resultados de la predicción comparados con la salida real. También en este caso el comportamiento de ambos predictores es similar.

**Prueba 3:** Proceso no lineal sin estimación de parámetros.

En este caso se ha supuesto un proceso fuertemente no lineal, en el cual el coeficiente  $r$  es 0.3. Las figuras 5a y 5b, indican que el predictor no lineal presenta un comportamiento superior al del predictor lineal.

**Prueba 4:** Proceso no lineal con estimación de parámetros.

Cuando los parámetros del proceso son estimados la respuesta del predictor no lineal sigue siendo mejor que la del predictor lineal (ver figuras 6a y 6b).

También se realizó una prueba con un coeficiente de no linealidad intermedio ( $r=0.1$ ). La figura 7a muestra que el predictor lineal mejora su respuesta con respecto al caso anterior, pero el predictor no lineal sigue teniendo un comportamiento superior (figura 7b).

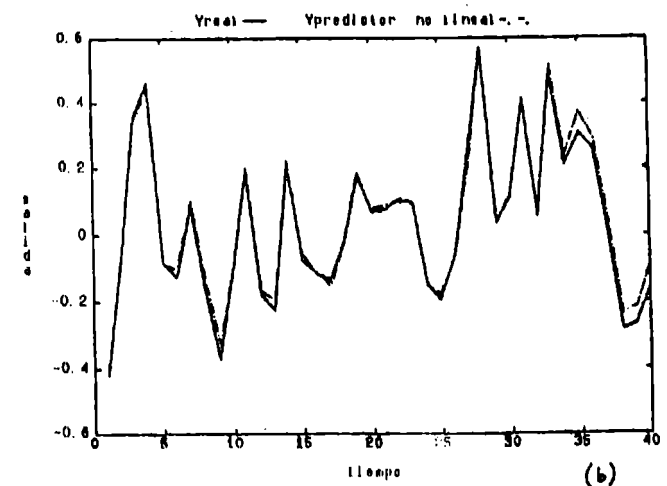
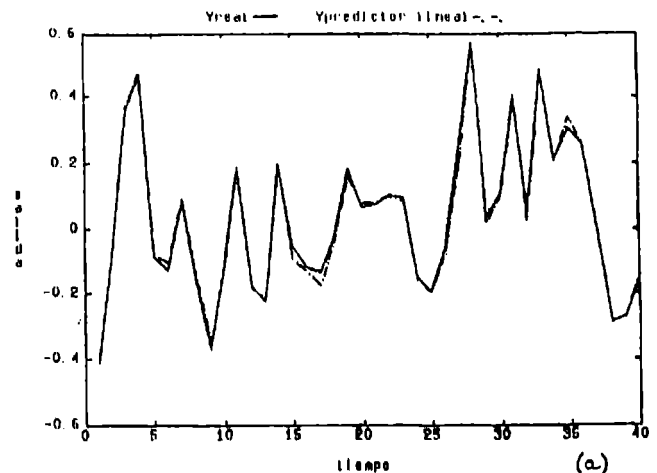


Figura 3. Predicción para proceso lineal sin estimación.

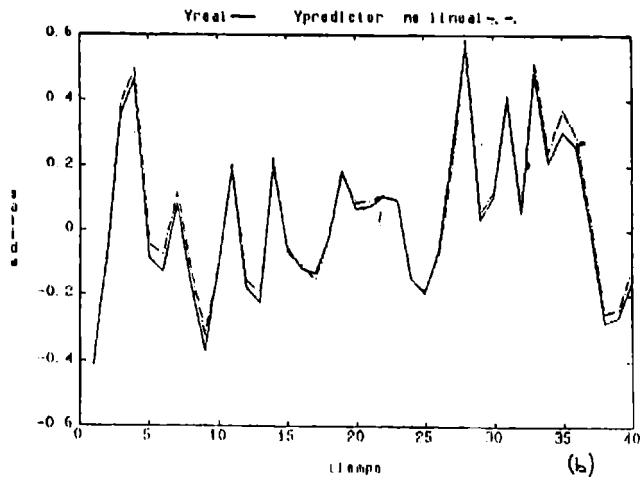
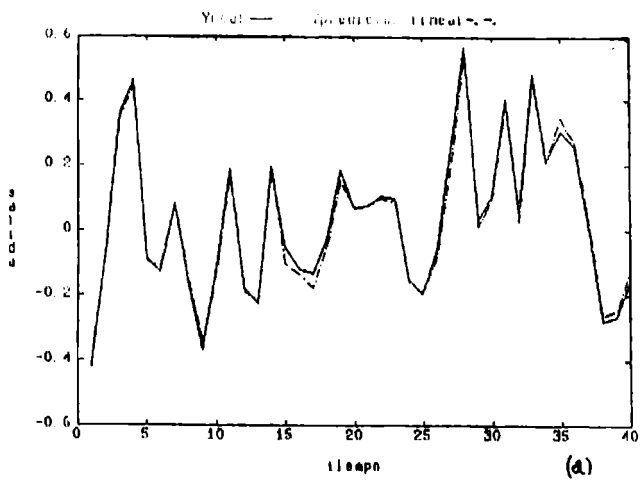


Figura 4. Predicción para proceso lineal con estimación.

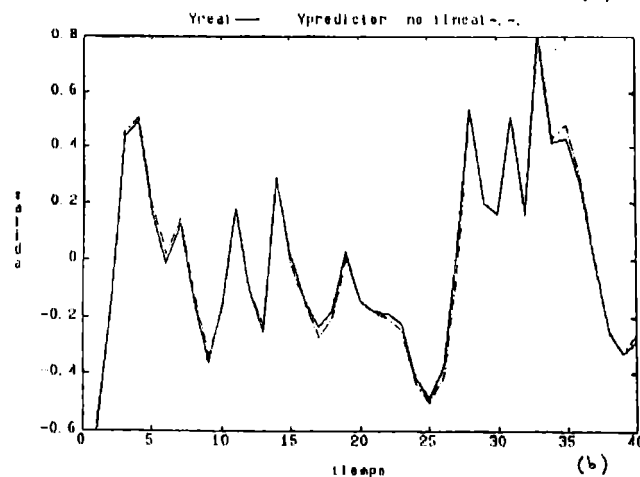
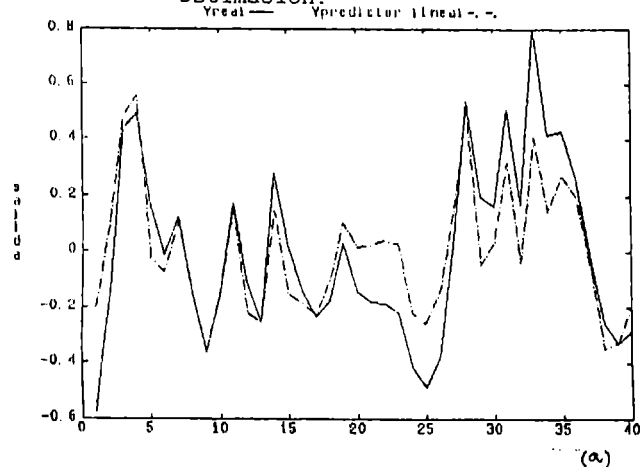


Figura 5. Predicción para proceso no lineal sin

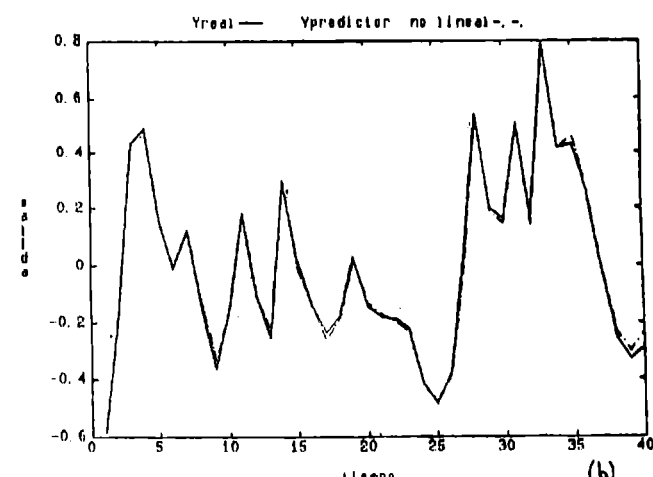
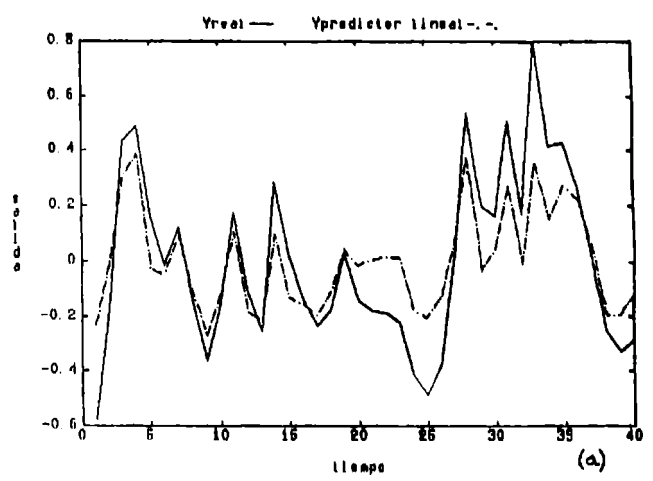


Figura 6. Predicción para proceso no lineal ( $r=0.3$ ) con estimación.

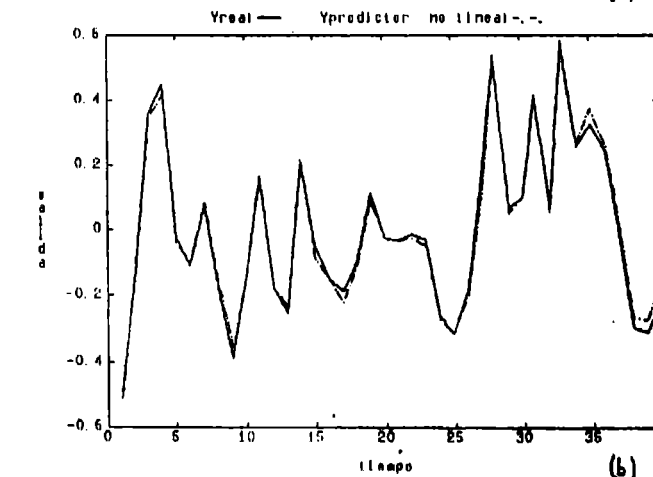
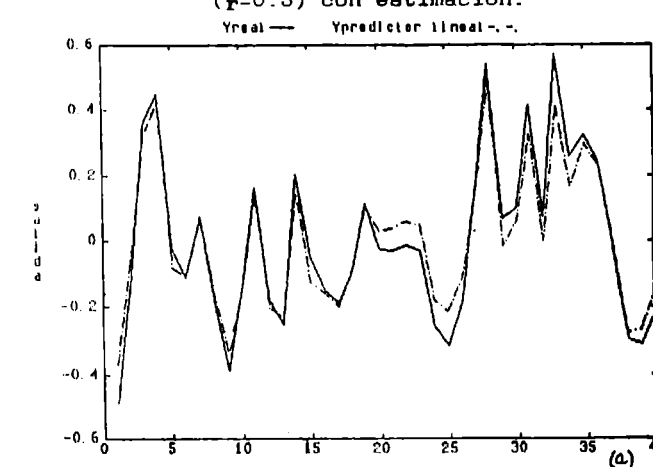


Figura 7. Predicción para proceso no lineal

## 7. CONCLUSIONES

Los resultados obtenidos de la simulación indican que si el proceso es lineal, tanto el predictor lineal como el no lineal, se comportan muy bien. En cambio, si el proceso es no lineal, se obtienen resultados muy superiores con el predictor no lineal. Ello valida la propuesta de utilizar predicción no lineal para estimar la potencia crítica en una planta de mollienda semiautógena.

El análisis realizado muestra también que el algoritmo recursivo de mínimos cuadrados puede aplicarse sin dificultades a la estimación de parámetros en modelos no lineales.

## 8. REFERENCIAS

[1] Cipriano A., Gomez E., Bustos C., González G. (1988) "Un método de predicción crítica en molinos semiautógenos, basado en modelos Hammerstein". SBA: Controle & Automação. Vol. 2, N°2, 126-131.

[2] Clarke D.W., Mohtadi C., Tuffs P.S. (1987) "Generalized predictive control". Automática, Vol. 23, N°2, 137-160.

[3] De Kayser R.M.C., Van de Velde G.A., Dumortier F.A.G. (1988) "A comparative study of self-adaptive long-range predictive control methods". Automatica, Vol. 24, N°2, 149-164.

[4] Favier G. (1987) "Self-tuning long-range predictive controllers". Preprints of the 10th IFAC World Congress, Munich, Vol. 10, 80-87.

[5] Favier G., Dubois D. (1990) "A review of k-step ahead predictors". Automatica, Vol. 26, N°1.

[6] Isermann, R. (1981). "Digital Control Systems", Springer-Verlag, Berlin Heidelberg New York.

[7] Kortmann M., Unbehauen H. (1987) "Identification methods for nonlinear MISO systems". Preprints of the 10th IFAC World Congress, Munich, Vol. 10, 225-230.

## AGRADECIMIENTOS

Este trabajo ha sido posible gracias al financiamiento otorgado por el proyecto FONDECYT 0743/90.



**COMPARACION DE ALGORITMOS DE ESTIMACION DE  
PARAMETROS DE VARIACION RAPIDA**

Andrés Páris y Aldo Cipriano  
Facultad de Ingeniería - Pontificia Universidad Católica  
Casilla 6177, Santiago 22, Chile

**RESUMEN**

Este trabajo se inicia con una revisión bibliográfica de los métodos más conocidos para la identificación de sistemas con variación brusca de parámetros. Se observa una estructura general común que consta de tres elementos básicos: un algoritmo de identificación base, un detector de cambios en los parámetros y un procedimiento de adaptividad a la nueva situación. Se discuten variados aspectos de la identificación y de los algoritmos, señalándose en qué casos conviene utilizar cada uno de ellos. Luego se compara por simulación los métodos de Chen y Páris.

**ABSTRACT**

This paper reviews the most known estimation algorithms for systems with abrupt parameter changes. These methods have a common structure with three elements: a base identification algorithm, a detector of parameter changes and an adaptive procedure. Then the principal aspects of the identification algorithms are discussed. Finally, the algorithms by Chen and Páris are simulated and compared.

**1. INTRODUCCION**

El problema de estimación de parámetros de variación brusca ha concitado el interés de numerosos investigadores últimamente. Estos trabajos tienen su origen en que los algoritmos tradicionales de identificación [1-2] (mínimos cuadrados y variaciones) no pueden satisfacer, en el caso de variación brusca de parámetros, dos objetivos opuestos en toda estimación: sensibilidad del estimador ante cambios de parámetros e insensibilidad del estimador frente a ruidos o perturbaciones.

El trabajo comienza con una completa revisión bibliográfica (capítulo 2) de los métodos desarrollados y que incluye los trabajos de Salgado, Goodwin y Middleton [3]; Favier, de Arruda et al [4-5]; Häggglund [6]; Chen y Norton [7]; Páris y González [8-9]; Andersson [10] y Jedner y Unbehauen [11-12].

Estos métodos, exceptuando el de Salgado, tienen una estructura común que consta de tres elementos esenciales y que se relacionan como se indica en el diagrama de flujo de la figura 1. Estos tres elementos son: un algoritmo de identificación base (p. ej. mínimos cuadrados), un detector de variaciones de parámetros y un procedimiento de adaptividad a la nueva situación.

En el capítulo 3 se realiza un análisis comparativo de los métodos haciendo énfasis en diferentes aspectos de la identificación. De este análisis surgen importantes conclusiones que indican las bondades y defectos de cada método.

En el capítulo 4 se presentan algunos resultados de simulaciones efectuadas en trabajos anteriores y de acuerdo a estos antecedentes se realiza una comparación por simulación de los métodos de Chen y de Páris. Las simulaciones abarcan pruebas para los detectores (test de detección falsa y de detección correcta), pruebas para observar la trayectoria de convergencia a los nuevos valores y una prueba general en que se realiza un cambio con una periodicidad variable de acuerdo a una probabilidad prefijada.

**2. BREVE RESENA DE ALGUNOS ALGORITMOS**

**Definiciones previas**

Antes de pasar a describir los diferentes algoritmos se incluyen aquí las ecuaciones del método de identificación de mínimos cuadrados recursivos como una manera de introducir la

notación del trabajo:

$$\theta_t = \theta_{t-1} + \frac{P_{t-1}\Phi_t}{1+\Phi_t^T P_{t-1} \Phi_t} \epsilon_t \quad (1a)$$

$$\epsilon_t = y_t - \Phi_t^T \theta_{t-1} \quad (1b)$$

$$P_t = P_{t-1} - \frac{P_{t-1}\Phi_t\Phi_t^T P_{t-1}}{1 + \Phi_t^T P_{t-1} \Phi_t} \quad (1c)$$

en que  $\theta_t$  es el vector de parámetros estimados,  $\Phi_t$  es el vector de regresión que contiene las últimas medidas de la entrada y la salida,  $y_t$  es la salida de la planta,  $\epsilon_t$  es el error de predicción y  $P_t$  es la estimación de la matriz de covarianza del error de parámetros o matriz de covarianza simplemente.

Además se definirá en este punto una notación simplificatoria para filtros:

$$F_1(S_t, \beta) = \beta F_1(S_{t-1}, \beta) + (1-\beta)S_t, \quad 0 < \beta < 1 \quad (2)$$

$$P_m(S_t, N) = 1/N \sum_{j=1}^N S_{t-j+1} \quad (3)$$

que describen el filtro lineal de primer orden de parámetro  $\beta$  aplicado a la señal  $S_t$  y el filtro promedio móvil de las  $N$  últimas muestras de la señal  $S_t$  respectivamente.

Otra notación útil de definir es la del operador diferencia:

$$\text{dif}(S_t) = S_t - S_{t-1} \quad (4)$$

**2.1. Algoritmo de Salgado, Goodwin y Middleton**

Este algoritmo es el único de los tratados aquí que no tiene procedimiento de detección ni de adaptación transiente.

El método EFRA (Exponential forgetting and resetting algorithm) descrito en [3], puede ser interpretado como una generalización de las variaciones del método de mínimos cuadrados: factor de olvido constante, traza constante, reseteo de covarianza y adecuación de matriz de covarianza (suma de una matriz definida positiva).

Las ecuaciones que describen el método EFRA son las siguientes:

$$\theta_t = \theta_{t-1} + \frac{\alpha P_{t-1} \Phi_t}{1 + \Phi_t^T P_{t-1} \Phi_t} \epsilon_t \quad (5a)$$

$$\epsilon_t = y_t - \Phi_t^T \theta_{t-1} \quad (5b)$$

$$P_t = P_{t-1} \frac{\alpha P_{t-1} \Phi_t \Phi_t^T P_{t-1}}{1 + \Phi_t^T P_{t-1} \Phi_t} + \beta I - \delta P_{t-1}^2 \quad (5c)$$

De las ecuaciones se puede observar que la complejidad computacional es similar a la del método de mínimos cuadrados estándar aunque consta de cuatro parámetros ajustables:  $\alpha$ ,  $\beta$ ,  $\tau$ ,  $\delta$ . En [3] se indica que el correcto ajuste de los parámetros del método sería relativamente sencillo, para lo cual se dan rangos para la elección de cada parámetro y se indican las restricciones que se deben cumplir.

De acuerdo a esto las principales características logradas son:

- a) reposición y olvido exponencial
- b) matriz P limitada superior e inferiormente.

**2.2. Algoritmo de Favier, de Arruda et al**

En [4-5] se describen los algoritmos

desarrollados por Favier y de Arruda, uno de los cuales se basa en el algoritmo de traza constante y el otro en el filtro de Kalman. A partir de pruebas por simulación concluyen que, en general, el método basado en el algoritmo de traza constante es mejor.

El método basado en el de traza constante, consiste en la elección de dicha traza,  $t_0$ , entre tres valores definidos según sea el rango a que corresponda el valor del siguiente índice de detección:

$$V = S_c/S_1 \quad (6a)$$

en que  $S_c = F_m(\epsilon_t^2, N_1) \quad (6b)$

y  $S_1 = P_m(\epsilon_t - N_1 - t_0^2, N_2) \quad (6c)$

En estas expresiones el índice  $V$  pretende medir variaciones en la varianza de  $\epsilon_t$ , ya que tanto  $S_c$  como  $S_1$  pueden ser vistos como aproximaciones de ella en distintos intervalos de tiempo. Cuando el índice supera un primer y segundo umbral, se considera el segundo y tercer valor de la traza respectivamente.

Uno de los problemas de este método es el ajuste de sus 8 parámetros: tres valores de traza, dos valores para definir rangos de detección y  $N_1$ ,  $N_2$  y  $t_0$ .

### 2.3. Algoritmo de Hägglund

En [6] está descrito el algoritmo de Hägglund que consta de los tres elementos básicos presentados en la figura 1. La detección se realiza sobre la base de la dirección de corrección de los parámetros.

El algoritmo de detección queda definido a partir de las siguientes ecuaciones:

el vector  $q_t = F_1(\text{dif}(\theta_t), a_1) \quad (7a)$

el escalar  $s_t = \text{sgn}(\text{dif}(\theta_t^T)q_{t-1}) \quad (7b)$

y el índice  $r_t = F_1(s_t, a_2) \quad (7c)$

Cuando  $r_t$  supera un cierto valor de umbral, se asume que hubo cambio de parámetros, y se adiciona un ponderado de la matriz identidad a la ecuación de diferencia de la matriz de covarianza, tal como se hace en (5c). El valor de  $\beta$  se calcula de manera de ajustar adecuadamente el menor valor propio de dicha ecuación de diferencia.

La variable  $s_t$  contiene solamente la información de la dirección del cambio aunque no de su intensidad. Esta característica permite que el método no sea perturbado por cambios en el ruido de salida. La única condición requerida para el ruido es que tenga distribución de probabilidad simétrica. Esta característica, sin duda positiva, tiene la desventaja de hacer más lenta la detección ya que no se utiliza la información de la intensidad del cambio de dirección.

Otra desventaja que presenta el método es que como la matriz que se suma al actualizar la matriz de covarianza es un ponderado de la identidad, afecta a todos los parámetros por igual, i.e. la estimación de los parámetros que no variaron también tiende a modificarse.

Los parámetros a ajustar son  $a_1$ ,  $a_2$ ,  $\beta$  y el umbral de detección.

### 2.4. Algoritmo de Chen y Norton

El algoritmo de Chen y Norton descrito en detalle en [7], utiliza algunas nociones del método de Hägglund.

Como en el método de Hägglund también se genera el vector  $q_t$  de la ecuación (7a) que contiene información sobre la dirección de variación de los parámetros, recomendando que  $a_1$  se escoja del intervalo [0.80, 0.99].

Las ecuaciones que definen los estadísticos para efectuar la detección son:

$$q_{j,t} = F_1(\text{dif}(\theta_{j,t}), a_1) \quad (8a)$$

$$s_{j,t} = F_1(|\text{dif}(\theta_{j,t})|, a_1) \quad (8b)$$

$$y \quad r_{j,t} = \frac{|q_{j,t}|}{s_{j,t}} \quad (8c)$$

Cuando hay convergencia de los parámetros estimados, éstos fluctúan en torno a su valor medio y la diferencia entre dos estimaciones sucesivas será cercana a cero y cambiará de signo constantemente por lo que  $q_{j,t}$ , variará en torno a cero. Cuando algún parámetro varía abruptamente, su estimación tenderá al nuevo valor permanentemente, por lo que la diferencia entre dos estimaciones sucesivas mantendrá el signo, i.e. cada vez se parecerán más  $|q_{j,t}|$  y  $s_{j,t}$  y  $r_{j,t}$  tenderá a uno. La detección para el parámetro  $j$  ocurrirá cuando el elemento  $r_{j,t}$  supere el valor umbral. Al ocurrir la detección, el algoritmo base es alterado sumándole un valor, que se debe ajustar, al elemento  $j$  de la diagonal de la matriz  $P$ . El hecho de que se suma un valor sólo al elemento  $j$  de la diagonal de  $P$ , es una ventaja del método de Chen con respecto al de Hägglund, ya que esto permite que el resto de los parámetros no sea perturbado.

En el algoritmo de Chen y Norton los parámetros a ajustar son  $a_1$ , el umbral y los valores a sumar a la diagonal de la matriz  $P$ .

En [7] se recomienda tomar como valor a sumar a la matriz  $P$  una estimación de la varianza de la estimación del parámetro  $\theta_j$  correspondiente. En cuanto al umbral, no es fácil su determinación ya que la distribución de probabilidad de  $r_{j,t}$  no es conocida. En [7] no se menciona la forma de obtenerla aunque se cita una bibliografía de difícil acceso (reporte interno).

### 2.5. Algoritmo de París y González

El algoritmo de París y González, descrito en [8-9], también contiene los tres elementos básicos de la figura 1.

El algoritmo de detección descrito en [8-9] consiste en la determinación de los cambios en la esperanza de  $\epsilon_t$  para lo cual se realizan estimaciones de su esperanza y su varianza. El método propuesto puede ser visto como una versión recursiva del método para detectar variaciones en la esperanza llamado suma acumulativa o cusum de Hinkley descrito en [13]. En efecto, el método en [13] considera una detección desde  $t_0$  en adelante, para lo cual se considera la esperanza anterior a  $t_0$ ,  $\mu_0$ , y se define la magnitud mínima de cambio a detectar,  $\tau_m$ . También existe un umbral de detección. El método propuesto en [8-9] es una versión recursiva en que se estima en línea la esperanza anterior,  $\mu_0$ ; no se descarta a priori la detección de cambios pequeños ( $\tau_m=0$ ) y el umbral de detección se determina a partir de una tabla de distribución normal al definir la probabilidad de que ocurra una detección falsa,  $\alpha$ .

La matriz  $P$  es una buena estimación de la matriz de covarianza del error de parámetros en régimen estacionario, sin embargo, en régimen transiente la estimación puede ser muy mala, debido a que la ecuación (1c) no permite variaciones rápidas en  $P$ , aunque se utilice el método de traza constante o factor de olvido menor que 1. Por ello, cada vez que se produce una detección de cambio, se reinicializa la matriz  $P$ , dado que la información que contiene está obsoleta. Esta reinicialización se efectúa con una matriz diagonal cuya traza es calculada por el algoritmo según sean las condiciones del proceso y, además, cada elemento es generado en base a la tendencia a variar de cada parámetro normalizado por su variabilidad en régimen estacionario. De esta manera se logra que las estimaciones logren seguir las variaciones de los parámetros que efectivamente variaron sin perturbar mayormente las demás estimaciones.

Las ecuaciones que definen el método de detección y el procedimiento de reinicialización pueden ser vistas en [8-9]!

El algoritmo de París incluye 4 parámetros adicionales: el umbral,  $K_a$  y los parámetros de filtros  $\beta$  y  $\beta_1$ . La elección del umbral se escoge fácilmente utilizando una tabla de la probabilidad normal y los parámetros de los filtros basta escogerlos en rangos adecuados [8]. El único parámetro cuyo ajuste podría provocar dificultades es  $K_a$ , pero ello es normalmente posible siguiendo las indicaciones dadas en [8].

## 2.6. Algoritmo de Andersson (AFMM)

Andersson llama a su método descrito en [10] "adaptive forgetting through multiple models" (AFMM) y se orienta a la utilización del concepto de multimodelos.

Este método considera la estimación en paralelo de M modelos del proceso. Se estima en línea la densidad de probabilidad de cada vector de parámetros y una probabilidad normalizada de certidumbre de cada modelo. El vector de parámetros estimados se calcula como un promedio ponderado por dicha probabilidad de cada vector de parámetros. En cada iteración, el modelo con menor probabilidad es reinicializado con una matriz P pequeña, lo que permite una permanente y rápida adaptación a nuevas condiciones.

El método considera el ajuste de cuatro parámetros que son: el número de modelos M, la matriz  $R_1$  para la reinicialización de P, una estimación de la frecuencia promedio de los cambios  $q$  y el parámetro  $\mu$  del filtro de primer orden utilizado para estimar la varianza de  $\epsilon_t$ . Bastaría con una elección razonable de estos parámetros para obtener buenos resultados.

Una desventaja de este método es el alto costo computacional, ya que requiere el cálculo de M modelos simultáneamente, además de las respectivas densidades de probabilidad.

## 2.7. Algoritmo de Jedner y Unbehauen

El algoritmo de Jedner y Unbehauen [11-12] utiliza también un multimodelo para describir el proceso. Sin embargo, aquí cada multimodelo describe una condición de operación diferente. El modelo activo en cada instante dependerá de la condición imperante y se actualizará mientras el resto permanece "congelado". Este algoritmo también contiene los tres elementos de la mencionada estructura general. El procedimiento de adaptación consiste en cambiar de modelo activo según lo indique el detector. El detector es un test estadístico equivalente al utilizado en París [8-9] en que se considera que el error de predicción  $\epsilon_t$  sigue una distribución normal. Sin embargo, en este caso, el estadístico es una suma de los M últimos valores de  $\epsilon_t^2$  y, en consecuencia, tiene aproximadamente una distribución  $\chi^2$  lo que se considera al seleccionar el umbral de detección. Este detector indica cuál es el modelo más representativo de la situación actual, y éste es el modelo que queda activado para la identificación. Si el menor estadístico es mayor que el umbral de validación, se crea otro modelo.

Este método tiene la ventaja que almacena información de cada condición de operación, es decir, si de la condición A se pasa a la condición B, al volver nuevamente a la condición A no se recommienza la identificación como en los métodos [3-10] sino que se aprovecha la información almacenada retomando el modelo válido para la condición A y continuando la identificación desde dicho punto. Esto permite que la convergencia sea mucho más rápida.

La desventaja del método aflora cuando los distintos puntos de operación no son suficientemente diferentes o no se refleja claramente esto en el error de predicción  $\epsilon_t$ , lo que provoca cambios sucesivos de modelo. También hay dificultades si las condiciones son muy

variantes, por lo que se requeriría muchos modelos para describir el proceso.

Este algoritmo considera el ajuste de tres parámetros adicionales: la constante  $\mu$  del filtro utilizado para estimar la varianza de  $\epsilon_t$ , el número máximo de términos considerados en la suma del estadístico para detectar  $M_{max}$  y el umbral de detección. El ajuste de estos parámetros no presentaría mayores dificultades, en opinión de los autores.

## 3. ASPECTOS COMPLEMENTARIOS DE LA IDENTIFICACION

### 3.1. Estructura del modelo de identificación

Los métodos [3-12] suponen que el retardo y los órdenes de los polinomios A, B y C adecuados para la identificación son conocidos.

Se presenta aquí sin duda un problema de orden práctico al momento de querer aplicar uno de estos métodos, a menos que se tenga el conocimiento necesario del proceso como para poder seleccionar el modelo adecuado. Para los casos en que no se dispone de las ecuaciones que modelan al proceso, existen métodos desarrollados para determinar la estructura adecuada para la identificación [1-2]. Sin embargo, estos métodos tienen un alto costo computacional y son tipo batch, y por lo tanto no adecuados para su implementación en línea.

Los métodos aquí estudiados, con excepción del de Jedner, no están capacitados para resolver adecuadamente el problema que se presentaría al producirse una variación brusca en el retardo o en los órdenes de los polinomios del modelo. Una forma de enfrentarlo, es considerar órdenes sobredimensionados de los polinomios lo que permitiría identificar el proceso debido a que los parámetros en exceso tenderían a cero, como se propone en [1-2]. Sin embargo, esta estrategia además de tener alto costo computacional, requiere de un alto grado de excitación, lo cual en la práctica rara vez es factible.

En el método de Jedner [11-12] los modelos que conforman el multimodelo pueden ser distintos tanto en los parámetros como en el retardo y los órdenes de los polinomios. En este sentido son más generales que los restantes algoritmos y permiten una adaptación ante cambios de este tipo.

### 3.2. Complejidad del método

Un aspecto importante desde el punto de vista práctico es la adecuada sintonía de los diferentes parámetros de cada método. En ese sentido el método de Favier y de Arruda presenta una gran desventaja ya que requiere del ajuste de 8 parámetros lo cual sin duda es difícil; además en [4-5] no se indica cómo hacerlo. El resto de los métodos descritos presenta una dificultad razonable en el ajuste de los parámetros, aunque la selección del umbral de detección en el método de Chen y Norton es más difícil ya que el estadístico no sigue ninguna distribución conocida.

### 3.3. Costo computacional

El método que tiene un mayor costo computacional es el AFMM de Andersson debido a que considera la ejecución en paralelo del algoritmo base para M modelos y la determinación de una serie de probabilidades además de cálculos menores. El método de Hägglund, sin tener un costo computacional excesivo, incluye el cálculo de probabilidad de un estadístico con distribución normal. Los demás métodos tienen un costo computacional adicional relativamente bajo, con respecto al de mínimos cuadrados. De los métodos mencionados aquí el de menor costo computacional es el de Salgado, ya que sólo considera la inclusión de un par de términos adicionales en las ecuaciones tradicionales de mínimos cuadrados. Este método en todo caso, no incluye

un detector ni un procedimiento adicional de adaptación por lo que debiera más bien ser considerado un algoritmo base susceptible de ser utilizado por los otros métodos de estimación de parámetros de variación rápida.

### 3.4. Ruido de perturbación en la salida

En general los métodos con esta estructura de tres elementos permiten resolver adecuadamente el problema del ruido. Esta estructura permite dar escasa adaptividad al algoritmo base (lo que genera estimaciones poco ruidosas) y lograr una buena sensibilidad ante los cambios de parámetros por la vía de la detección y el procedimiento adicional de adaptividad.

A pesar de esto, el ruido desmejorará las estimaciones y además dificultará las detecciones, en especial en los métodos que las basan en el error de predicción (Jedner, Favier, Páris y Andersson). En ese sentido los algoritmos cuya detección se basa en las estimaciones de los parámetros (Hägglund y Chen) tienen un mejor desempeño con ruido alto ya que sus detectores se ven menos afectados. En particular el método de Hägglund es totalmente insensible a cambios en la varianza del ruido debido a que utiliza la función signo para el cálculo de su estadístico (ec. 7b), propiedad deseable y que no tiene ninguno de los otros métodos. En todo caso esta propiedad podría ser incorporada en los métodos de Páris y Chen, aunque no en el resto ya que consideran la variable  $\epsilon_t^2$  lo que implica la pérdida del signo.

### 3.5. Rapidez de adaptación

La rapidez de adaptación está determinada tanto por la prontitud de detección como por la efectividad del procedimiento de adaptividad.

En cuanto a la rapidez de detección, sin duda que los métodos basados en el error de predicción tenderán a ser más rápidos, ya que un cambio se refleja primero en el error de predicción y luego, por medio de las ecuaciones del algoritmo base, se traspaasa a las estimaciones de los parámetros. En ese sentido los detectores de los métodos de Andersson, Favier, Jedner y Páris debieran ser más rápidos. Los de Chen y Hägglund son más lentos, especialmente el de Hägglund por contener la función signo.

El procedimiento de adaptación más rápido es sin duda el de Jedner ya que si se tiene un modelo que represente la nueva condición de operación, la convergencia de las estimaciones de los parámetros a sus nuevos valores puede ser instantánea. Luego sigue el método de Páris que debido a la reinicialización conveniente de la matriz P, desecha instantáneamente la información obsoleta y puede de esta forma converger rápidamente a los nuevos valores. El método de Andersson, aunque incluye una reinicialización constante, es más lento ya que no aprovecha la información disponible (reinicializa P con una matriz identidad ponderada). Los métodos de Chen, Hägglund y Favier serían los más lentos.

Si se considera una variación de los parámetros en forma de rampa en vez de escalón el problema es diferente. Los métodos de Jedner, Favier y Páris no son aptos para seguir variaciones en forma de rampa. En ese caso son más aptos los métodos de Chen, Andersson y Hägglund que pueden mantener un alto nivel de adaptación en forma constante. En todo caso, si la pendiente de la rampa no es grande, la estimación puede hacerla correctamente el algoritmo base.

### 3.6. Excitación y robustez

La excitación es un aspecto práctico importantísimo. Si no hay suficiente excitación los parámetros estimados no convergerán necesariamente a los valores reales y, lo que es más grave, dichas estimaciones pueden diverger.

Esta característica estará dada principalmente por el algoritmo base utilizado: en el algoritmo con factor de olvido constante se produce el fenómeno conocido como "wind up" cuando no hay excitación y que corresponde a que la matriz P comienza a diverger por no ser invertible y con ella las estimaciones pueden sufrir grandes oscilaciones; el método de traza constante presenta un avance en este aspecto ya que no permite que la matriz P diverja. Sin embargo, el método más robusto es el propuesto por Salgado [3] que garantiza una matriz P acotada superior e inferiormente, además de proveer de reposición y olvido exponencial a las ecuaciones.

Otro aspecto importante es la robustez numérica, la cual se logra al implementar las ecuaciones recursivas en la forma de factorización UD o raíz cuadrada. De esta manera se evita que por errores numéricos en el cálculo, la matriz P se haga negativa definida, lo cual hace diverger los parámetros estimados. En [8-9] se indica que esto es aún más crítico en el método de Páris debido a las características de la reinicialización que emplea.

## 4. COMPARACION POR SIMULACION

En las publicaciones citadas ya se han hecho comparaciones por simulación de algunos de los métodos descritos. En [8-9] se muestra la superioridad en varios aspectos del método de Páris por sobre el método de Favier. En [10] se muestran pruebas que sugieren una superioridad del método de Andersson por sobre el de Hägglund y en [7] hay pruebas que benefician al método de Chen por sobre el de Andersson. El método de Salgado no se incluye en estas comparaciones porque, debido a su estructura, es bastante más lento aunque más robusto.

De acuerdo a estos antecedentes, resulta lógico comparar los métodos de Chen y Páris. No se incluyen comparaciones por simulación con el método de Jedner porque por un lado su detector es equivalente al de Páris y, por otro, su estimación depende directamente de los modelos que tenga disponibles: si los modelos disponibles son los correctos obviamente este método será el mejor. Además las dificultades de este método radican en otros aspectos difíciles de medir en pruebas por simulación y que fueron discutidas en el capítulo 3.

En consecuencia, se compararán los métodos de Chen y Páris. Como una manera de realizar la comparación en igualdad de condiciones se utilizó el mismo algoritmo base para ambos métodos: mínimos cuadrados con traza constante.

Las simulaciones se realizaron en un sistema lineal de primer orden descrito por la siguiente ecuación:

$$y_t + a_1 y_{t-1} = b_1 u_{t-1} + C a_0 + w_t \quad (10)$$

en que  $y_t$  es la salida de la planta,  $u_t$  la entrada,  $w_t$  una perturbación y  $a_1$ ,  $b_1$  y  $C a_0$  los parámetros de la planta.

La perturbación  $w_t$  es un ruido blanco gaussiano de varianza  $\sigma_w=0.1$ . La entrada  $u_t$  es también un ruido blanco gaussiano, de varianza  $\sigma_u=0.5$  e independiente de  $w_t$ .

El valor escogido para la traza del algoritmo base fue  $\text{tr}_0=0.5$ , ya que así se generan estimaciones con poco ruido.

### 4.1 Comparación de detectores

Para comparar los detectores primero se seleccionó adecuadamente sus parámetros.

Los parámetros de Páris se escogieron igual a como se hiciera en [8-9], es decir:

$$n=1; \quad \beta=0.97; \quad \beta_1=0.99; \quad \alpha=0.1\%$$

En el caso del método de Chen, para el parámetro del filtro se escogió un valor medio-alto dentro del rango definido por los autores.

0.96. La elección del umbral,  $\alpha$ , fue más difícil. Este valor se seleccionó en base a simulaciones para una tasa de detección general (sumatoria de las tasas de cada parámetro) falsa  $\alpha=0.1\%$ . Los valores escogidos son:

$$\alpha_1=0.96 ; \quad \alpha_2=0.61 ;$$

#### Tasa de detección falsa

Para corroborar estos valores se realizó un test para determinar las tasas de detección falsas. Para ello se simuló el sistema lineal (10) con parámetros que se mantuvieron constantes en los valores  $\alpha_1=-0.905$  y  $\alpha_2=1.0$ . Se mantuvo el parámetro  $C_{00}=0$  y no fue estimado.

Las tasas obtenidas en 725000 iteraciones fueron:

$$\begin{array}{l} \text{Chen :} \quad \alpha_1 \quad \alpha_2 \\ \text{Páris :} \end{array} \quad \begin{array}{l} 0.066 + 0.052 = 0.118 \% \\ 0.112 \% \end{array}$$

ambas muy cercanas al 0.1%. Nótese que el método de Chen provoca detecciones para cada parámetro.

#### Tasa de detección correcta y retardo

Luego se determinaron las tasas de detección correcta y retardo promedio en la detección para cambios en el parámetro  $\alpha_1$ ,  $\alpha_2$  y simultáneos, manteniendo constante la ganancia estática en 0.52, en forma similar a como se hiciera en [9].

En todos los casos el algoritmo de Chen obtuvo mejores tasas de detección pero el retardo en la detección fue menor con el método de Páris. A modo de ejemplo se presentan a continuación los resultados obtenidos para un cambio en el parámetro  $\alpha_2$  de 1 a 2.

En este caso las tasas de detección obtenidas en 10000 iteraciones fueron:

$$\text{Chen :} \quad 100.0 \% \quad \text{y} \quad \text{Páris :} \quad 96.5 \% .$$

Además, el método de Chen produjo una tasa de 4.8% de detección falsa en el parámetro  $\alpha_1$ .

El retardo promedio en la detección obtenido en las 9651 iteraciones en que ambos algoritmos detectaron fueron:

$$\text{Chen :} \quad 12.19 \quad \text{y} \quad \text{Páris :} \quad 6.62.$$

#### 4.2 Procedimientos de adaptación

Previamente se debió definir el valor a sumar a la diagonal de la matriz en el método de Chen. Tal como se sugiere en [7] se consideró una estimación de la varianza de los parámetros, pero para alcanzar una mayor generalidad se multiplicó este índice por una constante, denominada  $K_{ch}$  que se debió ajustar. Por otro lado, también es necesario determinar la constante  $K_p$  del método de Páris. Ambas constantes se ajustaron de manera de obtener el mejor resultado posible en la estimación. Los valores seleccionados fueron:

$$K_{ch}=500 ; \quad K_p=2 .$$

Las pruebas consistieron en provocar dos cambios de parámetros en 100 iteraciones. Cada prueba se realizó cuatro veces y luego se seleccionaron los mejores resultados de cada método.

En las figuras 2 y 3 se muestran sendos resultados obtenidos por los métodos de Chen y Páris al variar el parámetro  $\alpha_2$ . En la figura 3 se aprecia que el método de Páris genera una excelente estimación del parámetro  $\alpha_2$  aún cuando la estimación de  $\alpha_1$  sufre pequeñas variaciones en los instantes de cambio. En la figura 2 se ve que el procedimiento de Chen no genera perturbaciones en la estimación de  $\alpha_1$  aunque es un poco más lento para estimar  $\alpha_2$ , provoca algunas oscilaciones y en el segundo cambio demora mucho en la detección (iteración 90).

En las figuras 4, 5, 6 y 7 se puede apreciar

el comportamiento de ambos métodos cuando el parámetro  $C_{00}$  cambia de 0 a 1. Este cambio puede ser interpretado como una variación en la esperanza del ruido de salida. Para este cambio las diferencias son mucho más notables, lo que se debe a que en el método de Páris la reinicialización de P provoca una rápida convergencia a la nueva situación (de los parámetros y de la matriz P), mientras que el método de Chen genera un transiente en la matriz P que resulta perjudicial para la estimación de los parámetros.

Para las variaciones en el parámetro  $\alpha_1$  se obtuvo resultados similares a los de  $\alpha_2$ .

#### 4.3 Comparación para cambios sucesivos

Finalmente se realizó una prueba que considera cambios sucesivos. Se definieron dos estados para el sistema dados por distintos valores de sus parámetros y se fijó una probabilidad  $p=0.01$  de cambiar de estado. Como índices de calidad se calcularon el error de predicción cuadrático medio,  $S_e$ , y la media de la suma de errores cuadráticos de estimación de los parámetros,  $S_p$ .

Se probó para cambios en  $\alpha_1$  de -0.905 a -0.6, en  $\alpha_2$  de 1 a 1.5 y simultáneos de  $\alpha_1$  (-0.905 a -0.95) y  $\alpha_2$  (1 a 0.5). En ningún caso el método de Chen entregó resultados mejores, aunque a veces las diferencias fueron mínimas.

A modo de ejemplo, se presentan los resultados en el caso en que se varió 10000 veces el parámetro  $\alpha_2$  entre 1 y 2. Los resultados medios obtenidos en los 1016741 instantes fueron:

$$\begin{array}{l} \text{Chen :} \quad S_e = 0.034 ; \quad S_p = 0.054 ; \\ \text{Páris :} \quad S_e = 0.020 ; \quad S_p = 0.036 . \end{array}$$

Durante esta prueba el método de Chen detectó 6401 de los 10000 cambios (64%), mientras el método de Páris detectó 8768 de los 10000 cambios (88%). La aparente contradicción entre estos resultados y los presentados en el acápite referido a la tasa de detección en 4.1, se explica porque en dicho punto se consideró un tiempo infinito entre cada cambio, mientras que en este caso dicho tiempo fue variable siendo su promedio 100 iteraciones. Esto indica que el método de Chen tiene mayores dificultades para detectar cambios sucesivos, lo que ya se insinúa en la prueba del punto 4.2 (figura 2).

#### 5. CONCLUSIONES

Los métodos de identificación de sistemas con variación brusca de parámetros analizados, exceptuando el de Salgado, poseen la misma estructura que consta de tres elementos: un algoritmo base de estimación, un detector de cambios y un procedimiento de adaptividad a la nueva situación. Los detectores de cambios se pueden separar a su vez en dos grandes categorías según sea la señal en que basan su detección, que puede ser el error de predicción o la misma estimación de los parámetros. En el primer caso la detección suele ser más rápida aunque más perturbable por el ruido de salida. Los procedimientos de adaptividad también pueden ser clasificados en dos categorías: los que alteran la ecuación de la matriz de covarianza y los que utilizan multimodelos en la identificación. El uso de multimodelos puede lograr transiciones excelentes, pero para ello debe haber un número de puntos de operación no muy grande y bien definido.

Si los cambios en el proceso incluyen variaciones del modelo de identificación (órdenes de polinomios o retardo), la estrategia más apropiada es la de multimodelos como la de Jedner. Si el proceso es perturbado por cambios en la varianza del ruido de salida, se sugiere utilizar detectores que empleen la función signo como en Hägglund. Si los cambios en los parámetros son tipo rampa, los métodos más prometedores son los de Chen y Anderson. Si los

cambios son tipo escalón el método que presenta mejores resultados es el de París.

Las pruebas por simulación aquí realizadas muestran en general una superioridad del método de París con respecto al de Chen. Estas pruebas incluyen test de detecciones falsas y correcta, análisis de trayectorias de estimaciones de parámetros y comportamiento general ante cambios sucesivos de parámetros.

Las características más deseables del algoritmo base de estos métodos es la robustez. En ese sentido dicho algoritmo debe estar en una versión numéricamente estable (factorización UD o raíz cuadrada). Para lograr mayor robustez se podría utilizar como algoritmo base el método de Salgado que por generar una matriz de covarianza acotada superior e inferiormente que garantiza la estabilidad aun con baja excitación.

## 6. BIBLIOGRAFIA

- [1] Söderström, T., and P. Stoica. (1988). *System Identification*. Prentice-Hall Internat.  
 [2] Ljung, L. (1987). *System Identification, Theory for the User*. Prentice Hall.  
 [3] Salgado M.E., Goodwin G.C., Middleton R.H. (1988). "Modified least squares algorithm incorporating exponential resetting and forgetting". *Int. J. Control*, V47, N2, 477-491.  
 [4] Favler G., et al. (1988). "A comparison of fault detection methods and adaptive identification algorithms". *Prep. of the 8th IFAC Symp. on Identification and System Parameter Estimation*. Beijing, China, 757-762.  
 [5] de Arruda L.V.R., et al. (1988). "Estimadores para sistemas no estacionarios". *Anales III Congreso Latinoamericano de Control Automático*. Viña del Mar, Chile, 421-426.  
 [6] Hägglund T. (1984). "Adaptive control of systems subject to large parameter changes". *Proc. 9th IFAC World Congress*. Budapest, 993-998.  
 [7] Chen M.J., Norton J.P. (1987). "Estimation technique for tracking rapid parameter changes". *Int. J. Control*. Vol.45, N°4, 1387-1398.  
 [8] París A. (1990). "Nuevo método de identificación de sistemas para plantas con variación brusca de parámetros". Tesis de grado de Magister en Ingeniería Eléctrica. U. de Chile.

- [9] París A., González G. (1990). "Algoritmo de estimación para casos de variación brusca de parámetros". *II Seminario sobre identificación de sistemas, X Seminario ACCA*. Santiago, 46-63.  
 [10] Andersson P. (1985). "Adaptive forgetting in recursive identification through multiple models". *Int. J. Control*. V42, N5, 1175-1193.  
 [11] Jedner U., Unbehauen H. (1988). "Identification of a class of nonlinear systems by parameter estimation of a linear multi-model". *Symp. on Modeling and Simulation for Control of Lumped and Distributed Parameters*. Lille, Francia, pp. 287-290.  
 [12] Jedner U. (1988). "Eine adaptive Regelstrategie für zeitvariante und nichtlineare Systeme". *Fortschrittsberichte VDI Verlag*. Reihe 8, N.167.  
 [13] Basseville M., Benveniste A. (1986). *Detection of abrupt changes in signals and dynamical systems*. Ed. LNCIS 77, Springer Verlag, Berlin.

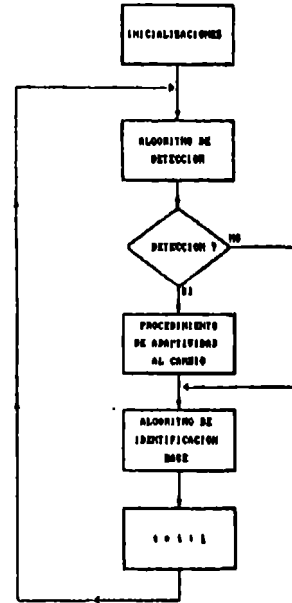


Figura 1: Elementos básicos de un algoritmo de estimación de parámetros de variación brusca.

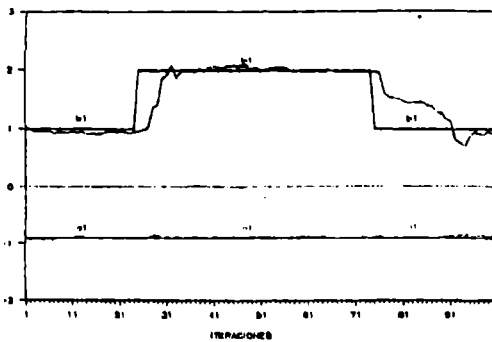


Figura 2: Estimación de  $a_1$  y  $b_1$  por método de Chen (cambio en  $b_1$ )

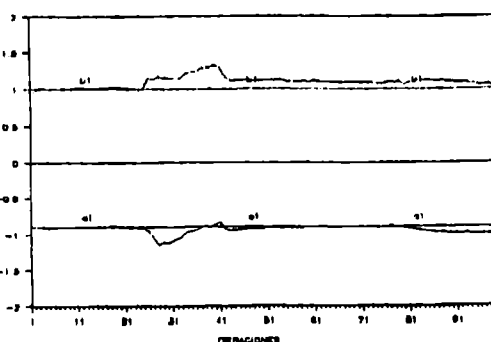


Figura 4: Estimación de  $a_1$  y  $b_1$  por método de Chen (cambio en  $C_{de}$ )

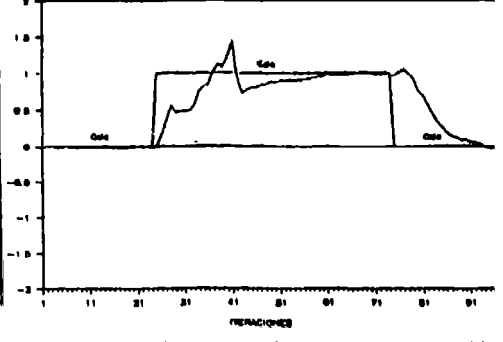


Figura 6: Estimación de  $C_{de}$  por método de Chen (cambio en  $C_{de}$ )

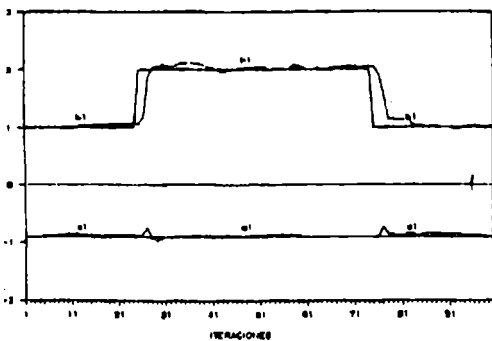


Figura 3: Estimación de  $a_1$  y  $b_1$  por método de París (cambio en  $b_1$ )

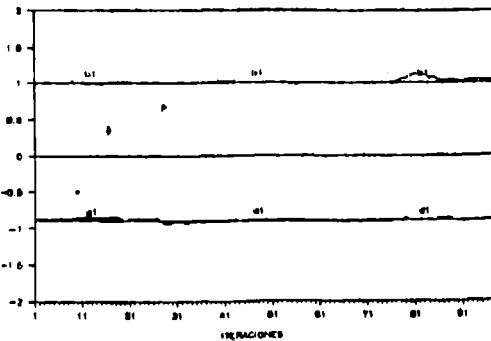


Figura 5: Estimación de  $a_1$  y  $b_1$  por método de París (cambio en  $C_{de}$ )

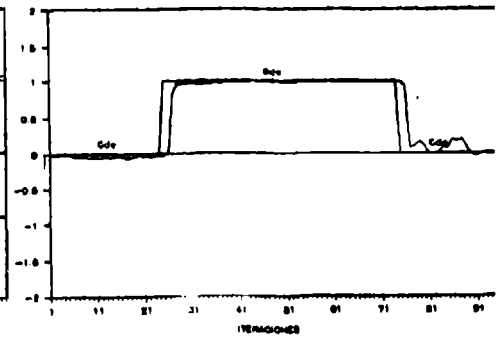


Figura 7: Estimación de  $C_{de}$  por método de París (cambio en  $C_{de}$ )

# DETECCION OPTIMA DE CAMBIOS ABRUPTOS EN SISTEMAS DINAMICOS

Aldo Cipriano, Mauro Moretti y Andrés Medina  
Facultad de Ingeniería  
Pontificia Universidad Católica de Chile  
Casilla 8177, Santiago, Chile

## RESUMEN

Una perturbación significativa en un proceso, o una falla en un sensor o en un actuador, puede caracterizarse por un cambio abrupto en la dinámica del modelo que lo representa. Dos de las técnicas más utilizadas para la detección de estos cambios abruptos son el método de multimodelos y el método de máxima verosimilitud.

Este trabajo está centrado en la comparación por simulación de ambos métodos utilizando el software numérico MATLAB. Primeramente se describen los métodos, luego se define un conjunto de pruebas de evaluación y finalmente se presentan los resultados de la comparación por simulación.

## ABSTRACT

A process disturbance, a fault in a sensor or a fault in an actuator, may be characterized by an abrupt change in the dynamic of the model that represents the process. The more common techniques to detect these changes are the multimodel method and the maximum likelihood method.

This work is centered in the comparison by simulation of both methods, using the numerical software MATLAB. Firstly, the methods are described, then a group of evaluation test is defined and finally the simulation results are presented.

## 1. INTRODUCCION

En ciertos procesos es posible caracterizar una perturbación significativa como un cambio abrupto en la dinámica del modelo que los caracteriza. Willsky [5] revisa, por vez primera, las diferentes técnicas analíticas para la detección de perturbaciones o fallas de este tipo. En su estudio se restringe al caso de modelos dinámicos estocásticos lineales, y distingue así entre fallas de actuador y fallas de sensor, dependiendo de la ecuación del modelo en la cual se incorpora la perturbación aditiva determinística en forma de escalón que caracteriza la falla. Siguiendo la idea de Mehra [4], propone detectar fallas monitoreando la innovación del filtro de Kalman diseñado para el proceso normal (sin falla); la detección misma se realiza mediante un análisis estadístico basado en la razón de máxima verosimilitud [6]. Posteriormente, el mismo Willsky [7] compara la técnica anterior con el método de multimodelos, y realiza un análisis cualitativo señalando las ventajas y desventajas de cada método.

De acuerdo a Willsky [7], los métodos de multimodelos y de máxima verosimilitud son los que ofrecen mayores posibilidades de éxito en la detección de fallas de tiempo real. Este estudio pretende analizar cuantitativamente,

por medio de pruebas simuladas, el comportamiento de ambos métodos en cuanto a la detección, aislación e identificación de diferentes fallas [3].

## 2. MODELOS TEORICOS

En términos generales, el método de multimodelos hace uso de  $N+1$  modelos del proceso, a cada uno de los cuales asocia un filtro de Kalman (ver figura 1). El primer modelo describe el proceso en la situación normal sin fallas, mientras cada uno de los  $N$  restantes presupone la presencia de una falla característica. Un mecanismo de decisión basado en el procesamiento estadístico de las innovaciones  $e_i$  de cada filtro permite detectar si existe falla y en caso afirmativo, identificarla.

El método de máxima verosimilitud está orientado sólo a detectar fallas aditivas, y se basa también en el procesamiento de la innovación, pero empleando en este caso únicamente el modelo para condiciones normales, con el correspondiente filtro de Kalman (figura 2). El tipo de falla, el monto y el instante en el cual la falla ocurre, se determinan a partir de la estimación de máxima verosimilitud del cambio.

A continuación se presenta una descripción más detallada de cada método.

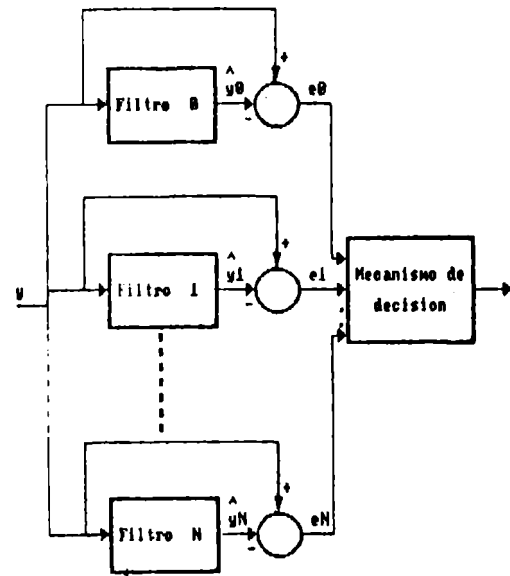


Figura 1. El método de multimodelos.

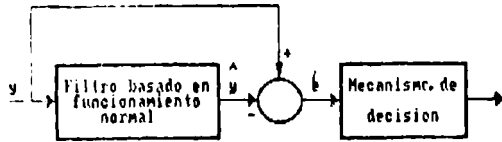


Figura 2. El método de máxima verosimilitud.

## 2.1. Multimodelos

### Algoritmo

El método de multimodelos pretende determinar, en base a la información de la entrada  $\{u(k)\}$  y de la salida  $\{y(k)\}$  del proceso, cual modelo, entre un conjunto finito de modelos estocásticos, predice mejor el comportamiento de la salida del proceso.

Cada modelo  $M_i$ , con  $i=0,1,\dots,N$ , presenta la siguiente estructura:

$$x_1(k+1) = A_1(k)x_1(k) + B_1(k)u(k) + w_1(k) + g_1(k) \quad (1)$$

$$y(k) = C_1(k)x_1(k) + v_1(k) + d_1(k) \quad (2)$$

donde  $w_1(k)$  y  $v_1(k)$  son ruidos blancos gaussianos, independientes y de media cero, con

$$E[w_1(k) w_1(j)^T] = Q_1(k) \delta_{j,k} \quad (3)$$

$$E[v_1(k) v_1(j)^T] = R_1(k) \delta_{j,k} \quad (4)$$

En estas expresiones  $\delta_{j,k}$  es el delta de Kronecker y  $E$  indica el operador esperanza matemática.

El estado inicial  $x_1(0)$  se asume gaussiano, independiente de  $w_1$  y  $v_1$ , con media  $x_1(0|0)$  y covarianza  $P_1(0|0)$ . Las matrices  $A_1(k)$ ,  $B_1(k)$ ,  $C_1(k)$ ,  $Q_1(k)$  y  $R_1(k)$  se suponen conocidas, así como las dimensiones de los modelos, las que en general pueden ser diferentes. En (1) y (2),  $g_1(k)$  y  $d_1(k)$  representan perturbaciones determinísticas.

Sea entonces  $H_1$  la hipótesis que el proceso tiene a  $M_1$  por modelo, y  $p_1(k)$  la probabilidad que la hipótesis  $H_1$  es verdadera dadas las medidas observadas hasta el instante  $k$  ( $I_k = \{u(0), \dots, u(k-1), y(1), \dots, y(k)\}$ ). La regla de Bayes proporciona la siguiente fórmula recursiva para el cálculo de  $p_1(k)$  [8]:

$$p_1(k+1) = \frac{p(y(k+1); H_1, I_k, u(k)) p_1(k)}{\sum_{j=0}^N p(y(k+1); H_j, I_k, u(k)) p_j(k)} \quad (5)$$

En esta igualdad  $p(y(k+1); H_1, I_k, u(k))$  es la función densidad de probabilidad para la predicción de un paso producida por el filtro de Kalman, condicionada a que la hipótesis  $H_1$  se cumple y a que las medidas observadas  $I_k$  y  $u(k)$ , son conocidas.

Por otra parte, la mejor estimación de la media cuadrática del estado  $\hat{x}_1$  y la diferencia  $e_1$  entre la salida real y la salida predicha  $\hat{y}_1$  para el instante  $k+1$  (la innovación) se determinan aplicando el filtro de Kalman al modelo  $i$  (ver ecuaciones (1) y (2)):

$$\hat{x}_1(k+1|k) = A_1(k)\hat{x}_1(k|k) + B_1(k)u(k) + g_1(k) \quad (6)$$

$$\hat{x}_1(k+1|k+1) = \hat{x}_1(k+1|k) + K_1(k+1)e_1(k+1) \quad (7)$$

$$\hat{y}_1(k+1) = C_1(k)\hat{x}_1(k+1|k) \quad (8)$$

$$e_1(k+1) = y(k+1) - \hat{y}_1(k+1) \quad (9)$$

En estas expresiones  $\hat{x}_1(k+1|k)$  e  $\hat{y}_1(k+1)$  corresponden a la estimación de  $x_1(k+1)$  y a la predicción de  $y(k+1)$ , dados  $\{I_k, u(k)\}$  y asumiendo que  $H_1$  es verdadera.

Al igual que en el filtro de Kalman convencional, la ganancia  $K_1(k+1)$  puede calcularse iterativamente a partir de las siguientes ecuaciones:

$$P_1(k+1|k) = A_1(k) P_1(k|k) A_1(k)^T + Q_1(k) \quad (10)$$

$$V_1(k+1) = C_1(k) P_1(k+1|k) C_1(k)^T + R_1(k) \quad (11)$$

$$K_1(k+1) = P_1(k+1|k) C_1(k)^T V_1(k+1)^{-1} \quad (12)$$

$$P_1(k+1|k+1) = P_1(k+1|k) - K_1(k+1) C_1(k) P_1(k+1|k) \quad (13)$$

En estas relaciones se tiene que:

- Asumiendo que la hipótesis  $H_1$  es verdadera,  $P_1(k+1|k)$  y  $P_1(k+1|k+1)$  corresponden a las covarianzas del error de estimación  $x_1(k+1|k+1) - \hat{x}_1(k+1|k+1)$  y de predicción  $x_1(k+1) - \hat{x}_1(k+1|k+1)$ , respectivamente.

- Por otra parte, bajo la hipótesis que  $H_1$  es verdadera, la innovación  $e_1(k+1)$  tiene una distribución normal, con media cero y covarianza  $V_1(k+1)$ . Así entonces, la variable  $y(k+1)$ , condicionada a  $H_1$ ,  $I_k$  y  $u_k$ , es gaussiana, con media  $C_1(k)\hat{x}_1(k+1|k)$  (ver ecuación 8) y con covarianza  $V_1(k+1)$ , como puede comprobarse a partir de (9).

De estas últimas consideraciones se deduce que la función densidad de probabilidad de  $y(k+1)$  condicionada a que  $H_1$ ,  $I_k$  y  $u(k)$  se cumplen, está dada por:

$$p(y(k+1); H_1, I_k, u(k)) = \frac{\exp\{-\frac{1}{2} e_1(k+1)^T V_1(k+1)^{-1} e_1(k+1)\}}{(2\pi)^{m/2} [\det V_1(k+1)]^{m/2}} \quad (14)$$

donde  $m$  es la dimensión de  $y$ .

Las entradas al algoritmo de detección son los valores  $u(k)$  e  $y(k+1)$ , y las salidas son los  $N+1$  valores de las probabilidades  $p_1(k+1)$  calculadas empleando (5) y (14).

### Simulación del método

Para la simulación de este método de detección de fallas, es útil considerar dos aspectos prácticos:

En primer lugar, si un modelo  $M_1$  no ha sido un modelo válido hasta el instante  $k$ , su probabilidad  $p_1(k)$  será muy cercana a cero. En consecuencia, como  $p_1(k+1)$  es proporcional a  $p_1(k)$ , esta probabilidad disminuirá cada vez más, hasta llegar a ser prácticamente nula, y ya no será posible detectar un cambio de modelo. Para que ello no ocurra  $p_1(k)$  no debe ser menor a una cota inferior preespecificada.

En segundo lugar, si existe entre los modelos  $M_1$  alguna combinación modelo-filtro inestable, el filtro de Kalman basado en ese modelo generará grandes errores. Para solucionar este problema, cada vez que la probabilidad  $p_1(k)$  baje de un cierto límite, se reemplazarán los valores estimados de los filtros que divergen, por los valores estimados a partir del modelo más probable.

## 2.2. Razón de máxima verosimi

Este método, a diferencia del método de multimodelos, hace uso de sólo un modelo, el cual caracteriza la operación normal del proceso (figura 2). Los cambios abruptos de modelo...



se hacen presente en instantes no especificados.

El método de máxima verosimilitud hace uso del siguiente modelo del proceso:

$$x(k+1) = A(k)x(k) + B(k)u(k) + w(k) + f_1(k, \theta)\sigma \quad (15)$$

$$y(k) = C(k)x(k) + v(k) + g_1(k, \theta)\sigma \quad (16)$$

Las ecuaciones (15) y (16) equivalen a (1) y (2), con la sola excepción de los términos  $f_1(k, \theta)\sigma$  y  $g_1(k, \theta)\sigma$ , los cuales representan las perturbaciones aditivas al proceso. El valor  $\theta$  caracteriza el instante en que la falla ocurre, luego,

$$f_1(k, \theta) = 0 \quad y \quad g_1(k, \theta) = 0, \quad \text{si } k < \theta$$

Las funciones  $f_1$  y  $g_1$  corresponden a los así llamados perfiles dinámicos de la falla tipo  $i$ , y el escalar  $\sigma$  al monto de dicha falla [8].

Según se ha indicado, el filtro de Kalman se basa en el modelo sin fallas, esto es, sus ecuaciones están dadas por:

$$\hat{x}(k+1|k) = A(k)\hat{x}(k|k) + B(k)u(k) \quad (17)$$

$$\hat{x}(k+1|k+1) = \hat{x}(k+1|k) + K(k+1)e(k+1) \quad (18)$$

$$e(k+1) = y(k+1) - C(k)\hat{x}(k+1|k) \quad (19)$$

donde  $K$ ,  $P$  y  $V$  se obtienen al igual que en (10), (11), (12) y (13).

Si un cambio del tipo  $i$  y de tamaño  $\sigma$  ocurre en el tiempo  $\theta$ , se cumple entonces que:

$$x(k) = x_N(k) + \alpha_1(k, \theta)\sigma \quad (20)$$

$$\hat{x}(k|k) = \hat{x}_N(k|k) + \beta_1(k, \theta)\sigma \quad (21)$$

$$\hat{x}(k+1|k) = \hat{x}_N(k+1|k) + \mu_1(k+1, \theta)\sigma \quad (22)$$

$$e(k) = e_N(k) + \tau_1(k, \theta)\sigma \quad (23)$$

donde  $x_N(k)$ ,  $\hat{x}_N(k|k)$ ,  $\hat{x}_N(k+1|k)$  y  $e_N(k)$  corresponden a las respuestas del proceso en situación normal (sin cambios) y los términos  $x(k)$ ,  $\hat{x}(k|k)$ ,  $\hat{x}(k+1|k)$ ,  $e(k)$  son las respuestas en el caso en que un cambio abrupto se hace presente. Las funciones  $\alpha_1$ ,  $\beta_1$ ,  $\mu_1$  y  $\tau_1$  están dadas por [8]:

$$\alpha_1(k+1, \theta) = A(k)\alpha_1(k, \theta) + f_1(k, \theta), \quad \alpha_1(\theta, \theta) = 0 \quad (24)$$

$$\beta_1(k+1, \theta) = [I - K(k+1)C(k+1)]\beta_1(k+1, \theta) + K(k+1)[C(k+1)\alpha_1(k+1, \theta) + g_1(k+1, \theta)] \quad (25)$$

$$\mu_1(k+1, \theta) = A(k)\beta_1(k, \theta), \quad \beta_1(\theta-1, \theta) = 0 \quad (26)$$

$$\tau_1(k, \theta) = C(k)[\alpha_1(k, \theta) - \mu_1(k, \theta)] + g_1(k, \theta) \quad (27)$$

El problema de detección consiste entonces en determinar, a partir de los residuos  $\{e(k)\}$ , si ha ocurrido un cambio abrupto o falla  $i$ , cual es el tipo de falla  $i$  ocurrida, cual es el tiempo estimado  $\theta$  en el que se ha hecho presente y el monto  $\sigma$  de la falla.

De acuerdo a Willeky [8], para esta detección se requiere obtener primeramente el índice:

$$l_B(k, \theta, i) = 2\sigma d(k, \theta, i) - \sigma^2 a(k, \theta, i) \quad (28)$$

lo cual implica conocer el monto  $\sigma$  y el instante  $\theta$ .

Si no se conoce  $\sigma$ , se debe utilizar un índice alternativo, por ejemplo:

$$l(k, \theta, i) = \frac{d^*(k, \theta, i)}{a(k, \theta, i)} \quad (29)$$

En este índice, la función  $a(k, \theta, i)$  representa la información contenida en las salidas  $y(\theta), \dots, y(k)$  acerca del cambio de tipo  $i$

ocurrido en el tiempo  $\theta$ , dada por:

$$a(k, \theta, i) = \sum_{j=\theta}^k \tau_1(j, \theta) V^{-1}(j) \tau_1(j, \theta) \quad (30)$$

mientras  $d(k, \theta, i)$ , representa las correlaciones de los residuos observados con las características  $\tau_1(j, \theta)$  de los cambios abruptos, para diferentes hipótesis  $i$ , y tiempos  $\theta$ :

$$d(k, \theta, i) = \sum_{j=\theta}^k \tau_1(j, \theta) V^{-1}(j) e(j) \quad (31)$$

Luego de calcular el índice  $l$  o  $l_B$ , se estima  $\sigma$ , asumiendo un cambio de tipo  $i$  en un tiempo  $\theta$ , a través de:

$$\hat{\sigma}(k, \theta, i) = \frac{d(k, \theta, i)}{a(k, \theta, i)} \quad (32)$$

El método más sencillo de detectar fallas aditivas es, en cada instante  $k$ , maximizar ya sea el índice  $l$  o bien el índice  $l_B$ , para todo  $i$ , y para todos los tiempos  $\theta$ . Si este valor es mayor que un umbral prefijado, se supondrá que una falla del tipo  $i$  ha ocurrido en el instante  $\theta$ .

De acuerdo al algoritmo propuesto, a medida que el tiempo avanza, crece el número de instantes en que pudiera haberse hecho presente la falla, por lo que la dimensión del problema aumenta considerablemente. Esto puede ser solucionado utilizando para la maximización una ventana deslizante, tal que  $k - K_1 \leq \theta \leq k - K_2$ . Una explicación plausible para el empleo de este criterio es que si ya han pasado  $K_1$  instantes y aun no se ha detectado un cambio abrupto, lo más probable es que este no haya tenido lugar; por otra parte, en general existirá un retardo de  $K_2$  entre el instante en que la falla ocurre y el momento en el cual existe posibilidad de detectarla.

### 3. SOFTWARE DE SIMULACION

Para realizar las pruebas por simulación se programaron ambos algoritmos utilizando MATLAB, que es un software muy flexible y efectivo para trabajar con matrices y diseñar algoritmos y estrategias de control.

Cada programa presenta una estructura modular, compuesta por los siguientes cuatro bloques:

**Proceso:** Este módulo simula ser el proceso para el cual se realizan las pruebas.

**Filtros:** Contiene las ecuaciones del o de los filtros de Kalman. La entrada a este módulo es la salida del proceso, y sus salidas son utilizadas para detectar posibles fallas.

**Detector:** Este módulo es el encargado de procesar las innovaciones de los filtros y generar resultados inmediatamente utilizables para detectar, aislar e identificar las fallas del proceso.

**Salidas:** Su función es graficar, para ambos métodos, los resultados de la simulación de modo de realizar análisis comparativos.

### 4. PRUEBAS Y RESULTADOS

Para el análisis de los algoritmos descritos se realizaron pruebas de simulación que permitieron evaluar si estos cumplían con las siguientes condiciones:

- Rápida y correcta detección de que una falla ha ocurrido.
- Aislación, o determinación del tipo de falla.
- Identificación de la falla, o determinación del monto de la falla.

Las pruebas realizadas consideraron como fallas, cambios de 10%, 20% y 50% en los parámetros del proceso, así como variaciones en las características estadísticas de las perturbaciones  $w$  y  $v$ . Por otro lado, el diseño de los filtros se basa en alguno de los dos siguientes supuestos:

- Se conoce el modelo del proceso.
- El modelo del proceso sólo es conocido en parte.

Como en el método de multimodelos es necesario además conocer los tipos de falla y sus magnitudes, al diseñar los filtros se supuso que las fallas eran del 10% en todos los casos, esperándose que de esta forma se detectarían también las fallas de 20% y 50%.

A continuación se presentan los ejemplos desarrollados así como los filtros utilizados por los algoritmos de multimodelos y máxima verosimilitud. Por último se describen los resultados de las pruebas y un análisis de éstos.

#### 4.1. Proceso

El proceso se modela como un sistema de primer orden definido por la siguiente ecuación de estado:

$$x(k+1) = A(k)x(k) + Bu(k) + w(k) + g(k)$$

$$y(k) = Cx(k) + v(k) + d(k)$$

con

$G_w$ : desviación estandar de  $w$   
 $G_v$ : desviación estandar de  $v$

Los valores de los parámetros para el proceso, antes de ocurrir una falla, se escogieron de tal modo que el proceso sea estable y de ganancia estática unitaria:

$$\begin{aligned} A &= 0.8 & B &= 0.2 & C &= 1.0 \\ g &= 0.0 & d &= 0.0 \\ G_w &= 0.1 & G_v &= 0.1 \end{aligned}$$

Este modelo es válido hasta el momento de la falla, la cual se produce en  $k=15$ . Las fallas consideradas incluyen cambios en:

- $B$ , de 0.2 a 0.22
- $C$ , de 1.0 a 1.50
- $A$ , de 0.8 a 0.88
- $A$ , de 0.8 a 0.96
- $g(k)$ , de 0.0 a 0.1
- $g(k)$ , de 0.0 a 0.5
- $d(k)$ , de 0.0 a 0.1
- $d(k)$ , de 0.0 a 0.5

La entrada al proceso es una secuencia binaria aleatoria  $u(k)$ , con valores cero o dos, media igual a 1 y desviación estandar también igual a 1.

El control  $u(k)$  y las perturbaciones  $w(k)$  y  $v(k)$  se consideran idénticas para todas las fallas.

#### 4.2. Multimodelos

Este método se probó con ocho filtros diferentes, uno de los cuales supone que la falla no ha ocurrido. Los siete filtros restantes asumen que ha ocurrido un cambio de 10% en alguno de los siete parámetros del proceso ( $A, B, C, g, d, G_w, G_v$ ).

Bajo el supuesto que se conoce perfectamente el proceso (modelo correcto), los parámetros de los ocho filtros tendrán los mismos valores que los parámetros del proceso. En cambio, bajo el supuesto contrario, el parámetro  $A$  de los ocho filtros será 10% superior al real. Esto se hace para verificar la robustez del método ante pequeños errores de modelación.

#### 4.3. Máxima verosimilitud

Este método utiliza un solo modelo del proceso, pero por medio de  $f_1(k, \theta)$  y  $g_1(k, \theta)$ , es posible seleccionar los posibles tipos de fallas que se intentará detectar.

En este caso, se supondrá que no se conoce el tipo de falla y tampoco su magnitud, por lo que  $f_1(k, \theta)$  y  $g_1(k, \theta)$  deben tomar en cuenta todos los posibles casos. Esto se hace fijando los siguientes tres tipos de fallas:

- a)  $i=1$  falla en actuador;  $f_1=1, g_1=0$
- b)  $i=2$  falla en sensor;  $f_2=0, g_2=1$
- c)  $i=3$  fallas en actuador y sensor;  $f_3=1, g_3=1$

Al igual que en el método de multimodelos, aquí se consideran sólo dos modelos del proceso, el primero correcto y el segundo incorrecto. Estos modelos son los descritos en 4.1.

#### 4.4. Cambio en el parámetro $A$

Las figuras 3a y 3b presentan los resultados de la simulación de ambos algoritmos de detección, para el caso en que el parámetro  $A$  varía en 10%.

La figura 3a muestra la variación en el tiempo  $k$  de las probabilidades  $p_i$  asociadas a cada uno de los ocho modelos. El máximo que se observa entre  $k=5$  y  $k=10$  en la curva correspondiente al modelo que asume una falla en  $G_v$  se debe a que el algoritmo aún no se estabiliza por completo. El error en  $A$  se produce en  $k=15$  y se puede comprobar que la probabilidad correspondiente al modelo que supone una falla en  $A$ , y que debería aumentar para indicar el error en esa variable, permanece igual, e incluso disminuye en  $k=25$ .

La figura 3b presenta los índices determinados al aplicar el algoritmo de máxima verosimilitud, para posibles fallas en el sensor, en el actuador y en ambos, versus la variable  $\theta$  que caracteriza el instante en que ocurre la falla, obtenidas para  $k=13$  y para  $k=25$ . Las curvas que aparecen entre  $\theta=2$  y  $\theta=13$  corresponden a las obtenidas para  $k=13$  e indican, ya que su valor es bajo, que no se han detectado fallas. Por otra parte, las curvas entre  $\theta=13$  y  $\theta=28$ , obtenidas para  $k=25$ , presentan valores mayores, lo cual constituye un signo indicativo de fallas. Los valores obtenidos para el caso sin falla, pueden utilizarse para determinar un umbral que si es superado, indica que ha ocurrido un cambio en el proceso.

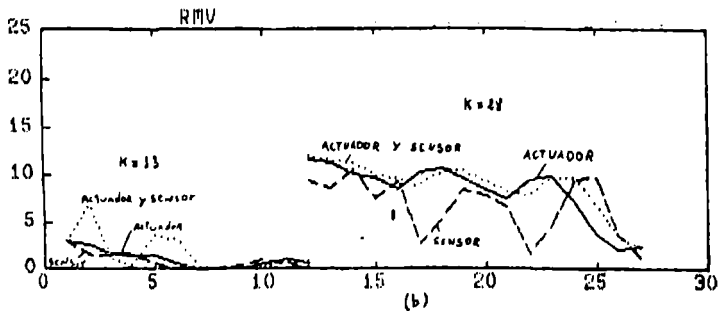
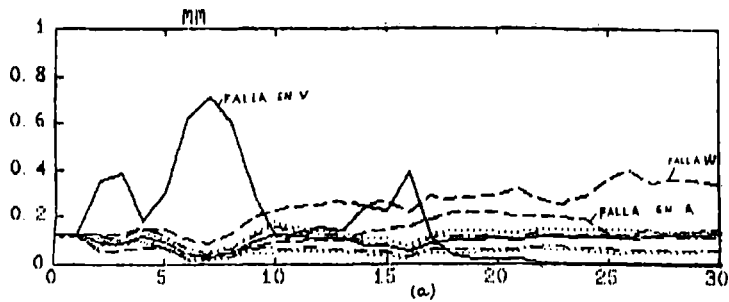


Figura 3. Pruebas con el modelo correcto y cambio en A de 10%.

#### 4.5 Cambio en el parámetro d

Para los cambios generados en el parámetro d, es posible observar en la figura 4a, que el algoritmo de multimodelos no opera bien, pues detectó aproximadamente, para  $k=16$ , una falla inexistente en v y no la falla que realmente ocurrió en d. Por el contrario, el algoritmo de máxima verosimilitud detectó perfectamente, pues se aprecia para  $k=28$ , un notorio máximo en el índice correspondiente a la falla en el sensor (figura 4b).

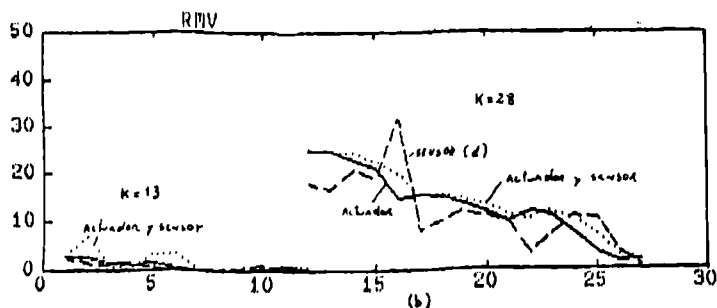
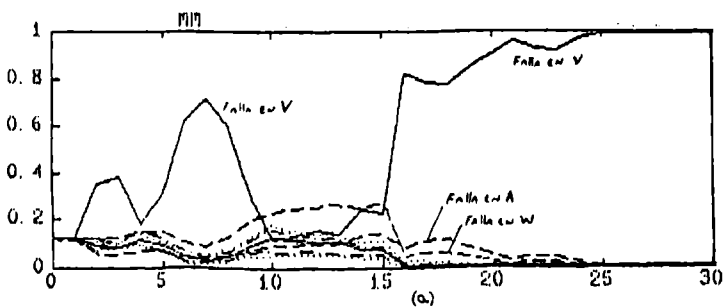


Figura 4. Pruebas con el modelo correcto en d de un 50%.

6.11.5.

#### 4.6 Cambio en el parámetro g

La figura 5a muestra que para el modelo incorrecto, el algoritmo de multimodelos no es capaz de detectar la falla debida a un cambio en el parámetro g, a pesar de que esta es del 50%. Por su parte, el método de máxima verosimilitud pudo detectar muy bien la falla pero no pudo identificar si correspondía a falla de actuador o a una falla simultánea de actuador y sensor.

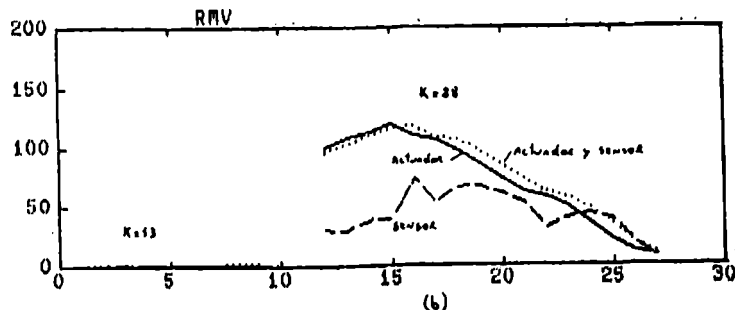
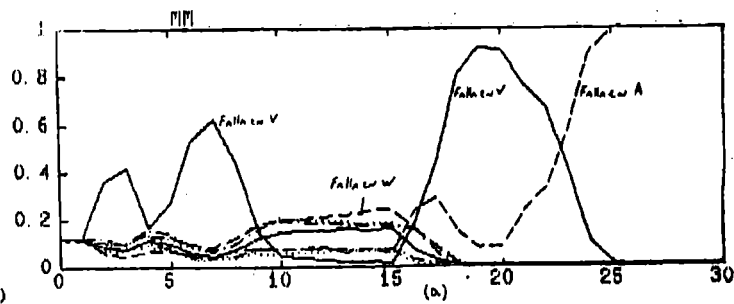


Figura 5. Pruebas con el modelo incorrecto y cambio en g de 50%.

#### 4.7 Cambio en el parámetro Gv

La figura 6 muestra que ninguno de los dos métodos permitió detectar cambios en la varianza del ruido, aún cuando este cambio es considerable (50%).

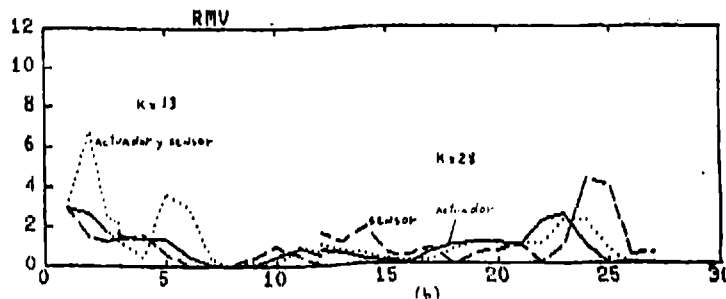
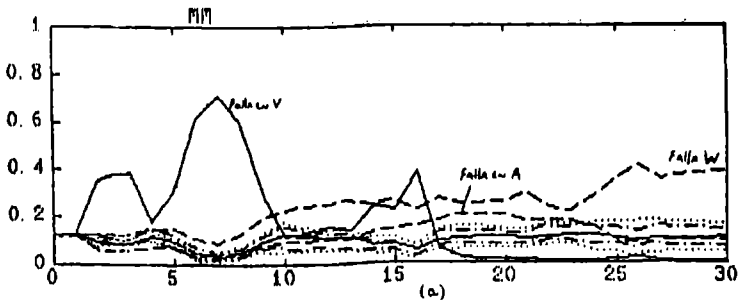


Figura 6. Pruebas con el modelo correcto y cambio en Gv de un 50%.

#### 4.8 Algoritmo de multimodelos con sólo dos modelos

Con el fin de analizar el efecto del número de modelos en el algoritmo de multimodelos, se efectuaron siete pruebas adicionales, pero con sólo dos modelos, el primero sin fallas y el segundo con una falla de 10% en alguno de los siete parámetros. Los resultados de estas pruebas fueron muy satisfactorios, ya que el algoritmo detectó fallas del 10% en los parámetros A, B o C. En particular y como se muestra en la figura 7, se detectó correctamente la falla en el parámetro C. No se detectaron, en cambio, las fallas en los parámetros g, d, Gv y Gw.

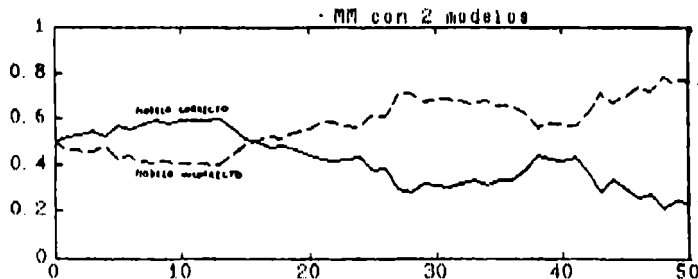


Figura 7. Prueba con algoritmo de multimodelos usando sólo dos modelos y cambio en el parámetro C del 10%.

### 5 ANALISIS DE RESULTADOS

#### 5.1. Detección

Los resultados obtenidos por simulación indican que el método de multimodelos no ha sido capaz de detectar apropiadamente fallas del 10% en los parámetros A, d y g. Sólo se ha obtenido una detección precisa reduciendo el número de modelos a dos.

En cambio, el método de máxima verosimilitud detectó fallas para cambios en los parámetros A y d utilizando un modelo correcto del proceso (figuras 3b y 4b), así como también cambios en g considerando un modelo incorrecto (figura 5b). Las fallas más difíciles de detectar con este método son los cambios en las varianzas de los ruidos, según se muestra en la figura 6b.

#### 5.2. Aislación e identificación

Como el método de multimodelos presenta serios problemas de detección, no es factible realizar un análisis detallado sobre la aislación del tipo de falla en estos casos. El método no opera considerando ocho modelos, pero pruebas preliminares han mostrado que con alrededor de cuatro modelos es posible detectar y aislar fallas, siempre que éstas sean de montos significativos (mayores que 50%).

El método de máxima verosimilitud, por el contrario, detecta la falla y en la mayoría de los casos es capaz de identificar su tipo, aun cuando en teoría, sólo puede aislar fallas aditivas. La razón de ello podría ser que un cambio en el parámetro A se asimila a una falla aditiva en el actuador y que un cambio en el parámetro C se asimila a una falla aditiva en el sensor. Con este método fue posible aislar la falla en todos los casos, exceptuando

cambios en las covarianzas de los ruidos, los que no fueron detectados. Así por ejemplo, en el caso de una falla del 50% en el sensor (cambio en d), se aprecia claramente un cambio brusco en el índice para  $\theta=16$  (figura 4b).

#### 5.3. Robustez

Los resultados muestran que ninguno de los métodos presenta un comportamiento robusto ante errores pequeños de modelación. Sin embargo, la robustez aumenta considerablemente cuando las fallas que ocurren son significativas, como puede apreciarse en el caso de un cambio del 50% en el parámetro g (ver figura 5b).

### 6. CONCLUSIONES

Al analizar el comportamiento de ambos métodos se observa que, para casi todos los casos estudiados, el método de máxima verosimilitud presenta una mejor respuesta, tanto en la detección como en la aislación e identificación de los diferentes tipos de falla. Sin embargo, al disminuir el número de modelos, y ante fallas pequeñas, el algoritmo de multimodelos mejora su comportamiento.

El principal problema que presenta el algoritmo de máxima verosimilitud es su velocidad de ejecución computacional, ya que es en promedio cuatro veces más lento que el de multimodelos. Los resultados sugieren que en aplicaciones simples, en que la o las fallas están perfectamente identificadas y son de magnitud importante, el algoritmo de multimodelos puede representar una alternativa más apropiada. En cambio, en el caso más general, ofrece un mejor comportamiento el algoritmo de máxima verosimilitud.

### 7. REFERENCIAS

- [1] Basseville, M. (1988). "Detecting changes in signals and systems. A survey". Automatica, Vol. 24, N°3, 309 - 328.
- [2] Basseville, M., Benveniste, A. (1983) "Design and comparative study of some sequential jump detection algorithms for digital signals". IEEE Transactions on Acoustic, Speech, and Signal Processing. Vol. ASSP - 31, N°3, 521-535.
- [3] Janos, J.G. (1988). "Survey of model - based failure detection and isolation in complex plants". IEEE Control Systems Magazine, 3-11.
- [4] Mehra, R.K. (1970). "On the identification of variances and adaptive Kalman filtering". IEEE Transactions on Automatic Control, Vol 15, 175-184.
- [5] Willsky, A.S. (1976). "A survey of design methods for failure detection in dynamic systems". Automatica, Vol. 12, 601 - 611.
- [6] Willsky, A.S., Jones, H.L. (1978). "A generalized likelihood ratio approach to the detection and estimation of jumps in linear systems". IEEE Transactions on Automatic Control, Vol.21, N°2, 108-112.
- [7] Willsky, A.S. (1988). "Detection of abrupt changes in dynamic systems". En Basseville, M., Benveniste, A., Detection of abrupt changes in signal and dynamical systems, Springer Verlag, 27-49.
- [8] Willsky, A.S. (1988). "Detection of abrupt changes in dynamic systems". Lecture Notes in Control and Information Science.

#### AGRADECIMIENTOS

Este trabajo ha sido posible gracias al financiamiento otorgado por el proyecto FONDECYT 0743/80.

DETECCION DE ERRORES EN SISTEMAS AUTOMATIZADOS  
CON CONTROLADORES LOGICOS PROGRAMABLES (PLC)

Oscar Páez Rivera  
Eduardo Díaz Sepúlveda  
Departamento de Ingeniería Eléctrica  
Universidad de Santiago de Chile

**RESUMEN:** En el trabajo se analiza la conceptualidad asociada a fallas de sistemas automatizados con PLC. En base a los conceptos y los recursos disponibles en un PLC mediano, se desarrollan métodos de software que permiten detectar, aislar y diagnosticar errores en forma automática. Como resultado, se obtienen métodos simples y efectivos que se pueden aplicar a cualquier PLC con características iguales o mejores a las especificadas en el trabajo.

**ABSTRACT:** In this paper the concepts related with systems failure are analysed, and extended to PLC'S automation. Based on these concepts and PLC'S resources, several error detection methods are developed to identify and to estimate errors in automatically way. The results are simple and effective methods that we can apply in several middle range PLC.

#### 1. INTRODUCCION.

Para algunos autores [1],[2], la falla de un sistema consiste en una degradación de sus capacidades. Bajo estado de falla, el sistema es incapaz de alcanzar en su totalidad los objetivos de operación. Los sistemas que interactúan con él denotan claramente una desviación en la conducta esperada.

La aparición de la falla obliga al supervisor a evaluar el continuar operando defectuosamente o bien ordenar la detención inmediata de la producción para proceder a la reparación [2]. La detención de la producción significa atrasos, entrambamientos, pérdidas de materiales (en especial si no se completó un batch) y pérdidas contables en general. Una falla puede colocar en peligro la vida humana y ser causa de daños estructurales. Por todas las razones mencionadas, toma importancia el investigar y definir las condiciones que pueden llevar a una falla y desarrollar métodos que impidan su ocurrencia.

Una falla siempre se origina en un defecto, ya sea de materiales o bien en una equivocación humana. El defecto aparece durante la vida útil del dispositivo o componente. La equivocación de una instrucción del software o mala rotulación de cables o ensambles incorrectos son ejemplos de defectos de origen humano.

El defecto puede permanecer latente hasta que alguna condición lo activa, produciendo un error. El error es una respuesta distinta a la esperada, pero sólo algunos errores son efectivos para producir la falla.

A fin de impedir caer en una falla deben desarrollarse las instancias de evasión, redundancia y detección.

La evasión es el conjunto de procedimientos que se activan en las etapas de diseño y construcción del sistema a fin de disminuir los defectos.

La redundancia del hardware busca conseguir la inmunidad del sistema ante errores. Ello significa implícitamente aceptar la imposibilidad de evadir todos los posibles defectos (muchos aparecen por desgaste de operación). Al redundar, se pretende que, ciertos defectos que pueden generar errores efectivos, sean tolerados por el sistema. Por ejemplo, al colocar dobles niveles máximos de llenado se tolera la detección del detector más usado. La redundancia tiene al menos los siguientes factores en contra: primero, no siempre es posible redundar físicamente ciertos elementos; segundo, la redundancia eleva considerablemente los costos.

Con el nombre de Detección, se denomina a un conjunto de tareas, esencialmente de software, que apuntan a aumentar la confiabilidad del sistema. Las tareas son: detección de errores; alarmar los errores; aislar el error y diagnosticar el defecto [2]. La confiabilidad del sistema aumenta puesto que estas tareas mejoran la supervisión automática detectando errores (antes que se tornen efectivos) y también porque es posible activar automáticamente el respaldo disponible.

La detección de errores, se basa en la posibilidad de reconocer cambios bruscos en variables que presentan una conducta predecible. Para Isermann [2], es necesario disponer de un conocimiento a priori de la dinámica del sistema. Este conocimiento puede traducirse en modelos de proceso para estados normales y estados erróneos. Willsky [3] comparte este concepto y subraya que el principal desafío de la detección consiste en modificar adecuadamente el software automático normal de modo de poder captar estos cambios bruscos no esperados.

A partir de la detección de errores es posible alarmar lo cual es una dificultad técnica que se resuelve con los equipos disponibles para tal efecto.

El proceso de aislación apunta a situar en la zona específica la ocurrencia del error.

El proceso de diagnóstico busca distinguir entre los distintos elementos cual es el defectuoso.

Para Willsky [3], el problema de detección de errores es extremadamente complejo y la elección apropiada del diseño depende de la aplicación particular.

En el ambiente de los sistemas automatizados con controladores de lógica programable se dan fallas cuyos orígenes están en defectos cuyas proporciones son las siguientes [4],[5]: 5% hardware del PLC; 15% fuentes de poder; 5% cableado; 45% detectores de terreno y 30% actuadores. De modo que los elementos con más defectos son los detectores (45%) y actuadores (30%). En general los errores cometidos por los detectores y actuadores son posibles causas de fallas que obligan a la detención de la producción.

En la literatura sobre automatización no se mencionan resultados en este campo, los conceptos usados en este trabajo han derivado del área de confiabilidad de sistemas de informática, control de procesos y control de calidad [1], [9], [10], [11]. Salvo el desarrollo de la interface inteligente Genius de General Electric [6], [8], el problema de la detección automática de errores en sistemas con PLC, no ha sido suficientemente desarrollado.

La metodología seguida en este trabajo es la siguiente:

En base a la conceptualidad expuesta anteriormente, se desarrollan ideas susceptibles de ser implementadas con las capacidades de PLC medianos ((150-500) entradas/salidas). Estas ideas se traducen en el lenguaje usado por el PLC para constituir una lógica para la detección de errores o si bien se ha hecho una investigación exhaustiva de la literatura sobre el problema, el enfoque es netamente práctico buscando soluciones robustas y fáciles de implementar junto con el software de automatización.

## 2. RECURSOS DE LOS CONTROLADORES DE LOGICA PROGRAMABLE.

Los controladores de lógica programable (PLC) son dispositivos basados en microprocesadores que nacieron en los comienzos de los 70 para reemplazar los paneles de relés usados en automatización. En su forma más básica, aceptan como entrada un conjunto de señales on-off provenientes de detectores y comandos y generan un conjunto de salidas discretas on-off para los actuadores de terreno. La lógica para activar estas salidas se programa en la memoria del microprocesador en un lenguaje en escalera propio del comando eléctrico por relés. De modo que el soporte principal para la lógica, es una combinación de contactos (asociados a las entradas, salidas y bobinas virtuales) que activan a bobinas asociadas a las salidas reales y bobinas virtuales que tienen sentido sólo en el software. Esta estructura básica se potencia agregando temporizadores y contadores, así a la lógica combinatorial propia de los relés se agrega una lógica secuencial que permite implementar las rutinas propias del automatismo de máquinas industriales.

La estructura descrita se encuentra en cualquier PLC compacto (14 entradas, 10 salidas). Para equipos modulares de mayor capacidad de entradas y salidas es necesario disponer de instrucciones más allá del automatismo discreto, a fin de manejar los datos digitales asociados a la cuenta de los contadores; contenido de registros y preset de temporizadores.

En este trabajo se emplean recursos disponibles en PLC como el Series one de General Electric [7]; el TC305 de Texas Instrument que incluyen los recursos recién mencionados. De modo que todo el software de detección se realiza en el mismo PLC que realiza el automatismo. Esta decisión se adopta como una restricción de entrada por la razón práctica de que así no se requiere un equipo adicional al ya existente.

## 3. EVASION DE DEFECTOS Y REDUNDANCIA

Tal como se menciona en la introducción, la evasión de defectos corresponde a la etapa de diseño y construcción del sistema. Se lleva a cabo utilizando componentes de calidad probada y efectuando una depuración (debuging) del hardware y software empleado. A pesar de lo riguroso que sea esta depuración, la experiencia enseña que aparecerán defectos en los detectores durante la operación.

El concepto de redundancia proviene de la computación en el que  $n$  módulos idénticos realizan el mismo procesamiento a los mismos datos de entradas en el mismo tiempo y se aceptan como válidos los datos entregados por la mayoría de los módulos (que obviamente son impares en número) [5], [9]. La redundancia en su forma más simple (TMR) adaptada al dato que genera la detección de un punto de terreno genera una lógica de relé como la mostrada en la Fig. N°1. Esta lógica requiere tres detectores para el mismo punto ( $d_{11}, d_{21}, d_{31}$ ), si falla uno de los tres detectores, los otros dos permitirán activar la bobina virtual  $d_1$  con el estado correcto del punto 1. Desde el punto de vista del PLC se requieren dos puntos más de entrada y 8 instrucciones de software más [7].

Este método no funciona si se alteran dos detectores simultáneamente. Es posible deducir una combinación de cinco detectores para contemplar este caso; sin embargo, resulta muy complicado en software y de alto costo en hardware lo que hace impracticable tal solución.

## 4. DETECCION AUTOMATICA DE ERRORES

### 4.1. El Automatismo con PLC.

Sea  $\hat{X}=(\hat{x}_1, \hat{x}_2, \dots, \hat{x}_n)$  un vector cuyos componentes  $\hat{x}_k$  toman valores uno o cero dependiendo si el detector correspondiente está o no actuado. Sea  $X=(x_1, x_2, \dots, x_n)$  un vector correspondiente a las entradas del PLC de los detectores cuyo estado asume los valores binarios recién mencionados.  $\hat{X}$  puede ser definido como el estado de la máquina y  $X$  el estado observado (por el PLC) de la máquina.

Sea  $\hat{U}=(\hat{u}_1, \hat{u}_2, \hat{u}_3, \dots, \hat{u}_m)$  un vector cuyos componentes  $u_k$  toman valores binarios según el estado de activación de los actuadores. Sea  $U=(u_1, u_2, u_3, \dots, u_m)$  un vector correspondiente a las salidas del PLC, cuyos componentes  $u_k$  asumen valores binarios correspondientes al estado de activación desde el PLC hacia los actuadores.  $\hat{U}$  puede ser definido como el vector de accionamiento de la máquina y  $U$  puede ser definido como el vector de comando de la máquina.

En estado normal, los vectores  $X$  y  $\hat{X}$  tienen la misma valoración, también ocurre con  $U$  y  $\hat{U}$ .

El espacio de estado de la máquina lo constituye el conjunto de todos los vectores  $\hat{X}$  posibles. Este espacio tiene una dimensión de  $2^n$  elementos; sin embargo, existe un subconjunto de estados prohibidos para la máquina, ya sea porque no se pueden alcanzar, porque significarían estados desastrosos o de mal funcionamiento. Así, el espacio real de la máquina bajo automatismo es un subconjunto pequeño de las  $2^n$  posibilidades. Algo totalmente análogo ocurre con el espacio de los accionamientos de la máquina, sólo un subconjunto de las  $2^m$  combinaciones son aceptables.

El automatismo de la máquina puede ser entendido como una trayectoria definida (y programada) en el espacio real de estado de la máquina. Tal como se grafica en la Fig. N°5. A partir de un estado inicial  $\hat{X}_1$ , el PLC activa la salida  $\hat{U}_2$  que lleva la máquina a través de estados intermedios hasta  $\hat{X}_2$ , donde se produce el cambio de accionamiento a  $\hat{U}_3$ , siguiendo así la cadena hasta cerrar el ciclo de producción. Es interesante considerar el paralelismo que ocurre entre el programa del PLC y la trayectoria que sigue el automatismo considerando sólo los estados  $\hat{X}_S$  de conmutación (de switching), tal como se muestra en la Fig. N°6. En la situación normal de funcionamiento existe un tiempo promedio empleado en recorrer un ciclo. Además, la

transición entre un estado de conmutación y otro sigue una forma muy definida, estas propiedades se usan más adelante para generar métodos de detección en línea de errores.

El concepto de secuencia se genera al amarrar un cambio de estado a una condición única de estado presente y entradas activadas. Esta secuencia es la que se programa en el PLC.

Un defecto en un detector puede generar los siguientes errores: i) se alcanzó el estado correspondiente y el PLC no lo reconoce; ii) la secuencia real se detiene y queda en espera de la próxima entrada  $\hat{U}(k)$ .

Un defecto en un actuador puede generar los siguientes errores: i) la secuencia real se detiene ante la imposibilidad de generar  $\hat{U}(k)$ ; ii) la secuencia real evoluciona hacia otro estado no contemplado en la secuencia al generarse un  $\hat{U}(k)$  próximo incorrecto.

#### 4.2. Métodos de detección automática de errores.

Según Kashell [4] y otros autores, las fallas atribuibles al PLC no superan el 5% del total. La arquitectura de microcomputador industrial de un PLC incorpora toda la tecnología de evasión de defectos; redundancia de procesamiento y autodiagnóstico de errores. Por ello, el PLC puede asumir la misión de detectar errores en el automatismo. Los métodos que se presentan a continuación se han desarrollado en base al comportamiento de las secuencias anteriormente descritas.

##### 4.2.1. Realimentación por tiempo (RPT).

Cuando un detector cae en defecto deja en lazo abierto la relación entre la máquina y el PLC. Esto es especialmente claro en el desplazamiento de un cilindro y su fin de carrera. El cilindro puede alcanzar el fin y el detector no cerrar el circuito que habilita la entrada al PLC, así el PLC queda esperando que se alcance el estado siguiente (que ya se alcanzó realmente). La realimentación puede generarse por software tal como se ve en la Fig. N°2. El contacto M activa al actuador  $U_k$  y simultáneamente un temporizador  $T_k$ . El preset del temporizador se ajusta al máximo tiempo aceptable para el movimiento. Si el detector  $D_k$  no actúa, cuando se cumpla el tiempo se activará la alarma  $A_k$  detectando así el error. Este método es directo y consume un temporizador por cada detector a vigilar. Trabaja en línea con el automatismo.

##### 4.2.2. Cadena secuenciada (CST).

Este método sirve para probar fuera de línea los detectores y actuadores involucrados. Se basa en generar una secuencia de movimientos básicos, que formen una cadena que permita probar uno a uno los detectores y actuadores, en la medida que el programa del PLC hace que se recorra. El diseño de la secuencia de movimientos debe ser tal que no sea peligrosa la ejecución de ella, incluso cuando se produzca un defecto en un sensor o un actuador. El programa que controla la ejecución de la cadena está estructurado en base a ordenar que ocurra la activación de los actuadores en intervalos de tiempo regulares. Este programa requiere para su implementación un registro de desplazamiento y un circuito tipo reloj que consume dos temporizadores. Para realizar la detección propiamente dicha se emplea un conjunto de instrucciones como las mostradas en la Fig. N°3. En las bobinas virtuales  $V_1, V_2, \dots, V_k, \dots, V_n$  se almacena la información, de que fueron activados los detectores.

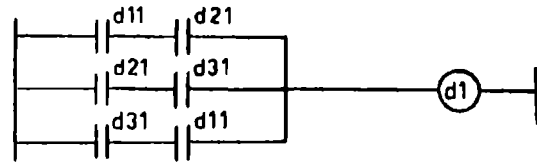


Fig.1 Redundancia tipo TMR para PLC.

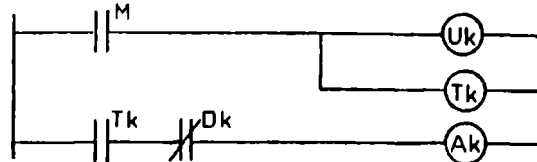


Fig.2 Realimentación por tiempo.

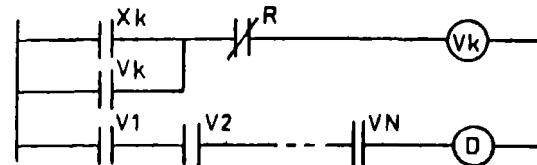


Fig.3 Lógica para la cadena.

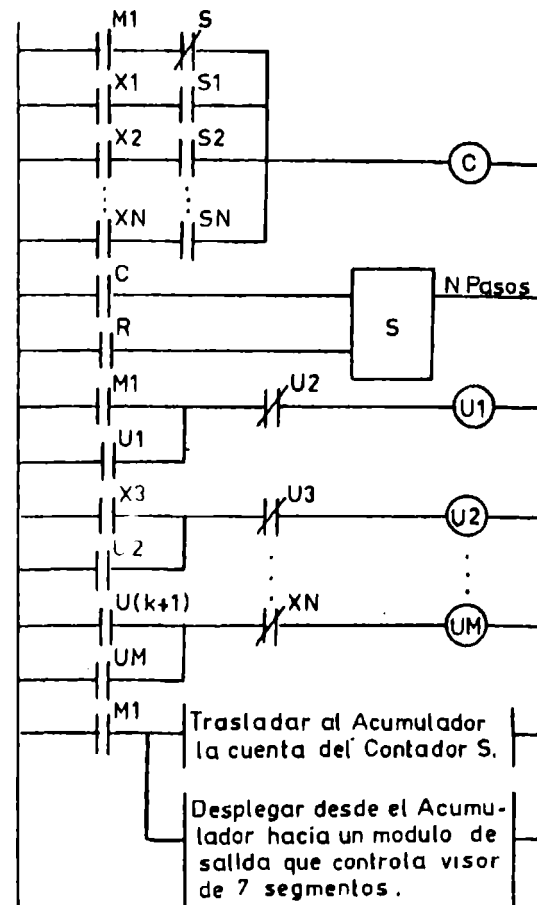


Fig.4 Cadena secuenciada por detector.

Al fin de la cadena se rescata el valor de la bobina virtual D. Esta se encontrará activada si todos los de detectores actuaron y por lo tanto no hay errores.

El método descrito se presta para ser efectuado antes de comenzar el turno de producción y constituye un chequeo fuera de línea. Como la cadena se realiza en lazo abierto controlada por tiempo, entonces se comandan todos los actuadores y se chequean los detectores.

Cuando no se activa la bobina virtual D, al menos uno de los detectores no actuó y eso acusa error en el funcionamiento de un actuador o detector. Se puede alarmar, pero no aislar ni diagnosticar.

#### 4.2.3. Cadena secuenciada por detectores (CSD).

Este método puede considerarse como una variación del anterior. Para su implementación exige que el secuenciamiento sea controlado por el último detector involucrado en el movimiento generado por un actuador. Este también es un método de chequeo fuera de línea. Para su funcionamiento es necesario ordenar numéricamente a los detectores según su activación en la secuencia. Cuando se aplica es posible saber que detector o actuador se encuentra defectuoso. En la Fig. N°4 se muestra la lógica de este test: la secuencia se establece a partir de un contacto de partida M1, con el que se energiza el primer actuador U1. El movimiento que genera U1 activa los detectores x1, x2, x3 (por ejemplo); al activarse x3 se energiza U2 y se resetea U1. El movimiento generado por U2 activa otro set de detectores x4, x5, etc. El último de ellos activará U3 y así se sigue la cadena hasta el último actuador y el último detector. En el contador S se lleva la cuenta del paso en el que el detector debe activarse. En la bobina C deben generarse pulsos del tipo One shot pulse (7) para incrementar la cuenta de S.

Simultáneamente la cuenta de S se traslada al acumulador de datos (o registro equivalente), y desde allí se maneja un módulo de salida dedicado a un visor de 7 segmentos, de modo de desplegar la cuenta del contador. La cuenta se detiene en el número correspondiente al último detector que actuó correctamente.

Este método realiza detección, aislación y diagnóstico parcialmente, ya que es necesario distinguir si el defectuoso es el próximo detector o el actuador correspondiente. La duda sólo existe cuando el detector en duda coincide con la condición de partida para el siguiente conjunto de movimientos. En tal caso, el supervisor debe analizar aisladamente el funcionamiento de ambos dispositivos.

#### 4.2.4. Control del tiempo de ciclo (CTC).

En este método, se usa el conocimiento que se tiene sobre el proceso para llevar a cabo un control sobre el tiempo entre conmutaciones y sobre el tiempo total empleado en el ciclo. La idea central consiste en mantener activada una bobina virtual Uk\* durante el tiempo asignado a la transición de estado entre XSk-1 y XSk. La operación lógica (Uk.Uk\*+Uk.Uk\*) permite discriminar los instantes en que ambas señales son diferentes. El contacto correspondiente a la operación lógica recién descrita se usa como permiso para habilitar la cuenta de una base de tiempo BT, de modo que el contador CNT de la Fig. N°7 acumula la diferencia de tiempo entre el accionamiento real y preestablecido.

Esta idea básica pueda usarse para vigilar el comportamiento de un actuador específico o bien para acumular las diferencias de tiempo durante todo el ciclo.

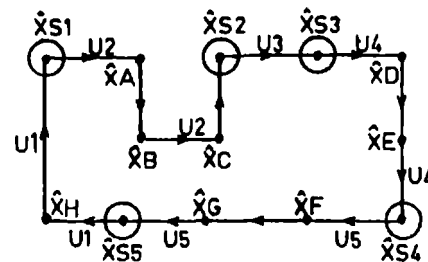


Fig.5 Trayectorias en el espacio de estado de la máquina..

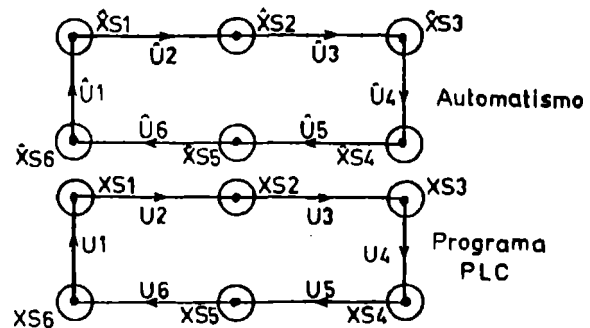


Fig.6 Correspondencia entre Automatismo y Programa.

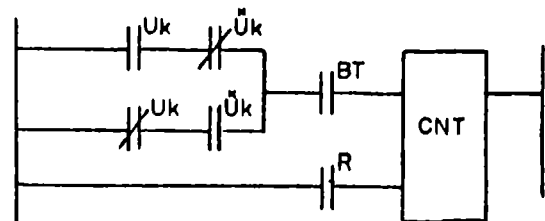


Fig.7 Lógica para detectar diferencias de tiempo de ejecución.

$$MTE = \begin{bmatrix} \dot{x}_{11} & \dot{x}_{12} & - & - & - & \dot{x}_{1n} \\ \dot{x}_{21} & \dot{x}_{22} & - & - & - & \dot{x}_{2n} \\ | & | & & & & | \\ | & | & & & & | \\ | & | & & & & | \\ | & | & & & & | \\ \dot{x}_{p1} & \dot{x}_{p2} & - & - & - & \dot{x}_{pn} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \\ | \\ | \\ \dot{x}_p \end{bmatrix}$$

Fig.8 Matriz de transición de estados.



Este método es adecuado para detectar mal desempeño de actuadores por defectos que se desarrollan lentamente en el tiempo (fugas de aire en cilindros; obstrucciones en líneas de alimentación). Exige ocupar un temporizador por cada actuador más un contador por tiempo que se desea totalizar por separado.

#### 4.2.5. Detección por matriz de transición de estado (MTC).

Los métodos señalados anteriormente detectan el error fuera de línea o bien cuando ocurrió por tiempo. Hay una clase de errores cuyas fallas son catastróficas, ya que pueden involucrar choques de piezas en movimiento, o bien pueden provocar serios defectos en el producto bajo proceso. El siguiente método apunta a detectar errores entre estados de conmutación, para ello, se construye un modelo del funcionamiento de los movimientos que se desea vigilar. El modelo está constituido por una matriz formada por los vectores de estado intermedios en el orden en que deberían darse (Fig. 8). Se establece un secuenciador que en su primer paso debe establecer como salida un N°BCD dado por  $X_1$  (primer estado esperado); este N° se compara con el N°BCD correspondiente a  $X_1$  (primer estado obtenido). Si ambos números coinciden se pasa al próximo paso del secuenciador, allí se genera  $X_2$  (2° estado esperado) y se repite la comparación con el actual estado como antes. Al producirse la discrepancia se ha detectado un error serio y por lo tanto la lógica debe alarmar y congelar el movimiento.

Este método resulta efectivo y se basa en un profundo conocimiento del automatismo programado. Consume muchas horas de análisis, requiere un secuenciador y operaciones con movimiento de datos.

### 5. APLICACION

En la figura N°9 se presenta parte de un proceso metalmecánico en el que ocurre el prensado de una pieza. La secuencia que debe ocurrir es la siguiente:

- 1) Estando recogido el cilindro empujador (cilindro N°1) y estando recogido el cilindro estampador (cilindro N°2), cuando se carga la pieza (detectada por el sensor  $S_5$ ), debe activarse el solenoide  $A_1$  de la válvula solenoide/resorte que hace salir al cilindro N°1.
- 2) Cuando el límite de carrera  $S_2$  se activa (corresponde a la posición de estampado) debe producirse el recogido del cilindro N°1 y la salida del cilindro N°2, al activarse el solenoide  $A_2$ .
- 3) Cuando se activa el límite de carrera  $S_4$  (se produjo el estampado) debe recogerse el cilindro N°2 hasta su tope, situación que se detecta con  $S_3$ .
- 4) Habiendo alcanzado también el cilindro N°1 su tope de recogido (sensor  $S_1$  activo) y cargándose una nueva pieza, el ciclo debe reiniciarse.

Con el objeto de proteger de fallas a este sistema se pueden aplicar los métodos descritos en el punto 4. El método R.P.T. (4.2.1) equivale a redundar por temporizador el trabajo de un límite de carrera y puede alarmar la detención del proceso o un trabajo defectuoso de los actuadores. Los métodos C.S.D. y C.S.T. que trabajan fuera de línea permiten comprobar el estado de los sensores y actuadores hasta ese momento. El método C.T.C. (4.2.4) es básicamente una generalización de R.P.T. y puede detectar defectos que se están desarrollando lentamente. El método M.T.E. (4.2.5) permite anteponerse a situaciones catastróficas.

En la presente aplicación puede ocurrir el choque del empujador con el estampador si se produce un defecto en el sistema de retorno del cilindro N°1 cuando se activó el sensor N°2. A continuación se aplica el método M.T.E. para esta situación.

Se define el vector de estado de los sensores como ( $S_5, S_4, S_3, S_2, S_1$ ) y se define el vector de estado de los comandos como ( $A_1, A_2$ ).

La secuencia enunciada anteriormente incluye tres estados de conmutación y tres estados intermedios. Esta secuencia constituye la matriz de estado que se representa en la figura N°10a para la situación normal de trabajo, la X incluida en dicha matriz significa que el estado puede ser uno o cero, pero no es importante (no se sabe cual de los dos cilindros se recogió primero).

La lógica que se requiere para llevar a cabo la secuencia de trabajo se muestra en la figura N°11. Esta lógica se basa en el contador CNT y sus estados, los que se van sucediendo, según si las condiciones de campo generan una transición abierto-cerrado en su terminal C de cuenta.

Para detectar el funcionamiento normal del proceso, el PLC se programa para chequear la ocurrencia de la secuencia de números BCD representadas en la figura 10b. Se ha dejado un hueco en el estado N°5 ya que puede corresponder a un N°8 o un N°9, ambos en código BCD.

El choque mencionado anteriormente corresponde a una alteración en el paso del estado 3 al estado 4. Basta que no se produzca el N° cero BCD en el estado 4 para que esté el choque en camino. En este caso al no obtenerse el N°0000 después de un  $\Delta T$  adecuado (pequeño) el software debe cancelar la acción del estampador y alarmar la falla.

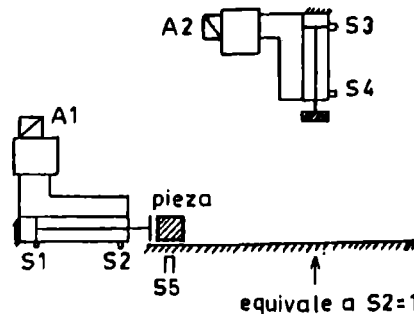


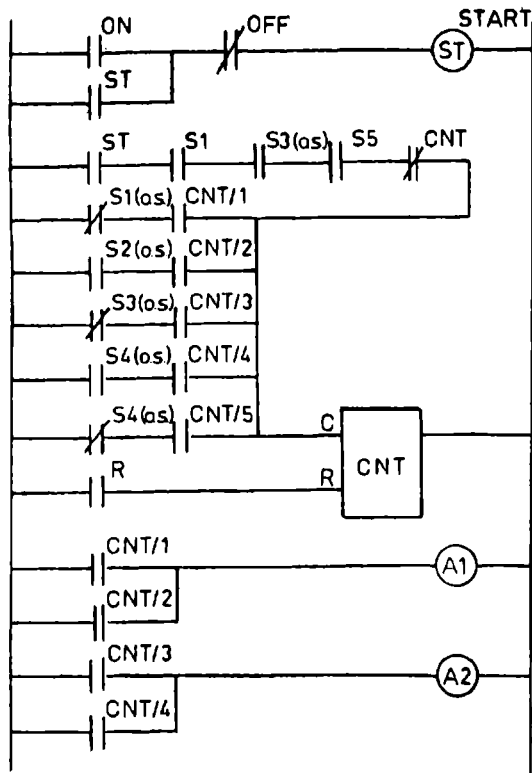
Fig.9 Sistema estampador de piezas.

Estado	S5	S4	S3	S2	S1	A1	A2
1	1	0	1	0	1	1	0
2	0	0	1	0	0	1	0
3	0	0	1	1	0	0	1
4	0	0	0	0	0	0	1
5	0	1	0	0	X	0	0
6	1	0	0	0	1	0	0

Fig. 10a Matriz de estados.

Estado	N° BCD
1	0021
2	0004
3	0006
4	0000
5	□
6	0017

Fig.10b N° BCD de sensores.



(os.): one shots (1).

Fig.11 Diagrama escalera secuencia.

## 6. RESULTADOS Y CONCLUSIONES

Para el desarrollo de estos métodos se utilizó un PLC General Electric series one plus con 16 entradas y 32 salidas; 16 de las salidas se ocupan para manejar un visor de 4 números decimales. Para los procesos a automatizar, se emplearon cinco cilindros neumáticos, cuatro válvulas solenoide/resorte 4/2 y una válvula solenoide/solenoide 4/2. Los cilindros disponen de 2 auto Switch ajustables como detectores. Se emplearon además un conjunto de switch de dos posiciones para simular defectos en los detectores y actuadores. Las pruebas duraron ocho meses y se configuraron diversas secuencias a las cuales se les aplicaron los métodos en la medida que se desarrollaron.

Los métodos funcionan satisfactoriamente y pueden darse como resultados de las pruebas las siguientes conclusiones.

Para detectar errores en el contexto de este trabajo es deseable contar con un PLC con gran cantidad de temporizadores, contadores y bobinas virtuales (sobra 100 temporizadores/contadores y sobra unas 200 bobinas virtuales). Además de funciones de movimiento de datos.

El mayor tiempo empleado en el desarrollo del trabajo de detección de errores en línea C.T.C.; M.T.E. corresponde al análisis de los movimientos del automatismo.

El método M.T.E. corresponde a una detección demasiado fina como para desarrollarla para todo el automatismo; debe usarse sólo en los movimientos que pueden generar situaciones catastróficas.

Los métodos de chequeo fuera de línea son simples de desarrollar y ocupan poco tiempo para su ejecución por lo que es recomendable su incorporación al programa de automatismo.

Los métodos de detección desarrollados aumentan la confiabilidad del sistema automático.

Efectivamente se cumple que los requerimientos de software aumentan al pasar de detección a aislamiento y de allí a diagnóstico.

Los métodos propuestos pueden ser implementados con cualquier PLC que cumpla con los requerimientos dados.

## REFERENCIAS

- [1] J.C. Laprie, "Dependable computing and fault tolerance: Concepts and Terminology", Proc. 15th. Int. Symp. on Fault - Tolerant Computing, Ann Arbor, pp. 2-11, June 1985.
- [2] R. Isermann, "Process fault detection based on modeling and estimation methods - a survey", Automática, Vol. 20, pp.387-404, July 1984.
- [3] A.S. Willsky, "A survey of design methods for failure detection in dynamic systems", Automática, Vol. 12, pp. 601-611, November 1976.
- [4] H. Kaschel, "Untersuchungen zur fehlerdiagnose bei speicherprogrammierbaren steuerungen", Doctoral Dissertation, University Gesamthochschule, Paderborn, April 1990.
- [5] Y. Chen, T. Chen, "Implementing Fault-Tolerance via modular redundancy with comparison", Trans. on Reliability IEEE, Vol.39, NO. 2, pp. 217-225, June 1990.
- [6] General Electric, Genius I/O, user's manual, 1986.
- [7] General Electric, Series one/one plus, user's manual, 1987.
- [8] J. Pritchard, "Advancing power of PC I/O systems", C. and I. pp. 59-60, January 1986.
- [9] B.W. Johnson, "Fault-tolerant microprocessor - based systems", IEEE Micro, pp. 6-21, December 1984.
- [10] T.J. Williams, "The development of reliability in industrial control systems", IEEE Micro, pp. 66-80 December 1984.
- [11] A. Avizienis, J.C. Laprie, "Dependable computing: from concepts to design diversity", Proc. IEEE, Vol. 74., NO. 5, pp. 629-638, May 1986.

## BIOGRAFIA

Oscar Páez Rivera es Ingeniero Civil Electricista y Magister en Ingeniería Eléctrica. A partir de 1976 se desempeña en el Departamento de Ingeniería Eléctrica de la Universidad de Santiago de Chile donde ocupa el cargo de Profesor Asociado. Su área de trabajo es la Automatización Industrial.

Eduardo Díaz Sepúlveda es Ingeniero Civil Electricista de la Universidad de Santiago de Chile. Se ha desempeñado como Ingeniero Asesor en el área de Pesaje Industrial. Su área de interés es la Automatización de Máquinas Industriales.

## CONTROL ADAPTIVO ROBUSTO DE PLANTAS DE GRADO RELATIVO UNITARIO USANDO LA MODIFICACION $\theta$

Manuel A. Duarte  
Departamento de Ingeniería Eléctrica  
Universidad de Chile  
Casilla 412-3, Santiago  
CHILE

### RESUMEN

En este trabajo se analiza el esquema de control adaptivo por referencia a modelo que se obtiene de combinar las filosofías de control directo e indirecto. A través de la incorporación de una modificación del tipo  $\theta$  en las leyes de ajuste de los parámetros, se logra que el método resultante posea características de robustez frente a perturbaciones externas acotadas que afectan tanto la entrada como la salida del sistema. El tratamiento se realiza para plantas de grado relativo unitario, demostrándose la estabilidad global del método propuesto. Se comparan, vía simulaciones, los métodos basados en controladores directo y combinado. De las simulaciones realizadas se puede concluir que, utilizando las mismas modificaciones de las leyes de ajuste de parámetros en ambos controladores, es posible obtener una mejor respuesta transitoria del método combinado en relación al controlador directo. Esto, a pesar de la mayor complejidad aparente del controlador propuesto, permitiría controlar de mejor manera procesos industriales de parámetros desconocidos. Este trabajo complementa los resultados publicados en [13] donde se realiza el estudio detallado de plantas de primer orden y plantas de orden  $n$  con grado relativo arbitrario.

### ROBUST ADAPTIVE CONTROL OF UNITY RELATIVE DEGREE PLANTS USING THE $\theta$ MODIFICATION

#### ABSTRACT

The application of the combined model reference adaptive control method (CMRAC) to plant of unity relative degree is presented in this paper. The method is seen to be robust in the presence of bounded external perturbations. To achieve the objective, the CMRAC is properly modified in such a fashion that the so called  $\theta$  modification is introduced in control as well as identification adaptive laws. Simulation results indicate that the transient behaviour of the resulting method is seen to be better than the direct approach. Although the stability proof is done for the particular case of unity relative degree plants, this type of results have already been extended to  $n$ -th order plants of arbitrary relative degree [13].

Keywords. Adaptive control, robust adaptive control, model reference adaptive control, combined model reference adaptive control, direct and indirect model reference adaptive control,  $\theta$  modification.

### INTRODUCCION

El control de plantas bajo condiciones de incerteza, conocido como control adaptivo, ha recibido mucha atención a partir de 1980, momento en el cual se resolvió el denominado problema ideal, que consistía en controlar una planta de parámetros desconocidos y constantes, en ausencia de perturbaciones externas que afectaran a la entrada y a la salida. Desde ese tiempo en adelante se han propuesto una serie de métodos para abordar el problema del control adaptivo robusto [1-4]. En el campo del control adaptivo por referencia a modelo (CARM) se propuso recientemente un método que combina las filosofías de control denominadas directa (sin estimación explícita de parámetros) y la indirecta (con estimación explícita de parámetros) [6-7]. Este método posee una interesante flexibilidad que lo hace atractivo para estudiar problemas de CARM en presencia de perturbaciones externas.

En este trabajo se considera el caso del CARM combinado (CARMC) en presencia de perturbaciones externas, que actúan tanto a la entrada como a la salida de la planta. El método combinado, desarrollado para condiciones ideales por Duarte y Narendra [6-7] y que ha demostrado tener un buen comportamiento aún en condiciones no ideales [8], se replantea aquí de manera de incorporar una modificación en las leyes de ajuste de los parámetros sugerida por Ioannou and Kokotovic [1]. Esta modificación afecta tanto a los parámetros del controlador como a los del identificador, de tal modo que la estabilidad global del método es garantizada para el caso de plantas de cualquier orden y de grado relativo unitario. El método resultante no requiere más información previa que la del correspondiente método directo. Es decir, basta con que se cumplan los cuatro supuestos básicos del CARM. El conocimiento explícito de la cota sobre la perturbación externa no es necesario, sólo interesa que sea uniformemente acotada.

Al igual que otros estudios realizados previamente, los resultados de las simulaciones indican que el CARMC posee una flexibilidad que permite mejorar una serie de características al se compara con el controlador directo propuesto por Ioannou y Kokotovic [1]. Es importante señalar que las modificaciones de las leyes de ajuste propuestas por otros autores tales como: la modificación  $|\theta|$  de Narendra y Annaswamy [3], uso del conocimiento de una cota sobre la norma de  $\theta^*$  sugerida por Kreisselmeier y Narendra [2] y la incorporación de una zona muerta propuesta por Peterson and Narendra [4], han sido también estudiadas en contexto del CARM [9-12], obteniéndose resultados similares a los informados en este trabajo. Finalmente, es conveniente

indicar que las extensiones de los resultados planteados en este trabajo, que corresponden al estudio de plantas de grado relativo unitario, han sido informados en [13] para el caso de plantas grado relativo arbitrario.

### CARRC DE PLANTAS DE GRADO RELATIVO UNITARIO

En esta sección se tratará en detalle el caso de plantas de orden  $n$  y grado relativo igual a la unidad, cuando son controladas adaptivamente usando un esquema de control combinado, en conjunto con la modificación  $\theta\theta$ .

Consideremos la planta de orden  $n$  y grado relativo uno definida en variables de estado como sigue:

$$\dot{x}(t) = A_p x(t) + b_p u(t) + d_p p_1(t), \quad (1)$$

$$y_p(t) = h_p^T x_p(t) + p_2(t), \quad (2)$$

donde  $A_p \in R^{n \times n}$ ;  $x$ ,  $b_p$ ,  $d_p$ ,  $h_p \in R^n$  y  $u$ ,  $y_p$ ,  $p_1$ ,  $p_2 \in R$ .  $p_1(\cdot)$ ,  $p_2(\cdot): R \rightarrow R$  son funciones del tiempo acotadas y continuas por tramos. Suponemos además que  $p_1(t)$  es diferenciable. La correspondiente función de transferencia de la planta queda entonces definida como

$$W_p(s) = h_p^T (sI - A_p)^{-1} b_p = k_p Z_p(s) / R_p(s), \quad (3)$$

donde  $Z_p(s)$  y  $R_p(s)$  son polinomios mónicos y coprimos de grados  $n-1$  y  $n$  respectivamente.  $k_p$  es la ganancia de alta frecuencia de la planta y cuyo signo se supone conocido. El polinomio  $Z_p(s)$  se supone Hurwitz.

Supongamos que la función de transferencia del modelo de referencia, que relaciona la entrada de referencia  $r(t)$  y la salida de referencia  $y_m(t)$  está dada por

$$W_m(s) = k_m Z_m(s) / R_m(s), \quad (4)$$

donde  $Z_m(s)$  y  $R_m(s)$  son polinomios conocidos, Hurwitz, coprimos y de grados  $n-1$  y  $n$  respectivamente.  $k_m$  es una constante conocida llamada ganancia de alta frecuencia del modelo de referencia.

La ley de control que se utiliza para resolver este problema tiene la misma forma que en el caso del controlador directo y esta definida por

$$u(t) = \theta^T(t) w(t), \quad (5)$$

siendo  $\theta(t) \in R^{2n}$  el vector de parámetros del controlador, definido como  $\theta(t) = [k(t), \theta_1^T(t), \theta_2^T(t), \theta_3^T(t)]^T$  con  $k, \theta_1, \theta_2 \in R$ ;  $\theta_1, \theta_2 \in R^{n-1}$ , y  $w(t) \in R^{2n}$  el vector de sensibilidad del control, definido como  $w(t) = [r(t), w_1^T(t), y_p(t), w_2^T(t)]^T$  con  $w_1(t), w_2(t) \in R^{n-1}$ . Los vectores  $w_1(t)$  y  $w_2(t)$  se obtienen filtrando la entrada y la salida de la planta, de la siguiente manera:

$$\dot{w}_1(t) = \Omega w_1(t) + l u(t), \quad (6)$$

$$\dot{w}_2(t) = \Omega w_2(t) + l y_p(t). \quad (7)$$

$(\Omega, l)$  es cualquier par controlable y  $\Omega \in R^{(n-1) \times (n-1)}$  es cualquier matriz asintóticamente estable. Por matriz asintóticamente estable entenderemos una matriz cuyo espectro se localiza en el semiplano izquierdo abierto complejo.

Se puede demostrar que el error de seguimiento (control) definido por:

$$e_c(t) = y_p(t) - y_m(t), \quad (8)$$

satisface la siguiente relación [5]

$$\dot{e}_c(t) = k_p / k_m W_m(s) (\hat{\theta}^T(t) w(t)) + p_2(t), \quad (9)$$

donde  $\hat{\theta}(t) = \theta(t) - \theta^* \in R^{2n}$  y  $p_2(t) \in R$  es una perturbación equivalente a los efectos de  $p_1(t)$  y  $p_2(t)$ .

Otra manera de expresar el comportamiento dinámico del error de control  $e_c(t)$  es [5]

$$\dot{e}(t) = A e(t) + b [\hat{\theta}^T(t) w(t)] + p_2(t), \quad (10)$$

$$e_c(t) = h^T e(t), \quad (11)$$

donde  $e(t) = x(t) - x_m(t)$ ,  $x(t) = [x_p^T(t), w^T(t)]^T$ ,  $x_m(t) = [x_p^{*T}(t), w_1^{*T}(t), w_2^{*T}(t)]^T$ .  $x_p^{*T}(t)$ ,  $w_1^{*T}(t)$  y  $w_2^{*T}(t)$  son señales equivalentes a  $x_p(t)$ ,  $w_1(t)$  and  $w_2(t)$  pero referidas al modelo de referencia. Los efectos de  $p_1(t)$  y  $p_2(t)$  se toman en cuenta aquí por medio de la perturbación equivalente  $p_2(t) \in R^{2n-2}$ . La matriz  $A \in R^{(2n-2) \times (2n-2)}$  contiene los parámetros deseados del controlador, de la planta y los de  $(\Omega, l)$ .

El modelo de referencia puede entonces expresarse en términos del estado aumentado  $x_m(t)$  de tal forma que

$$\dot{x}_m(t) = A x_m(t) + b r(t), \quad (12)$$

$$y_m(t) = h^T x_m(t). \quad (13)$$

En relación a la etapa de identificación, se encontró que la mejor parametrización para la planta corresponde a

$$\dot{y}_p(t) + q y_p(t) = k_p (\beta^T w_1(t) + u(t)) + \alpha w_2(t) + \alpha_{n-1} y_p(t), \quad (8)$$

donde  $q$  es cualquier real positivo,  $k_p$ ,  $\alpha_{n-1} \in R$  y  $\beta, \alpha \in R^{n-1}$  son parámetros relacionados linealmente con los coeficientes de los polinomios  $R_p(s)$  y  $Z_p(s)$ . Esta parametrización de la planta sugiere la siguiente elección para el identificador

$$\hat{y}_p(t) + q \hat{y}_p(t) = \hat{k}_p(t) [\hat{\beta}^T(t) w_1(t) + u(t)] + \hat{\alpha}^T(t) w_2(t) + \hat{\alpha}_{n-1}(t) y_p(t), \quad (9)$$

donde  $\hat{k}_p(t)$ ,  $\hat{\alpha}_{n-1}(t) \in R$  y  $\hat{\beta}(t)$ ,  $\hat{\alpha}(t) \in R^{n-1}$  son los estimados en el instante 't' de los parámetros de la planta  $k_p$ ,  $\alpha_{n-1}$ ,  $\beta$  y  $\alpha$  respectivamente.

Una consecuencia de la parametrización anterior es que el error de identificación (salida)  $e_i(t) = y_p(t) - \hat{y}_p(t)$  queda determinado por

$$\dot{e}_i(t) + q e_i(t) = \mu_{k_p}(t) \hat{\beta}^T(t) w_1(t) + k_p \mu_{\theta}^T(t) w_1(t) + \mu_{\alpha}^T(t) w_2(t) + \mu_{\alpha_{n-1}}(t) y_p(t) + \mu_{u_p}(t) u(t), \quad (10)$$

donde  $\mu_{k_p}(t) = \hat{k}_p(t) - k_p \in R$ ,  $\mu_{\alpha_{n-1}}(t) = \hat{\alpha}_{n-1}(t) - \alpha_{n-1} \in R$ ,  $\mu_{\alpha}(t) = \hat{\alpha}(t) - \alpha \in R^{n-1}$  y  $\mu_u(t) = \hat{\alpha}(t) - \alpha \in R^{n-1}$ .

Los errores de estimación de lazo cerrado se calculan de acuerdo a las siguientes relaciones [6]

$$e_{\theta_1}(t) = \hat{\beta}(t) + \theta_1(t), \quad (11)$$

$$e_{k_p}(t) = k(t) \hat{k}_p(t) - k_p, \quad (12)$$

$$e_{\alpha_{n-1}}(t) = b^{n-1} \theta_{n-1}(t) \hat{k}_p(t) + \hat{\alpha}_{n-1}(t) + q - \alpha_{n-1}, \quad (13)$$

$$e_{\alpha_2}(t) = b^{n-2} \theta_2(t) \hat{k}_p(t) - \hat{\alpha}(t) + (\alpha_{n-1} - b^{n-2}) b - \alpha. \quad (14)$$

Una forma equivalente de escribir estas ecuaciones es

$$e_{\theta_1}(t) = \mu_{\theta_1}(t) + \bar{e}_{\theta_1}(t), \quad (15)$$

$$e_{k_p}(t) = k(t) \mu_{k_p}(t) - k_p \bar{e}_{k_p}(t). \quad (16)$$

$$\dot{\epsilon}_{00}(t) = -\theta_0(t)\mu_{k_p}(t) - k_p \dot{\epsilon}_{00}(t) - \mu_{00n-1}(t), \quad (17)$$

$$\dot{\epsilon}_{0z}(t) = -\theta_z(t)\mu_{k_p}(t) - k_p \dot{\epsilon}_{0z}(t) - \mu_{0z}(t). \quad (18)$$

Para lograr los objetivos de control, es decir lograr que el sistema completo se comporte de manera estable aún en presencia de perturbaciones acotadas externas, las leyes de ajuste de los parámetros del controlador y del identificador se realizan de la siguiente manera:

$$\dot{\hat{q}}(t) = -\sigma_1(t)w_z(t) + \epsilon_{0z}(t) - \sigma_1 \hat{q}(t), \quad (19)$$

$$\dot{\hat{q}}_{n-1}(t) = -\sigma_1(t)y_p(t) + \epsilon_{00}(t) - \sigma_1 \hat{q}_{n-1}(t), \quad (20)$$

$$\dot{\hat{\beta}}(t) = -\text{sgn}(k_p)\sigma_1(t)w_1(t) - \epsilon_{01}(t) - \sigma_1 \hat{\beta}(t), \quad (21)$$

$$\dot{\hat{k}}_p(t) = -\sigma_1(t)[\beta^T(t)w_1(t) + u(t)] - k(t)\epsilon_k(t) + \theta_0(t)\epsilon_{00}(t) + \theta_z^T(t)\epsilon_{0z}(t) - \sigma_1 \hat{k}_p(t), \quad (22)$$

$$\dot{k}(t) = -\text{sgn}(k_p)[\sigma_1(t)r(t) + \epsilon_k(t)] - \sigma_c k(t), \quad (23)$$

$$\dot{\theta}_1(t) = -\text{sgn}(k_p)\sigma_1(t)w_1(t) - \epsilon_{01}(t) - \sigma_c \theta_1(t), \quad (24)$$

$$\dot{\theta}_0(t) = -\text{sgn}(k_p)[\sigma_1(t)y_p(t) - \epsilon_{00}(t) - b_m^T \epsilon_{0z}(t)] - \sigma_c \theta_0(t), \quad (25)$$

$$\dot{\theta}_z(t) = -\text{sgn}(k_p)[\sigma_1(t)w_z(t) - \epsilon_{0z}(t)] - \sigma_c \theta_z(t). \quad (26)$$

La demostración de estabilidad del sistema adaptivo se realiza usando un candidato a función de Lyapunov del siguiente tipo

$$V(e, \theta_1, \tilde{\beta}, \mu) = \frac{1}{2} (e^T P e + \theta_1^2 + |k_p| \tilde{\beta}^2 + |k_p| |\tilde{\beta}^T \epsilon_{01} \tilde{\beta}| + |k_p| |\tilde{\beta}^T \epsilon_{0z} \tilde{\beta}| + |k_p| |\mu^T \mu_n| + \mu^T \mu_n + \mu^2_{k_p} + \mu^2_{00n-1}), \quad (27)$$

donde P es la solución de la ecuación de Lyapunov

$$A^T P + P A = -Q, \quad (28)$$

siendo Q cualquier matrix positiva definida de dimensión  $(3n-2) \times (3n-2)$ .

Se puede ver que, dado que las perturbaciones son acotadas, la derivada con respecto al tiempo de la función V, a lo largo de la trayectoria definida por el sistema adaptivo es negativa definida fuera de una región D acotada en el espacio  $(e, \theta_1, \tilde{\beta}, \mu)$ . La región D está definida de la siguiente manera:

$$D = \{(e, \theta_1, \tilde{\beta}, \mu) \in R^4 / |e| \leq \delta_1, |\theta_1| \leq \delta_2, |\tilde{\beta}| \leq \delta_3, |\mu| \leq \delta_4\}$$

donde  $\delta_1, \delta_2, \delta_3$  y  $\delta_4$  son cotas que dependen de las cotas sobre las perturbaciones externas y otros parámetros conocidos y desconocidos del sistema adaptivo. Se tiene entonces que

$$\dot{V} > 0 \text{ y } \dot{V} < 0 \text{ en } D^c,$$

y por lo tanto todas las soluciones del sistema adaptivo son acotadas.

La extensión de estos resultados al caso de plantas de orden n y grado relativo arbitrario también es posible. El lector puede referirse al trabajo [13] para mayores detalles de este caso general. Los argumentos para la demostración de estabilidad son en este caso un poco más complejos que en el caso de plantas de grado relativo unitario e involucran el concepto de error aumentado y tasa de crecimiento de señales.

## RESULTADO DE SIMULACIONES PARA PLANTAS DE PRIMER ORDEN

Resulta interesante comparar el comportamiento del esquema CARNC con la modificación  $\sigma\theta$  incorporada, con el comportamiento del esquema directo modificado con la introducción del término  $\sigma\theta$  en las leyes de ajuste de parámetros, en presencia de perturbaciones acotadas externas. Para dicho estudio se escogió una planta de primer orden con un parámetro desconocido, definida por

$$\dot{x}_p = 4x_p + u + p, \quad x_p(0) = 1.$$

El modelo de referencia tenía la forma

$$\dot{x}_m = -x_m + r, \quad x_m(0) = 0.$$

El modelo de identificación se escogió como

$$\dot{\hat{x}}_p = \theta_1 + \hat{a}_p x_p + u, \quad x_p(0) = 0.$$

El control tiene la forma  $u(t) = \theta(t)x_p(t) + r(t)$ . En todas las simulaciones se trabajó con  $\sigma_c$  y  $\sigma_1$  iguales a 0.1 y todas las otras condiciones iniciales se asumieron cero.

La Figura 1 muestra el caso de una perturbación constante  $p(t) = 2$  y una referencia nula  $r(t) = 0$ . Es interesante señalar aquí que la polarización que se presenta en el error de seguimiento al usar el controlador directo, es eliminada al usar el CARNC propuesto. Además, se puede ver que el rango de control es un poco menor en el CARNC que en el CARN directo.

El mismo tipo de resultados se puede apreciar en la Figura 2, donde esta vez se utilizó una perturbación de tipo senoidal  $p(t) = 2 \cos(0.5 t)$  que afecta la planta y la entrada de referencia es constante  $r(t) = 5$ . De estas simulaciones es evidente el mejor comportamiento transitorio que presenta el CARN combinado frente al CARN directo, bajo las mismas circunstancias, ya que la respuesta del CARNC es bastante menos oscilatoria y el rango de control menor.

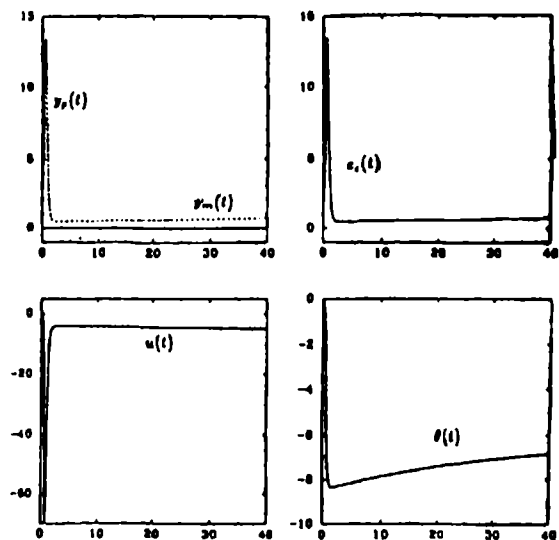


FIGURA 1(a). Método CARN directo. Perturbación externa constante.

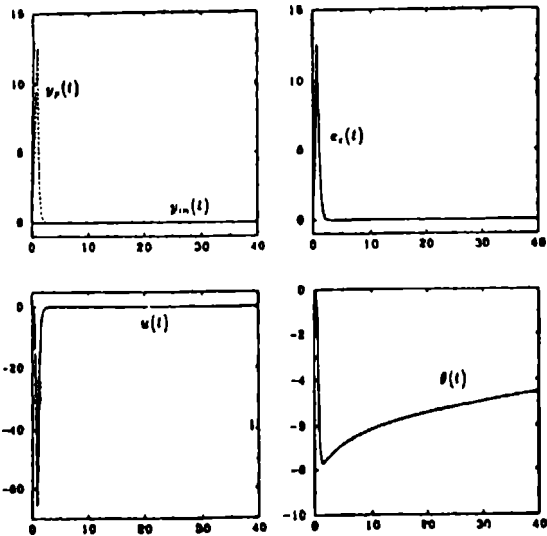


FIGURA 1(b). Método CARM combinado. Perturbación externa constante.

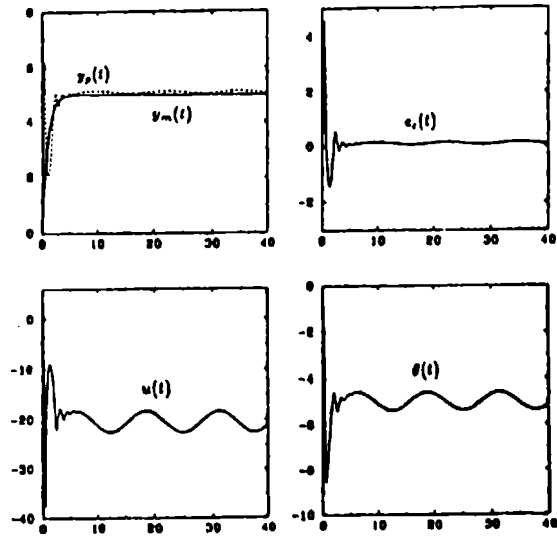


FIGURA 2(b). Método CARM combinado. Perturbación externa senoidal.

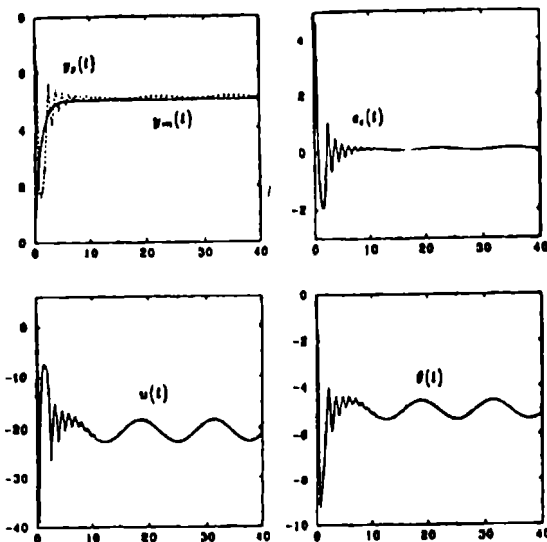


FIGURA 2(a). Método CARM directo. Perturbación externa senoidal.

#### CONCLUSIONES

Se ha presentado un nuevo método de control adaptivo por referencia a modelo, aplicable al caso de plantas de grado relativo unitario, robusto frente a perturbaciones acotadas externas que afectan tanto a la entrada como a la salida de la planta. El método está basado en el método combinado de CARM, al cual se le ha incorporado una modificación denominada  $\sigma\theta$ . El método asegura estabilidad global del sistema adaptivo resultante en la medida que la perturbación externa sea uniformemente acotada.

La principal ventaja del método propuesto es la de tener la capacidad de mejorar, notoriamente en algunos casos, el comportamiento transitorio del sistema adaptivo en relación a su contraparte directa. Ello se debe a la flexibilidad que presenta el método combinado y al mayor número de parámetros que es posible elegir para diseñar el controlador. Esta posibilidad de mejor comportamiento se traduce en la eliminación de bias, respuesta menos oscilatoria y menor rango de control, entre otras características.

Los resultados informados aquí, conjuntamente con los trabajos previos realizados en esta área, indican que, pese a la mayor complejidad aparente del método combinado, este puede ser usado con bastante éxito en aplicaciones industriales, donde el método directo no entregues el comportamiento deseado, y en general en aplicaciones industriales donde no solamente se busca un comportamiento estable sino que también el tipo de respuesta transitoria y las exigencia sobre el control son cualidades importantes.

## AGRADECIMIENTOS

El trabajo informado aquí ha recibido financiamiento conjunto del Departamento Técnico de Investigación de la Universidad de Chile (DTI), a través del Proyecto DTI No. I-3094-9012 y del Fondo Nacional para el Desarrollo Científico y Tecnológico (FONDECYT), a través del Proyecto FONDECYT No. 1199/91.

## REFERENCIAS

- [1] Ioannou P.A. and P.V. Kokotovic, Adaptive Systems with Reduced Models. Springer-Verlag, New York, 1979.
- [2] Kreisselmeier G. and K.S. Narendra, Stable model reference adaptive control in the presence of bounded disturbances. IEEE Transactions on Automatic Control, v. AC-27, pp. 1169-1175, 1982.
- [3] Narendra K.S. and A.M. Annaswamy, A new adaptive law for robust adaptive control without persistent excitation. IEEE Transactions on Automatic Control, v. AC-32, No. 2, pp. 134-145, 1987.
- [4] Peterson B.B. and K.S. Narendra, Bounded error adaptive control. IEEE Transactions on Automatic Control, v. AC-27, pp. 1161-1168, 1982.
- [5] Narendra K.S. and A.M. Annaswamy, Stable adaptive systems. Prentice Hall, New Jersey, 1989.
- [6] Duarte M.A. and K.S. Narendra, A new approach to model reference adaptive control. International Journal of Adaptive Control and Signal Processing, v. 3, No. 1, pp. 53-73, 1989.
- [7] Duarte M.A. and K.S. Narendra, Combined direct and indirect approach to adaptive control. IEEE Transactions on Automatic Control, v. AC-34, No. 10, pp. 1071-1075, 1989.
- [8] Narendra K.S. and M.A. Duarte, Application of robust adaptive control using combined direct and indirect methods. International Journal of Adaptive Control and Signal Processing, v. 3, No. 2, pp. 131-142, 1989.
- [9] Duarte M.A., Combined model reference adaptive control using the  $|e|\theta$  modification. Aceptado para su publicación en 9<sup>o</sup> IPAC/IPORS Symposium on Identification and System Parameter Estimation, Budapest, Hungary, July 1991.
- [10] Duarte M.A., Robustness of the combined MRAC using knowledge of a bound on  $\theta^*$ . Anales de IPAC International Symposium on Intelligent Tuning and Adaptive Control ITAC'91, Singapore, v. 1, Adaptive Control Session, January 1991.
- [11] Duarte M.A., Control adaptivo combinado por referencia a modelo en presencia de perturbaciones externas. Anales del IV Congreso Latinoamericano de Automatica, Puebla, México, Vol. I, pp. 9-14, Paper Invitado, Noviembre 1990.
- [12] Duarte M.A., On the robust combined MRAC under external perturbations. Aceptado para publicación en Asia-Pacific Conference on Measurement and Control, Guangzhou, China, Agosto 1991.

[13] Duarte M.A., Modification of the CHRAC to make it robust under external perturbations. Aceptado para publicación en I Congreso Internacional de ISA CINISA'91, Sao Paulo, Brasil, Mayo 1991.

Manuel A. Duarte Mermoud.

Obtuvo su título de Ingeniero Civil Electricista de la Universidad de Chile en 1977 y los grados de M. Sc., M. Phil. y Ph.D. de Yale University en 1985, 1986 y 1988 respectivamente. Entre 1977 y 1979 trabajó en el Metro de Santiago como Ingeniero de Terreno e Ingeniero de Estudios. Desde 1979 se desempeña como académico de jornada completa en el Grupo de Control Automático del Departamento de Ingeniería Eléctrica de la Universidad de Chile y actualmente posee el cargo de Profesor Asistente. Sus intereses en investigación están en las áreas de Control Adaptivo Robusto, Identificación de Sistemas y Transferencia Tecnológica para la Automatización de procesos. El Dr. Duarte es miembro del IEEE y ACCA, instituciones en las cuales ha desempeñado diferentes cargos.

# AMPLIACION Y ACTUALIZACION TECNOLOGICA DE UN LABORATORIO DE CONTROL DE PROCESOS

Alejandro Dezerega P., Fernando de Mayo I., Juan C. Cartes C.  
Departamento de Ingeniería Eléctrica  
Universidad de Chile  
Casilla 412-3, Santiago, Chile

## RESUMEN

Se describe la metodología utilizada en el Departamento de Ingeniería Eléctrica de la Universidad de Chile, para que los estudiantes adquieran los conocimientos prácticos necesarios en el área de Control Automático.

Se presenta el diseño y construcción de una nueva planta piloto basada en un proceso térmico, que permite mostrar conceptos básicos de control automático, así como aplicar teorías avanzadas de control -filtros adaptivos, control de varianza mínima, identificación de parámetros, control no lineal y control óptimo. Se entrega una visión del desarrollo de esta planta experimental y de la instrumentación asociada, basada en especificaciones necesarias para un curso avanzado del área.

Además, se han introducido nuevas tecnologías de adquisición de datos y de controladores programables, para modernizar las plantas experimentales existentes en el Laboratorio de Control Automático.

Estas nuevas tecnologías se han aprovechado por medio de un software de control y despliegue desarrollado específicamente para esta planta, que incorpora control en tiempo real, comunicaciones, registros, mímicos en pantalla, interfaz del operador amigable, ayuda en línea, exportación de información a otros paquetes de software y diversas estrategias de control.

Se muestran resultados experimentales del control de la nueva planta, que justifican el empleo de algoritmos avanzados. Estos experimentos han sido incorporados al plan de estudio de cursos de pre y post grado del área de Control Automático.

## ABSTRACT

The methodology employed at the Department of Electrical Engineering of the University of Chile to achieve practical experience by the students in the area of Automatic Control is described.

A new pilot plant based on a thermal process that allows the introduction to basic concepts of automatic control as well as the application of advanced theories of control - adaptive filtering, minimum variance control, parameter identification, non-linear control and optimal control -, is presented. A view of the development of this experimental plant and the associated instrumentation is given, based on the specifications required by an advanced course in the area.

Also, new technologies of data acquisition and programmable controllers have been introduced, to update the existing experimental equipment in the Automatic Control Laboratory.

A specific-purpose software has been designed to use these new technologies, including real-time control, trending, communications, screen mimics of the process, friendly human interface, on-line help, data export to other software packages and various control strategies.

Some experimental control results on this plant, that justify the employment of advanced control algorithms, are shown. These experiments have been incorporated to the study plan of both pregraduate and postgraduate courses, in the area of automatic control.

## 1. INTRODUCCION

El Departamento de Ingeniería Eléctrica de la Universidad de Chile, imparte cursos del área de Control Automático para el plan de Ingeniería Civil Electricista y para el plan de Magister en Ingeniería Eléctrica. Los cursos que se imparten son: Análisis y Modelación de Sistemas, Control de Sistemas, Control e Instrumentación Industrial, Control Avanzado de Sistemas, Control Óptimo de Sistemas, Control Adaptivo de Sistemas y Laboratorio de Control Automático.

En la formación de profesionales del área de Control Automático se necesita entregar herramientas teóricas y prácticas. La enseñanza de las herramientas prácticas se puede dividir en tres niveles [5]: (i) simulación de procesos simples, (ii) control clásico de plantas pilotos y (iii) control avanzado de plantas pilotos.

El primer nivel se apoya en un conjunto de software docente desarrollado en el Grupo de Control Automático [3] y es ampliamente utilizado en todos los cursos. El segundo nivel complementa al curso Control e Instrumentación Industrial, permitiendo que los estudiantes conozcan las limitaciones prácticas de los algoritmos básicos de control. Por último el tercer nivel está orientado a los estudiantes de post grado, aquí se estudia el comportamiento en sistemas reales de los algoritmos adaptivos de control, tales como control de varianza mínima y control adaptivo directo.

Para la enseñanza de las herramientas básicas se dispone de una infraestructura [1] que se ha ido complementando con el tiempo. Actualmente están en operación dos plantas piloto en el laboratorio: (i) un exchange cónico, en el cual se controla el nivel y el flujo que pasa por él y (ii) un motor de corriente continua, en el cual se controla la velocidad de giro. Existe una tercera planta, destinada a estudiar el control de pH, que está siendo reparada. Para realizar el control en tiempo real se utiliza un computador IBM compatible tipo AT, con coprocesador matemático y monitor VGA color. Además se dispone de un dispositivo industrial optoaislado para la transferencia de datos entre el proceso y el computador y también existe un Controlador Lógico Programable (PLC).

Debido a la evolución de la tecnología y la madurez de la teoría de control de procesos se hace necesario desarrollar una nueva planta piloto que permita ilustrar en mejor forma las ventajas y desventajas que presentan estos nuevos desarrollos frente a los ya existentes [4].

En este trabajo se presenta el diseño de una planta térmica, que se ha incorporado al Laboratorio Docente de Control Automático. Se explica la construcción, la etapa de adquisición de datos



y la confección del software de control y supervisión desarrollado para esta nueva planta piloto. Por último se presentan algunos resultados experimentales obtenidos en el control de la planta.

## 2. DISEÑO DE LA PLANTA TÉRMICA

Para un laboratorio docente, en el cual se desea presentar conceptos de control avanzado y de instrumentación moderna, los objetivos al diseñar una planta experimental son principalmente tres: (i) que sea simple de construir y operar; (ii) que presente aspectos interesantes desde el punto de vista de control, instrumentación y adquisición de los datos y (iii) que sea de bajo costo.

El proceso debe estar constituido por operaciones unitarias bien definidas, donde queden claramente establecidas las entradas y salidas del sistema, las posibles perturbaciones y la interacción entre las distintas partes del proceso.

La operación unitaria en sí debe tener una fenomenología compleja, con elementos no lineales y con un orden elevado en su modelo, y debe poder estudiarse su comportamiento teóricamente. Con esto se hace necesaria la utilización de sistemas avanzados de control, puesto que los sistemas clásicos no son efectivos en estas condiciones.

También es deseable una fuerte interacción entre los distintos variables de la planta. En un sistema de interacción fuerte se justifica la utilización de control prealimentado, así como de otros métodos avanzados como control PID con ganancia programada y control adaptivo en general.

Tomando en cuenta lo anterior se ha escogido un proceso térmico cuyo objetivo es controlar la temperatura de un caudal de aire generado por un soplador centrífugo.

En la figura 1 se muestra un diagrama general de la planta térmica que se diseñó y construyó. Se pueden distinguir dos operaciones básicas: el calentamiento del aire que atraviesa el sistema mediante un calefactor de barras de cuarzo alimentadas eléctricamente; y la circulación forzada del fluido mediante un ventilador centrífugo, que se puede considerar como un compresor de baja presión.

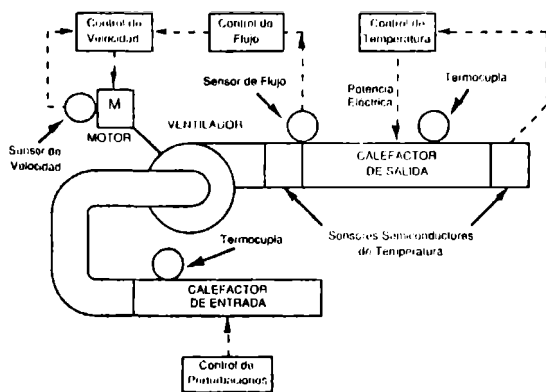


Fig. 1: Diagrama general de la planta térmica

Para el primer lazo, la variable controlada es la temperatura del aire al salir del calefactor y la variable manipulada corresponde a la potencia eléctrica que se le inyecta al calefactor. Para el segundo lazo, la variable de salida corresponde al flujo volumétrico, o bien el flujo másico de aire que atraviesa el

sistema, siendo la variable de actuación la velocidad del motor del ventilador. La velocidad del motor se varía mediante un control de amplitud de voltaje.

También se puede considerar al segundo lazo como un conjunto de dos procesos en cascada: el motor del ventilador y el ventilador en sí. Estos dos sistemas pueden ser controlados en forma independiente o en cascada, si se requiere.

Para introducir una herramienta novedosa dentro del laboratorio y útil desde el punto de vista experimental, se incluyó en la planta una «perturbación controlada» dentro del proceso. Esta consiste en un calefactor ubicado antes del ventilador con el objeto de variar la temperatura de ingreso del aire al sistema. Esto modifica directamente el comportamiento del segundo calefactor, así como la dinámica del proceso de bombeo del ventilador.

Al ser esta variable controlable en forma continua (la potencia entregada al calefactor de entrada), se puede aprovechar en el diseño de experiencias tendientes a cuantificar el efecto de perturbaciones importantes dentro de la operación del sistema, así como de aprovechar la información adicional de que se dispone al poder medir la temperatura de ingreso del aire al sistema. En este aspecto, esta nueva planta contribuye notablemente a lo realizable en el laboratorio.

Los procesos térmicos son generalmente lentos comparados con fenómenos como los presentes en las otras plantas disponibles en el laboratorio. Esto permite también ampliar el contexto de las experiencias de laboratorio, ya que normalmente se esperan plantas rápidas, que no son frecuentes en la industria.

Es interesante notar que existen procesos industriales que se pueden asimilar a un proceso de estas características, como el de eliminación de humedad de detergentes mediante aire caliente [2].

### 2.1. Modelo fenomenológico del proceso.

Para efectos de este trabajo, se presentarán principalmente los resultados del lazo de control de temperatura, que es más interesante desde el punto de vista de control. La modelación de este subproceso se basó en la formulación de balances de energía, momentum y masa a partir de las ecuaciones diferenciales que rigen los fenómenos térmicos [6], y se obtuvo la siguiente relación estática entre las distintas variables:

$$T_{sal} = T_{ent} + K \frac{Q}{w} \quad (1)$$

Donde:

- $T_{sal}$ : temperatura del aire de salida del sistema.
- $T_{ent}$ : temperatura del aire antes del calefactor de salida.
- $Q$ : Potencia eléctrica entregada al calefactor de salida.
- $w$ : Caudal de aire que atraviesa el sistema.
- $K$ : constante que depende de las características físicas del aire y de la geometría del sistema.

Además se consideró que la dinámica del sistema dependía principalmente de los fenómenos de calentamiento de los sensores y actuadores. Estos se representan por un sistema de segundo orden más retardo puro [2].

De la ecuación (1) se desprenden las siguientes conclusiones: (i) dado que la variable de comando para este lazo es  $Q$ , se observa que para una velocidad de giro constante el sistema es lineal; (ii) la ganancia de lazo abierto está fuertemente ligada a las variaciones que pueda sufrir el motor. La interacción entre ambos lazos es no lineal, por lo que no puede despreciarse para efectos del análisis del sistema y el diseño de controladores.

Resumiendo, el proceso se puede modelar como un sistema de segundo orden con ganancia variable en función de un parámetro externo.

La validación de este modelo se realizó experimentalmente, y los resultados aparecen más adelante en la sección 5.

### 3. CONSTRUCCION DE LA PLANTA TERMICA

La planta experimental construída utilizó materiales de bajo costo y de alta disponibilidad. Para los calefactores se adaptaron barras de cuarzo utilizadas normalmente en estufas domésticas, con una potencia total por calefactor de 2000 Watts. Para la construcción de las tuberías se utilizó fierro galvanizado, cubierto por lana mineral y duralfoil para aislación térmica.

El ventilador centrífugo, de álabes fijos y con fuerza motriz generada por un motor de inducción monofásico está disponible en el comercio. Los instrumentos fueron diseñados basándose en elementos disponibles en los distribuidores locales de circuitos integrados. El costo total de la planta experimental es de aproximadamente US\$700, incluyendo la instrumentación asociada. Se invirtieron aproximadamente 700 horas-hombre en la construcción de la planta, cuyo valor no se incluye en la cifra anterior.

El sistema completo dispone de cinco sensores y dos actuadores. Los sensores son: dos sensores de temperatura basados en termocuplas tipo K, calibrados en un rango de temperatura de 20°C a 200°C; dos sensores de temperatura basados en el sensor semiconductor AD590 (Analog Devices), calibrados para un rango de temperatura de 20°C a 130°C; y un sensor de velocidad de giro del motor, basado en un convertidor de frecuencia a voltaje y un sistema mecánico-óptico para obtener una señal de frecuencia (disco ranurado), con un rango de 0 a 1500

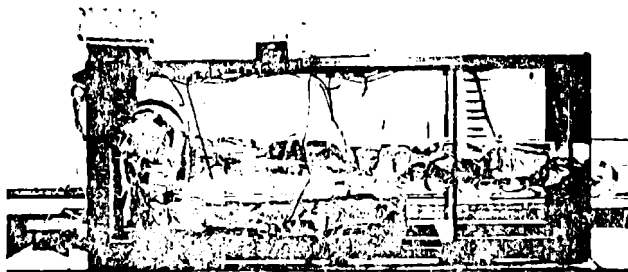


Fig. 2. Fotografía de la planta térmica.

RPM. Los actuadores son dos circuitos de control de ángulo de disparo de tiristores, basados en el circuito integrado TCA785 de control de potencia, que genera directamente las señales de control para un triac en base a una señal analógica de comando (Fig. 2).

Para el control de la «perturbación» (calefactor de entrada), se utilizó un relé de estado sólido, operado por modulación de ancho de pulso (PWM).

Por ahora no se dispone de un sensor de caudal de aire, por lo que se eliminó esta variable reemplazándola por la velocidad de giro del motor.

Las señales del proceso se digitalizan a través de un sistema de adquisición de datos OPTO22, que posee 12 canales A/D y 4 canales D/A, de 12 bits de precisión cada uno, controlados por un computador digital de propósito específico, que se comunica con el computador de control y supervisión a través de un enlace serial RS422.

Como es necesario que la planta del laboratorio sea representativa de un sistema industrial, se incorporaron sistemas de alarmas y control discreto similares a los presentes en una

planta productiva.

También se deseaba incorporar conceptos de control distribuido, por lo que no se consideró paneles locales de control. Se prefirió la utilización de mímicos generados computacionalmente en una consola de operación centralizada del laboratorio. Esto permite el aprovechamiento íntegro de la capacidad del sistema de adquisición de datos OPTO 22 existente.

### 4. SOFTWARE DE CONTROL DE PROCESOS

Para complementar la planta experimental que se construyó, fue necesario el desarrollo de un programa de propósito específico para el control y supervisión del proceso, basado en las características estándares que poseen los paquetes de software comercial para este tipo de aplicaciones [8].

Las características principales del software desarrollado son:

- Controlar el sistema OPTO22 de adquisición y actuación.
- Manejar hasta tres controladores simultáneos, con tiempos de muestreo independientes (pero múltiplos de un tiempo de muestreo básico).
- Disponer de diferentes algoritmos de control.
- Disponer de despliegues de información a través de un mímico del proceso, gráficos de tendencia, controladores e indicadores en dos páginas.
- Poseer un sistema de menús para seleccionar las distintas opciones.
- Ser completamente configurable para definir parámetros de los controladores.
- Disponer de un sistema de ayuda contextual.
- Identificar parámetros en línea.
- Exportar información del proceso a programas como el Lotus 1-2-3 y MATLAB.
- Imprimir las pantallas en tiempo real.

En la situación más favorable, el sistema es capaz de muestrear simultáneamente los tres lazos con un período de 0,66 [seg], que es suficiente hasta para sistemas con dinámica rápida (control de flujo, control de velocidad de giro de motor, etc), sin dejar de cumplir todas las funciones descritas.

Normalmente la única función del software es la de procesar los comandos que el usuario ingresa a través del teclado. Esto incluye el sistema de menús, que ayuda al operador a encontrar la función que desea ejecutar; el sistema de ayuda contextual, que entrega información relativa al menú que se accesa en ese momento; las funciones de modificación del aspecto de los despliegues, que permite el cambio de escala en los distintos

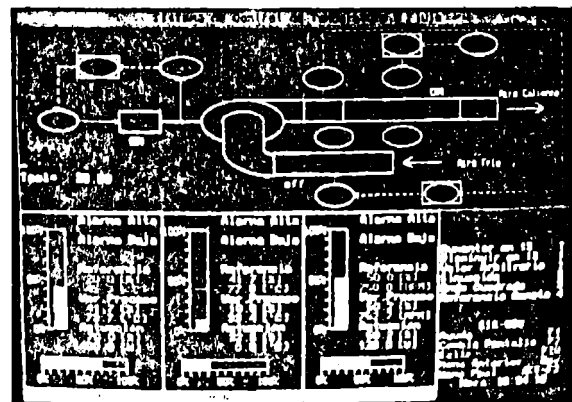


Fig. 3. Despliegue gráfico del software de supervisión y control del proceso térmico.

gráficos de tendencia, el cambio entre pantallas, mostrar parámetros del sistema; la grabación de los datos del proceso al disco; la impresión de informes del proceso y otros comandos de diversa naturaleza.

Sin embargo, a través del reloj de tiempo real del computador y del sistema de generación de interrupciones asociado, el ciclo de procesamiento de comandos se detiene en los instantes en que el generador de la base de tiempo de muestreo determina que hay que procesar la información que proviene de la planta. Las operaciones que entonces se ejecutan incluyen la lectura de los datos de la planta a través del sistema de adquisición; la determinación de los comandos utilizando los diversos algoritmos de control; el envío de las señales de actuación; la identificación de los parámetros del proceso con los algoritmos adecuados y la actualización de los despliegues con la información recogida. Una vez completadas estas operaciones se vuelve al ciclo previo.

La principal ventaja del sistema construido es su modularidad. Cada elemento descrito anteriormente se puede modificar en forma independiente, mientras mantenga la relación entre sus entradas y salidas. También es posible extender los módulos existentes para incluir nuevos algoritmos de control y otras opciones de despliegue.

En la figura 3 se muestra un despliegue de pantalla del software diagrama P&ID del proceso diseñado para esta aplicación.

## 5. RESULTADOS EXPERIMENTALES BASICOS

Se ha realizado un control estático y dinámico de la planta con los siguientes algoritmos de control: PID clásico, PID con ganancia programada, control adaptivo por referencia a modelo (MRAC) y control de varianza mínima adaptivo. Por otra parte se han identificado los parámetros del modelo en tiempo real, y se ha encontrado una concordancia entre la teoría y la práctica.

### 5.1. Curvas Estáticas.

A partir de (1) e incorporando el modelo no lineal del actuador [2] se obtiene el siguiente modelo estático del subproceso de calentamiento de aire:

$$T_{sal} [^{\circ}/1] = b \frac{\hat{a} Q_{ent} [^{\circ}/1] + Q_{sal} [^{\circ}/1] + \frac{\sin(2\pi(1-Q_{sal} [^{\circ}/1]))}{2\pi}}{\omega_{motor}} \quad (2)$$

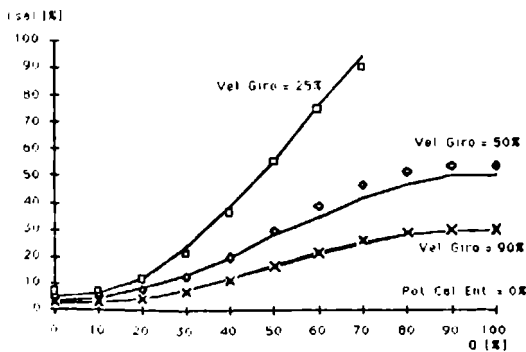


Fig. 4: Curvas estáticas para el calefactor de salida, parametrizadas por la velocidad de giro del motor, y ajuste según modelo teórico.

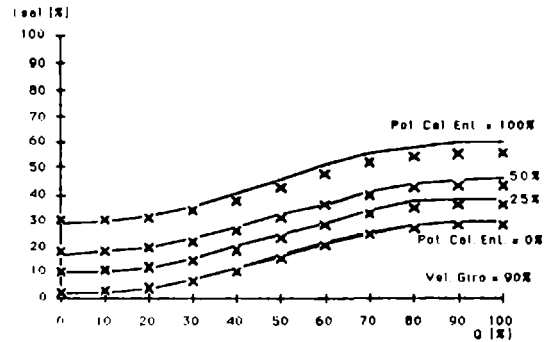


Fig. 5: Curvas estáticas para el calefactor de salida, en función de la potencia media en el calefactor de entrada, y ajuste según modelo teórico.

donde

$Q_{ent}$  Potencia entregada al calefactor de entrada.  
 $Q_{sal}$  Potencia entregada al calefactor de salida.  
 $\omega_{motor}$  Velocidad de giro del motor.  
 $\hat{a}$ ,  $b$  constantes empíricas

En las figuras 4 y 5 se muestran las curvas estáticas del proceso, considerando la temperatura del aire a la salida del sistema como variable de interés, actuando sobre ella mediante la potencia eléctrica que se entrega al calefactor de salida. Las curvas aparecen parametrizadas por la velocidad de giro del motor y la potencia en el calefactor de entrada.

Los parámetros  $\hat{a}$  y  $b$  se calcularon a partir de otras mediciones de las características estáticas, y como se deduce de las figuras 4 y 5, el ajuste por mínimos cuadrados es aceptable.

La importancia de estos resultados está en la posibilidad de aplicarlos para la enseñanza del control automático. Es fácil ejemplificar por ejemplo los conceptos de rango de control, span y cero; el efecto de las perturbaciones en la ganancia y el punto de operación.

### 5.2. Respuesta dinámica.

Para estudiar la respuesta dinámica del sistema se ajustó un controlador PID para condiciones de operación consideradas standard: Velocidad de giro del motor de 50% del rango (aproximadamente 750 RPM); sin potencia aplicada al calefactor de entrada y el calefactor de salida en un 50% de su escala (aproximadamente 1000 Watts).

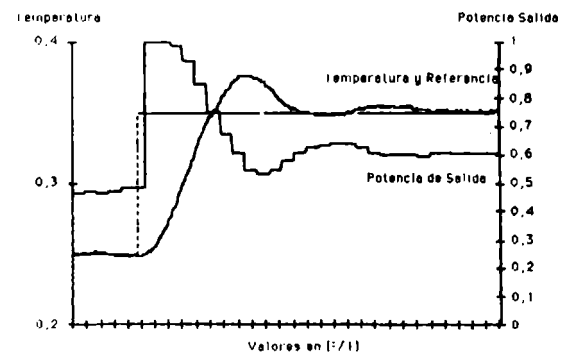


Fig. 6: Respuesta del sistema térmico ante un escalón de la referencia. (Escala de tiempo: 6,6 seg/div)

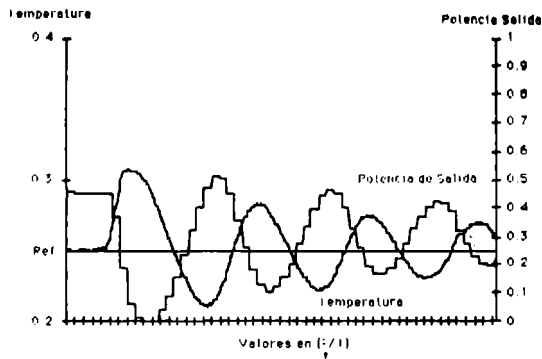


Fig. 7. Respuesta del controlador PID ante una perturbación en la velocidad de giro del motor. BP=20%; Ti=30 [s]. Escala de Tiempo: 6,6 seg/div.

En la figura 6 aparece la respuesta del sistema de control realimentado tipo PI ajustado por el método de Ziegler y Nichols. Los valores obtenidos para los parámetros fueron BP=20% y Ti=30 seg. Se observa que la respuesta del sistema es subamortiguada, con un pequeño sobrepaso y un tiempo de respuesta del orden de 90 segundos, que se compara favorablemente a los 240 segundos que demora en estabilizarse la salida en lazo abierto.

Para cumplir con el objetivo de comparar las técnicas avanzadas de control con las tradicionales, se cotejó el desempeño de un controlador PI con un PID de ganancia programada (PID-ga).

Se escogió perturbar el proceso, haciendo una variación brusca en la velocidad de giro del motor, de un 50% a un 25% del rango. En la figura 4 se aprecia claramente que esta perturbación tiene como efecto casi duplicar la ganancia del proceso, por lo que el controlador PID debería tender a la inestabilidad.

La ecuación del algoritmo PID digital de ganancia programada está dada por:

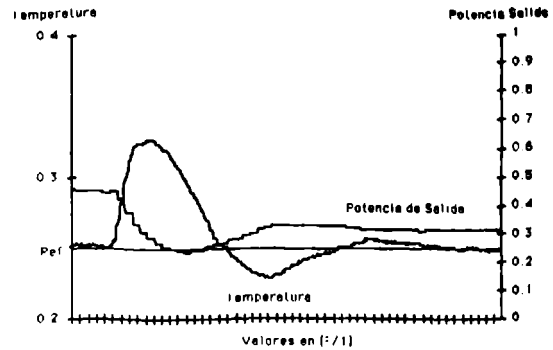


Fig. 8. Respuesta del controlador PID-ga ante una perturbación en la velocidad de giro del motor. Escala de tiempo: 6,6 seg/div.

$$u_k = u_{k-1} + \frac{100 (G_F)_k}{BP} \left\{ e_k - e_{k-1} + \frac{\tau}{T_i} e_k + \frac{T_d}{\tau} (e_k - 2e_{k-1} + e_{k-2}) \right\} \quad (3)$$

donde  $(G_F)_k$  está definida como:

$$(G_F)_k = \begin{cases} \frac{1}{2} (\omega^{[0/1]}_k + \omega^{[0/1]}_{k-1}) \cdot \text{si } \frac{1}{2} (\omega^{[0/1]}_k + \omega^{[0/1]}_{k-1}) > \omega_0 \\ \omega_0 & \text{en caso contrario} \end{cases} \quad (4)$$

Cabe notar que (3) es una extensión del algoritmo PID clásico, para el cual  $G_F=1$ .

La definición de la ganancia se basa en el modelo del proceso dado en la ecuación (1), de modo de compensar el efecto inverso de la velocidad de giro del motor en la temperatura de salida. Se utiliza un promedio móvil de velocidades para dismi-

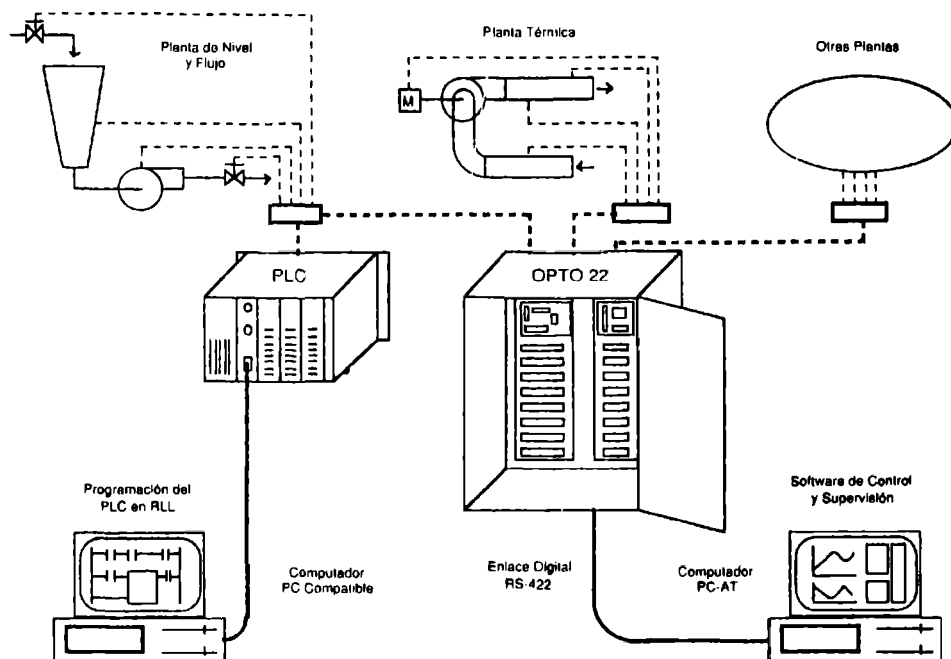


Fig. 9. Diagrama general del equipamiento del Laboratorio de Control Automático de la Universidad de Chile.

nir el efecto del ruido en esa señal, y se acota inferiormente ( $\omega_0$ ) el valor de la ganancia de modo de evitar que el controlador pierda su capacidad de acción en caso de que las velocidades de giro sean pequeñas.  $\omega_0$  se eligió en un valor de 10% del rango del sensor (aproximadamente 150 RPM).

En las figuras 7 y 8 se pueden comparar las respuestas de los controladores PID y PID-ga ante una variación brusca en la perturbación. Se observa claramente que el controlador PID se torna inestable, iniciándose una oscilación sostenida. En cambio el controlador adaptivo es capaz de absorber en gran medida la perturbación, estabilizando el proceso.

La principal conclusión de estos resultados es que se muestra la conveniencia de utilizar métodos que aprovechan mejor la información disponible sobre el proceso.

## 6. INTEGRACION DEL NUEVO PROCESO AL LABORATORIO DE CONTROL AUTOMATICO.

Una vez completada la construcción de la planta térmica se procedió a estructurar el Laboratorio de Control Automático en forma conveniente. Para ello se ha organizado el flujo de información que se transfiere entre los procesos y el computador de control; y se han centralizado las señales de alarmas en un controlador lógico programable el que deberá garantizar la seguridad en la operación de todas las plantas piloto.

En la figura 9 se pueden distinguir: (i) las plantas experimentales, incluyendo el nuevo proceso; (ii) un equipo de adquisición de datos y actuación de tipo industrial (Opto22) con un enlace digital RS422 hacia el computador; y (iii) dos equipos de control, un computador PC/AT y un controlador lógico programable (Texas Instruments) con su unidad de programación.

Las señales de los sensores de cada una de las plantas se envían al computador por medio del Opto22, aisladas ópticamente. En el computador, mediante el software desarrollado, se decide el comando a ejecutar, que se transfiere a la planta a través del Opto22 hacia los actuadores.

En este momento es posible realizar control sobre un proceso a la vez, y se está trabajando en el control simultáneo y supervisor de todas las plantas piloto.

## 7. CONCLUSIONES

Se ha presentado el diseño de un proceso térmico y la instrumentación asociada incorporada a un Laboratorio Docente de Control Automático.

La nueva planta diseñada es útil para complementar los conceptos básicos de los cursos docentes del área de control y aplicar teoría avanzada, satisfaciendo de este modo los tres niveles de enseñanza de las herramientas prácticas presentados en este trabajo.

Las etapas futuras contemplan incorporar el controlador lógico programable y un sistema de control supervisor, existiendo diversas alternativas para el desarrollo del Laboratorio.

## 8. AGRADECIMIENTOS

El desarrollo de este trabajo se inscribe en los proyectos "Estudio y aplicaciones de estrategias de control para la supervisión de plantas industriales" (Proyecto DTI N° 13094-9013) y "Estudio y aplicaciones de estrategias de control adaptivo robusto con fines industriales" (Proyecto FONDECYT 1199/91).

## 9. REFERENCIAS

- [1] De Mayo, F., Cuzmar, J., Cartes, J.C. «Laboratorio de Control de Procesos por Computador». Anales del VIII Congreso Chileno de Ingeniería Eléctrica. Concepción, Chile, octubre 1989, pp. 412-417.
- [2] Dezerega, A. «Actualización tecnológica del laboratorio docente de control automático». Memoria para optar al título de Ingeniero Civil Electricista, Universidad de Chile, Mayo 1991.
- [3] González, G., Duarte, M., Cartes, J.C., Meyer, W., Cuzmar, N., Bustamante, H., Apablaza, J., Munizaga, J., Mariángel, R., Gallegos, A., and Iturra, R. «A simulation package for teaching control engineering». IFAC Conference: Advances in control education. Accepted to be presented in June 1991.
- [4] Newell R.B. «Australian education in process control» The Fourth Conference on Control Engineering. The Institution of Engineers Australia, pp. 167-172, August 1990.
- [5] Özgüner Ü. «Three-Course Control Laboratory Sequence» IEEE Control Systems Magazine. Special Section on Control Education. April 1989.
- [6] Özisik, M. N. «Transferencia de Calor» McGraw-Hill. 1979.
- [7] Solar I., Bergh L. «Docencia e investigación en control de procesos» Actas VIII Seminario ACCA: Control de Procesos Industriales, pp.110-118, Agosto 1989.
- [8] Manuales de Operación de Software: Onspec, USdata, Paragon.

## 10. BIOGRAFIAS

Alejandro Dezerega, Egresado de Ingeniería Civil Electricista, U. de Chile (1990). Ingeniero de Soporte, Appl Chile.

Fernando de Mayo I. Ingeniero Civil Electricista, U. de Chile (1975). Ms. Sc. Electrical Engineering, U. of Iowa. Profesor e investigador del grupo de control automático de la Universidad de Chile.

Juan C. Cartes C. Ingeniero Civil Electricista, U. de Chile (1990). Magister en Ingeniería Eléctrica, U. de Chile (1990). Profesor e investigador del grupo de control automático de la Universidad de Chile.

# SISTEMA DE CONTROL DE TRÁFICO CENTRALIZADO

José Oriandini Robert  
SONDA Ltda.  
Teatinos 574, Santiago  
Teléfono 56-2-6962277 Telex 240125

## 1. Introducción

En las grandes ciudades del los países del Tercer Mundo, el proceso acelerado de urbanización así como el aumento sustancial de las tasas de motorización, están produciendo un aumento de la congestión y como consecuencia en las demoras de los viajes urbanos. Las autoridades metropolitanas en muchas de estas ciudades, se encuentran estudiando la instalación de sistemas modernos de control de tránsito a fin de reducir los problemas de congestión y todas sus negativas consecuencias para la vida en la ciudad. Es así, como sistemas integrales de control de tránsito urbano ya existen en ciudades como Buenos Aires, Ciudad de México y Sao Paulo.

Las autoridades metropolitanas, a través de la Secretaría Ejecutiva de la Comisión Interministerial de Inversiones en Transporte (SECTRA), están planteando en el Gran Santiago este tipo de técnicas en las intersecciones semaforizadas existentes.

Un estudio realizado en 1982, delineó un plan para un sistema intensivo de control de tránsito, que comprendiera tanto áreas de control por tiempo fijo como áreas de tiempo flexible o autoajustable, para controlar la gran mayoría de las intersecciones semaforizadas en el Gran Santiago. Los beneficios que un sistema como este entregaría, sobrepasan los 30 millones de dólares solo en ahorro de combustible, además de una gran cantidad de beneficios sociales adicionales (disminución de accidentes, disminución de la contaminación ambiental, disminución de los tiempos de viaje, etc), los que se cuantifican más adelante.

Esta idea, fué encontrada atractiva, pero se estimó conveniente investigar más profundamente algunos aspectos, para poder decidir cual técnica es más apropiada a las condiciones locales. Es así como la Intendencia de la Región Metropolitana llamó a licitación en el año 1988 por un sistema piloto de control de tráfico centralizado, con tecnología de control autoadaptativo SCOOT, para una zona de 39 intersecciones de la ciudad.

SONDA, se encuentra llevando a cabo este proyecto, utilizando su modelo de integración de sistemas; este modelo, se basa en la elaboración de soluciones basadas en el aprovechamiento tanto de su capacidad interna de desarrollo además de toda la capacidad existente en el mercado, tanto de empresas nacionales como internacionales.

De este modo, el proyecto se encuentra hoy día en su fase final de implementación, y se estima que la puesta en marcha se realizará el mes de septiembre de 1991.

## 2. Descripción del sistema

Se presenta a continuación, una descripción general del proyecto en ejecución.

### 2.1. Zona del proyecto.

El sistema de control de tráfico, estará ubicado en la red formada por 40 intersecciones, en la zona de Providencia, 11 de Septiembre y Apoquindo, entre Miguel Claro y Málaga, Av. Costanera y Santa María entre Pedro de Valdivia y El Cerro, y algunos tramos de calles cercanas.

El centro de control del sistema, se ubicará en una casa de propiedad de la Unidad Operativa de Control de Tránsito, en las cercanías de Antonio Varas con Providencia.

### 2.2. Equipos involucrados.

En forma general, se controlarán desde el computador central 33 controladores de tráfico (7 de ellos maneja dos intersecciones cercanas en forma simultánea), para lo cual se instalarán 22 controladores nuevos (Plessey, de Inglaterra) y se instalarán equipos de comunicaciones en 11 controladores existentes, 4 marca Ferranti de origen Inglés y 7 fabricados por una empresa chilena.

Adicionalmente, se instalaron cientos de sensores inductivos, que recogen la información de la cantidad de vehículos que se dirige a cada una de las intersecciones. Estos sensores, consisten en espiras instaladas a 50 mm bajo el pavimento, y el paso de vehículos se detecta midiendo la variación del valor de la inductancia de estas espiras. La posición de estos sensores, es aproximadamente 100 metros antes cada uno de los accesos a las intersecciones, de manera que el computador central pueda predecir con alguna anticipación lo que ocurrirá en la intersección.

Todos los equipos instalados en terreno, envían la información y reciben las órdenes desde el computador central ubicado en el centro de control, a través de líneas telefónicas rentadas. Este centro de control, estará formado por un computador DEC PDP-11/83, mas una gran cantidad de equipos de comunicaciones, además de los correspondientes terminales de video, microcomputadores personales para despliegues gráficos de alta resolución e impresoras.

En el PDP-11/83, que es el computador principal del sistema, se ejecutará el software de control SCOOT.

### 2.3. SCOOT.

SCOOT (Split Cycle and Offset Optimization Technique) es un sistema adaptativo de tiempos de verde y roja a las condiciones reales de tránsito imperantes en cada una de las intersecciones. Información que es recibida en el computador desde los sensores de terreno.

Este software, desarrollado en Inglaterra, permitirá optimizar los tiempos de viaje de los vehículos, y minimizar las paradas frente a luces rojas.

### 2.4. Envergadura del Proyecto.

Este proyecto piloto, tiene un costo estimado en US\$ 1.600.000.-, y será terminado a mediados de 1991.

Se estima que durante las fases de implementación de éste proyecto, trabajaron y trabajan actualmente en forma directa e indirecta al menos 50 personas de Chile, entre Ingenieros, Técnicos y Obreros calificados. Adicionalmente, participan en éste proyecto 5 Ingenieros Británicos.

### 2.5. Empresas involucradas.

El proyecto es realizado por la empresa Chilena SONDA Ltda., en conjunto con la empresa Inglesa Plessey Controls Ltd., la cual es la principal proveedora de sistemas de control de tráfico en Inglaterra.

SONDA Ltda., es la empresa nacional que tiene una alta capacidad para la administración y dirección de proyectos de gran envergadura y que involucran alta tecnología.

## 3. Descripción Técnica detallada del sistema

Como se mencionó en el capítulo anterior, éste sistema se puede dividir principalmente entre equipos de terreno, subsistema de comunicaciones y equipos del centro de control. Los equipos de terreno, a su vez, se dividen en controladores de tráfico y en sensores de vehículos. A continuación, se describen en detalle cada uno de éstos, y se explica la filosofía de funcionamiento del sistema.

### 3.1. Controladores de Tráfico.

Los controladores de terreno, son utilizados para realizar la función de control sobre las lámparas de semáforos, y todos cumplen con la norma chilena para controladores de tráfico (UOCT), la que está basada en la norma británica MCE 0360, del departamento de transporte.

En total, existen tres tipos de equipos controladores en el proyecto:

- Plessey T200

Estos controladores, (22 en total) fueron provistos como parte del proyecto, fabricados en Gran Bretaña y ensamblados en Chile.

- Ferranti Serie 1

Estos controladores, 4 en total, tienen ya 8 años instalados y operando en Chile.

- Otros controladores

En total 8, son controladores de otros fabricantes, y en su mayoría de origen nacional, pero basados en la misma norma.

A continuación, se describe en algún grado de profundidad las características de los controladores Plessey T200, por ser representativo de los controladores que se rigen por la norma.

El controlador de tráfico Plessey T200 basado en microprocesador, ha sido diseñado con criterios de flexibilidad para satisfacer los variados y múltiples requerimientos para el efectivo control del tráfico en las intersecciones. Puede ser configurado desde un simple controlador de tiempo fijo de dos etapas y dos fases, hasta 16 etapas y 16 fases, con actuación completa por vehículos o control por computador. Por medio de la configuración de software adecuada, y agregando el "hardware" modular, puede ser configurado para cumplir las necesidades individuales del lugar donde sea requerido.

Un microcontrolador de 16 bits conforma el corazón del controlador tipo T200. Este se comunica con la memoria en el circuito, la que mantiene detalles de la intersección como son la configuración del lugar, planes, tiempos, detalles de los detectores y de la interfaz con el computador. Esta información es particularizada para cada intersección, pero muchos parámetros pueden ser cambiados en el lugar sin necesidad de cambiar la estructura básica del controlador.

Se han incorporado características de seguridad exhaustivas para asegurar la operación correcta y segura del controlador tipo T200. Se efectúa una comprobación doble, por "hardware" y por software para asegurar que no ocurrirán conflictos verde-verde. Otras comprobaciones aseguran la integridad del "hardware" (en particular el "hardware" de conflicto verde-verde), el programa, la memoria, los datos de configuración, y la correcta ejecución del programa.

Las facilidades de autocomprobación y el uso de un registro por software de los errores, permiten que cualquier problema pueda ser fácilmente encontrado. Los errores en el microprocesador y circuitería asociada son mostrados por cinco leds indicadores localizados en la tarjeta de la unidad central de proceso. Los errores que el microprocesador ha encontrado, pueden ser fácilmente interrogados utilizando un terminal de mano portátil.

Existen seis posibles métodos de control de tráfico incorporados en el controlador T200:

- Manual
- Tiempo fijo
- Actuación por vehículos
- Enlace sin cables (CLF)
- Computador
- Standby.

A continuación, se describe cada uno de los modos de operación del controlador.

### 3.1.1. Operación manual.

En emergencias u otros casos inusuales, el controlador puede ser operado manualmente desde un panel desactivable, localizado en el lado del controlador. A pesar que se le otorga al operador el control completo del equipo, no es posible sobrepasar las características de seguridad y por lo tanto se evitan secuencias peligrosas.

### 3.1.2. Operación en tiempo fijo.

En este modo de operación, las etapas de tráfico aparecen en un estricto orden cíclico con periodos de tiempo predeterminado.

### 3.1.3. Operación actuada por vehículos.

Las entradas al controlador son utilizadas para demandar y extender el tiempo de las señales de verde asociadas hasta un tiempo máximo preprogramado.

Se puede agregar equipamiento adicional para medir la velocidad de los vehículos, brindando características de control y seguridad adicionales si se requiere.

En este modo, por ejemplo, cuando existe una intersección entre una calle muy importante en comparación con otra, la calle principal tendrá la señal en verde siempre, y sólo le dará verde a la calle secundaria en caso que un vehículo llegue a ella.

### 3.1.4. Operación enlazada sin cables.

En este modo, los relojes de tiempo real de los controladores a lo largo de una ruta, sincronizados con la red de alimentación de 50 Hertz, pueden ser programados para dar señales verdes a medida que los vehículos se aproximan a cada intersección, brindando una onda verde.

Alternativamente, el reloj de tiempo real puede ser programado para servir de respaldo cuando el controlador está controlado desde un computador. El reloj de tiempo real, puede también ser programado para introducir eventos especiales como señalizaciones secretas, tiempos máximos alternativos, y modos de "standby" como apagar las señales de tráfico o dejarlas intermitentes.

### 3.1.5. Operación controlada por computador.

En este modo, el controlador tipo T200 es controlado remotamente por un computador que lo alimenta con datos a través de un sistema de transmisión. El controlador confirma los comandos recibidos al computador, para propósitos de monitoreo.

Una unidad de transmisión de datos exterior (OTU) hace las veces de interfaz entre el controlador y el sistema de transmisión.

### 3.1.6. Descripción del "Hardware".

La tarjeta del Procesador Central, la tarjeta del Reloj de Tiempo Real y Memoria y la tarjeta de entrada/salida de Uso General constituyen el microcomputador dedicado que es el alma del controlador Tipo 200. Las señales desde un centro de control por computador y las procedentes de equipos tales como pulsadores, detectores, etc., llegan a la tarjeta del procesador central a través de las tarjetas de entrada/salida, previa aislación. Las señales de los detectores en carreteras de gran velocidad se procesan por una tarjeta de discriminación y evaluación de velocidad en un microprocesador aparte.

Los datos procedentes del procesador central se envían a través de una tarjeta de lógica de fases, a las tarjetas excitadoras de fases (de estado sólido) para encender las luces rojas, amarillas y verdes.

### 3.1.7. Circuitos de conflicto del verde.

Esto consta de tres tarjetas: Tarjetas Detectora de Voltaje de Verde, Tarjeta de Facilidades Comunes y Tarjeta de Lógica de Conflicto del Verde. La Tarjeta Detectora de Voltaje de Verde recibe señales de las excitadoras de luces verdes en cada Tarjeta de Conmutador de Fase. Estas señales se comparan con una tensión preajustada para determinar si están encendidas o apagadas.

Si se detecta un conflicto verde-verde por el microprocesador, éste apaga los conmutadores de estado sólido y los aísla de la red eléctrica abriendo un relé.

Al mismo tiempo, un monitor de conflicto verde-verde en el "hardware" contrasta independientemente los datos de las luces verdes con su propia tabla de conflicto. Si detecta un conflicto abre un relé para aislar los conmutadores de estado sólido de la red eléctrica.

El microprocesador también comprueba la actuación del monitor de conflicto verde-verde en el "hardware", aplicando patrones de prueba y verificando las respuestas. Además, el microprocesador verifica que las luces verdes que están encendidas son conforme a las señales esperadas.

## 3.2. Sensores de vehículos.

Los sensores de vehículos, son dispositivos electrónicos cuya misión es medir los flujos vehiculares que circulan en el arco donde están instalados.

En este proyecto, se utilizan para dos funciones principales: Para determinar la cantidad de vehículos que se aproxima a cada intersección en forma "aproximada", alimentando la base de datos de SCOOT, y para mediciones precisas de flujos, llamados de conteo.

### 3.2.1. Detector de espira autosintonizante.

El equipo de detección de vehículos para el sistema se basa en detector de vehículos con microprocesador Plessey modelo ST.

Este detector fue diseñado para operar con espiras inductivas bajo el pavimento, para detectar todo tipo de vehículos. Las unidades proporcionadas con este sistema monitorean las entradas de hasta 4 espiras. El microprocesador continuamente resintoniza las entradas del detector para proporcionar una sensibilidad óptima a los vehículos.

Estos equipos, pueden ser operados en una de 16 frecuencias, en la banda entre 50.7 a 76.9 KHz. Esto permite que se usen varias unidades, muy próximas una de otras, sin interferencias. Cada uno de los canales de los detectores puede programarse también independientemente para adaptarse a una amplia gama de condiciones y aplicaciones.

En algunos puntos, se instalan dos detectores de vehículos para un mismo arco, en una modalidad llamada unidireccional. Esto es útil cuando sobre una misma porción de la calle, circulan vehículos en ambas direcciones, pero al computador le interesa discriminar el sentido de circulación.

#### 3.2.1.1. Detección para conteos.

Como parte del proyecto, se han incluido algunos puntos en que el flujo de vehículos se mide con precisión, con propósitos fundamentalmente estadísticos y de planificación.

Para este propósito, se utilizan módulos de lógica de conteo "Microsense UCOUNT", basados también en un microcomputador. Este maneja hasta 8 pistas y ejecuta una cuenta exacta con sólo una espira por pista.

Posee también la capacidad de monitorear una espira unidireccional en la pista exterior, aunque se estima que no se necesitará esta capacidad para las zonas especificadas en Santiago.

La eliminación del conteo doble cuando los vehículos utilizan dos pistas se logra mediante una técnica de espaciado temporal. Si las espiras adyacentes son ocupadas dentro de un espaciado temporal configurable (20, 40, 80, 120 milisegundos), entonces se considera que se debe a un solo vehículo y no a dos.

La salida del contador es un pulso de 50 milisegundos para cada vehículo contado. La salida puede ser escalada por un factor de 1, 2, 4 u 8 para generar pulsaciones a una tasa más baja.

### 3.3. Subsistema de comunicaciones.

El sistema de transmisión de datos TC8 fue desarrollado específicamente por Plessey para los sistemas de control de tráfico urbano. Se emplea para las comunicaciones entre los computadores de control y el equipo externo. Opera a 200 baudios sobre líneas telefónicas de calidad de voz o similares.

#### 3.3.1. Estructura del mensaje.

Los mensajes se transmiten como grupos de 3 palabras. Cada palabra contiene un bit de inicio, 8 bits de datos, 1 bit de paridad y 1 bit de parada. Los 8 bits de datos se distribuyen como sigue:

- a. Desde el equipo central al equipo externo (OTU):
  - 1 palabra:
    - \* Bits 0 - 3, dirección de la estación, para hasta 4 OTU.
    - \* Bits 4 - 7: no asignados.
  - 2 palabra: Bits 0 - 7: palabra de control 0
  - 3 palabra: Bits 0 - 7: palabra de control 1
- b. De OTU a equipo central:
  - 1 palabra:
    - \* Bits 0 - 3: confirmación de la dirección de la estación.
    - \* Bit 4: bit de transferencia de mensaje; indica que un mensaje de control válido ha sido recibido por la OTU en el intervalo de 1 segundo.
    - Bits 5 - 7: no asignados.
  - 2 palabra: Bits 0 - 7: palabra de respuesta 0
  - 3 palabra: Bits 0 - 7: palabra de respuesta 1

#### 3.3.2. Palabra de control.

La primera palabra del mensaje de control contiene el código de dirección de la estación. Cuando éste es reconocido por la OTU, se activa la portadora de transmisión y el mensaje de respuesta es enviado después de un retardo, que asegura que cualquier bit espúreo de inicio originado por la activación de la portadora tiene tiempo de ser procesado y eliminado por el circuito de recepción del computador central.

Luego, se reciben las dos palabras de control de datos y, si todas los chequeos de error son correctos, se transfieren a 2 registros de 8 bits de memoria buffer en la OTU.

Cuando una OTU reconoce su propia dirección, comienza a correr un tiempo que inhibe cualquier acción posterior hasta que se deba recibir la siguiente dirección, esto es, un segundo después. Esto proporciona una garantía muy sólida ante el caso de que la dirección de otra OTU que comparte el mismo canal se reconozca erróneamente debido a un error de transmisión.

Si en cuatro segundos no se ha recibido ningún mensaje de control correcto, el controlador de tráfico revierte al modo de control de prioridad siguiente (por ejemplo, tiempo fijo), independizándose automáticamente del computador. Este control sólo se restituye después de recibir dos mensajes sin error.

#### 3.3.3. Palabra de respuesta.

El mensaje de respuesta confirma la dirección de la estación y el estado del mensaje de control recibido; errores de paridad, bits de detención incorrectos o pérdida de portadora del mensaje de control se indican en el bit de transferencia del mensaje. Los datos de respuesta desde el OTU se transmiten de vuelta en las palabras 0 y 1.

#### 3.3.4. Transmisión del mensaje.

Los mensajes de control y respuesta pasan desde y hacia el computador como dos palabras paralelas enviadas a través de la tarjeta buffer a la tarjeta de interfaz que realiza la conversión serie/paralelo y paralelo/serie. Esta tarjeta buffer incluye la generación y chequeo de paridad y electrónica para el manejo de las líneas telefónicas. Además, contiene el oscilador de cristal que suministra la frecuencia de referencia para los moduladores y demoduladores de los módem.

La unidad de transmisión de datos externa (OTU) recibe el mensaje a través de su módem. Este es el mismo circuito empleado dentro de la estación. El procesador de la tarjeta realiza la conversión serial/paralelo, chequeo de paridad, almacenamiento en memoria, y en general la inteligencia necesaria para realizar las funciones requeridas hasta transferir las palabras de control a los buffer de salida.

La respuesta desde el controlador proporciona los datos para el mensaje de respuesta de la OTU de vuelta a la unidad central. El módem receptor en el centro envía las palabras en forma serial a la tarjeta interfaz, la que a su vez provee una señal al computador cuando tiene una palabra completa en su buffer de entrada. Esto garantiza un período de 50 milisegundos para el ingreso de datos al computador. La segunda (y tercera) palabra están disponible aproximadamente 55 milisegundos después de la primera (y segunda) palabra.

#### 3.3.5. Canales de comunicación.

La transmisión funciona a 200 baudios usando codificación de cambio de frecuencia ("frequency shift keying") en los canales CCITT siguientes:

- 402: 1080Hz, 120Hz
- 403: 1560Hz, 120Hz
- 404: 2040Hz, 120Hz
- 405: 2520Hz, 120Hz

Las configuraciones de líneas telefónicas que se pueden utilizar son tres:

- líneas radiales
- líneas multipunto
- líneas con concentradores

En este proyecto, debido a las líneas disponibles en el lugar, sólo se utilizan líneas en la configuración radial, en las que se asigna una línea a cada OTU desde el centro de control.



### 3.3.6. Equipamiento externo de transmisión de datos, OTU

La unidad de transmisión externa (OTU) se ubica en la calle, al final de la línea de transmisión de datos.

La OTU del sistema de comunicaciones TC8 responde a hasta 4 direcciones, y se compone de un subrack al cual se conecta una tarjeta modem y una tarjeta de procesador. También proporciona espacio para el montaje del transformador de línea y conectores hacia el controlador de tráfico.

#### 3.3.6.1. Funcionamiento.

La OTU TC8 de Plessey es capaz de responder al centro de control con hasta 4 direcciones consecutivas. Es capaz de manejar 16 bits de control y 16 bits de respuesta en la primera dirección. Estas se usan para el control de equipos locales y para la toma de información de status. Los bits de respuesta no utilizados se usan según sean requeridos para enviar de vuelta las informaciones de los detectores SCOOT (en nibbles de 4 bits).

La OTU permite entrada de circuitos detectores normales o unidireccionales. El detector unidireccional usa dos entradas, y la OTU ejecuta la lógica necesaria. Los datos provenientes del detector SCOOT deben ser muestreados a una tasa de 4 veces por segundo (0,25 seg. entre muestras).

Como que las direcciones de las OTU tienen una tasa de repetición de un segundo, la OTU realiza un proceso de acumulación para las entradas desde cada detector, por lo que finalmente se envían cuatro bits de información (ocupado/desocupado) por cada detector conectado a la OTU. Por ejemplo:

#### Salida de detectores de la OTU

Tiempo	Estado detector	Bit a enviar al computador central
0.00 seg	Ocupado	1
0.25 seg	Desocupado	0
0.50 seg	Desocupado	0
0.75 seg	Ocupado	1

#### 3.3.6.2. Datos de respuesta.

El hardware de la OTU tiene la capacidad para manejar hasta 24 entradas, para ser empleadas en palabras de respuesta. Estos 24 entradas a la OTU pueden ser utilizadas en diversas formas, dependiendo de la aplicación particular.

#### 3.3.6.3. Diseño de la lógica.

El diseño de la lógica se basa en un sistema de microprocesamiento Intel 8085 que es especialmente adecuado para satisfacer los requerimientos de entradas y salidas de la OTU. Se emplea una UART programable para enviar una salida serial al modem TC8 que comunica la OTU con el equipo central. La interfaz de entradas/salidas para el controlador de semáforos y los detectores SCOOT es provista por una 8255. El procesador proporciona las necesidades de lógica para el análisis de los mensajes y para el control de entrada/salida. Esta tarjeta emplea una EPROM para el almacenamiento del software, y memoria RAM para el almacenamiento de trabajo.

### 3.4. Computador central.

El sistema central de coordinación está basado en el Sistema Coordinador Plessey, el que utiliza un computador Digital PDP-11/83 como equipo central.

El sistema coordinador genera los tiempos para las señales de los semáforos en respuesta a la demanda de tráfico en la red urbana controlada. Para esto emplea la técnica de control dinámica SCOOT ("Split, Cycle and Offset Optimization Technique") y los algoritmos de control que se describen más adelante. Alternativamente, puede emplear planes de control de tráfico de tiempos fijos, previamente almacenados y calculados fuera de línea, con el programa TRANSYT. El computador central está equipado con una unidad de disco duro de 96 MB para almacenamiento de programas y para facilitar el soporte de despliegues gráficos y para el almacenamiento de la base de datos del sistema.

La coordinación de los semáforos con el sistema puede llevarse a cabo ya sea mediante programas generados por los algoritmos de control sensibles al tráfico de SCOOT, o por medio de planes fijos previamente almacenados en el computador.

Tanto para SCOOT como cualquier otro plan específico esto implica operar todos los semáforos en una o más áreas geográficas con un tiempo de ciclo común (el ciclo corresponde al tiempo que demora cada intersección en recorrer la secuencia completa de luces verdes y rojas), controlando:

- La proporción de tiempo de luz verde para cada acceso a la intersección (denominado reparto, o "Split"), y
- La coordinación para la aparición de luz verde entre intersecciones adyacentes (denominado desfase, u "Offset").

En SCOOT cada área geográfica reconocida por el algoritmo se designa como "región", mientras que el control global del sistema, por ejemplo la selección de uso de SCOOT o de planes de tiempo fijo, se organiza empleando áreas geográficas llamadas "subáreas". El sistema impone la restricción de que una subárea puede componerse de varias regiones, pero una región sólo puede ser el total o parte de una subárea. Si bien una subárea en particular sólo puede operar en plan de tiempo fijo o en SCOOT en un momento determinado, el sistema puede operar simultáneamente con ambos métodos en diferentes partes de la ciudad.

#### 3.4.1. La Técnica de Control Dinámico SCOOT.

El algoritmo de control SCOOT usa los datos de la presencia de vehículos, recolectados segundo por segundo desde los detectores ubicados calle arriba en cada intersección controlada de la red, para generar un modelo matemático del comportamiento del tráfico en la red. Este modelo incluye la demanda de tráfico en la línea de detención (presentada en los Perfiles Cíclicos de Flujos), longitud y posición de las colas, el estado de los semáforos, la congestión, el número de detenciones de los vehículos y la saturación. A partir de estos datos, se calculan los repartos (Splits) de luz verde en cada intersección, los desfases (Offset) entre las intersecciones adyacentes, y el tiempo de ciclo para cada región dentro de la red, mediante tres Optimizadores separados (Split, Offset and Cycle). La programación de los semáforos así lograda es variada con frecuencia, en pequeñas cantidades, permitiendo que SCOOT responda a los cambios en los patrones de demanda en la red sin introducir efectos perturbadores en la calle.

El contempla una capacidad que permite al modelo de nodo de SCOOT ser cambiado según la hora del día, por ejemplo mediante la inclusión o eliminación de fases de viraje, o para acomodar un uso variable de los cruces peatonales. Pueden prepararse por ejemplo diferentes modelos de nodos para condiciones del Período de Punta de la mañana, del Período de Punta de la tarde y para el Período Fuera de Punta. Tanto SCOOT como la operación en base a planes de tiempo fijo se describen con más detalle en los puntos siguientes.

#### 3.4.2. Planes de Tiempo Fijo.

Para el modo de operación con planes de tiempo fijo, los tiempos de ciclo, los repartos, y los desfases se calculan fuera de línea, de acuerdo a los volúmenes históricos de tráfico medidos y su distribución. El término "Plan de tiempos fijos", se aplica por separado a cada conjunto de programación de los semáforos. Para enfrentar distintas condiciones de tráfico, se requieren diferentes planes, considerando así no sólo los cambios acentuados en los volúmenes de tráfico, sino también los cambios en los movimientos de viraje y cualquier cambio importante de dirección del flujo durante el día o debido a acontecimientos especiales. Así, por ejemplo, pueden prepararse planes separados para el período de punta de la mañana, período de punta de la tarde, períodos fuera de punta, etc, y separados además para cada día de la semana.

Los planes de tiempo fijo de programación de los semáforos, se calculan fuera de línea, empleando mediciones estadísticas de flujos de tráfico.

#### 3.4.3. Algoritmos SCOOT.

El núcleo de SCOOT, está conformado por un conjunto de programas que contienen los algoritmos de optimización (Kernel), a lo que se suma la Interfaz de operación y de comunicaciones desarrollada por Plessey. Cada programa está construido en forma completamente modular, de tal forma que facilita la inclusión de versiones actualizadas o modificadas del núcleo de código SCOOT.

##### 3.4.3.1. Predicción.

La filosofía básica de SCOOT es que para obtener una buena programación de los semáforos debe predecirse su efecto (en términos de tráfico) y cualquier cambio debe implementarse con un mínimo de perturbación del movimiento vehicular.

La predicción de las demoras y detenciones del tráfico para una condición particular de flujo de tráfico que exista en la red exige contar con un modelo de tráfico que pueda predecir los movimientos vehiculares a futuro. En el centro de SCOOT se encuentra un modelo de tráfico, que produce una predicción por un corto lapso de tiempo futuro y una estimación de la demanda de tráfico para el siguiente ciclo de las

SCOOT utiliza este modelo para predecir el efecto de pequeños cambios en los tiempos programados de los semáforos. Se eligen las mejores sincronizaciones considerando separadamente el reparto (Split), el desfase (Offset) y tiempo de ciclo (Cycle) de cada uno de los semáforos. Debido a que los cambios son pequeños, la perturbación al tráfico es minimizada.

#### 3.4.3.2. El Modelo de Tráfico.

El modelo de Tráfico de SCOOT se basa en los datos tomados cuatro veces por segundo desde detectores de vehículos en terreno ubicados en cada enlace significativo de la red. Estos datos nuevos se procesan y se utilizan para modificar los Perfiles de Flujo Cíclicos - uno por cada enlace. Estos perfiles representan un ciclo de los semáforos, y se dividen en intervalos de cuatro segundos de duración. En los perfiles se almacena el tráfico que se predice que llegará a la línea de detención calle abajo en cada intervalo de 4 segundos.

Un perfil plano, por ejemplo, denota un flujo de vehículos constante en cada momento. Un perfil con una cresta grande, muestra que el tráfico viene por "pelotones" o grupos.

El modelo también incluye todas las líneas de detención del tráfico. Cada línea de detención es controlada por nodos y etapas (que representan a los controladores de los semáforos y sus etapas). El uso de la información de luces Verde y Roja en las líneas de detención y el volumen de tráfico de los Perfiles permite predecir la longitud de las colas para una etapa dada. El modelo ahora contiene así una representación de la demanda de tráfico (Perfiles de flujo cíclicos), etapas, detenciones y demoras.

La congestión se mide directamente desde los detectores. Si el detector se ubica más allá del término normal de la cola de vehículos en una calle, éste no será nunca cubierto por tráfico estacionario, excepto en casos de congestión. Si algún detector muestra tráfico detenido en los datos correspondientes a un intervalo cualquiera de cuatro segundos, el sistema lo registra. Se registra así el número de intervalos con congestión en cada ciclo. El operador puede revisar estos porcentajes de congestión y, lo que es más importante, los optimizadores pueden tomarlo en cuenta.

#### 3.4.3.3. Optimizadores.

El propósito del modelo de tráfico es predecir el impacto de las diferentes sincronizaciones de semáforos en la calle. Se utilizan tres optimizadores separados para optimizar los repartos (Split), los desfases (Offset) y los tiempos de ciclo (Cycle).

##### a. El Optimizador de reparto.

El optimizador de reparto (Split) opera en el modelo de tráfico justo antes de cada cambio de fase. Considera el efecto de aumentar, mantener o reducir la duración de luz verde actual. La prueba que utiliza es el grado de saturación de todos los enlaces controlados por el nodo. El grado de saturación se define como la razón entre el flujo promedio y el flujo máximo que puede pasar por la línea de detención, o como la razón entre el flujo de demanda y el máximo flujo de descarga posible. En la terminología de SCOOT, es la razón entre el Área del Perfil de Flujo Cíclico al Área obtenida multiplicando la tasa de descarga (Ocupación de Saturación) por la duración efectiva de la luz verde. El optimizador de reparto procurará minimizar el grado máximo de saturación en los arcos que llegan al nodo. Se ha demostrado que esto minimiza las demoras.

Si hay congestión en los accesos al nodo, el optimizador de reparto deberá tomarla en cuenta. Para que ello sea posible, se incluye la proporción del ciclo anterior que estuvo congestionado junto con el grado de saturación en el indicador (figura de mérito) que usa el optimizador al tomar su decisión. El término que representa a la congestión permitirá que un arco congestionado tienda a obtener más tiempo de verde, sea cual sea el grado de saturación indicado en el modelo.

##### b. El Optimizador de desfase

El Optimizador de desfase (Offset) usa los Perfiles de Flujo Cíclicos para predecir la longitud de las colas durante todo el ciclo. El optimizador predice una vez por cada ciclo la longitud de las filas para todos los arcos calle arriba y calle abajo de un determinado nodo vial. Para estos arcos se predice el efecto de "mover" el tiempo de los nodos ligeramente hacia adelante o hacia atrás. Como en los Perfiles se indica la hora de llegada del tráfico a la línea de detención, estas predicciones pueden usarse para minimizar las detenciones y demora en la mini-área.

La congestión de un enlace se utiliza también en el optimizador de desfase, de manera que se da prioridad a un enlace congestionado sobre otro sin congestión. El grado de prioridad varía según el grado de congestión.

##### c. Optimizador de Ciclo

El optimizador de ciclo funciona generalmente cada cinco minutos. Entonces calcula el grado de saturación en todas las líneas de detención. Si alguna de las líneas de detención presenta una saturación por sobre el 90% se aumenta el tiempo de ciclo en una cantidad pequeña. Si todas se encuentran por debajo del 90%, el tiempo de ciclo se reduce.

SCOOT tiene una capacidad para que el optimizador funcione al doble de la frecuencia cuando se observa una tendencia ascendente o descendente de los flujos.

Para reducir las demoras en intersecciones con muy baja carga, el optimizador de ciclo hace que estas intersecciones operen en "doble ciclo", si esta medida reduce la demora en la red.

Como esto puede reducir las demoras si el tiempo de ciclo es cambiado en una cantidad "grande", el optimizador de ciclo es el único que considera el efecto de cambios "grandes". Sin embargo, los cambios grandes en el tiempo de ciclo son muy perturbadores, por lo que SCOOT no hace el cambio de una sola vez. El cambio se realiza poco a poco, pero la dirección del cambio habrá sido elegida teniendo en cuenta un cambio mayor.

#### 3.4.4. Operación del sistema

##### 3.4.4.1. Interfaz del operador.

La interfaz del operador del sistema se compone de dos terminales impresores LA100, un computador EPSON y un terminal de despliegue monocrómico (VDU).

Todos el rango de comandos del operador puede efectuarse desde los terminales mencionados anteriormente, sujeto al acceso otorgado a cada terminal en la base de datos.

Las siguientes son las funciones de los principales comandos que proporciona el Sistema de Control de Tránsito Urbano (UTC) y SCOOT:

- Comenzar o cancelar un plan de tiempo fijo diferente del actual o alterarlo temporalmente.
- Habilitar el control SCOOT de una región o nodo vial o desconectar el control SCOOT, volviendo a los planes de tiempo fijo para los controladores correspondientes.
- Listar/cambiar los parámetros SCOOT y elegir el modelo SCOOT.
- Revisar/Listar los contadores de los detectores SCOOT.
- Habilitar/deshabilitar las salidas de mensajes de SCOOT.
- Reconocer y cancelar indicadores de fallas.
- Despliegue y corrección de la hora y fecha.
- Monitorear los bits de control y respuesta de cualquier OTU.
- Acceso y corrección de la base de datos como una tarea de "background" con el sistema en marcha. Obsérvese que la base de datos debe instalarse antes de que se implementen las correcciones.
- Iniciar y cancelar ondas de luz verdes ("green waves"), si están en la configuración.
- Seleccionar estados para equipos externos especiales ("Special Facilities"), si están en la configuración.
- Despliegues:
  - Status del controlador
  - Fallas actuales
  - Contenido de la base de datos
  - Diagramas de intersección y fase actual
  - Datos relacionados con SCOOT.
  - Diagramas de tiempo/distancia

Detalles adicionales de los despliegues de Status del controlador, de VEGA y de los despliegues de diagramas de tiempo/distancia aparecen en la sección 3.6.

#### 3.4.4.2. Software.

El software que permite al sistema computacional realizar las funciones especificadas, está compuesto de programas estandar proporcionados por:

- El fabricante de computadores, DEC
- Programas standard Plessey, desarrollados para satisfacer las necesidades de un sistema de control de tráfico, como se define en la especificación del Departamento de Transporte del Reino Unido, MCE 0360C
- Los programas que conforman el "núcleo" SCOOT, que proporciona los algoritmos de control sensible al tráfico para el sistema de control SCOOT.

El software DEC, consiste en el sistema operativo RSX11M+ de Digital Equipment Corp..

El Software proporcionado por Plessey, consiste en los siguientes módulos principales:

##### 3.4.4.2.1. Base de datos

Este módulo, incorpora todas las funciones necesarias para:

- Ingresar datos y mantenerlos
- Cambiar la base de datos digitada por la actualmente en operación
- Interfaces con el resto del sistema

##### 3.4.4.2.2. Software del Sistema UTC

Los módulos que componen este software, se agrupan en las siguientes siete series o conjuntos de programas:

- Serie Ejecutiva
- Serie de Salida
- Serie de Entrada
- Serie de Corrección de Datos
- Serie de Despliegue
- Serie SCOOT
- Serie de Preparación de la Base de Datos

##### 3.4.4.2.3. Software para funciones adicionales.

Como parte integrante del sistema, se incorporan los siguientes módulos complementarios para la función de control de tráfico.

- Recolección de datos de tráfico
- Monitoreo del sistema
- Niveles de Ingreso de comandos
- Reconexión remota automática
- Generación de la base de datos
- Sistema de control de desvíos
- Prioridad de luz verde para vehículos de emergencia
- Onda de luz verde especial
- Sistema de Información de estacionamientos

## 4. Conclusiones

### 4.1. Introducción)

Resulta de extraordinario interes el desarrollar proyectos multidisciplinarios de esta naturaleza en nuestro país, que incorporando tecnología de punta desarrollada por países desarrollados (en este caso, Gran Bretaña) y capacidad de gestión, Ingeniería y mano de obra nacional, con inversiones relativamente pequeñas se logran materializar proyectos de una amortización rapidísima, con beneficios que permiten mejorar la calidad de vida de los chilenos.

### 4.2. Beneficios del Proyecto.

Considerando que el proyecto no se ha aún terminado, es prematuro cualquier análisis de beneficios. Sin embargo, si es posible estimar los beneficios que se obtendrían de extender este proyecto a toda la ciudad de Santiago, a partir de experiencias alcanzadas en otros países que ya han implementado sistemas como éste.

Un sistema para toda la ciudad de Santiago, controlaría un total aproximado de 1000 Intersecciones, de las cuales del orden del 60% estarían bajo SCOOT, y el resto, con planes de tiempo fijo complementada con semáforos con actuación de vehículos. Este sistema, se estima que reportará los siguientes principales beneficios:

- Ahorro de combustible.  
Del total de combustible consumido por los vehículos en la ciudad, por el hecho de tener coordinación entre los semáforos, se estima un ahorro aproximado de un 8%, lo que en forma conservadora equivale a US\$ 30.000.000 al año, cifras de 1982, según un estudio efectuado el mismo año.
- Disminución de accidentes.  
Basado en el mismo estudio, se estima un mínimo de un 10% de reducción en el número de accidentes del tránsito, lo que según cifras de 1982 equivale a un ahorro de US\$ 6.000.000 al año en daños a la propiedad y las personas.
- Disminución de contaminación ambiental.  
Por el mismo efecto, se estima una reducción en la cantidad de contaminantes emitidos, que si bien es cierto no es posible de valorizar directamente en términos económicos, es un beneficio social de extraordinaria trascendencia.
  - CO - 30%
  - HC - 23%
  - NOx - 9%
- Disminución de tiempos de viaje.

En forma similar al punto anterior, el ahorro del tiempo de las personas no es cuantificable en términos económicos; sin embargo, los beneficios sociales que provoca un 20% de ahorro en los tiempos de viaje, según se estima conservadoramente, son de gran importancia.

## Biografía

*José Oriandini Robert*, egresó de la carrera de Ingeniería Civil Electricista de la Universidad de Chile en 1980, obteniendo su título con la memoria "Diseño y Construcción de un Transceptor de H.F. controlado por Micro-procesador".

Trabajó en forma independiente desde 1981 hasta 1985, dando asesorías en electrónica Industrial. En 1986, Ingresa a SONDA como Ingeniero de Proyectos. En 1987, asume como Jefe del Departamento Desarrollo de Equipos, creando un importante grupo de trabajo, cuya misión es la fabricación de equipos electrónicos y el desarrollo de proyectos de integración tecnológica.

En 1991, es ascendido a Subgerente de Desarrollo de Equipos, de la División Sistemas de SONDA.

## Bibliografía

- [1] Robertson, D.I.; and Hunt, P. B. "A Method of estimating the benefits of co-ordinating signals by TRANSYT and SCOOT." *Traffic Engineering and Control*, November 1982.
- [2] Dawson, J. A. L. "Sistema de Control de Tráfico para Gran Santiago: Technical Report." *British Government Department of Transport*, November 1982.
- [3] Softley, K. E.; and Humphreys, A. J. "Preliminary Study of Traffic and Transport problems of Santiago, Chile". *British Government Department of Transport*, November 1981.
- [4] Transport Planning Associates. "Evaluation of Urban Traffic Control in Worcester." *British Government Department of Transport*, May 1986.

## **Abstract**

### **Traffic Control System for Santiago**

**Author: Jos Oriandini Robert**

The objective of the system, using is to control the traffic of vehicles in a congested area of the city of Santiago, using self-adaptive control algorithms.

The system is based on a DEC PDP 11/83 computer, data communication equipment, rented telephone lines, plus outstation equipment, to control the semaphores and for measuring the flow of vehicles.

In summary, the outstation equipment measures the flow approaching each intersection (using magnetic loops located under the pavement, at a distance of near 100 meters from each intersection), and then information is sent to the computer, that process this information with a software called SCOOT (developed by the Department of Transport of the United Kingdom), which optimize the cycle, split and offset times, and then send the information back to the outstation equipment, to control the semaphores through the controllers.

The project, contracted by the Intendencia de la Región Metropolitana, has a cost of approximately US\$ 1.600.000, includes 40 intersections from the municipalities of Providencia and Las Condes, and has its control center located in Providencia, near the middle of the area of control.

The benefits of the implementation of the system will be important improvements in the journey times (25%), with the consequent saving of fuel (7% a 10%) and the pollution (up to 30%), to mention just some examples.

## **Resumen del Trabajo**

### **Sistema de Control de Tráfico Centralizado.**

**Autor: José Oriandini Robert**

El sistema tiene por objetivo automatizar, mediante la introducción de control autoadaptativo, el tráfico de vehículos en un sector de gran congestión de la ciudad de Santiago.

El sistema está basado en un computador Digital PDP11/83, equipos de comunicaciones de datos, líneas telefónicas dedicadas, más equipos de terreno, tanto de control de semáforos como de medición de flujo vehicular.

En forma muy resumida, los equipos de terreno sensan la cantidad de vehículos que se aproximan a cada una de las intersecciones, (a través de espiras magnéticas ubicadas bajo el pavimento, a una distancia de aproximadamente 100 metros de cada intersección) y luego envían la información al computador central, y éste, después de procesar la información con el software SCOOT (desarrollado por el Departamento de Transporte de Inglaterra) que optimiza los tiempos de ciclo, desfase y reparto, controla los semáforos a través de los controladores de terreno.

El proyecto, contratado por la Intendencia de la Región Metropolitana, tiene un costo aproximado de US\$ 1.600.000, y abarca 40 intersecciones de la comuna de Providencia y Las Condes, y posee su centro de control en la comuna de Providencia, cerca del centro del área a controlar.

Los beneficios de la implementación de este sistema, serán importantes: mejoras en los tiempos de viaje (25%), con el consecuente ahorro de combustible (7% a 10%) y de la contaminación ambiental (hasta un 30%), entre otros.

# MODELO DIFUSO PARA EL CONTROL DE UNA PLANTA DE FLOTACION

Marcelo Guarini, Aldo Cipriano, Marcelo Matus, Víctor Varela  
Departamento de Ingeniería Eléctrica  
Pontificia Universidad Católica de Chile  
Casilla 6177 Santiago - CHILE

## RESUMEN

Se diseñó y simuló un modelo basado en lógica difusa de un operador humano (controlador) de una planta de flotación de mineral utilizando datos obtenidos en una planta real. La planta, que consiste de dos conjuntos de bancos de celdas de flotación, correspondientes a flotación rougher y flotación de primera limpieza respectivamente, se comanda ajustando los set-points de los controladores de nivel de las celdas, basándose en las lecturas de leyes de mineral entregadas por un sistema analizador de leyes. Los conjuntos difusos correspondientes a las diferentes leyes se asociaron a funciones de pertenencia lineales. A cada ley se asignó dos funciones de pertenencia, una correspondiente a "ley está baja" y la otra a "ley está alta". Los distintos valores de las funciones de pertenencia se asignaron de acuerdo a las proposiciones de los operadores de la planta. Utilizando datos obtenidos en varias horas de operación de la planta, se ajustó un modelo difuso del operador, como controlador de esta. Simulaciones del comportamiento del modelo comparado con las acciones de control del operador indican que el primero opera en forma precisa y mantiene la planta en operación estable.

## 1. INTRODUCCION

La teoría de control ha demostrado ser muy eficiente en áreas en las cuales las relaciones causa-efecto están bien definidas desde un punto de vista cuantitativo. Sin embargo, existen diversos procesos industriales, como las plantas de flotación, que son altamente complejas debido a no linealidades, aleatoriedad de las perturbaciones y dificultad en la medición de las variables y/o estimación de parámetros, en los que resulta extremadamente difícil obtener un modelo cuantitativo útil para propósitos de control.

Las técnicas basadas en reglas y en lógica difusa [1], [2] han sido utilizadas exitosamente como medios para tratar incertidumbre y para modelar la experiencia humana. Las características más importantes de la lógica difusa son el uso de variables lingüísticas en vez de variables numéricas y la caracterización de relaciones entre variables, por medio de afirmaciones condicionales difusas. Estas técnicas han sido aplicadas a procesos industriales altamente complejos o no bien definidos [3], [4], los que son normalmente controlados por operadores experimentados, capaces de obtener un excelente desempeño a pesar de contar con información imprecisa. En la mayoría de las

aplicaciones, el uso de métodos basados en lógica difusa, ha permitido mejores resultados que los obtenidos utilizando sólo métodos manuales.

En este trabajo se explora la construcción de un modelo difuso correspondiente a un operador experimentado que actúa como controlador de una planta de flotación de mineral. El desarrollo del modelo está basado principalmente en la herramienta que proporcionan T. Takagi y M. Sugeno en [5]. Primero, en la sección II, se presenta una visión general de la operación de la planta, junto a una descripción de las variables consideradas en el problema. En segundo lugar, se presenta, en términos simples, el desarrollo del modelo indicando el formato de las implicaciones difusas y el algoritmo de razonamiento propuesto en [5]. En tercer lugar, se presentan las simulaciones realizadas junto con gráficos que indican, en forma resumida, los resultados obtenidos. Finalmente se entregan las conclusiones del trabajo.

## 2. DESCRIPCION DE LA PLANTA DE FLOTACION

El proceso de flotación corresponde a una operación de concentración basada en las diferentes propiedades que caracterizan a las especies que conforman la pulpa de mineral. A un nivel industrial, el proceso de flotación se lleva a cabo en unidades llamadas celdas. Las celdas están conectadas en cascada formando bancos. El control de una planta de flotación se realiza ajustando los niveles de las celdas y/o ajustando el flujo de reactivos. El propósito de estos reactivos es permitir que las partículas de mineral se adhieran a las burbujas de la espuma que es formada en la celda de flotación a través de inyección de aire.

Este trabajo se basa en datos obtenidos en una planta de concentración real. Se modelaron ambas etapas de flotación (rougher y primera limpieza) como se muestra en la figura 1. El control de esta planta lo realizan operadores ajustando los set-points de los controladores de nivel de pulpa de las celdas. En el caso particular de la planta considerada, el flujo de reactivo se mantiene constante.

La flotación rougher consiste en tres bancos de celdas en paralelo que son alimentados desde un cajón que recibe la pulpa proveniente del proceso de molienda, la cola del circuito scavenger y la recirculación proveniente de la flotación de primera limpieza. En este caso, las leyes relevantes son  $G_{ar}$  (ley de pulpa de entrada) y  $G_c$  (ley de cola del circuito scavenger). Cada banco de la flotación rougher está compuesto por cuatro secciones que operan en

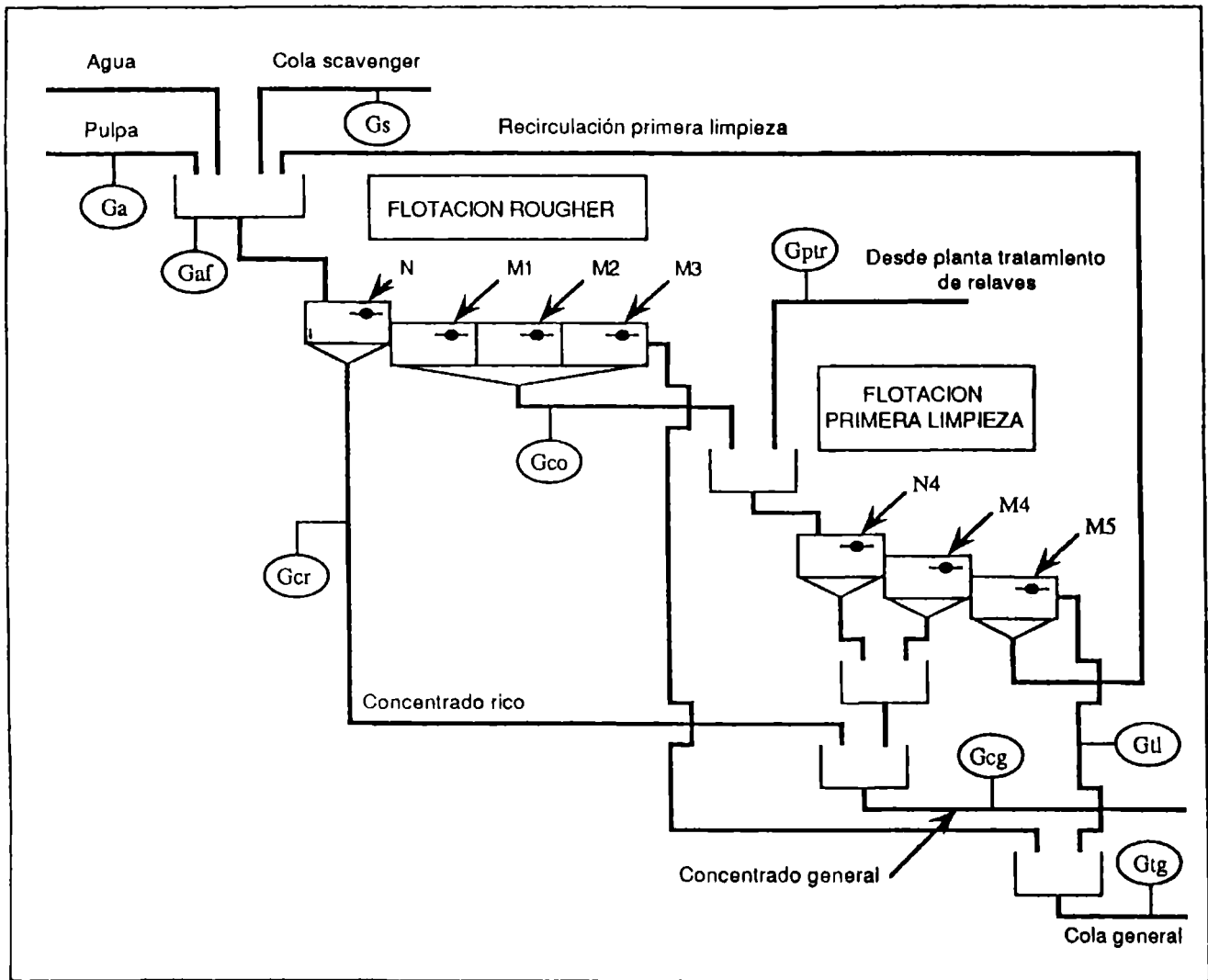


Figura 1.- Esquema general de la planta de flotación

cascada. Los concentrados obtenidos en la primera sección de cada banco forman el concentrado rico cuya ley es  $G_{cr}$ . El concentrado obtenido de las siguientes tres secciones de cada banco forman el concentrado original que alimenta a la etapa de flotación de primera limpieza. La ley del concentrado original recibe el nombre de  $G_{co}$ .

La etapa de primera limpieza consiste en un banco de celdas dividido en tres secciones que operan en cascada. Esta etapa además recibe el concentrado proveniente de la planta de procesamiento de relaves. El concentrado de las primeras dos secciones se mezcla con el concentrado rico proveniente de la flotación rougher, constituyendo el concentrado general (ley  $G_{cg}$ ). El concentrado de la tercera sección se recircula hacia la alimentación de la flotación rougher. La cola de la primera limpieza (ley  $G_{tl}$ ) y la cola de la

flotación rougher forman la cola general (ley  $G_{lg}$ ), la cual se envía a la planta de procesamiento de relaves.

Las referencias de los controladores locales de nivel de las diferentes celdas que producen el concentrado general en la sección rougher, son representados por las variables  $M_1$ ,  $M_2$ ,  $M_3$ . Las referencias de los controladores locales de nivel de las celdas que producen el concentrado rico se representan por la variable  $N$ . Las referencias de los controladores locales de nivel de la flotación de primera limpieza se representan por las variables  $N_4$ ,  $M_4$ ,  $M_5$ .

En orden de prioridad, los objetivos de supervisión de la planta son:

- a) Mantener la planta en operación estable a pesar de las perturbaciones.
- b) Producir un concentrado con una ley de cobre sobre un valor mínimo y mantener la ley de cola lo más baja posible con el objeto de maximizar la recuperación.
- c) Minimizar el uso de reactivos (En el caso de la planta considerada se mantienen constantes).

### 3. DESARROLLO DEL MODELO DIFUSO

El desarrollo del modelo difuso se basó en la estructura que muestra la figura 2. Las variables controladas de la planta corresponden a las entradas del controlador y las variables manipuladas, corresponden a las salidas del controlador. El modelo fue ajustado utilizando datos obtenidos en varias horas de operación de la planta. El desempeño del controlador difuso se comparó, a través de simulaciones, con las acciones de operadores humanos.

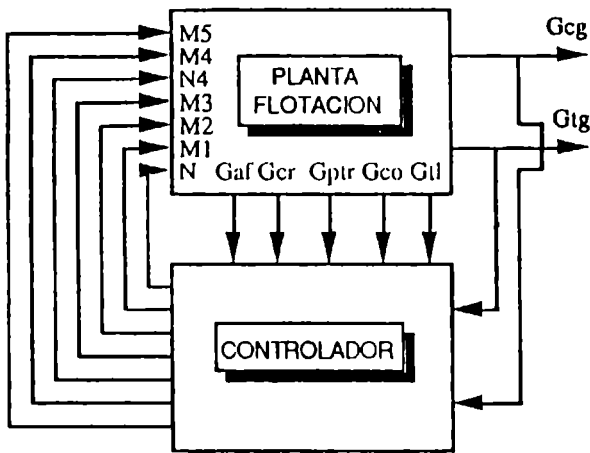


Figura 2.- Estructura planta-controlador utilizada en el desarrollo del modelo difuso.

Los conjuntos difusos correspondientes a las diferentes leyes se asociaron a funciones de pertenencia lineales. De esta forma, una función de pertenencia se caracteriza por dos parámetros. El mayor tiene valor 1 y el menor valor 0. A cada ley se le asignaron dos funciones de pertenencia, una correspondiente a la premisa "está alta" y la otra a la premisa "está baja". Los límites de las funciones de pertenencia de cada ley, se asignaron de acuerdo a la experiencia de los operadores de la planta y de acuerdo a nuestras propias conclusiones después de analizar los datos obtenidos en la planta. Como ejemplo considérese la función de pertenencia correspondiente a "G<sub>co</sub> está alta" (ley de concentrado original está alta) y correspondiente a "G<sub>co</sub> está baja" (ley de concentrado original está baja) indicadas en la figura 3.

De acuerdo a lo propuesto en [5], las Implicaciones difusas se consideraron y escribieron de la siguiente forma

$$\text{IF } G_1 \text{ is } X_1 \text{ and } G_2 \text{ is } X_2 \text{ ..... and } G_k \text{ is } X_k$$

$$\text{THEN } L = a_0 + a_1 G_1 + a_2 G_2 + \text{ ..... } + a_k G_k$$

donde los G<sub>i</sub> son las leyes, X<sub>i</sub> puede ser "alta" o "baja", L es el nivel de pulpa de la celda entregado por la Implicación y los a<sub>i</sub> son coeficientes a ser evaluados.

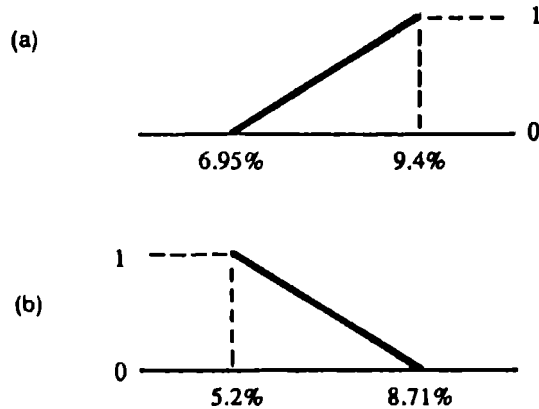


Figura 3.- Funciones de pertenencia correspondientes a "ley de concentrado original está alta" (a) y a "ley de concentrado original está baja" (b).

Puesto que cada X<sub>i</sub> puede tomar dos valores ("alta" o "baja"), hay 2<sup>k</sup> = n reglas e implicaciones, esto es

$$\text{Regla 1: IF } G_1 \text{ is } X_1^1, \text{ ..... and } G_k \text{ is } X_k^1 \\ \text{THEN } L = a_0^1 + a_1^1 G_1 + \text{ ..... } + a_k^1 X_k$$

$$\text{Regla n: IF } G_1 \text{ is } X_1^n, \text{ ..... and } G_k \text{ is } X_k^n \\ \text{THEN } L = a_0^n + a_1^n G_1 + \text{ ..... } + a_k^n X_k$$

Por lo tanto, cada variable de control debe ser calculada como un promedio ponderado de los diferentes valores (L) producidos por cada una de las n Implicaciones. Esto es, cada variable de control (N o M) toma el valor de la expresión

$$\frac{\sum_{i=1}^n (X_{i1}^i(G_1) \wedge \dots \wedge X_{in}^i(G_n)) (a_0 + a_1 G_1 + \dots + a_k G_k)}{\sum_{i=1}^n (X_{i1}^i(G_1) \wedge \dots \wedge X_{in}^i(G_n))}$$

donde los  $X_{ij}^i(G_j)$  son los grados de pertenencia de las variables  $G_j$  en los conjuntos difusos  $X_{ij}^i$ .

Dado un conjunto de datos de entrada  $G_1^j, G_2^j, \dots, G_k^j$  y sus correspondientes salidas  $L_j$  (niveles de celdas), es posible obtener los parámetros  $a_j^j$  por medio del método de los mínimos cuadrados, como se indica en [5]. Utilizando software desarrollado para este propósito, se consideraron 500 observaciones de leyes y los correspondientes set-points de los controladores locales de nivel para obtener los parámetros  $a_j^j$ . Cabe hacer notar que por cada nivel ( $N, M_1, M_2, M_3, M_4, M_5$ ) se obtienen 16 reglas al considerar solo cuatro leyes (entradas  $G_{cg}, G_{lg}, G_{co}, G_{li}$ ) para el desarrollo del modelo. Sin embargo, no siempre se utilizaron las 16 reglas en cada caso. En general, se obtuvieron mejores resultados al no considerar algunas de ellas. Para seleccionar las reglas se procedió probando diferentes combinaciones que de acuerdo a nuestro conocimiento de la planta parecían las más razonables. En la mayoría de los casos, los mejores resultados se obtuvieron al utilizar alrededor de 12 reglas.

#### 4. SIMULACION DEL MODELO

Utilizando software desarrollado especialmente y datos reales obtenidos en la planta de flotación, se simuló el comportamiento del modelo. Las primeras simulaciones se utilizaron para seleccionar el mejor conjunto de reglas para cada nivel de celdas. Como se mencionó anteriormente, no se consideraron todas las reglas posibles, sino que se probaron aquellas combinaciones que de acuerdo a la experiencia parecían las más razonables. Se seleccionaron aquellas combinaciones que produjeron los resultados más precisos y con estas se comparó el comportamiento del modelo con las acciones correspondientes realizadas en las mismas condiciones por operadores experimentados de la planta. Para este propósito, se seleccionaron 112 muestras consecutivas de un conjunto de observaciones, las que contenían cambios en los set points de los diversos controladores locales de nivel. Puesto que estas muestras se obtuvieron cada 6 minutos, las simulaciones correspondieron a un tiempo real de operación de la planta de 11 horas y 12 minutos.

Las figuras 4, 5, 6 y 7 muestran los resultados obtenidos en las simulaciones correspondientes a los niveles  $N, M_3, M_4$  y  $M_5$  respectivamente. Las figuras muestran además las acciones de control correspondientes

llevadas a cabo por los operadores en las mismas condiciones. Aunque los resultados correspondientes al modelo se ven ruidosos, las diferencias con respecto a las acciones del operador son pequeñas en términos prácticos. Cambios de nivel de esta magnitud producen muy pequeñas variaciones en las leyes al punto que se confunden con pequeñas perturbaciones. En efecto, cambios de nivel de la magnitud de las oscilaciones generadas por el modelo difuso son muy pequeñas como para producir cambios apreciables en la operación de la planta. Sin embargo se considera posible reducir aún más las oscilaciones a través de una mejor selección de las variables de la premisa y de las reglas. Otra forma de mejorar el modelo consiste en realizar una partición más óptima del espacio de las variables de las premisas, esto es, una mejor elección de los límites de los conjuntos difusos. Esto puede llevarse a cabo como se propone en [5], encontrando los parámetros óptimos de las funciones de pertenencia tal que minimizen un índice de desempeño. Esta tarea se reduce a un problema de programación no lineal.

La figura 8 muestra los resultados obtenidos al reducir a  $G_{cg}$  y  $G_{co}$  las variables de las premisas en la identificación de los parámetros de las consecuencias correspondientes al nivel  $N$ . En este caso se tienen sólo 4 reglas e implicaciones. Aunque  $G_{cg}$  y  $G_{co}$  son las variables más relevantes consideradas por los operadores para ajustar el set-point del nivel  $N$ , los resultados indican que no son suficientes para construir un modelo apropiado.

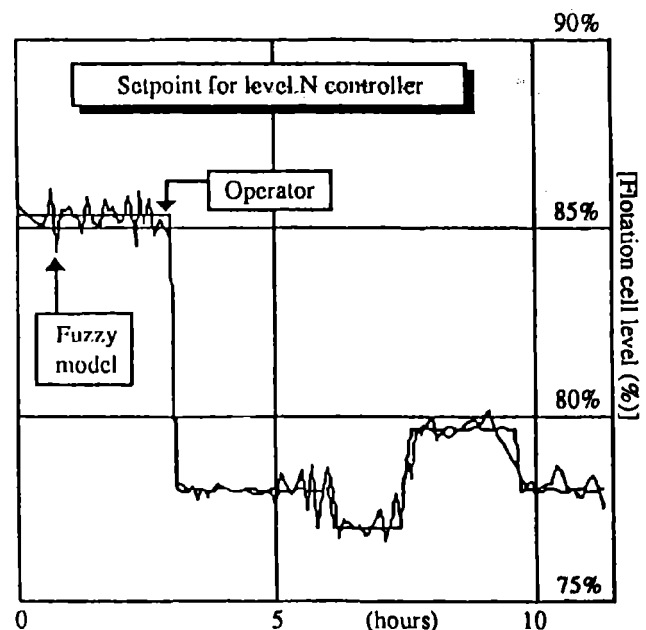


Figura 4.- Resultado de la simulación del modelo difuso y las acciones correspondientes del operador para el setpoint del nivel  $N$ .



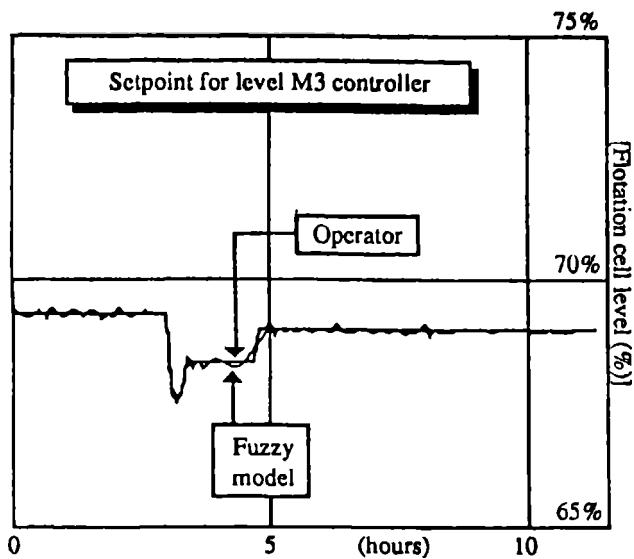


Figura 5.- Resultado de la simulación del modelo difuso y las acciones correspondientes del operador para el setpoint del nivel M3.

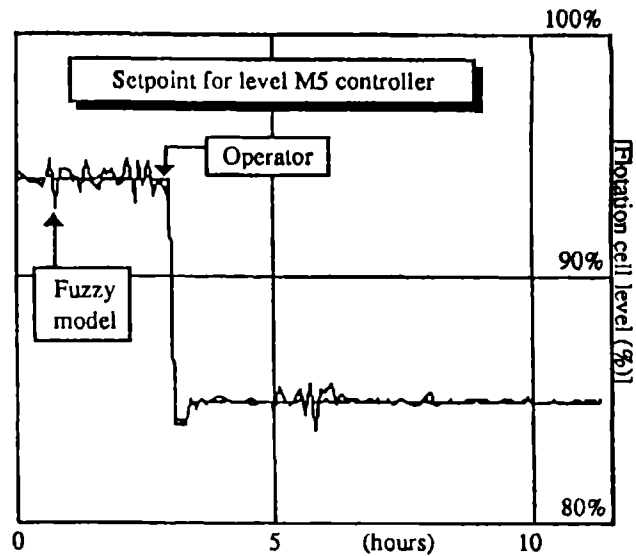


Figura 7.- Resultado de la simulación del modelo difuso y las acciones correspondientes del operador para el setpoint del nivel M5.

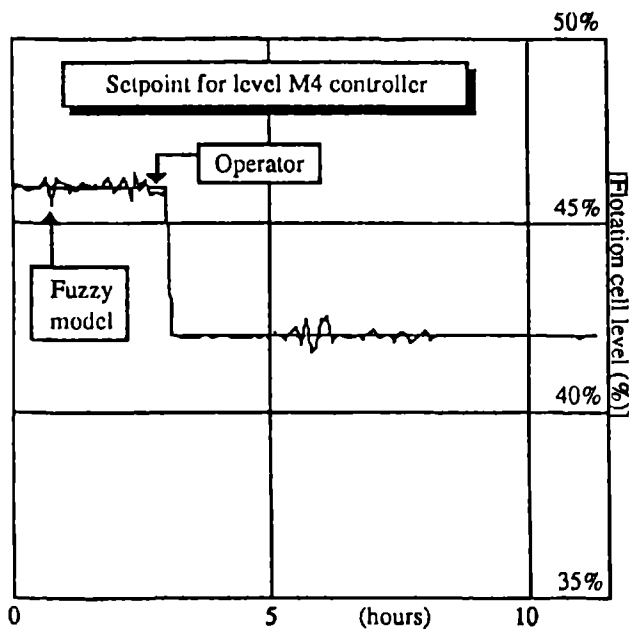


Figura 6.- Resultado de la simulación del modelo difuso y las acciones correspondientes del operador para el setpoint del nivel M4.

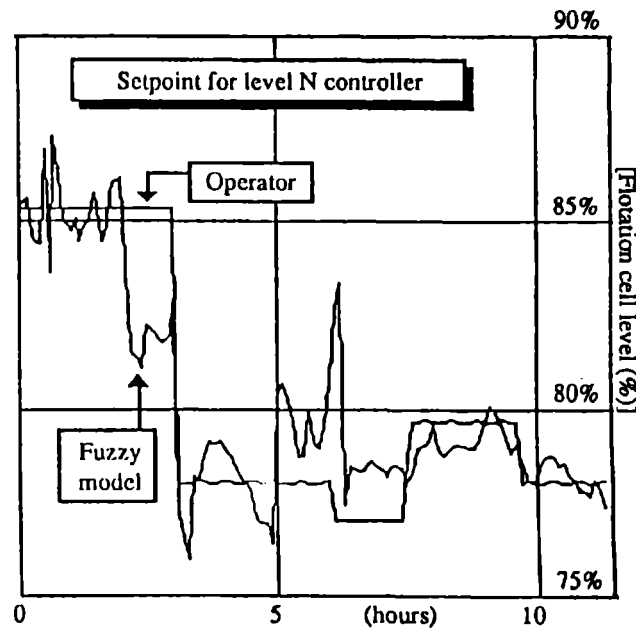


Figura 8.- Resultado de la simulación y acciones del operador correspondientes al nivel N. En este caso sólo  $G_{cg}$  y  $G_{co}$  se consideraron en la identificación del modelo.

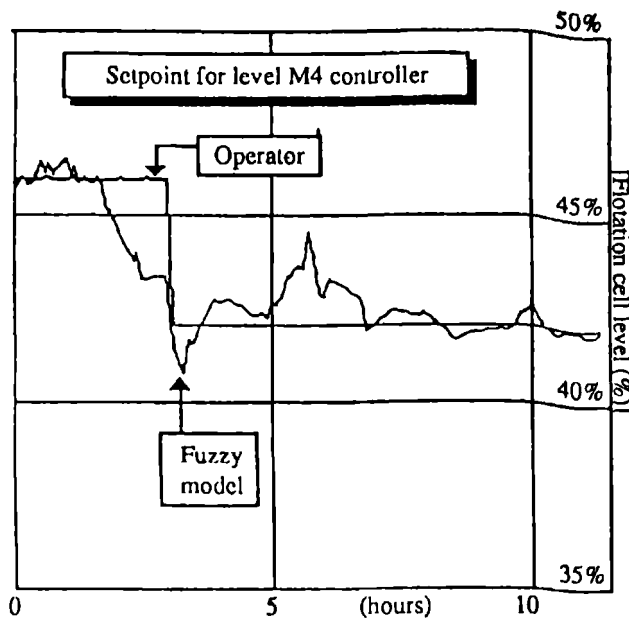


Figura 9.- Resultado de la simulación y acciones del operador correspondientes al nivel M<sub>4</sub>. En este caso sólo se consideraron  $G_{cg}$  y  $G_{co}$  en la identificación del modelo.

La figura 9 muestra los resultados obtenidos utilizando las mismas variables  $G_{cg}$  y  $G_{co}$  para construir el modelo difuso para el set-point del nivel M<sub>4</sub>. Nuevamente, aunque estas son las variables más relevantes utilizadas por los operadores para ajustar el set point del nivel M<sub>4</sub>, no son suficientes para construir un modelo apropiado.

## 6. CONCLUSIONES

Se ha construido un modelo de un controlador de una planta de flotación utilizando las herramientas propuestas por T. Takagi and M. Sugeno [5]. Los resultados de las simulaciones muestran que el modelo es suficientemente preciso para reproducir las acciones de operadores experimentados, a pesar de las características no lineales propias de la planta. Modelos como el desarrollado en este trabajo, pueden ser utilizados como respaldo en plantas industriales con el objeto de mejorar la interfaz hombre-proceso, evitando errores que son cometidos aún por operadores experimentados. Se considera que el desempeño del modelo puede ser mejorado aún más en una segunda etapa. En esta etapa, se planea realizar una cuidadosa selección de las variables de las premisas, reglas e implicaciones, así como utilizar programación no lineal para identificar los límites de los conjuntos difusos. Además se planea suavizar la salida del modelo utilizando un filtro apropiado.

## AGRADECIMIENTOS

Los autores desean agradecer el financiamiento aportado por el proyecto FONDECYT 1130/89, el que en gran medida ha permitido la realización de este trabajo.

## 6. REFERENCIAS

- [1] L. A. Zadeh, "Outline of a New Approach to the Analysis of Complex Systems and Decision Processes," IEEE Trans. Syst., Man, Cybern., vol. SMC-3, no. 1, pp. 28-44, 1973.
- [2] E. H. Mamdani and S. Assilian, "An Experiment In Linguistic Synthesis with a Fuzzy Logic Controller," Int. J. Man-Machine Studies, vol. 7, pp.1-13,1975.
- [3] J. Maiers and Y. S. Sherif, "Application of Fuzzy Set Theory," IEEE Trans. Syst., Man, Cybern., vol. SMC-15, no. 1, pp. 175-189, 1985.
- [4] J. A. Bernard, "Use of a Rule Based System for Process Control," IEEE Contr. Syst. Magazine, vol. 8, no 5, pp. 3-13, 1988.
- [5] T. Takagi and M. Sugeno, "Fuzzy Identification of Systems and Its Applications to Modeling and Control," IEEE Trans. Syst., Man, Cybern., vol. SMC-15, no. 1, pp. 116-132, 1985.

# CONTROL DE UN GENERADOR DIESEL MEDIANTE LA UTILIZACION DE PLC

PATRICIO CONCHA F.-LOUIS CHABOUTY G.-PABLO ROMERO B.  
DEPARTAMENTO DE INGENIERIA ELECTRICA  
FACULTAD DE INGENIERIA  
UNIVERSIDAD DEL BIO-BIO  
CASILLA 5-C, CONCEPCION-CHILE

## RESUMEN

Se propone una alternativa basada en el empleo de PLC, para automatizar la partida y puesta en servicio de un motogenerador diesel.

La máquina tomada como referencia para este trabajo tiene las siguientes características: 1340 KVA, 400/231 VOLT, 1934 A, 50 Hz, 750 rpm, origen alemán, construido en 1976.

Se identifican las señales a ser supervisadas durante la partida y funcionamiento del motogenerador.

Se define una lógica de control necesaria que, de acuerdo al estado de las entradas, determine el estado de las salidas del controlador programable.

Se hace una evaluación estimativa del costo de la alternativa propuesta, en términos de los insumos necesarios.

Se discute la factibilidad de su implementación.

## ABSTRACT

It's proposed an alternative based on the use of PLC to automatize the input and the use itself of a diesel motogenerator, which data are: 1340 KVA, 400/231 VOLTS, 1934 A, 50 Hz, 750 rpm, built in 1976.

The signs that are going to be supervised during the starting and operation of motogenerator are identified.

It's defined a necessary logic control that, in accordance with the input state, determine the state of the outputs of the PLC.

A cost estimation in terms of the necessary materials and components is carried out.

The possible implantation is discussed.

## 1.-INTRODUCCION

Por razones de confiabilidad en el servicio, muchas instalaciones eléctricas (en particular, industrias y recintos hospitalarios) requieren contar, al menos, con un motogenerador de emergencia.

Entre los grupos motogeneradores los hay automáticos y de disponibilidad manual [1]. Estos últimos requieren la intervención de personas para su puesta en servicio.

La intervención de personas trae consigo inconvenientes como los siguientes:

- Probabilidad de cometer errores humanos en la partida.
- Tiempos de partida mayores.
- Riesgo para los operadores, ya que en algunos casos las circunstancias y condiciones ambientales de algunas maniobras no son óptimas.
- Pérdidas de producción durante el tiempo en el cual la instalación permanece sin energía, o riesgo de vidas humanas en instalaciones hospitalarias.

La parte más importante en la automatización del motogenerador se centra en la etapa de partida.

Automatizar la partida de un motogenerador que ha sido construido para partidas manuales requiere algunas modificaciones de carácter mecánico, pero éstas no son importantes como para comprometer la estructura de la máquina, creando riesgo para el funcionamiento. Obviamente, al momento de tomar decisiones, debe considerarse la opinión de un especialista que recomiende la solución óptima.

Las modificaciones más importantes tienen que ver con la inserción de un pistón neumático que active el mecanismo PARTIR/PARAR, y con la inserción de bombas de aceite y de combustible para elevar la presión inicial, en cada caso.

El empleo de PLC como elemento de control tiene la ventaja, en el caso de enfrentar la implementación, de permitir una automatización paulatina parcializando la destinación de recursos. Al comienzo, eso sí, debe considerarse las expansiones futuras destinando el espacio necesario para cableado y señalizaciones en el tablero.

Un aumento en la complejidad del control significará cambiar el programa en el PLC, además de incorporar los sensores y actuadores que se requiera.

## 2.- LÓGICA DE PARTIDA EN EL MOTOR DIESEL

La secuencia de maniobras descrita en el manual de operación del motogenerador puede representarse de acuerdo al siguiente diagrama de flujo (Figura 1).

Nótese que solo se considera en tal diagrama solo una posibilidad de partida automática, después de la cual, si la máquina no parte, se da aviso de partida fallada y se intenta una última partida manual. Esto es porque si un motor diesel está bien mantenido, las posibilidades de que no parta son casi nulas, y si aun así falla en el arranque, es muy poco probable que parta en un segundo o tercer intento (2).

En tal diagrama los bloques de consulta corresponden, en general, a sensores del tipo ON/OFF tales como presostatos, termocuplas, contactos auxiliares de interruptores, botoneras, etc., los cuales, dependiendo de su estado aportarán una señal de tensión a la entrada que les corresponda en el PLC. Estos son los dispositivos de entrada al controlador.

Los bloques de instrucciones son, en general, acciones que corresponden a electroválvulas, luces de señalización, contactores, sirena, bombas de aceite y combustible, conectadas a los bornes de salida del controlador programable y su estado dependerá:

- Del estado de las entradas
- Del programa implementado.

La inspección de este flujograma induce a pensar que es posible automatizar solo algunas acciones, sin desmedir de continuar a futuro incrementando el automatismo.

La figura 2 muestra la lógica de supervisión bajo funcionamiento normal.

Optar por una implementación parcializada de la automatización presenta las siguientes ventajas, en principio:

- Una implementación parcializada introduce al profesional a cargo del equipo en forma gradual, naturalmente, sin presiones ni grandes exigencias, en la comprensión del problema.

- El costo inicial de la inversión es menor.

- Las preocupaciones paralelas originadas por modificaciones o inserciones de carácter mecánico también se parcializan, evitando que el problema principal de automatizar se diluya.

Un criterio para iniciar la automatización en forma parcializada es escoger aquellas acciones más simples, como son las que tienen que ver con válvulas de paso manuales y su reemplazo por electroválvulas.

## 3.- EL PLC, SUS ENTRADAS Y SALIDAS

Un controlador programable (PLC) es un dispositivo de estado sólido que permite efectuar acciones de control sobre un sistema. Para ello, recibe señales desde el sistema a través de sensores conectados en sus entradas y determina acciones a tomar a través de actuadores conectados en sus salidas. Las acciones a tomar están condicionadas por el estado de las entradas y por la lógica de programa implementada en el PLC (3).

Los elementos de entrada/salida se definen de acuerdo a las variables físicas que, según se estima, deben ser supervisadas y controladas.

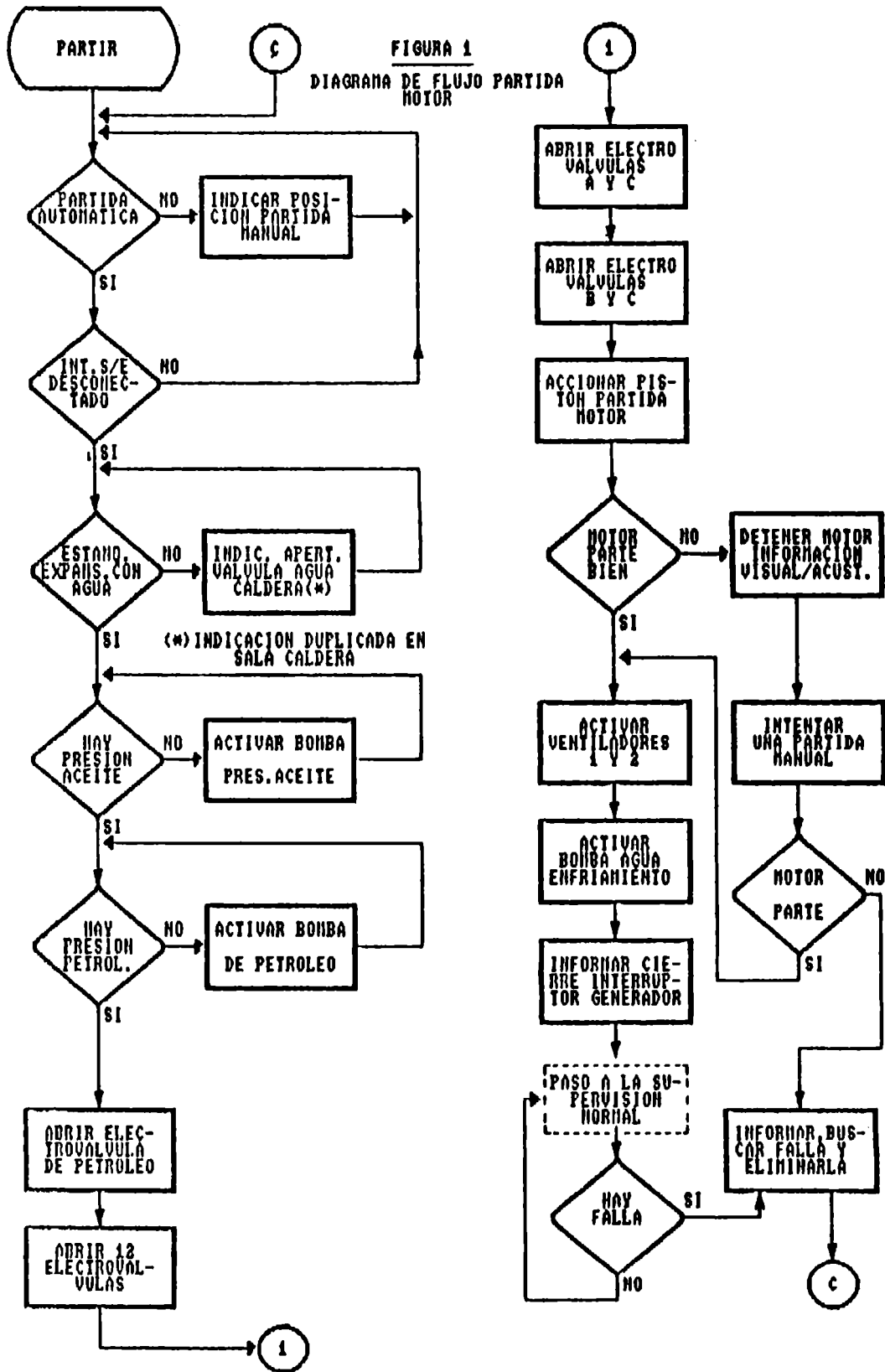
Algunos de estos elementos ya están incorporados en la instalación, en cambio, otros deben agregarse (se indican con asterisco).

A continuación se presenta el listado resumido del tipo de elementos. Los números que aparecen en la primera columna corresponden a las direcciones lógicas de entrada/salida que se han escogido para confeccionar un programa de PLC que permite el control del motogenerador. De acuerdo a esta nómina y al programa (desarrollado en laboratorio, no se adjunta por razones de espacio), que lleva a cabo la lógica de partida presentada en la figura 1, como también pensando en requerimientos futuros, se estima que un PLC adecuado para esta aplicación debe reunir, al menos, las siguientes cualidades:

- 40 E/S, modular, RAM de 4K, tiempo de muestreo de 10 µSeg,
- capacidad de comunicación remota hacia computador personal que permita efectuar un control centralizado de varios PLC desde un PC.

### ENTRADAS

DIR.	DESCRIPCION
001	Interruptor partida manual motor (1)
002	Sensor red fuera de servicio (1)
003	Sensor electrónico nivel agua estanque #1 (1)
004	Sensor electrónico nivel agua estanque #2 (1)
005	Sensor presión aceite (presostato) (1)
006	Sensor presión de petróleo (presostato) (1)



- 007 Sensor presión de aire botella #1 (presostato)
- 008 Sensor presión de aire botella #2 (presostato)
- 009 Sensor partida defectuosa (tacogenerador) (#)
- 010 Interruptor manual segunda partida (#)
- 011 Interruptor manual desconector bocina (pulso) (#)
- 012 Sensor temperatura aire carga (termocupla)
- 013 Sensor bomba de agua detenida (relay)
- 014 Sensor ventilador detenido (relay)
- 015 Sensor baja presión de aceite en funcionamiento. (presost.)
- 016 Sensor de sobrecorriente (relay de sobrecorriente)
- 017 Sensor de cortocircuito (relay magnético)
- 018 Sensor prealarma temperatura generador (termocupla)
- 019 Sensor alarma temperatura generador (termocupla)
- 0110 Sensor temperatura agua motor (termocupla)
- 201 Sensor nivel de combustible
- 202 Sensor de sobrevelocidad (tacómetro)
- 203 Interruptor manual parada de emergencia (pulso)
- 204 Interruptor manual detención normal motor (pulso) (#)  
(desconexión de la carga y retardo de tiempo)

**SALIDAS**

- | DIR. | DESCRIPCION  |
|------|--|
| 011  | Interruptor principal                                    |
| 012  | Electroválvula de petróleo (#)                           |
| 013  | Electroválvula agua estanque #1 y luz piloto (#)         |
| 014  | Electroválvula agua estanque #2 y luz piloto (#)         |
| 015  | Bomba presión de aceite (#)                              |
| 016  | Bomba de petróleo (#)                                    |
| 111  | Electroválvula #1 y compresor (#)                        |
| 112  | Electroválvula #2 y compresor (#)                        |
| 113  | Electroválvulas culatas generador (12 unidades) (#)      |
| 114  | Electroválvulas A y C de aire comprimido (ver fig. ) (#) |
| 115  | Electroválvula aire comprimido pistón PARTIR (#)         |
| 116  | Electroválvulas B y C de aire comprimido (ver fig. ) (#) |
| 211  | Contacto auxil. parada de emergencia. (#)                |
| 212  | Contacto ventilador 1, radiador en funcionamiento (#)    |
| 213  | Contacto ventilador 2, radiador en funcionamiento (#)    |
| 214  | Contacto bomba de agua enfriam., en funcionamiento (#)   |
| 215  | Luz piloto para indicar cierre interruptor generador (#) |
| 216  | Salida bocina (directa o contacto auxiliar) (#)          |
| 311  | Luz piloto para indicar bocina desconectada (#)          |
| 312  | Luz indicadora temperatura aire carga elevada            |
| 313  | Luz indicadora bomba agua enfriamiento parada            |
| 314  | Luz indicadora ventiladores parados                      |
| 315  | Luz indicadora presión aceite baja                       |
| 316  | Luz indicadora de falla por sobrecorriente               |
| 411  | Luz indicadora de falla por cortocircuito                |
| 412  | Luz prealarma temperatura generador                      |
| 413  | Luz alarma temperatura generador                         |
| 414  | Luz alarma temperatura agua motor                        |
| 415  | Luz indicadora estanque combustible vacío                |
| 416  | Luz indicadora de falla por sobrevelocidad               |

**4.- ESTIMACION DE COSTOS [4],[5]**

De acuerdo a listas de precios y cotizaciones, el costo total entre sensores, actuadores y PLC incluyendo sus accesorios y programador alcanza a unos US\$ 22.000.- (IVA incluido).

De este valor, unos US\$ 4.600.- corresponden al controlador programable y su equipamiento anexo (incluye programador).

A esto debe agregarse el costo del trabajo de montaje y su supervisión, canalizaciones, cableados, etc. Este costo es variable, y depende del valor de horas/operario, horas/supervisor, condiciones ambientales (calidad y características de los materiales de montaje empleados), distancia desde el panel de control al motogenerador, adiciones mecánicas al motor diésel, ferretería, etc.

Puede hacerse una estimación de estos costos bajo las suposiciones siguientes:

- Las condiciones ambientales para la especificación de materiales y ejecución del trabajo corresponden a las de un ambiente industrial cuya temperatura está entre 30 y 40 grados Celsius, la humedad relativa es de 80% o más, el ambiente es salino, los equipos están sometidos a salpicaduras de líquidos y también a depósitos de material pulverizado sólido.

- El valor de las horas/hombre de supervisión y de montaje corresponde al mercado normal.

- La distancia desde el motogenerador al panel de control es prudente (no superior a unos 20 metros).

- Las condiciones para efectuar el montaje y puesta en servicio no inducen a pensar en prolongaciones del trabajo originadas por montajes intrincados, desarme de equipo pesado u otros imprevistos.

Bajo las consideraciones anteriores es razonable estimar que para el montaje del equipo principal no se invierte en ferretería, canalizaciones y cables más de un 50% del valor de éste, y en supervisión y mano de obra un porcentaje similar sobre el total del proyecto.

Estimando, entonces, en un 50% el valor de los componentes de montaje y ferretería, se obtiene

22.000.-
+11.000.-
-----
Subtotal US\$ 33.000.-

y en un 50% sobre el subtotal anterior los costos de supervisión y mano de obra,

33.000.-
+16.500.-
-----

Total US\$ 49.500.-

Para juzgar la cantidad, debe tenerse en consideración su magnitud relativa con respecto al valor del motogenerador, la rentabilidad obtenida y las ventajas de la implementación.

No es posible conocer con precisión el valor de un

motogenerador diesel de las características que posee la máquina tomada como referencia, sin embargo, puede hacerse estimaciones (5).

El costo de un motogenerador diesel de partida manual, instalado, de 1340 KVA, 400/231 volt, 50 Hertz, debe estar entre unos U\$ 60.000.- a U\$ 400.000.-, dependiendo del origen y, si es usado, de la antigüedad y estado en que se encuentra.

Si el valor es U\$ 60.000.-, la automatización alcanza a un 82.5% del costo de la máquina instalada.

Si el valor es U\$ 400.000.-, este porcentaje baja a 12.38%, aproximadamente.

Estimando un valor promedio de U\$ 230.000.- para la máquina, la automatización total de la partida del motogenerador significaría un 21.52% de este valor promedio.

Las afirmaciones anteriores otorgan una orientación que permite estimar el costo relativo de automatizar un motogenerador diesel con partida manual, por aire comprimido.

Si se opta por parcializar la automatización a un 50% del total, se puede verificar que el costo de la inversión inicial baja a un 13.01%, sobre un valor promedio de U\$230.000.- para la máquina instalada.

El motogenerador utilizado como referencia para este estudio ha sido importado de segunda mano. Su costo, incluyendo transporte, obras civiles, montaje y puesta en servicio, asciende a unos U\$ 150000.-, de tal forma que el costo relativo de la automatización es 33%.

## 5.-CONCLUSIONES

Las ventajas que se obtendrían con la automatización propuesta son:

- 1) Disminución del tiempo de partida desde unos 30 minutos actuales a unos 15 segundos, o sea, menos de 1% del tiempo original. Esto es porque las maniobras que consumen más tiempo (elevación manual de la presión de aceite, eliminación de las burbujas de aire en el circuito de combustible, purga de aire de las culatas, etc.) al ser automatizadas, prácticamente, no consumirán tiempo.
- 2) Eliminación de la posibilidad de cometer errores humanos causados por nerviosismo o falta de experiencia en las partidas de emergencia.
- 3) Desaparición del riesgo de lesiones a operadores, por condiciones inseguras en algunas maniobras.
- 4) Aumento de la productividad por disminución de los intervalos sin energía.

5) Posibilidad de integrar el grupo motogenerador dentro de un sistema automatizado global, dado que el PLC especificado puede pasar a formar parte de una red.

Con respecto a la rentabilidad, no parece importante considerar la vida útil del motogenerador diesel y su depreciación como un factor importante para determinar la factibilidad del proyecto, dado que estos aparatos no son en general, de uso continuo y su desgaste no es importante (2).

La inclusión de un PLC con capacidad de comunicación remota hacia PC descarta una obsolescencia rápida del control, de tal modo que la inversión es mejor y por consiguiente, más susceptible de ser recuperada en menos tiempo (en caso de venta del equipo si la vida útil de la planta llega a su fin, por ejemplo).

El aumento en la productividad que se logre con la implementación del automatismo determinará, primordialmente, la mayor o menor rentabilidad del proyecto.

No debe descartarse el beneficio social que implica la modernización, ya que incide directamente en aspectos de seguridad para los operadores y también en un ambiente de trabajo más grato.

En definitiva, la inversión en modernizar un motogenerador de partida manual será más conveniente en la medida que:

- 1) Los gastos derivados de pérdidas de producción y/o de oportunidades de venta por falta de energía disminuyan.
- 2) Se eviten gastos de carácter legal y social provenientes de situaciones relacionadas con seguridad industrial y mejora del ambiente de trabajo.
- 3) En el caso de instalaciones hospitalarias, exista unidades de tratamiento intensivo, diálisis, etc.

## REFERENCIAS

- [1] Gunter G. Seip, "Instalaciones Eléctricas", Siemens AG, Berlin-Munich, Segunda Edición, 1989, Tomo 2, pp. 797-802.
- [2] P. Miranda, "Construcción y manejo de los motores diesel marinos y estacionarios", Barcelona, Ed. Gustavo Gili, 1960, pp. 6-10.
- [3] Hans Berger, "La automatización con 55-115", Siemens AG, Berlin-Munich, Segunda Edición, 1987, Capítulo I.
- [4] Paul A. Samuelson, "Manual de Economía Moderna", Ed. Aguilar, Decimosexta edición, 1971, Madrid.
- [5] Harold Pender, William Delmar, "Manual del Ingeniero Electricista", Ed. Hispano Americana, Bs. As., 1953, Tomo II, pp. 13-43/13-51.

-PATRICIO CONCHA F., Ingeniero de Ejecución Eléctrico, U. de Chile, 1975. Docente j/c U. del BIO-BIO. Areas de Interés: Control de máquinas eléctricas, aplicaciones de PLC's, CAD.

-LOUIS CHAROUTY G., PABLO ROMERO B., alumnos en trámite de titulación, Ing. de Ejecución en Electricidad, U. del BIO-BIO

**Linealización local de sistemas no lineales de  
tiempo continuo.**

*María Etchechoury*      *Carlos H. Muravchik*  
Sec. CONICET                      Inv. CICPBA

Laboratorio de Electrónica Industrial, Control e Instrumentación  
, (LEICI), Dto de Electrotecnia, Fac. de Ingeniería, U.N.L.P.;  
C.C.81 -1.800- La Plata, República Argentina

**Resumen**

La linealización local de sistemas no lineales de tiempo continuo con control puede lograrse si el sistema en estudio cumple con determinadas condiciones. En este artículo se establecen condiciones necesarias y suficientes para ese fin. Este objetivo se logra mediante la construcción de un cambio de coordenadas y la aplicación de una realimentación, que transforman al sistema original en otro equivalente, pero lineal y controlable [1]. Los resultados alcanzados se aplican tanto a sistemas de una entrada y una salida, así como a sistemas de múltiples entradas y múltiples salidas.

Por otra parte, y considerando al control como un nuevo estado, se extiende al sistema no lineal de tal manera de convertirlo en otro sistema no lineal, pero más particular, del tipo lineal analítico. A este nuevo sistema se le puede aplicar la teoría ya conocida [2], que permite, bajo ciertas hipótesis, linealizarlo localmente. Por último, se comparan ambos procedimientos de linealización, y se ponen de manifiesto cuáles son las dificultades encontradas para hallar la realimentación que linealiza al sistema, ya sea utilizando el primer método o el segundo.

**Abstract**

Continuous time, controlled nonlinear systems local linearization can be achieved

for systems satisfying certain conditions. In this paper necessary and sufficient conditions are established for this purpose. Linearization is obtained through coordinates change and feedback transforming the original system into a controllable linear equivalent one [1]. These results apply to single input single output as well as to multiple input multiple output systems.

On the other hand, considering the input as another state the nonlinear system is extended in order to transform it into a linear analytic one [2]. Then, local linearization theory can be applied to these systems since it is already known, [2].

Finally, both procedures are compared in terms of the difficulties involved in obtaining the feedback law to achieve linearization.

**1. Introducción**

Dado el sistema no lineal de tiempo continuo con control

$$\Sigma : \dot{x}(t) = f(x(t), u(t)) \quad (1.a)$$

donde  $x(t) \in R^n$  es el estado del sistema en el instante  $t$ ,  $u(t) \in R$  es el control y  $f: R^{n+1} \rightarrow R^n$  es  $C^\infty$ ; el propósito de este artículo es establecer, bajo que condiciones, el sistema (1.a) puede linealizarse localmente.

Dentro del conjunto de sistemas no lineales con control existe un subconjunto formado por sistemas del tipo lineal analítico, y que tienen la forma:

$$\Sigma_1 : \dot{x}(t) = f_1(x(t)) + g_1(x(t)) \cdot u_1(t) \quad (1.b)$$



donde  $f_1: \mathbb{R}^n \rightarrow \mathbb{R}^n$ ,  $g_1: \mathbb{R}^n \rightarrow \mathbb{R}^n$  son funciones analíticas y  $u_1 \in \mathbb{R}$  es el control.

A continuación se enunciarán algunas definiciones y resultados ya conocidos que permiten decidir cuando un sistema lineal analítico resulta linealizabile [1].

Def. 1.1 Dado el sistema (1.b) con salida  $y = h_1(x(t))$ ,  $h_1: \mathbb{R}^n \rightarrow \mathbb{R}$ , se dice que este sistema tiene grado relativo "r" en  $x_0 \in \mathbb{R}^n$  si:

- i)  $L_{g_1}^k L_{f_1}^k h_1 = 0$ , para  $k < r-1$  y para todo  $x$  en algún entorno  $U_0$  de  $x_0$ .
- ii)  $L_{g_1} L_{f_1}^{r-1} h_1 \neq 0$  en  $x_0$

Lema 1.2 El sistema (1.b) es linealizabile localmente alrededor de  $x_0$  si y sólo si existe un entorno  $U_0$  de  $x_0$  y una función  $h_1(x)$  definida sobre  $U_0$  y a valores reales tal que el sistema (1.b) con salida  $h_1$  tiene grado relativo "n" en  $x_0$ .

Observación 1.3. La linealización del sistema lineal analítico se obtiene mediante la aplicación de un cambio de coordenadas y de una realimentación, siendo indistinto el orden con que se apliquen.

El cambio de coordenadas  $z = \phi(x)$  es define así:

$$\begin{aligned} z_1 &= h_1(x) \\ z_2 &= L_{f_1} h_1(x) \\ &\vdots \\ z_n &= L_{f_1}^{n-1} h_1(x) \end{aligned}$$

La realimentación que se debe aplicar es:

$$u_1 = \frac{1}{L_{g_1} L_{f_1}^{n-1} h_1(x)} \cdot (-L_{f_1}^n h_1(x) + \dot{\hat{u}}_1)$$

Luego de aplicar este cambio de coordenadas y esta realimentación se obtiene el siguiente sistema lineal y controlable:

$$z' = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 0 & 1 & \dots & 0 \\ \vdots & & & & \\ 0 & 0 & 0 & \dots & 1 \\ 0 & 0 & 0 & \dots & 0 \end{bmatrix} z + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix} \cdot \hat{u}_1$$

con salida:

$$y = [1 \ 0 \ \dots \ 0] z$$

## 2. Un resultado sobre linealización

### 2.1 Sistemas de una entrada y una salida

Considerando el sistema (1.a) y el sistema lineal:

$$\Sigma_0: \begin{aligned} q'(t) &= A \cdot q(t) + b \cdot v(t) = \\ &= g(y(t), v(t)) \end{aligned} \quad (2.1.a)$$

donde

$$A = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 0 & 1 & \dots & 0 \\ \vdots & & & & \\ 0 & 0 & 0 & \dots & 1 \\ 0 & 0 & 0 & \dots & 0 \end{bmatrix} \in \mathbb{R}^{n \times n}, \quad b = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix} \in \mathbb{R}^n$$

se establece la siguiente definición:

Def. 2.1.1 El sistema (1.a) se dice localmente linealizabile en  $(x_0, u_0)$  si existe un abierto  $U \subseteq \mathbb{R}^{n+1}$  y un difeomorfismo  $T$  definido sobre  $U$  que verifique:

i)  $\hat{T} = [T_1 \dots T_n]^T$  está formado por funciones  $T: \mathbb{R}^{n+1} \rightarrow \mathbb{R}$ , para  $i=1, \dots, n$  que dependen sólo de  $x$ .

$$ii) \frac{\partial \hat{T}}{\partial x} \cdot f = g \circ T$$

Puede probarse que  $[q_1 \dots q_n \ v]^T = T(x, u)$  satisface  $\Sigma_0$  pues:

$$\begin{aligned} \hat{T}'(x, u) &= [T_1'(x) \dots T_n'(x)]^T = \frac{\partial \hat{T}}{\partial x} \cdot f = \\ &= (g \circ T)(x, u) = g(q, v) \end{aligned}$$

Lema 2.1.2 El sistema (1.a) es localmente linealizabile en  $(x_0, u_0)$  si y sólo si existe  $h \in C^\infty$ ,  $h: W \rightarrow \mathbb{R}$ , con  $W$  abierto de  $\mathbb{R}^n$  y  $x_0 \in W$  tal que:

a)  $D_u(L_f^i h) = 0$ , para  $i=0, \dots, n-1$ ; en algún entorno de  $(x_0, u_0)$

$$b) \det \begin{bmatrix} \frac{\partial h}{\partial x} \\ \vdots \\ \frac{\partial L_f^{n-1} h}{\partial x} \end{bmatrix} \Big|_{(x, u) = (x_0, u_0)} \neq 0$$

c)  $D_u(L_f^n h) \neq 0$  en  $(x_0, u_0)$

Demostración

Supongamos que existe  $T$  difeomorfismo que verifica las condiciones i) y ii) de la def. 2.1.1. Sea  $h(x) = T_1(x) \in C^\infty$ .

$$\text{Luego } \begin{bmatrix} \frac{\partial T_1}{\partial x} & \dots & \frac{\partial T_n}{\partial x} \end{bmatrix}^T \cdot f = \begin{matrix} g(T_1, T_2, \dots, T_n, T_{n+1}) \\ \vdots \\ T_{n+1} \end{matrix}$$

$$= \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 0 & 1 & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & \dots & 1 \\ 0 & 0 & 0 & \dots & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} T_1 \\ T_2 \\ \vdots \\ T_n \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix} \cdot T_{n+1}$$

y entonces:

$$\frac{\partial T_1}{\partial x} \cdot f = L_1 h = T_1$$

$$\vdots$$

$$\frac{\partial T_{n-1}}{\partial x} \cdot f = L_{n-1} h = T_{n-1}$$

$$\frac{\partial T_n}{\partial x} \cdot f = L_n h = T_n$$

Por hipótesis  $T_1, T_2, \dots, T_n$  dependen sólo de  $x$ , luego se cumple a).

Además  $T$  es un difeomorfismo de  $U \subseteq \mathbb{R}^{n+1}$  en  $T(U) \subseteq \mathbb{R}^{n+1}$ , luego el rango de  $T$  es  $n+1$  en todo punto de  $U$ , en particular en  $(x_0, u_0)$  y entonces:

$$\det \begin{bmatrix} \frac{\partial h}{\partial x} & \frac{\partial h}{\partial u} \\ \vdots & \vdots \\ \frac{\partial L_f^{n-1} h}{\partial x} & \frac{\partial L_f^{n-1} h}{\partial u} \\ \frac{\partial L_f^n h}{\partial x} & \frac{\partial L_f^n h}{\partial u} \end{bmatrix}_{(x,u)=(x_0,u_0)} = \frac{\partial L_f^n h}{\partial u} \Big|_{(x,u)=(x_0,u_0)}$$

$$\det \begin{bmatrix} \frac{\partial h}{\partial x} \\ \vdots \\ \frac{\partial L_f^{n-1} h}{\partial x} \end{bmatrix}_{(x,u)=(x_0,u_0)} \neq 0$$

y valen también b) y c).

Para probar la recíproca se supone que existe  $h \in C^\infty$  que verifica las condiciones a), b) y c).

Se define:

$$T_i = L_f^{i-1} h, \text{ para } i=1, \dots, n+1$$

Por hipótesis a) existe  $U_1$  entorno de  $(x_0, u_0)$  tal que  $D_u(L_f^{i-1} h) = 0$  en  $U_1$ , para  $i=1, \dots, n$ , por lo tanto  $T_1, \dots, T_n$  son funciones que no dependen de  $u$ , y vale entonces i).

Además

$$\det \begin{bmatrix} \frac{\partial T_1}{\partial x} & \frac{\partial T_1}{\partial u} \\ \vdots & \vdots \\ \frac{\partial T_n}{\partial x} & \frac{\partial T_n}{\partial u} \\ \frac{\partial T_{n+1}}{\partial x} & \frac{\partial T_{n+1}}{\partial u} \end{bmatrix} = \frac{\partial L_f^n h}{\partial u} \cdot \det \begin{bmatrix} \frac{\partial h}{\partial x} \\ \vdots \\ \frac{\partial L_f^{n-1} h}{\partial x} \end{bmatrix}$$

Cada uno de los factores de la expresión anterior resultan no nulos evaluados en  $(x_0, u_0)$ . Existe entonces un entorno  $U_2$  de  $(x_0, u_0)$  donde  $T: U_2 \rightarrow T(U_2)$  es difeomorfismo (Teorema de la función inversa). Luego, tomando  $U = U_1 \cap U_2$ , obtenemos un entorno de  $(x_0, u_0)$  de tal manera que  $T: U \rightarrow T(U)$  es un difeomorfismo que verifica la condición i) de la definición.

Se tiene también:

$$T_1(x) = h(x)$$

$$T_2(x) = L_1 h(x) = L_1 T_1(x)$$

$$\vdots$$

$$T_n(x) = L_f^{n-1} h(x) = L_f T_{n-1}(x)$$

de donde

$$\begin{bmatrix} \frac{\partial T_1}{\partial x} \\ \vdots \\ \frac{\partial T_n}{\partial x} \end{bmatrix} \cdot f = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 0 & 1 & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & \dots & 1 \\ 0 & 0 & 0 & \dots & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} T_1 \\ T_2 \\ \vdots \\ T_n \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix} \cdot T_{n+1}$$

y también se verifica ii).

Ejemplo.

Se considera el sistema no lineal

$$\begin{cases} x_1' = x_1^2 \\ x_2' = \text{sen}(x_1 \cdot u) \end{cases}$$

con salida

$$h(x) = x_1$$

Se puede probar, a partir de las

condiciones establecidas en el lema 2.1.2, que este sistema es localmente linealizable alrededor de  $(x_1^0, x_2^0, u^0)$  si  $x_1^0 \neq 0$ ;  $x_2^0 \neq 0$  y  $x_1^0 \cdot u^0 \neq (2k+1)\pi/2$ , con  $k \in \mathbb{Z}$ .

Mediante cálculos directos se define el difeomorfismo  $T$  a partir del cual se obtienen el cambio de coordenadas y la realimentación que se le aplicarán al sistema original para linealizarlo.

El difeomorfismo  $z=T(x)$  es:

$$\begin{aligned} z_1 &= T_1(x) = x_1 \\ z_2 &= T_2(x) = x_2^2 \\ z_3 &= T_3(x) = 2 \cdot x_2 \cdot \text{sen}(x_1 \cdot u) \end{aligned}$$

Luego, el cambio de coordenadas que se aplica al sistema no lineal es  $\hat{T}=(T_1 \ T_2)^T$  y la realimentación  $u = 1/x_1 \cdot \arcsen(v/2x_2)$ , obteniéndose así el siguiente sistema lineal y controlable:

$$z' = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \cdot z + \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix} \cdot v$$

con salida

$$y = [1 \ 0] \cdot z$$

En las siguientes figuras se grafica la salida del sistema no lineal, con condición inicial  $(x_1^0, x_2^0)^T = (.1 \ .1)^T$ , y la salida del sistema linealizado, ambas en el intervalo  $[0, 3]$ . En la figura A se considera  $v(t)=\text{cost}$ , mientras que en la figura B, se toma  $v(t)=2-t$ . El error en ambos casos es prácticamente nulo, puesto que se trata de una linealización exacta. Luego en los dos casos las gráficas de las salidas del sistema no lineal y del sistema linealizado son coincidentes.

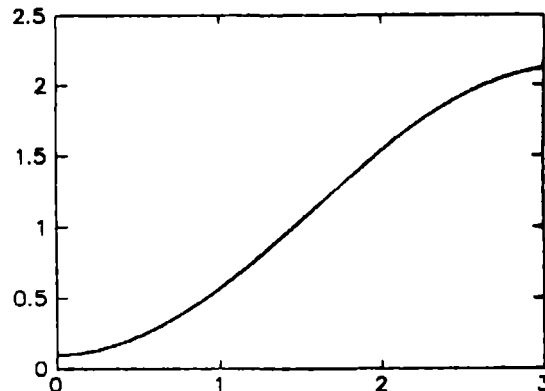


Fig.A

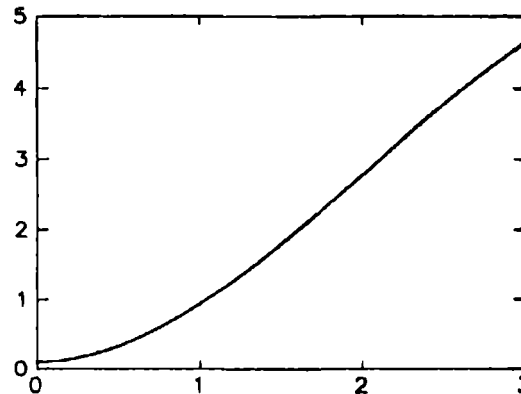


Fig.B

## 2.2 Sistemas de múltiples entradas y múltiples salidas

El resultado del lema 2.1.1 puede extenderse a sistemas con múltiples entradas y múltiples salidas. En este artículo sólo se enunciará bajo que condiciones estos sistemas pueden linealizarse localmente; la demostración es análoga a la del caso de una entrada-una salida.

Dados los sistemas :

$$\Gamma : x'(t) = f(x(t), u(t)), \quad (2.2.a)$$

con  $x(t) \in \mathbb{R}^n$ ,  $u(t) \in \mathbb{R}^m$  y  $f: \mathbb{R}^{n+m} \rightarrow \mathbb{R}^n \in C^\infty$ ; y

$$\Gamma_0: \dot{q}(t) = A \cdot q(t) + B \cdot v(t) = g(q(t), v(t)), \quad (2.2.b)$$

con:

$$A = \begin{bmatrix} A_{11} & 0 & \dots & 0 \\ 0 & A_{22} & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & 0 \end{bmatrix}, A_{ii} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & \dots & 0 \\ 0 & 0 & 1 & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & \dots & 1 \\ 0 & 0 & 0 & \dots & 0 \end{bmatrix}$$

$$B = \begin{bmatrix} b_1 & 0 & \dots & 0 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & b_2 & \dots & 0 & 0 & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & b_r & 0 & \dots & 0 \end{bmatrix}, b_i = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix}$$

donde  $A \in \mathbb{R}^{n \times n}$ ,  $A_{ii} \in \mathbb{R}^{k_i \times k_i}$ ,  $B \in \mathbb{R}^{n \times m}$ ,  $b_i \in \mathbb{R}^{k_i}$ , se establece la siguiente definición:

Def. 2.2.1 El sistema (2.2.a) es localmente linealizable en  $(x_0, u_0) \in \mathbb{R}^{n \times m}$  si existen números naturales  $k_1, \dots, k_r$  con  $k_1 + \dots + k_r = n$  y  $T$  difeomorfismo definido sobre un entorno  $U$  de  $(x_0, u_0)$  tal que  $T = (T_1, T_2, \dots, T_{n+m})^T$  verifica:

i)  $T_1, \dots, T_n$  son funciones que dependen sólo de  $x$ .

$$ii) \begin{bmatrix} \frac{\partial T_1}{\partial x} \\ \vdots \\ \frac{\partial T_n}{\partial x} \end{bmatrix} \cdot f = g \circ T$$

Lema 2.2.2 El sistema (2.2.a) es localmente linealizable en  $(x_0, u_0)$  si existen funciones  $h_1, \dots, h_r \in C^\infty$ , con  $h_i: W \rightarrow \mathbb{R}$ ,  $W$  abierto y  $x_0 \in W$  tales que:

a)  $D_u(L_f^i h_j) = 0$ , para  $j=1, \dots, r$ ;  $i \leq k_j - 1$ , en algún entorno de  $x_0$ .

$$b) \det \begin{bmatrix} \frac{\partial h_1}{\partial x} \\ \vdots \\ \frac{\partial L_f^{k_1-1} h_1}{\partial x} \\ \vdots \\ \frac{\partial h_r}{\partial x} \\ \vdots \\ \frac{\partial L_f^{k_r-1} h_r}{\partial x} \end{bmatrix} \neq 0 \text{ en } (x_0, u_0)$$

$$c) \operatorname{rg} \begin{bmatrix} \frac{\partial L_f^{k_1} h_1}{\partial u_1} & \dots & \frac{\partial L_f^{k_1} h_1}{\partial u_m} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \frac{\partial L_f^{k_r} h_r}{\partial u_1} & \dots & \frac{\partial L_f^{k_r} h_r}{\partial u_m} \end{bmatrix} = r \text{ en}$$

$(x_0, u_0)$ .

### 3. Extensión de un sistema no lineal general a otro del tipo lineal analítico.

El sistema no lineal (1.a) puede extenderse a otro sistema lineal analítico del tipo (1.b) estableciendo:

$$z = [x \ u]^T \in \mathbb{R}^{n+m}, \text{ como nuevo estado; y}$$

$$u_0 = u, \text{ como nuevo control}$$

Luego el sistema extendido puede representarse como:

$$\Sigma_0: \dot{z} = f_0(z) + g_0(z) \cdot u_0 \quad (3.a)$$

donde  $f_0 = [f(z) \ 0]^T \in \mathbb{R}^{n+m}$ ,  $g_0 = [\hat{0} \ 1]^T \in \mathbb{R}^{n+m}$ ,  $u_0 \in \mathbb{R}$ .

Mediante la aplicación directa del lema 1.2 al sistema (3.a) se puede establecer el siguiente resultado:

Lema 3.1 El sistema (3.a) es localmente linealizable alrededor de  $z_0 = (x_0, u_0)$  si existe un entorno  $U_0$  de  $z_0$  y una función  $h_0$  definida sobre  $U_0$  y a valores reales, tal que el sistema (3.1) con salida  $h_0$  tiene grado relativo "n+1" en  $z_0$ .

Observación 3.2 La realimentación que linealiza al sistema (3.a) es:

$$u_0 = \frac{1}{L_{g_0} L_f^n h_0} \cdot (-L_f^{n+1} h_0 + \hat{u}_0) \quad (3.b)$$

Observación 3.3 Mediante cálculos sencillos puede probarse que:

$$L_{g_0} L_f^k h_0 = D_u^k L_f h_0, \text{ para todo } k$$

Además, dados los sistemas (1.a) con salida  $h(x)$  y (3.a) con salida  $h_0(z) = h(x)$  se verifica:

$$D_u L_f^k h_0 = D_u L_f^k h, \text{ para todo } k$$

Considerando entonces los resultados de los lemas 2.1.2 y 3.1 se establece la siguiente proposición:

**Proposición 3.4** El sistema (1.a) con salida  $h(x)$  se puede linealizar localmente alrededor de  $(x_0, u_0)$  si el sistema (3.a) con salida  $h_0(z) = h(x)$  se puede linealizar localmente alrededor de  $z_0 = (x_0, u_0)$ .

#### 4. Conclusiones

Teniendo en cuenta la demostración del lema 2.1.2 se deduce que a partir de la igualdad:

$$\hat{u} = T_{n+1}(x, u) = L_f^n h \quad (4.a)$$

se obtiene el control que linealiza el sistema (1.a). Luego, derivando  $\hat{u}$  respecto de  $z = [x \ u]^T$  se tiene:

$$\hat{u}' = \left( \frac{\partial L_f^n h}{\partial x} \quad \frac{\partial L_f^n h}{\partial u} \right) \begin{bmatrix} x \\ u \end{bmatrix} = L_f^{n+1} h + D_u L_f^n h \cdot u'$$

y entonces

$$u' = u'_0 = (\hat{u}' - L_f^{n+1} h) \cdot \frac{1}{D_u L_f^n h} \quad (4.b)$$

que coincide con la realimentación (3.b) hallada en el párrafo 3 para el caso de  $h_0(z) = h(x)$ .

Se concluye entonces que para lograr la linealización del sistema (1.a), y en el caso de querer utilizar el resultado 2.1.2, es necesario hallar una realimentación  $u$  que satisfaga (4.a).

Si en cambio extendemos el sistema no lineal para convertirlo en otro del tipo lineal analítico, según lo establecido en el párrafo 3, se podrá obtener la realimentación  $u$  que linealiza al sistema original (1.a) resolviendo la ecuación diferencial en  $u$  (4.b).

Es claro que mediante cualquiera de los dos procedimientos se halla la misma realimentación  $u$ ; en un caso resolviendo una ecuación diferencial y en el otro calculando la función inversa.

#### Referencias

- [1] Thomas Kailath, *Linear Systems*, Prentice Hall, Inc., 1980.
- [2] Alberto Isidori, *Nonlinear Control Systems: An Introduction*, Springer-Verlag Berlin, Heidelberg 1.989.

María Etchechoury nació en La Plata, Argentina, el 20/12/59. Se graduó de Lic. en Matemática en 1.983 en la Fac. de Cs. Exactas, U.N.L.P. Fue becaria de Iniciación del Consejo Nacional de Investigaciones Científicas y Técnicas (1988-1991). Actualmente es becaria de Perfeccionamiento de la misma institución y Jefe de Trabajos Prácticos de la Fac. de Cs.Exactas. Su tema de interés es la teoría de control, aplicada esencialmente a sistemas no lineales.

Carlos H. Muravchik nació en Morón, Argentina, el 11/6/51. Se graduó de Ing. en Telecomunicaciones en la U.N.L.P. en 1973, M.Sc. in El.Engr. (1980), M.Sc. in Statistics (1983) y Ph.D. in El.Engr. (1983), todos en Stanford University. Fue Visiting Assistant Professor en Yale University (1983), miembro de la Comisión Nac. de Energía Atómica (1984/86), y actualmente es profesor en la U.N.L.P. e investigador de la C.I.C.P.B.A.. Sus temas de interés son el procesamiento estadístico de señales, identificación y modelización de sistemas, estimación espectral y teoría de sistemas no lineales.

## SISTEMA DE COMUNICACION ENTRE PLC Y COMPUTADOR

FRANCISCO WATKINS O. - JULIO DEL VALLE J.-ALEJANDRO CORTES B.  
UNIVERSIDAD DE SANTIAGO DE CHILE  
FACULTAD DE INGENIERIA  
DEPARTAMENTO DE ELECTRICIDAD

### RESUMEN

Se presenta un sistema desarrollado para efectuar la comunicación entre un computador de tipo PC-compatible y un Controlador de Lógica Programable, que posee la característica de poder ser programado directamente en lenguaje assembly del microprocesador MC6809. La comunicación se efectúa, a través de la unidad de comunicación serie RS232, standard en la mayoría de los PC.

El sistema desarrollado consta de dos unidades: un segmento de programa, en assembly, residente en el PLC, encargado de recibir y enviar datos desde y hacia el computador, y un programa compilado residente en el computador, encargado de recibir información del operador y transmitirla al PLC, o recibir desde este la información de proceso deseada.

### ABSTRACT

In this work, a computational system is introduced. This system is a software that carries out the communication between a PC computer or compatible PC, and a Programmable Logic Controller (PLC).

The PLC is able to be programmed directly in assembly language of the MC 6809 microprocessor.

The software program designed, allows the communication through the serial port RS 232. The program consists of two segment units. One of these segments is resident in the PLC which receives and sends data from and towards the computer, this piece of software is programmed in assembly language of MC 6809 microprocessor. The other one is a compiled program resident in the computer, which receives the input data, from a operator, and they are sent towards the PLC. The source program of this segment is made in Basic language. It allows the operator to make the interaction with the system hardware, receiving or sending information to the system. This work come to fulfill the need of rely on with a tool for making an easy programming of the PLC through all the facilities of a PC computer and its software.

### INTRODUCCION

En este trabajo se aborda el diseño del software necesario para entablar la comunicación entre un Controlador de Lógica Programable, con un computador externo de tipo PC-Compatible. Se realiza esto, con el fin, de desarrollar un software de adquisición de datos y comunicación, para el envío y recepción de información relevante, para el control de los procesos que el PLC controla. La principal razón será el eliminar el altísimo costo de sistemas similares existentes en el mercado.

El sistema fué desarrollado originalmente como parte de uno mayor, consistente en el control total de centrales frutícolas. Para realizar la sintonía de los controladores discretos, como como, también, recibir información de los mismos. Estos controladores son diseñados con

las facilidades de programación en assembly, que posee el PLC, y son implementados para el control de temperatura en cámaras de frío. La implementación propiamente tal, se hizo de forma que fuera útil para otras aplicaciones. Dado que, esta implementación, esta formada de rutinas totalmente independientes del programa de control. Utilizando áreas de memoria dedicadas específicamente para este tipo de aplicaciones. El sistema desarrollado permite variar los parámetros de control del PLC, así como de cada uno de los controladores discretos implementados. En suma, permitir al operador el fácil acceso a todas las variables relevantes para el control, las cuales estan residentes en la memoria del equipo.

Además de lo anterior, el sistema posibilita al operador:

- Definir tiempos de muestreo para la captura de datos operacionales del PLC.

- Llevar constancia de los cambios efectuados y por quién.

- Monitorear parámetros relevantes del control previamente definidos por el operador.

- Mostrar la evolución del sistema, ya sea mediante gráficos de alta resolución o tablas en pantalla, o bien mediante tablas de operación emitidas por medio de impresora.

- Llevar registro histórico del comportamiento de los parámetros relevantes del control, previamente seleccionados por el operador y en los diversos componentes del sistema de control conectados al PLC

- Generar reportes periódicos de operación

- Generar un sistema de claves de accesos a rutinas críticas para la operación del sistema, de manera de evitar el acceso indeseado de personal no autorizado a, por ejemplo, las rutinas de definición de parámetros de comunicación.

Como una forma de evitar retardos indeseados en la ejecución del programa de control del usuario, el sistema fué diseñado para que opere recibiendo o enviando sólo un dato por cada ciclo de éste. De esta forma, dado que el controlador posee un tiempo de barrido de 3 milisegundos por kilo de instrucciones, la demora introducida se reduce a alrededor de 40 microsegundos por cada ciclo.

El sistema consta de dos unidades independientes. Una de ellas, en assembly del MC6809, reside en el PLC y consiste de una serie de rutinas que deben ser adicionadas al programa de control del usuario. Tienen por función el recibir datos desde el computador, almacenarlos en las direcciones de memoria indicadas, o en su defecto, transmitir al usuario la información de proceso.

La segunda unidad reside en el computador y consiste de una serie de programas compilados,

desarrollados en Turbo Basic y que tienen por función la comunicación con el operador y el PLC.

## 1. RUTINA DE COMUNICACION CON COMPUTADOR

Esta rutina realiza la recepción y el envío de datos desde y hacia un computador que actúa como elemento supervisor/adquisidor de datos y responde a los códigos que deben ser enviados desde PC, los cuales identifican la función que se desea realice la rutina. Esta debe agregarse al programa de control desarrollado para la aplicación específica del usuario y consiste en una serie de rutinas en lenguaje ensamblador del MC6809, corazón del PLC utilizado.

El programa ha sido diseñado para que, ya sea para transmisión o recepción, la rutina procese sólo un dato por cada ciclo del programa principal, de modo de no introducir retardos indeseados en el programa de control.

Al iniciar la ejecución el sistema la rutina verifica si la unidad de comunicación ha sido inicializada previamente o nó. Si no lo ha sido, realiza su inicialización y procede a la revisión del registro de estado.

Si la unidad ya ha sido inicializada, verifica si la función que se estaba realizando previamente era transmisión de datos y si aún falta alguno por enviar; de ser así, efectúa la transmisión del dato correspondiente, actualiza el contador de datos enviados y vuelve al programa principal. Si la función previa no era transmisión, revisa el registro de estado para comprobar si se ha recibido algún dato desde PC y, si es efectivo, lo lee desde el registro de recepción, comprueba su validez y lo almacena en una localización temporal.

El PLC utiliza los tres primeros datos recibidos desde el computador para determinar la función que debe realizar. La transmisión de datos hacia PC se inicia al recibir la secuencia de hexadecimal \$1D - \$11 - \$02 (decimales 27-17-02), que indican que debe acceder el área que ha sido definida como buffer de comunicación y enviar los datos allí almacenados. El área buffer de comunicación está ubicada en el área de memoria RAM \$3800 a \$38FA (250 bytes), considerados suficientes para un sistema como este.

La cantidad de bytes a enviar al computador estará determinada por lo que halla sido indicado por el éste con anterioridad, no pudiendo, de cualquier modo, exceder la cantidad máxima establecida.

Si los primeros datos recibidos desde PC no son \$1D-\$11-\$02, el sistema determina que, la acción solicitada es la de almacenar un dato en una posición de memoria. Para esto, se precisarán 2 datos adicionales que el computador debe enviar para completar la cantidad necesaria para realizar el almacenamiento. Estos bytes deben seguir la siguiente regla:

- El primer dato es un indicador, que permite establecer si se deben realizar cambios en alguno de los bytes siguientes.

Si algún dato ha sido modificado, la rutina lo detectará por medio de estos códigos y lo decrementará a su valor original antes de continuar el procesamiento.

- El segundo dato corresponde al byte más significativo de la dirección en la cual debe ser almacenado el valor transmitido desde computador.

- El tercer dato recibido corresponde al byte menos significativo de la dirección de almacenamiento deseada.

- El cuarto dato corresponderá al valor que debe ser almacenado en la dirección indicada por los datos 2 y 3.

- Finalmente, el quinto dato debe corresponder a la checksum de los 4 anteriores, que ha sido calculada por el computador antes de enviar la secuencia.

La rutina, una vez recibidos los cinco datos y modificados aquellos que lo precisen, recalcula la checksum de los 4 primeros y la compara con el quinto dato recibido. De ser diferentes, solicita al computador el re-envío de los datos y vuelve al programa principal.

Si las checksum son coincidentes, forma la dirección de almacenamiento con los datos 2 y 3, coloca el dato 4 en el acumulador y lo transfiere a la dirección formada, tras lo cual vuelve al programa principal.

### 1.1. EL MODULO DE COMUNICACION SERIE

El controlador programable KUAX 653W posee tres tipos de unidad de comunicación serie:

- Unidad de comunicación serie simple
- Unidad de comunicación serie con RAM de programación
- Unidad de comunicación serie con procesador esclavo

La primera es una unidad de comunicación V24-RS232 que puede ser configurada para trabajar en lazo de corriente. Permite fijar la velocidad de comunicación, el formato y el número del módulo por medio de una serie de DIP-switch ubicados en la placa impresa. El sistema KUAX permite la interconexión de hasta 16 de estos módulos. Es éste el tipo de módulo utilizado en el sistema desarrollado, principalmente debido a ser el de menor costo.

El módulo seleccionado debe ser configurado por medio de un grupo de DIP-switch en la placa impresa. De ellos, el primero permite fijar la velocidad de comunicación, como se muestra a continuación:

DS-1 : VELOCIDAD: 9600 BAUDIOS

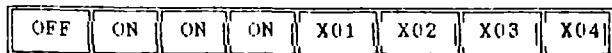


La posición de los interruptores mostrada corresponde a la velocidad que ha sido establecida para la comunicación con computador. Diferentes posiciones de los interruptores permitirán fijar otras velocidades, que varían entre 48000 y 50 baudios.

Otro parámetro necesario en la configuración del módulo corresponde a su número. Este puede ser seleccionado mediante el DIP-Switch 2 (DS-2),

como se muestra; los bits 1 a 4 deben adoptar la posición indicada, dado que fijan el trabajo con bancos de memoria adicional para el sistema.

DS-2



El sistema permite el uso de hasta 16 unidades de comunicación simultáneamente. Para esto, la dirección que asume cada posible módulo corresponde a \$0Fx8, en donde x es el número asignado al módulo, que varía entre \$0 y \$F.

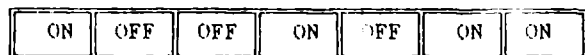
NUMERO DE LA INTERFACE V24

X01	X02	X03	X04	X01	X02	X03	X04
=====				=====			
1--> OFF	ON	ON	ON	3--> OFF	OFF	ON	ON
2--> ON	OFF	ON	ON	4--> ON	ON	OFF	ON

etc

Finalmente, un tercer DIP-Switch permite fijar el modo de transmisión de la unidad, que en este caso ha sido fijado en 8 bits de datos, 1 bit de parada, sin paridad, RTS nivel bajo y la interrupción de transmisión desactivada.

DS-3 : FORMATO DE TRANSMISION



1.2. PROGRAMACION DE LA UNIDAD DE COMUNICACION

La unidad utilizada fué configurada para tener la dirección \$0F28, sin embargo, esta puede ser cambiada a voluntad. Para realizar la comunicación, se trabaja directamente sobre la ACIA MC6850A, en la cual se tienen 2 registros que adoptan diferentes funciones, dependiendo de si son escritos o leídos.

Una vez inicializado el sistema para ejecución, el registro de estado indicará la condición actual del registro encargado de la transmisión/recepción de datos de la siguiente manera:

- Si el valor leído desde él es \$02, significa que el registro de RX/TX está vacío.
- Si el valor leído desde él es \$01, el registro de TX/RX está ocupado.

2. SOFTWARE DE COMUNICACION CON PLC

El software de comunicación con el controlador programable constituye el complemento de la rutina de comunicación descrita en el punto previo. Reside en un computador de tipo PC-compatible y su diseño considera las siguientes funciones a realizar:

- Adquisición de datos de proceso enviados por el PLC.

- Conversión de estos a unidades de ingeniería, de acuerdo a parámetros proporcionados por el usuario.
- Almacenamiento en archivos de recepción.
- Visualización de los datos en pantalla.
- Emisión de informes de las variaciones de las variables por impresora.
- Graficado de estos, de acuerdo a características dadas por el usuario.
- Envío de datos u órdenes de operación al PLC, previa transformación de acuerdo a parámetros ingresados por el usuario.

Se ha definido como límites para el sistema, en lo referente a la cantidad de datos a transmitir, la cantidad de 260 bytes los que podrán estar conformados por información de uno o dos bytes. Esta cantidad es similar al límite fijado para la cantidad de datos a recibir.

La comunicación se realiza por medio de la unidad serie RS-232, standard en la mayoría de los PC-compatibles, la que es configurada por el programa para trabajar a 9600 baudios, con 8 bits de datos, 1 bit de parada y sin paridad.

El sistema está diseñado para permitir su utilización con disco duro o con doble disquetera para lo cual el usuario debe, al iniciar la ejecución entregar cierta cantidad de parámetros desde la línea de órdenes de DOS, que permitirán al sistema la operación según la configuración presente. La línea de órdenes también permite que los archivos de comunicación puedan estar residentes en un directorio diferente a aquel en que reside el software.

El sistema permite al usuario la definición de un tiempo de muestreo para la recepción de datos, expresado en segundos y con un mínimo de 2 y un máximo cualquiera, de forma que sólo en esos instantes se actualiza la información de proceso. El envío de datos, por otra parte, se realiza a discreción del operador, dado que se considera que los cambios posibles de efectuar a la operación son pocos y, en general, temporalmente bastante espaciados.

Para evitar la manipulación de los datos críticos del proceso por personal no autorizado, el sistema provee un medio de acceso por medio de Passwords, que define dos niveles de ingreso:

- El nivel superior permite el acceso a todos los menús y opciones del sistema, en especial a los de configuración.
- El segundo nivel permite el acceso a todas aquellas secciones que, no siendo críticas, requieren una autorización para ser ejecutadas, como son el envío de datos al PLC, activación o desactivación de la comunicación, ingreso de valores para los parámetros de transmisión, etc.

De esta forma, una persona sin autorización sólo podrá imprimir datos recibidos o enviados, visualizar los datos a medida que llegan, revisar los datos recibidos hasta el presente y/o revisar aquellos que han sido ingresados para transmisión. Las claves podrán ser cambiadas a voluntad sólo por el usuario que conozca la clave



principal.

Una vez configurado el sistema, las opciones ingresadas permanecen activas indefinidamente, en tanto no vuelvan a ser cambiadas. De esta manera, el sistema no necesita ingreso de datos adicionales una vez configurado y está en condiciones de operar inmediatamente al ser llamado desde la línea de órdenes de DOS.

## 2.1. MENU PRINCIPAL

El menu principal del software de comunicación presenta la identificación del proyecto de trabajo, además de las opciones generales del sistema; estas son:

- Ingreso al modo de recepción de información
- Ingreso al modo de transmisión de información
- Ingreso al modo de recepción gráfica
- Salida del sistema

Se ha considerado, para ingresar a cualquiera de los modos, una forma directa que consiste en evitar el paso por el menu principal a través del ingreso de la opción deseada desde la línea de órdenes; así, si se desea ingresar directamente al modo de recepción, se deberá digitar esa opción al activar la operación del software, de la siguiente forma:

```
KUAXCOM RX [enter] ; ingreso a modo recepción
KUAXCOM TX [enter] ; ingreso a modo transmisión
KUAXCOM GR [enter] ; ingreso a modo gráfico
```

Adicionalmente, el menú principal indicará si el sistema ha sido o no inicializado, por medio de mostrar en la línea superior la identificación del sistema de control. Si esta no aparece, significará que se debe realizar la inicialización.

## 2.2. MODO DE RECEPCION

Al ingresar a este modo, y si no ha sido efectuado con anterioridad, se debe inicializar el sistema para su ejecución. El acceso a ello está restringido a los usuarios que posean la password principal.

La inicialización consiste en dar un nombre identificatorio al sistema, informar la cantidad de datos que serán recibidos y fijar el tiempo de muestreo para que esto se efectúe.

De acuerdo a la cantidad de datos informados, el sistema solicita la inicialización para cada uno de ellos, la que consiste de 5 campos por dato:

- Nombre del dato: Corresponde a un nombre identificatorio para el dato que será recibido desde PLC, el que permitirá una rápida referencia ya sea al visualizarlo en pantalla, seleccionarlo para impresión o graficado, etc. Puede poseer una longitud de hasta 60 caracteres.
- Tipo de dato: Dado que los datos recibidos pueden ser discretos (ON/OFF) o análogos, el

sistema necesita que esta condición le sea informada. Si es discreto, asume solo dos valores y posee una longitud de 1 byte. Si es análogo, puede tener hasta 2 bytes de longitud y debe ser transformado para su visualización.

Los siguientes campos sólo son solicitados si el tipo de dato seleccionado es análogo. Si es discreto, asume los valores por defecto que se detallan.

- Número de bytes : Si el tipo de dato seleccionado es análogo, el sistema requerirá que se le informe la cantidad de bytes que lo constituyen (1 o 2). Si el tipo de dato seleccionado es discreto, el sistema obviará esta opción y asumirá una longitud por defecto de 1 byte.

- Cte. Multiplicación : Si el tipo de dato es análogo, debe ser transformado a una unidad de ingeniería antes de ser visualizado; para esto, el sistema realiza una transformación lineal de la siguiente naturaleza:

$$\text{VALOR REAL} = [(\text{dato recibido}) - (\text{cte aditiva})] / (\text{cte multiplicativa})$$

El usuario debe informar en este punto el valor de la constante multiplicativa para realizar la transformación. Para datos discretos el valor por defecto de este parámetro es la unidad.

- Cte. Aditiva : De la misma forma que para el caso anterior, el usuario debe informar el valor de la constante a ser restada al valor recibido para realizar la transformación. El valor por defecto de este parámetro para datos discretos es cero.

La o las direcciones en el buffer que debe poseer el dato ingresado son mostrados automáticamente al pie de la pantalla al terminar el ingreso de datos. De esta forma se facilita, en el programa de control, el realizar el traspaso de los datos al área establecida.

Una vez ingresados todos los parámetros de todos los datos que se recibirán desde el PLC, el sistema realiza la grabación de ellos, por lo que no se requiere a posterior ingresarlos nuevamente, excepto en el caso que se deban realizar modificaciones, eliminar alguno o agregar más datos, en cuyo caso el sistema posee estas opciones, que podrán ser utilizadas de la forma ya descrita.

Otra opción que presenta el menu de recepción es el de inicializar los archivos de recepción. Esto puede ser realizado cuando los datos almacenados ya no son útiles o se desee comenzar un nuevo período de control.

Una tercera opción presentada por este menú es la activación o desactivación de la comunicación con el PLC. Si el sistema ya ha sido inicializado, al seleccionar una vez esta opción se entrará en comunicación con el equipo, informándole la cantidad de datos a traspasar a PC.

La cuarta opción del menú de transmisión corresponde a la visualización de todos los datos recibidos hasta ese momento desde PLC, lo que se efectúa agrupándolos por instante de muestreo. A medida que los datos son mostrados, se informa el nombre del dato, su valor, la fecha y hora de la recepción. El valor del dato mostrado en ésta,

como en todas las restantes opciones, corresponde a aquel resultante de realizar la transformación lineal indicada en su inicialización.

La siguiente opción del menú de recepción corresponde al modo de recepción tabular. Este modo debiera constituir la opción permanentemente seleccionada, dado que permite visualizar todos los datos a medida que son recibidos desde el PLC, en una tabla que muestra la fecha del muestreo, la hora de este, el nombre de los datos y sus valores transformados. La entrada a esta opción activa inmediatamente al sistema para operar en modo ONLINE. Los datos que hayan sido definidos de tipo discreto sera visualizados de acuerdo a su valor lógico, como «ON» u «OFF» en la tabla.

La quinta opción del menú de recepción corresponde a la selección de impresión de los datos recibidos desde el PLC, así como también de los transmitidos, identificando en este último caso la fecha y hora en que fue efectuada.

La impresión podrá ser seleccionada para ser un resumen o la lista completa de los datos de transmisión y recepción. En el primer caso, el listado contendrá una tabla de los datos enviados al PLC, con fecha y hora más otra tabla que indicará los parámetros de inicialización de los datos de recepción. El segundo caso incluirá, además de lo detallado, la lista completa de los datos recibidos desde PLC.

La última opción de este menú permite el retorno al menú principal, previo ingreso de la password respectiva.

### 2.3. MODO DE TRANSMISION

El menú de transmisión posibilita al usuario el enviar datos al PLC en el instante que lo desee, previo ingreso de la password correspondiente. Para efectuar esta tarea, el sistema requiere ser inicializado de una forma similar a la detallada para el modo de recepción. La diferencia, en este caso, consiste en que los datos deben ser ingresados por el operador en unidades de ingeniería para, previa conversión a formato hexadecimal, ser enviados al PLC. Una segunda diferencia radica en que en este caso se debe indicar al sistema la dirección en la cual se desea que los datos sean almacenados, pudiendo serlo en cualquier lugar de la memoria RAM del controlador.

Al ingresar a la opción de inicialización debe indicarse al sistema la identificación de la inicialización, la cantidad de datos que serán transmitidos y su longitud en bytes. Otras opciones que presenta esta opción del menú de transmisión son la modificación de los parámetros de transmisión, ya sea para efectuar correcciones, la eliminación de algún dato o el agregar datos a transmitir al PLC.

La segunda opción del modo de transmisión corresponde al ingreso de los valores de los datos a transmitir al PLC. Para esto el sistema, al seleccionar esta opción, despliega el nombre del dato y solicita el ingreso del valor a transmitir, el que debe estar entre los límites dados en la rutina de inicialización;

una vez ingresado este, se realiza la transformación correspondiente y se despliega el valor a transmitir expresado en decimal y hexadecimal.

La tercera opción de este modo corresponde a la revisión/modificación de los datos a transmitir y que han sido previamente ingresados. El sistema los desplegará uno a uno e irá ofreciendo la opción de modificarlos si así se desea; al desplegar el último, si se han hecho modificaciones, reconstruirá el archivo de datos y volverá al menú de transmisión.

La siguiente opción de este menú es el envío de los datos al PLC. Para que esto se realice, el operador deberá ingresar la password correspondiente. Si se ingresa erradamente, el sistema retornará al menú de transmisión sin efectuar envío alguno. Si la password es la correcta, se enviarán los datos uno a uno al PLC, indicando esta situación en la pantalla. Si por algún motivo el PLC detecta un error en los datos enviados, generará una solicitud de repetición de envío del dato errado, lo que provocará que el sistema repita la transmisión del último dato. Luego de concluir el envío de todos los datos, el sistema retornará al menú de transmisión.

La última opción de este menú corresponde al retorno al menú principal. Al ser seleccionada, el sistema cierra todos los archivos, graba las modificaciones efectuadas y despliega el menú principal del sistema.

Se debe puntualizar que el sistema está construido de manera que, durante toda la ejecución del modo de transmisión, la recepción de datos desde el PLC permanece inactiva.

### 2.4. MODO DE RECEPCION GRAFICA

Este modo se ha dejado como una opción aparte debido a que, para una correcta ejecución, el computador debe contar con una tarjeta gráfica EGA, o VGA.

Esta opción está diseñada para realizar la presentación gráfica de las variables resultantes de la recepción de datos desde el PLC. Para su operación, es necesario que el modo de recepción tabular haya sido inicializado, ya que obtiene de allí la información necesaria para operar.

El sistema permite el graficado simultáneo de hasta 7 variables recibidas desde el PLC en forma simultánea, diferenciando una de otra por medio de cambios en el color del graficado. La forma de visualización de los gráficos es modificable a voluntad por el usuario, de forma que este puede cambiar la escala de presentación, reduciéndola o ampliándola según su necesidad.

El sistema opera en modo ON LINE, de manera que reemplaza en la operación totalmente al modo de recepción tabular. El graficado de los cambios en las variables se realiza a medida que estas son recibidas desde PLC. Además de lo anterior, se puede seleccionar para impresión una o más de las variables de recepción, las que serán enviadas a la impresora en forma tabular.

El operador puede, a voluntad, activar o desactivar el modo de recepción, además de seleccionar para graficado sólo aquellas variables que desee.

Un punto importante a mencionar es que el sistema sólo permite seleccionar para graficado aquellas variables que hallan sido definidas como continuas. Para seleccionar la forma de presentación gráfica el sistema pone a disposición del usuario los siguientes parámetros:

- Paso de graficado para rango X
- Paso de cuadrícula para X
- Paso de cuadrícula para Y
- Valor inferior para rango X
- Valor superior para rango X
- Valor inferior para rango Y
- Valor superior para rango Y
- Valor(es) de referencia

Estos valores de parámetros serán inmediatamente grabados y se conservarán para futuras ejecuciones en tanto no sean cambiados, lo que posibilitará posteriormente el ingreso directo al modo gráfico

En cualquier momento, durante el graficado, el operador podrá acceder al menú de parámetros de modo de alterar la forma de presentación, posibilitando realizar acercamientos a sectores del gráfico que interesan o comprimir una gráfica extensa en una sola pantalla.

La última opción del menú de recepción gráfica será el retorno al menú principal. Para esto el sistema grabará las modificaciones efectuadas, cerrará todos los archivos y desplegará continuación el mencionado menú.

### 3. CONCLUSIONES

Se desarrolló e implementó un sistema de adquisición y visualización de datos de proceso utilizando PLC y Computador, de aplicación general para el tipo de controlador utilizado, creado básicamente debido al alto costo que presentan los sistemas de este tipo disponibles comercialmente, que llegan con facilidad a varios miles de dólares.

En contraste, éste es un sistema simple, sin la sofisticación de los anteriores, pensado para aquellos tipos de aplicaciones de control en los cuales no es posible o deseable la inversión en costosos sistemas de adquisición, dado que sólo se requiere el enviar o recibir una cantidad limitada de información hacia o desde el controlador.

La única limitante presentada por el sistema creado reside en que la información de proceso puede ser visualizada sólo de dos formas: en tablas o en gráficos X-Y, en contraste con los sistemas comerciales que permiten también una representación gráfica del proceso a controlar.

En lo referente a la cantidad de datos posibles de recibir o enviar desde o hacia el controlador, como se detalló, está limitada a 250 bytes en cada sentido sólo por razones de orden práctico, dado que raramente se requerirá manejar una cantidad mayor y, aún en estos casos, es relativamente simple la modificación necesaria para que el sistema pueda manejar hasta varios miles de bytes en cada sentido, estando sólo restringido por la capacidad de memoria disponible en el controlador para estos propósitos.

### 4. BIBLIOGRAFIA

- [1]- LOVATO S.p.A.; "KUAX 653W - Manual Técnico de Hardware"
- [2]- LOVATO S.p.A.; "KUAX 653W - Manual Técnico de Software"
- [3]- LOVATO S.p.A.; "KUAXSOFT - Software de programación via PC para KUAX 653W."
- [4]- MOTOROLA; "MC6809 Programming Manual", 1987.

### BIOGRAFIA

Francisco Watkins O.: Titulado como Ingeniero Civil Electricista en 1974, UNIVERSIDAD DE SANTIAGO DE CHILE. Master en Ciencias en 1983, Universidad de Manchester (UMIST), Inglaterra. Actualmente se desempeña como profesor asociado en el Departamento de Ingeniería Eléctrica de la Universidad de Santiago de Chile. Sus áreas de interés son Control, Robótica e Inteligencia Artificial.

Julio del Valle I.: Dr. Ingeniero Industrial Universidad Politécnica de Madrid 1987. Actualmente se desempeña como profesor asociado de la Universidad de Santiago de Chile. Áreas de interés: UPS, Convertidores Estáticos.

Alejandro Cortés B.: Titulado de Ingeniero de Ejecución en Electrónica en la Universidad del Norte, Sede Arica en 1982; Egresado de Ingeniería Civil en Electricidad de la Universidad de Santiago de Chile en 1988, en ambas con especialidad en Control Automático y Sistemas Digitales. Actualmente se desempeña como Jefe de Proyectos en la empresa ELECONSULT Ltda. en la ciudad de Santiago, cuya orientación es la de Servicios de Proyectos e Ingeniería para la gran minería del cobre.

**DIAGNOSTICO DE ERRORES EN CONTROLADORES DE LOGICA PROGRAMABLES BAJO EL CONCEPTO DE LA FABRICACION INTEGRADA POR COMPUTADORA (CIM)**

Dr.-Ing. HECTOR KASCHEL C.

Dr.-Ing. ELIGIUS VANCEK K.

Universidad de Santiago de Chile  
Avda. Lib. B. O'Higgins 3363, Santiago

Universidad de Santiago de Chile  
Avda. Lib. B. O'Higgins 3363, Santiago

**RESUMEN:**

En el presente trabajo se entrega un nuevo concepto para detectar y localizar errores (diagnóstico) en las entradas y salidas de un Controlador de Lógica Programable (PLC). El diagnóstico está basado en función del ciclo de procesamiento del PLC y del tiempo de duración del error.

Para el diseño del hardware del sistema, su implementación se basa en Arreglos de Celdas Lógicas (LCA). El test del sistema se realizó por medio de tres computadores personales.

En base al sistema diseñado, es posible efectuar las alternativas de reconfiguración y recuperación para una Isla de Producción bajo el concepto de la fabricación integrada por computadora (Computer Integrated Manufacturing -CIM-). Con esto se entrega herramientas que podrán ser de gran utilidad, especialmente para los responsables de la introducción de estas técnicas de avanzada.

**ABSTRACT:**

In the present paper, a new concept for detection and localization of errors (diagnosis) in the input and output of a Programmable Logic Controller (PLC) is presented. The diagnosis is based on the processing cycle of PLC as well as the time error duration.

For the hardware design of the system, its implementation is based on logic cells array (LCA). The testing system was by means of three personal computers.

On the basis of a system design, its possible to work out the options of reconfiguration and recovery of a production isle about the concept of Computer Integrated Manufacturing (CIM).

Thus, tools are given which could be very useful, specially for that responsible for the introduction of these latest techniques.

**1. INTRODUCCION**

Según experiencias realizadas [1,2], se tiene que la distribución de errores estáticos de un controlador lógico programable (-PLC-) es como lo indica la Fig. 1: es decir:

- Alrededor de un 95 % de los errores se producen externamente del PLC, principalmente entre los sensores y actuadores, y
- Sólo un 5% en el interior del PLC.

La Fig. 1 nos muestra el porcentaje de errores que normalmente son detectados y también el porcentaje de aquellos que podrían ser detectados. Para efectos de diagnosticar algunos de estos errores, existen dos métodos, denominados:

- a) Autotest antes de cada Ciclo del Programa, y
- b) Autotest antes de cada Paso del Programa.

La Fig. 2 muestra gráficamente los dos métodos indicados anteriormente.

Tipo de Errores	Distribución de Errores	Errores que normalmente son reconocidos	Errores que podrían ser reconocidos
PLC Interno (Procesador, RAM, EPROM, etc.)	5 %	hasta 100 %	hasta 100 %
Fuente de alimentación	15 %	20 %	85 %
Cableado (Entrada y salida del PLC)	5 %	0 %	70 %
Sensores	45 %	0 %	10 %
Actuadores	30 %	0 %	80 - 90 %
Total	100 %	8 %	45 % - 64 %

Fig. 1: Distribución de Errores Estáticos de un PLC

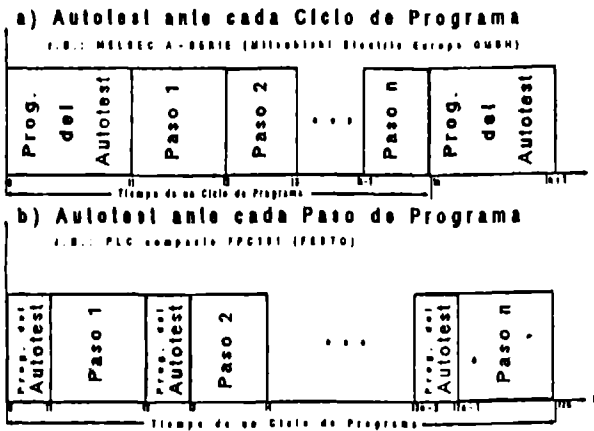


Fig. 2: Métodos de Autochequeo para un PLC

Dado, que un PLC efectúa el procesamiento de un programa de aplicación en forma secuencial y además cada Paso de Programa consta de tres fases: Procesamiento de Entrada, Procesamiento interno del Programa y Procesamiento de Salida, resulta que los métodos indicados anteriormente, no permiten diagnosticar errores durante el procesamiento del programa. Por consiguiente los métodos indicados permiten reconocer tan sólo errores durante el lapso de tiempo que dura el programa de diagnóstico. Mas aún, en el caso que se produce un error permanente en las Entradas/Salidas (E/S) de un PLC, éste será reconocido en el próximo paso ó ciclo. Esto significa, que sólo pueden ser reconocidos errores permanentes, pero no así errores transientes ni intermitentes. La Fig. 3 muestra las propiedades de estos métodos.

Autotest antes cada Ciclo del Programa	Autotest antes cada Paso del Programa
o Tiempo de Reacción alto	o Tiempo de Reacción bajo
o Tiempo empleado para Diagnóstico de Errores bajo.	o Tiempo empleado para Diagnóstico de Errores alto.
o Ningún Reconocimiento de Errores durante el Procesamiento del Programa,	
o Reconocimiento sólo de errores permanentes,	
o Ningún Reconocimiento de Errores Transientes e Intermitentes	

Fig. 3: Propiedades de los métodos de Autochequeo de un PLC

A continuación se presenta un método para detectar y localizar errores durante el Tiempo de Procesamiento del PLC. El objetivo central no es solo detectar y localizar errores permanentes en las E/S del PLC, sino también errores intermitentes y transientes.

## 2. ANALISIS DE LA DURACION DEL ERROR DURANTE UN CICLO DE PROGRAMA DE UN PLC

Un error en la línea de Entrada/Salida de un PLC puede ser crítico o no crítico, dependiendo del instante en que se produce y en que fase de procesamiento se encuentra el PLC. Para clasificar la duración de cada error, se consideró el tiempo de duración de cada fase de procesamiento del PLC. En base al criterio señalado anteriormente, se definió los siguientes tipos de errores:

- Error transiente es aquél cuyo intervalo de tiempo es más corto que la duración de la fase mínima de procesamiento de un Paso de Programa.
- Error intermitente es aquél cuyo lapso de tiempo es mayor que el tiempo de duración de un error transiente, pero menor que el tiempo de duración de dos fases de procesamiento de un Paso de Programa.
- Finalmente un Error Permanente es aquél cuyo intervalo de tiempo es mayor que la duración de un error intermitente.

A partir de las definiciones anteriores se presenta un diseño para el diagnóstico de errores en las Entradas y Salidas de un PLC, en base al tiempo de duración de cada error y la fase de procesamiento para su categorización.

### 2.1. ERROR CRITICO

Cada uno de estos errores pueden ser crítico o no crítico. La decisión al respecto depende de tres parámetros:

- La fase de procesamiento en que se encuentra el programa de un PLC.
- El tiempo de duración, y
- El lugar del error (línea de E/S del PLC).

Con estos tres parámetros se confeccionó la siguiente tabla de decisiones, que se muestra en la Fig. 4.

	Duración del Error					
	Error Transiente		Error Intermitente		Error Permanente	
	Entrada	Salida	Entrada	Salida	Entrada	Salida
Procesamiento de Entrada	●	○	●	○	●	●
Procesamiento de Programa	○	○	○	●	●	●
Procesamiento de Salida	○	○	●	●	●	●

● : Error crítico      ○ : Error no crítico

Fig. 4: Tabla de decisiones para la determinación de un error crítico o no crítico en las líneas de E/S de un PLC [4]

De esta manera, los errores transientes son sólo críticos en las entradas de un PLC solamente durante la fase de procesamiento de entrada. En esta fase el procesador del PLC lee los estados de las entradas y posteriormente almacena la información en los registros de entrada. Los errores no son críticos durante la fase de procesamiento de programa y salida, puesto que el procesador procesa los estados de entrada existentes, almacena los resultados en el registro de salida y finalmente activa el registro de salida.

### 3. DIAGNOSTICO DE ERRORES EN LAS E/S DE UN PLC

El método de diagnóstico de errores en las líneas de entradas y salidas de un PLC está basado en la hipótesis de que son conocidos, no sólo las propiedades eléctricas y niveles de tensión de los conductores, sino también las señales de los sensores y actuadores (3,4).

A través del conocimiento real de sus niveles de tensión relevantes, se determina la magnitud de la tensión del conductor para las condiciones normales de operación y para cada una de los posibles tipos de errores.

#### 3.1 MODELO DE ERRORES

Para determinar los errores en los conductores de E/S de un PLC se confeccionó un modelo de errores, que permite diagnosticar 21 errores a través de un modelo circuital propuesto en (4), tal como indica la Fig. 5.

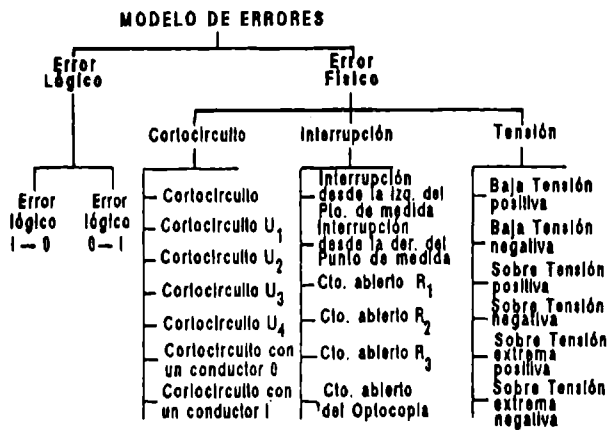


Fig. 5: Modelo del Diagnóstico de Errores para las líneas de E/S de un PLC

Para determinar los niveles de tensión de cada uno de estos tipos de errores se implementó un modelo matemático en lenguaje Turbo Pascal (3).

#### 3.2 REQUERIMIENTOS Y PRESENTACION DEL CONCEPTO

La Fig. 6 muestra un diagrama en bloques del concepto, el cual consiste de un Procesador de Diagnóstico de errores (-PDE-) con un hardware adicional

(Hardware del Diagnóstico de Errores -HDE-), para determinar los errores en las líneas de E/S del PLC de acuerdo al modelo de errores indicado anteriormente.

Los requisitos que debe cumplir el hardware para la realización del diagnóstico son las siguientes:

- o Disponer de una interfaz directa hacia el procesador de diagnóstico.
- o Tener una baja duración del proceso de reconocimiento de errores.
- o Detectar y determinar el tiempo de duración de los errores en las líneas de E/S de un PLC.
- o Flexibilidad para poder ampliar el número de líneas de E/S de un PLC.

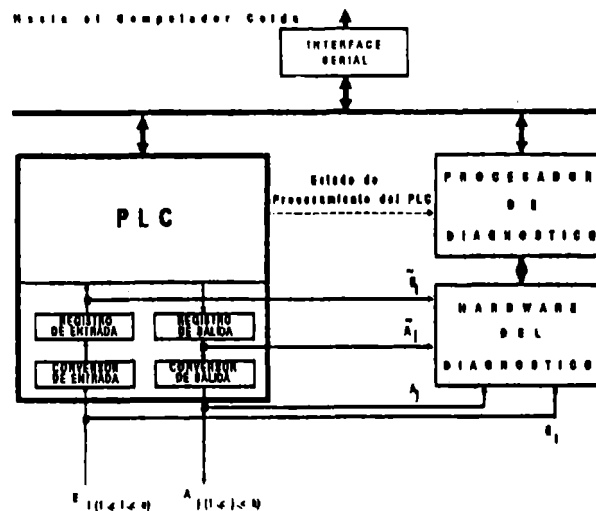


Fig. 6: Diagrama en bloques del Concepto

La tarea del HDE es comparar el nivel de tensión de la línea de E/S de un PLC con su valor de referencia prefijado inicialmente. El HDE representa la interfaz entre la línea de E/S de un CLP y el Procesador de Diagnóstico. Para el prototipo fueron considerados 64 conductores de E/S por Unidad. El Modelo de Errores con 21 diferentes errores requiere 5 bit para la codificación del estado del conductor. Además el HDE debe entregar al PDE la siguiente información adicional:

- o Localización del Error (numero de conductor), 6 bits.
- o Tiempo de Duración del Error (transiente, intermitente ó permanente), 2 bits.
- o Estado de procesamiento del PLC (proc. de entrada, proc. del programa interno, proc. de salida), 2 bits.
- o El estado lógico del conductor, 1 bit.

La interfaz indicada hacia el Computador Celda, corresponde físicamente a la interconexión directa con un Co-Procesador de Interfaz en Tiempo Real. La función de esta unidad, es establecer la coordinación y comunicación con cada uno de los componentes de automatización, que pueden ser PLC, Robots, CNC, etc. (4,5).

#### 4. REALIZACION DEL SISTEMA DE DIAGNOSTICO DE ERRORES

##### 4.1 CONSTRUCCION DEL SISTEMA DIAGNOSTICO

El hardware del prototipo del sistema de diagnóstico se implementó en una tarjeta universal conectable a un computador personal (más tarde denominado Procesador de Diagnóstico de Errores para los efectos de Simulación). El HDE permite la posibilidad de diagnosticar errores en 4 líneas de E/S en forma simultánea. A cada línea se le asigna un Módulo de Diagnóstico de Errores (-MDE-), en el cual cada uno de ellos está unido como "huckepack" en la tarjeta universal, tal como indica la Fig. 7.

El HDE consta de un bus local, que actúa como interfaz entre el MDE y la lógica de control.

##### 4.1.1 CONSTRUCCION DE LA UNIDAD HDE

La unidad HDE (ver Fig. 8) consta de un arreglo de compuertas programables (Logic Cell Array -LCA-) y unidades adicionales de circuitos integrados digitales TTL. Como interfaz entre la unidad HDE y el bus del PC (Bus del PDE) se tomó la interfaz periférica programable 8255A (Programmable Peripheral Interface -PPI-). A través de estas unidades son efectuadas las transferencias de información en forma bidireccional.

trabajando en Modo 0. A través de las 24 líneas de de entrada y salida del PPI es posible efectuar casi la totalidad de la comunicación entre el HDE y el bus del PC. Excepciones son las líneas de control RESET, IRQ e I/O-Read, que están directamente interconectadas entre el HDE y el PDE.

##### 4.1.1.1 ARREGLO DE CELDA LOGICA B

La codificación del estado de la línea en el interior del MDE se realiza a través de una memoria RAM, la cual, una vez conectada a la alimentación, tiene que ser inicializada (configurada). El sistema diseñado trabaja en dos fases:

- o Fase 1: Control de la configuración del RAM.
- o Fase 2: Coordinación de la transmisión del error.

En ambas fases la estructura del hardware es diferente, en especial en la conmutación de los bloques funcionales individuales. Los LCAs deben ser configurados antes del inicio de cada fase. En ambas fases, el método de acceso al bus local entre la unidad HDE y los MDEs es a través de Daisy-Chain. La administración del acceso al bus es responsabilidad del LCA B.

El diseño del LCA (XC2018) se realizó a través del Software XACT desarrollado por la Firma XILINX. Para efectos de simulación se empleó el programa P-SILOS.

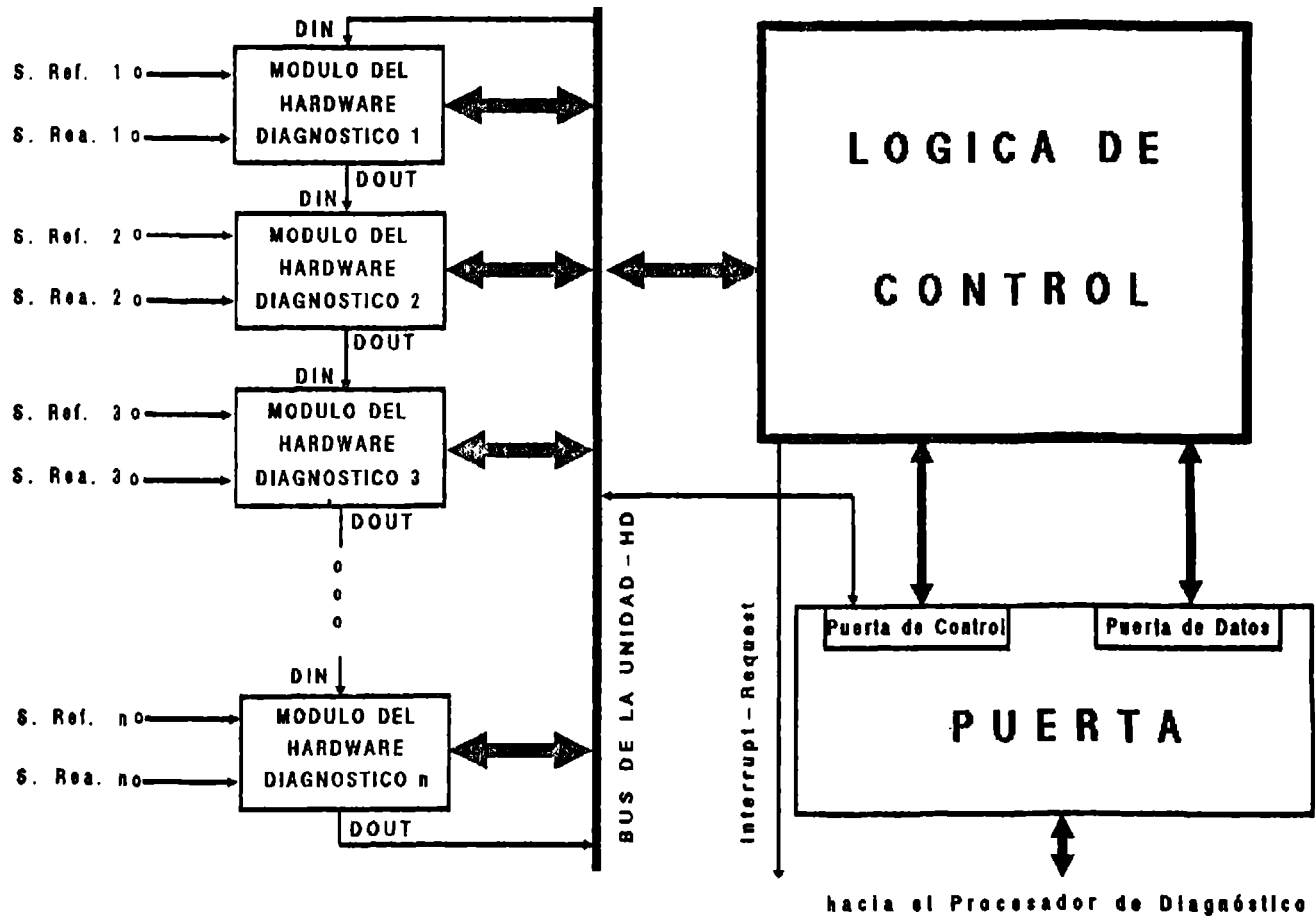


Fig 7: Diagrama en Bloques del Hardware del Diagnostico de Errores

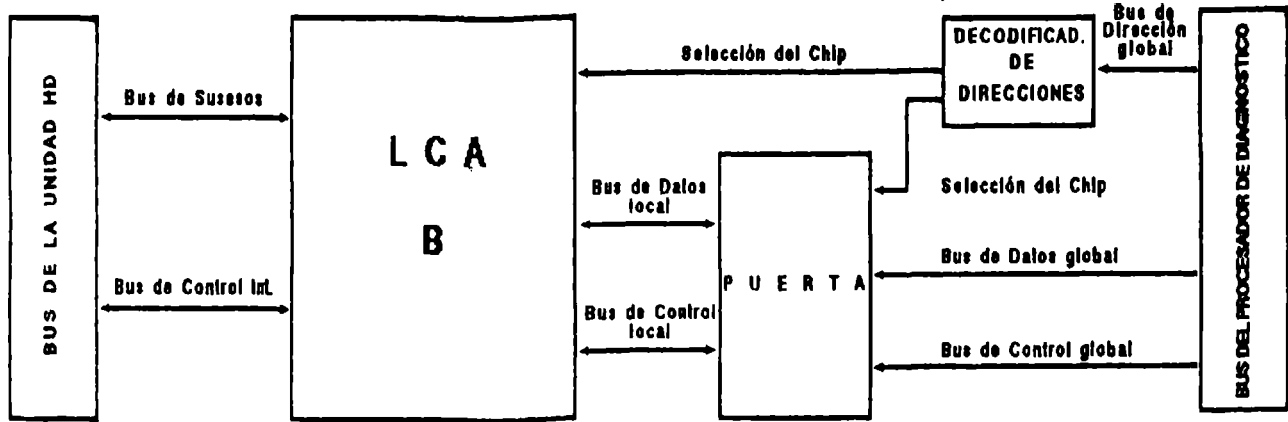


Fig. 8: Diagrama en bloques de la Unidad HDE

#### 4.1.2 CONSTRUCCION DEL MODULO DE DIAGNOSTICO DE ERRORES

El concepto de la detección de errores a través del MDE se basa en el control autónomo de cada una de las líneas de E/S del CLP a través de sus individuales MDEs. La conversión de la tensión de la línea en un valor digital lo realiza un Conversor Analógico-Digital (CAD) de 12 bit de alta precisión con un 1  $\mu$ seg. de tiempo de conversión (AD9003).

La palabra de datos provenientes del CAD es asignado directamente como dirección a la RAM. La dirección de la RAM contiene el correspondiente Código de Error. El arreglo de celda lógica -LCA- controla la comunicación entre el CAD y la RAM, como indica la fig. 9.

##### 4.1.2.1 MEMORIA RAM

Cómo un método flexible para la codificación e interpretación de los datos provenientes del conversor A/D se emplea una memoria configurable dinámica. Con esto es interpretado cada palabra de 12 bit del Conversor A/D como dirección de la palabra de datos (Código de error). A esto hay que agregar el valor lógico de la línea considerada, como el bit 13, con lo

cual la memoria tiene 8192 palabras de datos. Para entregar el código de error por parte de la RAM se requieren mínimo 5 bits (21 errores). Por razones prácticas se seleccionó una RAM de 8K x 8 bit (HM6264).

##### 4.1.2.2 ARREGLO DE CELDA LOGICA A

La función y la estructura interna del LCA A (XC2018) es diferente a la del LCA B tanto en la fase 1 (configuración RAM) como en la fase 2 (Diagnóstico de Errores). Asimismo la configuración del LCA A y del LCA B son totalmente diferentes en lo que respecta a su interfaz y protocolos.

#### 5. SIMULACION DEL CONCEPTO

Para probar y verificar el concepto fue implementado un sistema de simulación consistente de tres computadores personales PC/AT, una tarjeta universal Convertora Digital/Analógica (CDA) de 6 canales (DDA-06) y el correspondiente HDE, como indica la Fig. 10. El Generador de Errores (PC-AT1) está formado por un PC/AT con una tarjeta convertora D/A. Ella produce la

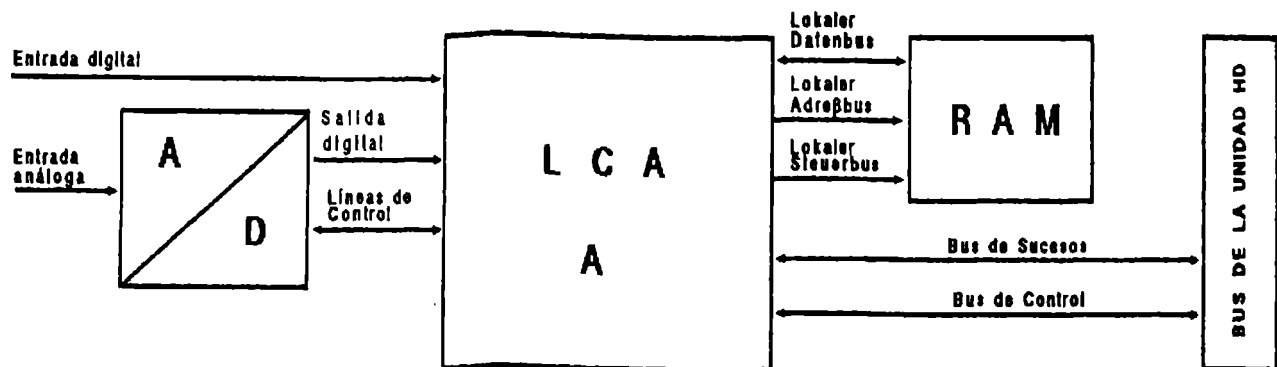


Fig. 9: Diagrama en bloques del MDE



tensión de errores en las líneas del LCA. Asimismo es simulado en el PC-AT1 un PLC. El entrega la fase de procesamiento y el valor lógico de cada línea del PLC. La información sobre los errores detectados son llevados al Procesador de Diagnóstico (PC-AT2).

La tarea del Computador de Evaluación (PC-AT3) es reunir y evaluar los datos enviados por el PDE: Los datos provenientes del PDE son comparados con los datos generados por el Generador de Errores, mientras que las mediciones de tiempo se realizan por medio de "handshaking".

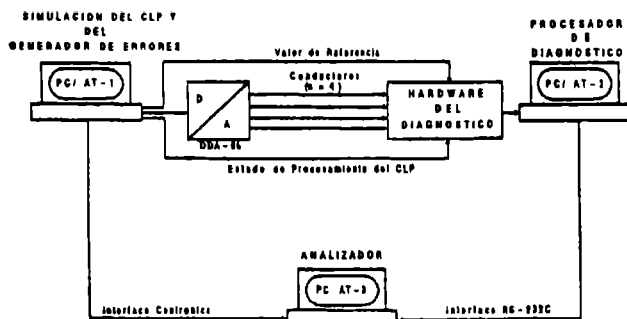


Fig. 10: Simulación del Concepto para el Diagnóstico de Errores

Para poder comparar los errores detectados provenientes del HDE y del PDE con los errores generados, primero hay que cargar los archivos de datos en forma simultánea, tanto en el Generador de Errores como en el Computador de Evaluación.

### 5. RESULTADOS

En base al sistema de simulación implementado, se efectuaron las siguientes mediciones:

Primeramente se determinó el tiempo mínimo de detección de un error transiente por parte del HDE, que resultó de 4.125 useg. Al mismo tiempo se comprobó que la duración mínima de un error transiente para ser detectado, debe ser de 6.125 useg.

Posteriormente se determinó la eficiencia del HDE, es decir el porcentaje de errores detectados con respecto a los generados. Para ello se generaron diversos archivos de datos que fueron cargados en forma simultánea, tanto en el Computador Generador de Errores como en el Computador de Evaluación. Cada registro contiene la siguiente información: tipo de error, duración, fase de procesamiento e identificación de la línea.

Para garantizar una eficiencia de un 100% para errores transientes, se determinó experimentalmente que el máximo de errores detectados por segundo es de 97560 (cuando el tiempo de duración del error transiente es 6.125 useg.). Para la duración máxima de un error transiente (10 useg.), el número de errores detectados es de 70796 errores/seg. Si el número de errores por segundo generados sobrepasa el valor máximo, es decir se generan por ejemplo 98159 errores/seg., la eficiencia asciende a un 87.5 %.

### 6. CONCLUSIONES

El concepto desarrollado muestra las siguientes ventajas:

- o A través del hardware especial diseñado para diagnosticar errores en las E/S de un PLC, no sólo son detectados y localizados errores permanentes, sino también errores transientes e intermitentes.
- o El diagnóstico de errores trabaja permanentemente (on-line en tiempo real), es decir independientemente de la fase de procesamiento del PLC.
- o El Tiempo de Programa de Ciclo de un PLC frente a errores no críticos permanece constante.
- o Permite detectar y localizar errores, no sólo físicos, sino también errores lógicos del PLC.

Este concepto ha sido desarrollado para implementarlo en un sistema de automatización de procesos industriales jerarquizado (isla de producción), bajo el concepto de Computer Integrated Manufacturing -CIM-.

El método de diagnóstico expuesto entrega las herramientas para efectuar posteriormente un sistema de diagnóstico jerarquizado. Esta fase representa el prerequisite para la reconfiguración y recuperación del sistema. De esta manera se aumenta la confiabilidad del sistema, que corresponde a una de las exigencias impuestas por el CIM.

### 7. REFERENCIAS:

- [1] W. Eissler, "Automatisierte Überwachungsverfahren fuer Fertigungseinrichtungen mit speicherprogrammierbaren Steuerungen", IPA Forschung und Praxis., Bd. 68, Springer Verlag Berlin-Heidelberg-New York, 1983.
- [2] G. Diehl, "Überwachung und Diagnose in der Steuerungsperipherie", Elektronik 16, 4, August 1989, S. 79-85.
- [3] G. Meyer, H. Kaschel, W. Brockmann: "Implementierung einer universellen Signalerfassungskarte und deren Applikation zur Fehlerdiagnose auf SPS-Leitungen", Diplom-Arbeit, Januar 1990, Universidad de Paderborn, República Federal de Alemania.
- [4] H. Kaschel, "Untersuchungen zur Fehlerdiagnose bei speicherprogrammierbaren Steuerungen", Dissertation, April 1990, Universidad-GH-Paderborn, República Federal de Alemania.
- [5] H. Kaschel, E. Vancek; "Redes de Area Local para Automatización de Procesos", IV Seminario Nacional de Telecomunicaciones, Instituto de Electricidad y Electrónica, Facultad de Ciencias de la Ingeniería, Universidad Austral de Chile.

### BIOGRAFIA

Héctor Kaschel C., Doctorado en Ing. El. en la Universidad de Paderborn, Alemania Federal. Profesor Asociado de la Universidad de Santiago de Chile. Area de Especialización: Teleinformática.

Eligius Vancek K., Doctorado en Ing. El. en la Universidad de München, Alemania Federal. Profesor Titular de la Universidad de Santiago de Chile. Area de Especialización: Teleinformática.

**VII**

**PROCESAMIENTO DE SEÑALES**

## DIGITALIZAÇÃO DE CONTROLADORES ANALÓGICOS

Aicindo do Prado Junior  
Antonio Marcos de Lima Araujo  
Faculdade de Engenharia de Joinville  
89200 - Joinville - SC - Brasil

### Resumo

Inúmeros métodos de digitalização de controladores contínuos têm surgido na literatura de controle nos últimos anos. Grande parte desses métodos tem origem empírica e seu desempenho só é satisfatório para períodos de amostragem muito pequenos.

Neste artigo estuda-se a Transformação Bilinear de Tustin num contexto de imposição de resposta em frequência. Para corrigir distorções produzidas por essa transformação propõe-se uma correção ao método original, adicionando-se um termo compensatório. Isto também permitirá a utilização dos controladores digitalizados em frequências de amostragem maiores, o que sem dúvida é atraente na presença de sobrecarga computacional.

### DISCRETIZING CONTINUOUS-DATA CONTROLLERS

#### Abstract

Several methods of converting existing continuous-data control systems into digital control systems have been developed in early years. Many of this methods have an empirical origin, having a good behavior only for small sampling period. In this work we study the Tustin's Bilinear Transformation in a frequency response context. In order to improve the frequency distortions caused by this transformation, we propose to add a compensatory term to the original method. An additional advantage of this technique is the possibility of enlarging the sampling period, which can be attractive for computational purpose.

### 1. INTRODUÇÃO

Durante as últimas décadas muita experiência tem sido acumulada em relação ao projeto de controladores analógicos, usando técnicas bem conhecidas, como lugar das raízes e curvas de Bode. Este fato, juntamente com o recente grande crescimento da utilização do computador digital em controle de processos, torna natural o empenho no sentido de se aproveitar a experiência adquirida anteriormente, no projeto de Controladores Digitais.

A figura 1 abaixo ilustra bem o que trataremos neste artigo: a determinação do Controlador Digital  $D(z)$  que, juntamente com os conversores digital/analógico e analógico/digital, possa melhor reproduzir o controlador contínuo  $G_c(s)$ .

Inúmeros métodos de discretização tem surgido na literatura de Controle Digital nos últimos anos [1, 2]. Grande parte desses métodos tem origem empírica, tendo desempenho satisfatório apenas para períodos de amostragem muito pequenos; outros métodos, mais sofisticados e precisos, exigem algoritmos numéricos de otimização, complicando a determinação dos controladores digitais.

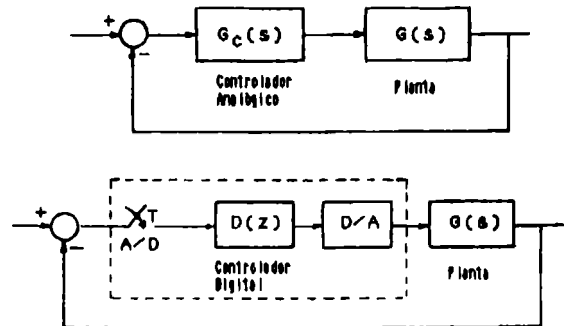


Fig.1.- Digitalização de Controladores Contínuos

Entre os vários métodos destacam-se aqueles que procuram impor uma mesma resposta em frequência para os controladores analógicos e digitais, como o da Transformação Bilinear de Tustin [1, 2] (como mostraremos), os de Rattan [3, 4], e o de Shi & Gibbard [5]. Com exceção do método da Transformação Bilinear, os outros métodos citados, embora de ótima precisão, exigem algoritmos de otimização: de mínimos quadrados [3, 4] e programação li-

near [5]. Neste artigo apresentaremos um método extremamente simples, que corresponde a uma melhoria do método da Transformação Bilinear.

Nos itens 1, 2, 3 mostra-se como o método da Transformação Bilinear pode ser visto no contexto de imposição de função de transferência, e as suposições necessárias para isso; no item 4, agora no contexto de imposição de resposta em frequência, mostra-se como corrigir o método da Transformação Bilinear pela adição de um termo compensatório; no item 5 mostra-se que o novo controlador é vantajoso em relação às distorções de resposta em frequência produzida pela Transformação Bilinear; no item 6 estuda-se a compensação de "prewarping" para o novo controlador; no item 7 mostra-se como o novo controlador é vantajoso por permitir um maior período de amostragem; no item 8 são apresentados resultados de simulação que ilustram a metodologia proposta.

## 2. SISTEMAS A DADOS AMOSTRADOS NO PLANO s

Considere-se a estrutura do controlador a dados amostrados da figura 2 abaixo.

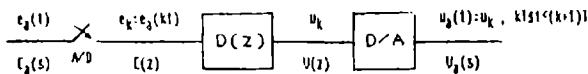


Fig. 2.- O controlador digital com os conversores A/D e D/A

A Transformada de Laplace da saída  $u_a(t)$  é dada por

$$\begin{aligned} U_a(s) &= \int_0^{\infty} u_a(t) e^{-st} dt \\ &= \sum_{k=0}^{\infty} u_k \int_{kT}^{(k+1)T} e^{-st} dt \\ &= \frac{1 - e^{-sT}}{s} \sum_{k=0}^{\infty} u_k e^{-Tsk} \end{aligned} \quad (2.1)$$

Usando a definição de Transformada z tem-se

$$U_a(s) = \frac{1 - e^{-Ts}}{s} U(z) \Big|_{z=e^{sT}} \quad (2.2)$$

A relação entre as Transformadas de Laplace de  $u_a(t)$  e  $e_a(t)$  é dada então por

$$\hat{G}(s) = \frac{U_a(s)}{E_a(s)} = \frac{1 - e^{-Ts}}{sE_a(s)} D(z).E(z) \Big|_{z=e^{sT}} \quad (2.3)$$

Note que  $\hat{G}(s)$  não pode ser caracterizada propriamente como uma Função de Transferência, uma vez que depende da entrada  $E_a(s)$ . Pode-se concluir que o sistema com entrada  $e_a(t)$  e saída  $u_a(t)$ , como mostrado pela figura 2, não é linear invariante no tempo, dada a inexistência de uma Função de Transferência que o represente. Se particularizarmos a entrada  $e_a(t)$  então  $G(s)$  poderá ser determinada, mas só terá sentido como função de transferência para esse tipo particular de entrada.

## 3. PROJETO DO CONTROLADOR D(z) SUPONDO ENTRADA $e_a(t)$ DEGRAU

Neste caso a equação (2.3) torna-se

$$\begin{aligned} \hat{G}(s) &= \frac{1 - e^{-Ts}}{s/s} D_1(z) \frac{1}{1 - z^{-1}} \Big|_{z=e^{sT}} \\ &= D_1(z) \Big|_{z=e^{sT}} \end{aligned} \quad (3.1)$$

Se queremos que  $\hat{G}(s) = G_c(s)$ , então o controlador digital será dado por

$$D_1(z) = G_c \left( \frac{1}{T} \ln z \right) \quad (3.2)$$

A expressão (3.2) significa que o Controlador Digital  $D_1(z)$  é obtido a partir do Controlador Contínuo  $G_c(s)$ , fazendo  $s = (1/T) \ln z$ . Como  $\ln z$  é uma função transcendental, é comum se usar a aproximação em Série de Taylor

$$\ln x = 2 \left( \frac{x-1}{x+1} + \frac{1}{3} \left( \frac{x-1}{x+1} \right)^3 + \dots \right) \quad (3.3)$$

o que resulta, tomando-se apenas o primeiro termo,

$$s \approx \frac{2}{T} \frac{z-1}{z+1} \quad (3.4)$$

A transformação (3.4) é comumente chamada de Transformação Bilinear, ou Transformação de Tustin; utilizando-se dessa transformação, o controlador digital (3.2) será dado por

$$D_1(z) = G_c \left( \frac{z - 1}{Tz + 1} \right) \quad (3.5)$$

O Controlador  $D_1(z)$  é bastante conhecido na literatura de Controle, onde comumente se enfatiza a aproximação feita pela Transformação Bilinear (3.4). Para facilitar a manipulação algébrica da Transformação Bilinear ver a referência [6].

Na análise que fizemos evidenciamos um outro tipo de problema, que é a suposição que o sinal de entrada no controlador é do tipo degrau; como em geral isso não ocorre, é de se esperar uma diferença entre os comportamentos dos sistemas controlados por  $G_c(s)$  e  $D_1(s)$ .

#### 4. PROJETO DO CONTROLADOR $D(z)$ SUPONDO ENTRADA $e_a(t)$ SENOIDAL

Neste caso devemos fazer  $\hat{G}(j\omega) = G_c(j\omega)$  para qualquer  $\omega$ , ou seja, impor uma dada resposta em frequência ao Controlador Digital. Sem dúvida, essa filosofia é mais apropriada para o objetivo pretendido, do projeto de  $D(z)$ , do que a do caso anterior, onde se supunha entrada constante, ou seja, apenas de frequência zero.

A partir de (2.3) com entrada senoidal tem-se

$$\hat{G}(s) = \frac{1 - e^{-Ts}}{s} D_2(e^{Ts})$$

$$\frac{s^2 + \omega^2}{\omega} \frac{e^{Ts} \sin \omega T}{e^{2sT} - (2\cos \omega T)e^{Ts} + 1}$$

$$\hat{G}(j\omega) = \frac{1 - e^{-j\omega T}}{j\omega} D_2(e^{j\omega T}) \frac{e^{j\omega T} \sin \omega T \cdot 2j\omega}{\omega \cdot j 2T e^{j\omega T} \sin(\omega T)}$$

$$\hat{G}(j\omega) = \frac{1 - e^{-j\omega T}}{j\omega T} D_2(e^{j\omega T}) \quad (4.1)$$

Portanto, fazendo  $\hat{G}(j\omega) = G_c(j\omega)$  tem-se o Controlador Digital

$$D_2(z) = \frac{\ln a}{1 - z^{-1}} G_c \left( \frac{1}{T} \ln z \right) \quad (4.2)$$

Usando a Transformação Bilinear (3.4) resulta

$$D_2(z) = \frac{2z}{z + 1} G_c \left( \frac{z - 1}{Tz + 1} \right) \quad (4.3)$$

Comparando-se as expressões (3.5) e (4.3) pode-se notar a existência de um termo adicional em  $D_2(z)$ , que denominaremos termo compensatório  $P(z)$ ,

$$P(z) = \frac{2z}{z + 1} \quad (4.4)$$

Esse termo, que muitas vezes melhora consideravelmente o desempenho do controle, pode, em alguns casos, trazer prejuízo à estabilidade do sistema, por causa do polo de malha aberta  $z = -1$ , como veremos no item 9. Uma maneira de tentar solucionar este problema é alterar o termo compensatório, fazendo-o da forma

$$P^1(z) = \frac{(2 - \delta)z}{z + 1 - \delta} \quad (4.5)$$

$0 < \delta < 1$ .

#### 5. DISTORÇÕES DA TRANSFORMAÇÃO BILINEAR

A resposta em frequência do sistema dado pela figura 2, seguindo o raciocínio do item anterior, é dado por

$$G(j\omega) = \frac{1 - e^{-j\omega T}}{j\omega T} D(e^{j\omega T}) \quad (5.1)$$

Aplicando os controladores (3.5) e (4.3), que fazem uso da transformação bilinear (3.4), tem-se respectivamente

$$G_1(j\omega) = \frac{1 - e^{-j\omega T}}{j\omega T} G_c \left( \frac{z}{T} \frac{e^{j\omega T} - 1}{e^{j\omega T} + 1} \right) \quad (5.2)$$

$$G_2(j\omega) = \frac{1 - e^{-j\omega T}}{j\omega T} \frac{2e^{j\omega T}}{1 + e^{j\omega T}} G_c \left( \frac{z}{T} \frac{e^{j\omega T} - 1}{e^{j\omega T} + 1} \right) \quad (5.3)$$

Estas expressões, com algum trabalho algébrico, resultam em

$$G_1(j\omega) = \frac{\sin(\omega T/2)}{\omega T/2} e^{-j\omega T/2} G_c(j\Omega) \quad (5.4)$$

$$G_2(j\omega) = \frac{\operatorname{tg}(\omega T/2)}{\omega T/2} G_c(j\Omega) \quad (5.5)$$

onde

$$\Omega = \frac{2}{T} \operatorname{tg}(\omega T/2) \quad (5.6)$$

Em relação ao valor desejado,  $G_c(j\omega)$ , as expressões (5.4) e (5.5) mostram a existência de dois tipos de distorção:

a) Em vez da frequência  $\omega$ ,  $G_c$  toma valores em  $\Omega$ , dada pela expressão (5.6). Note

então que para valores de  $\Omega$  variando de zero a infinito, a transformação bilinear comprime a variação de  $w$  de zero a  $w_n = \pi/T$  (frequência de Nyquist), conforme ilustrado na figura 3. Esse fato é largamente comentado na literatura de Controle. Note que para  $w \ll w_n$  tem-se  $\Omega = w$ , ocorrendo portanto pouca distorção desse tipo.

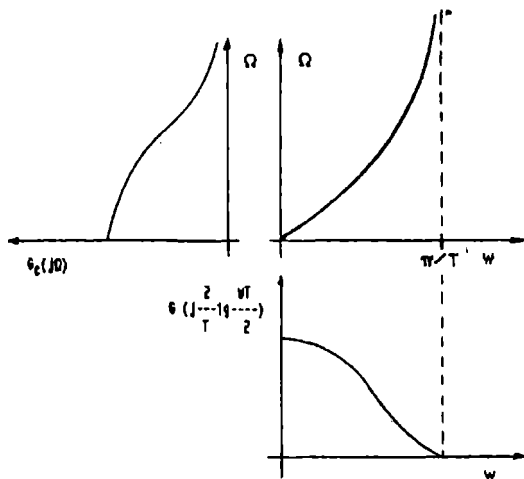


Fig. 3.- Distorção de Frequência da relação (5.6)

- b) Um outro tipo de distorção que agora se evidencia é devido aos termos multiplicativos a  $G_c$ . Comparando-se (5.4) e (5.5) pode-se verificar que em  $G_1$ , além de alteração no módulo, o termo multiplicativo também acrescenta um atraso de fase ao sistema, o que não ocorre em  $G_2$ . Esse atraso de fase, em sistemas realimentados, contribui fortemente para deteriorar a estabilidade do sistema controlado. Por exemplo, para  $wT/2 = 0,52$  ( $30^\circ$ ), tem-se

$$\frac{\text{sen } wT/2}{wT/2} = 0,95 \quad \text{e} \quad \frac{\text{tg } wT/2}{wT/2} = 1,10$$

relativamente próximos da unidade; porém, um acréscimo de fase de  $30^\circ$  é inaceitável em muitos casos, devido a diminuição da margem de fase do sistema.

## 6. COMPENSAÇÃO DE FREQUÊNCIA ("prewarping")

A fim de reduzir a distorção de frequência dada pela expressão (5.6) em uma frequência específica  $w_1$ , é comum a utilização, não de (3.4), mas de uma transformação alternativa dada por

$$s = \frac{w_1}{\text{tg}(w_1 T/2)} \frac{z-1}{z+1} \quad (6.1)$$

As expressões correspondentes a (3.5) e (4.3) serão agora dadas por

$$D_1^1(z) = G_c \left( \frac{w_1}{\text{tg}(w_1 T/2)} \frac{z-1}{z+1} \right) \quad (6.2)$$

$$D_2^1(z) = \frac{w_1 T}{\text{tg}(w_1 T/2)} \frac{z}{z+1} G_c \left( \frac{w_1}{\text{tg}(w_1 T/2)} \frac{z-1}{z+1} \right)$$

Usando-se esses controladores em (5.1) resulta

$$G_1^1(jw) = \frac{\text{sen}(wT/2)}{wT/2} e^{-jwT/2} G_c \left( j \frac{w_1}{\text{tg}(w_1 T/2)} \text{tg}(wT/2) \right)$$

$$G_2^1(jw) = \frac{w_1}{w} \frac{\text{tg}(wT/2)}{\text{tg}(w_1 T/2)} G_c \left( j \frac{w_1}{\text{tg}(w_1 T/2)} \text{tg}(wT/2) \right)$$

Para a frequência  $w_1$  tem-se então

$$G_1^1(w_1) = \frac{\text{sen}(w_1 T/2)}{w_1 T/2} e^{-jw_1 T/2} G_c(w_1) \quad (6.6)$$

$$G_2^1(w_1) = G_c(jw_1) \quad (6.7)$$

Observe que a transformação (6.1) corrige todo tipo de distorção na frequência  $w_1$  para  $G_2$ , restando ainda em  $G_1^1(w_1)$  distorções devido ao termo multiplicativo, tanto em módulo, como principalmente em fase. Dessa forma fica evidenciado a superioridade dos controladores  $D_2$  e  $D_2^1$ , que apresentam o termo compensatório  $P(z)$ , sobre os controladores  $D_1$  e  $D_1^1$ , largamente citados na literatura de Controle Digital.

No controle realimentado a frequência  $w_1$  deve ser escolhida de modo a assegurar o mesmo tipo de comportamento transitório ao sistema controlado. Pode-se escolher aquele em que o módulo da função de transferência de malha aberta vale a unidade (0 dB), onde se mede a margem de fase, e que está diretamente ligada à estabilidade do sistema.

## 7. ESCOLHA DO PERÍODO DE AMOSTRAGEM

As expressões (5.4) e (5.5) indicam ainda como escolher períodos de amostragem adequados para os respectivos controladores digitais. Isso será feito de modo que as distorções dos termos multiplicativos sejam

suficientemente pequenas para as frequências determinantes do comportamento do sistema. Pode-se usar, por exemplo, como critério de projeto do período de amostragem, uma distorção máxima de módulo de 10% e uma distorção máxima de fase de 6° para a frequência  $w_1$  descrita no item 6. Nesse caso, para o controlador  $D_1$  tem-se

$$\frac{\text{sen}(w_1 T/2)}{w_1 T/2} > 0.9 \rightarrow T < 1.4/w_1$$

$$w_1 T/2 < 0.1047 \rightarrow T < 0.2/w_1 \quad (7.1)$$

Para o controlador  $D_2$  tem-se

$$\frac{\text{tg}(w_1 T/2)}{w_1 T/2} < 1.10 \rightarrow T < 1/w_1 \quad (7.2)$$

Note então que o controlador  $D_2$ , por não apresentar distorção de fase, permite, neste caso, o uso de período de amostragem 5 vezes maior que o controlador  $D_1$ . Esse resultado mostra que o aumento do esforço computacional ocasionado pelo termo compensatório  $P(z)$ , e que exigiria um maior período de amostragem para o controlador  $D_2$ , não traz prejuízo real para o desempenho deste controlador.

## 8. RESULTADOS DE SIMULAÇÃO

Apresentamos a seguir dois exemplos citados na literatura de Controle Digital para o controlador  $D_1$ , e os aplicaremos para os controladores  $D_1$ ,  $D_2$  e  $D_2$ .

O primeiro exemplo, mostrado pela figura 4, é apresentado em [2], onde o controlador é projetado de forma a se ter para o sistema controlado

- a) Máximo "Overshoot" =  $M_0 = 42\%$
- b) Margem de Ganho =  $M_G = 25\text{dB}$

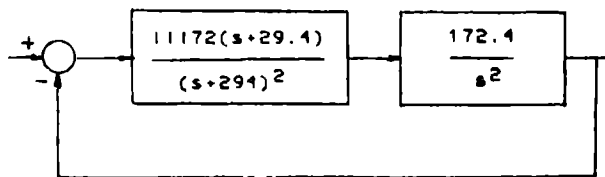


Fig.4 - Sistema Servoposicionador

Para  $T=0.01$  s e  $w_1=30$  rd/s obtve-se:

$$D_1(z), D_1(z) \rightarrow M_0=59\% ; M_G=14,5 \text{ dB}$$

$$D_2(z), D_2(z) \rightarrow M_0=15\% ; M_G=18,0 \text{ dB}$$

O segundo exemplo, mostrado pela figura 5, encontra-se em [1], onde o controlador é projetado de forma a se ter para o sistema controlado

- a) Máximo "Overshoot" = 16.3% ( $\xi = 0.5$ )
- b) Tempo de Estabilização (2%) =  $T_E = 8\text{s}$  ( $T_E=1/\xi w_n$ )

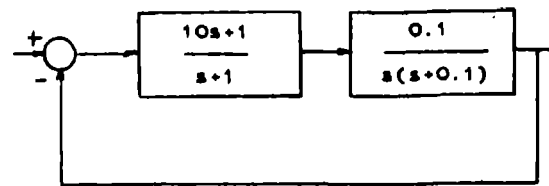


Fig.5 - Sistema de Controle Contínuo

A utilização dos controladores  $D_2(z)$  e  $D_2(z)$  neste caso resulta em sistemas instáveis, como pode ser visto pela figura 6.

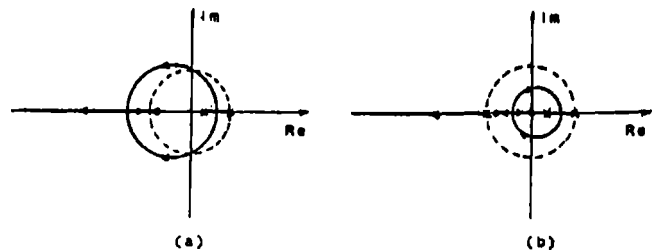


Fig.6 - Lugar das raízes do segundo exemplo  
a) com o controlador  $D_1(z)$   
b) com o controlador  $D_2(z)$

Note que há um ramo sempre instável no lugar das raízes da figura 6.b.

Utilizando-se o controlador  $D_2(z)$ , mas com o termo compensatório (4.5), com  $\delta=0.3$ , resulta o novo lugar das raízes da figura 7, sem o ramo instável.

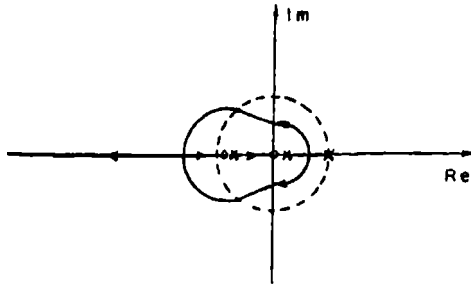


Fig.7 - Lugar das raízes do segundo exemplo com o Term Compensatório (4.5).

Note a estabilização devida à troca de posições de polos e zeros de malha aberta, e à eliminação do polo em  $z=-1$ .

Com  $T=1$  s,  $w_1=0,786$  rad/s e  $\delta=0,3$  [6] obteve-se os resultados de simulação:

$D_1(z)$  --->  $M_0=44,0\%$  ;  $T_e=16$  s

$D_2(z)$  --->  $M_0=21,0\%$  ;  $T_e=8$  s

$D_1(z)$  --->  $M_0=41,8\%$  ;  $T_e=16$  s

$D_2(z)$  --->  $M_0=18,2\%$  ;  $T_e=8$  s

## 9. ESTABILIDADE

Devido ao polo  $z=-1$  do termo compensatório (4.4), sempre haverá um ramo instável no lugar das raízes do sistema controlado, à semelhança da figura 6, quando o número de polos e zeros de malha aberta for ímpar. Nesse caso, para evitar a instabilidade, deve-se procurar usar o termo compensatório (4.5). Quando o número de polos e zeros de malha aberta é par, como no primeiro exemplo, não haverá problema de estabilidade se usarmos o termo compensatório (4.4).

## 10. CONCLUSÃO

Através de um procedimento bastante simples estudou-se a Transformação Bilinear de Tustin no contexto de resposta em frequência. Para corrigir distorções frequenciais evidenciadas nessa análise, inclusive quando se faz compensação de "prewarping", propôs-se a inclusão de um termo compensatório. Embora a ordem dos controladores resultantes aumente de uma unidade, mostrou-se que eles podem ser vantajosos em relação ao esforço computacional exigido, devido à possibilidade de diminuição da taxa de amostragem.

## 11. REFERENCIAS BIBLIOGRAFICAS

- [1] G. F. Franklin, J. D. Powell, "Digital Control of Dynamic Systems". Addison-Wesley, 1980, pp.53-127.
- [2] P. Katz, "Digital Control Using Microprocessors". Prentice Hall, 1981, pp.38-68.
- [3] K. S. Rattan, H. H. Yeh, "Discretizing continuous - data Control Systems", Computer - Aided Design, vol. 10, pp.299-306, september 1978
- [4] K. S. Rattan, "Conversion of existing continuous control systems into Digital Control Systems", Control and Decision Conference, pp.46-51, June 1982.
- [5] J. Shi, M. J. Gibbard, "A frequency response matching method for the design of digital controllers with constraints on the pole-zero locations", Int. J. Control, vol.42, pp.529-538, august 1985.
- F. D. Groutage, L. B. Volfson, A. M. Schneider, "S-plane to z-plane mapping using simultaneous equation algorithm, based on the Bilinear Transformation", IEEE Trans. Autom. Control, vol AC-32, pp.635-637, July 1987.



## UN TEST NO PARAMETRICO DE IGUALDAD ESPECTRAL

Pablo O. Arambel\* y Carlos H. Muravchik\*\*

Laboratorio de Electrónica Industrial, Control e Instrumentación  
(LEICI). Depto. de Electrotecnia. Facultad de Ingeniería. UNLP  
C.C. 91 - 1900 LA PLATA - ARGENTINA

### RESUMEN

Los Tests de Igualdad Espectral son tests de hipótesis diseñados para comparar dos espectros estimados, y decidir si ellos son iguales o no.

Dos de los tests más populares de esta clase fueron diseñados por Grenander y Rosenblatt. Sin embargo, aunque estos tests tienen buenas propiedades asintóticas, no funcionan apropiadamente con registros de datos cortos.

En este artículo se presenta un nuevo Test no paramétrico de Igualdad Espectral cuyo comportamiento con muestras cortas es mejor que el de los mencionados. Se describen las propiedades asintóticas y se explica el cálculo del umbral a ser utilizado para lograr un nivel deseado.

Finalmente se comparan los distintos tests, en base a simulaciones de Montecarlo en términos de: tipo de espectro, largo de muestra y distribución de probabilidades de las señales.

### ABSTRACT

*Spectral Two-Sample Tests are hypothesis tests designed to compare two estimated spectra and decide whether they are equal or not.*

*Two of the most popular tests of this kind were designed by Grenander and Rosenblatt. However, though these two tests have good asymptotic properties, they do not perform properly when data record is small.*

*In this paper, a new Nonparametric Spectral Two-Sample Test that performs better with short samples is presented. Asymptotic properties are described, and the computation of the threshold to be used for a given test level is explained.*

*Comparisons among the three tests are presented, based on Montecarlo simulations in terms of kind of spectra, sample length and the underlying pdf of the signals.*

### Introducción

Los Tests de Comparación Espectral (TCE) son aquellos que comparan dos secuencias independientes, posiblemente con espectros diferentes, y deciden si estos espectros son iguales o no. Estos tests se utilizan para construir Tests de Detección de Cambios Espectrales, con aplicación a la detección de fallas, toma de decisiones, etc. Estos últimos comparan un registro de datos con otro tomado con anterioridad, decidiendo si hubo o no un cambio. En esta aplicación [1], su comportamiento con registros cortos es de fundamental importancia, ya que cuanto más breve sea el tiempo de registro, más breve será el tiempo medio de detección. La propiedad de ser no paramétrico es muy útil cuando se conoce poco acerca de las señales a ser comparadas.

Los TCE están estrechamente ligados a los Tests Espectrales de Bondad de Ajuste (TEBA). Estos comparan el espectro estimado del registro de datos con un espectro fijo de referencia. Tal es así que a partir de un test de un tipo se puede derivar uno del otro tipo. Por ejemplo, pueden utilizarse los TEBA propuestos por Grenander y Rosenblatt [2] para el espectro integrado no normalizado, o para la función densidad espectral no normalizada. Sin embargo, aunque éstos tienen buenas propiedades asintóticas, no funcionan tan bien cuando manejan muestras cortas.

En este artículo presentamos un TCE No Paramétrico que no ha sido derivado de TEBA existentes, sino que ha sido diseñado para salvar los problemas de los anteriores. Precisamente, se ha evitado el uso de parámetros que deban ser estimados, como en el primer test mencionado, y se ha utilizado el periodograma sin suavizar a diferencia del segundo test que lo utiliza suavizado.

En lo que sigue se describen los tests mencionados y se explica el modo de cálculo del umbral de cada uno para lograr un dado Nivel. Posteriormente se muestran simulaciones tipo Montecarlo para comparar el comportamiento con registros de datos cortos. En estas simulaciones se estima el nivel de cada test con señales gaussianas con diferente densidad espectral y para distintos largos de registro. Por último, se muestran las mismas simulaciones pero con señales uniformemente distribuidas.

\* Secretario de Perfeccionamiento - CIGPBA.

\*\* Investigador a/d - CIGPBA.

### Descripción del problema

Consideremos el caso de tener  $N$  muestras de una señal  $x(t)$  cuya densidad espectral es  $h_x(\omega)$ , y  $N$  muestras de una señal  $y(t)$  con densidad espectral  $h_y(\omega)$ . Deseamos saber si  $h_x(\omega)$  es igual a  $h_y(\omega)$  o no. Se asume que las señales provienen de procesos con un espectro puramente continuo [3], es decir, que no hay componentes armónicas discretas.

Tenemos entonces las siguientes hipótesis alternativas:

$$\begin{cases} \mathcal{H}_0 & h_x(\omega) = h_y(\omega) \\ \mathcal{H}_1 & h_x(\omega) \neq h_y(\omega) \end{cases} \quad (1)$$

Ya que los tres tests mencionados están basados en él, definiremos [4] el periodograma  $I_N(\omega)$  de  $N$  muestras  $x_1, x_2, \dots, x_N$  como

$$I_N(\omega) = \frac{1}{N} \left| \sum_{i=1}^N x_i e^{j\omega i/N} \right|^2 \quad (2)$$

Sólo estamos interesados en el periodograma evaluado en  $\omega_k = 2\pi k/N$ , con  $k=0, N-1$ . Asintóticamente, las variables aleatorias (v.a.)  $I_N(\omega_k)$  son independientes y su distribución de probabilidad es  $h_x(\omega_k) \cdot \chi^2$  cuando  $k \neq 0, N/2$  y es  $h_x(\omega_k) \cdot \chi^2$  cuando  $k=0, N/2$ , donde  $\chi^2$  denota una v.a. chi-cuadrada con  $n$  grados de libertad [5].

Los dos primeros tests que describiremos son un TCE y un TEBA, ambos propuestos por Grenander and Rosenblatt. El segundo ha sido modificado para construir un TCE simplemente reemplazando el espectro fijo por uno estimado a partir de la segunda muestra, y afectando el estadístico por una constante de manera que el umbral permanezca sin cambio para un dado nivel. Hemos escrito todos los tests en forma discreta como la práctica requiere, aunque a menudo el tratamiento riguroso utiliza formas continuas.

Veamos cada uno de los tests y discutamos sus propiedades estadísticas:

**TEST T1: Definición.** Sea el siguiente estadístico

$$T_1^N = \max_{n \in \mathcal{R}} \left| \sqrt{\frac{n}{N \cdot \sigma_2}} \sum_{k=1}^n (I_N^x(\omega_k) - I_N^y(\omega_k)) \right|$$

$$\text{donde } \sigma_2 = \frac{1}{4\pi} \sum_{s=-M}^M \left( \frac{R_x^2(s) + R_y^2(s)}{2} \right) \quad (4)$$

y  $R_x(s)$ ,  $R_y(s)$  son las funciones de auto-correlación estimadas de  $x(t)$  e  $y(t)$  respectivamente; y  $M$  es un valor dependiente de  $N$  de manera que cuando  $N \rightarrow \infty$ ,  $M \rightarrow \infty$  pero con  $M/N \rightarrow 0$  (por ejemplo,  $M = \sqrt{N}$ ). Entonces:

$$\begin{cases} \text{Si } T_1^N \leq d_1 & \text{elegimos } \mathcal{H}_0 \\ \text{Si } T_1^N > d_1 & \text{elegimos } \mathcal{H}_1 \end{cases} \quad (5)$$

El cálculo exacto del umbral  $d_1$  cuando  $N$  es finito es muy complicado. Los experimentalistas acostumbran a calcular el umbral asintótico, o aproximaciones para  $N$  grande, y utilizarlo para todo  $N$ , con la esperanza que el nivel del test permanezca aproximadamente sin cambio. Es por eso que estamos interesados en las propiedades asintóticas de los tests.

Se puede demostrar [4] que, si las señales son gaussianas, la siguiente secuencia aleatoria:

$$\sqrt{\frac{n}{N \cdot \sigma_2}} \sum_{k=1}^n (I_N^x(k) - I_N^y(k)) \quad (6)$$

tiende, bajo la hipótesis  $\mathcal{H}_0$  y cuando  $N \rightarrow \infty$ , a una Caminata Aleatoria (Random Walk) o, apropiadamente definido, a un Proceso de Wiener Generalizado (PWG) cuya varianza en  $\omega = \pi$  es igual a uno. De aquí se deduce que la probabilidad de que  $T_1$  cruce cierto umbral  $d_1$  es igual a la probabilidad de que el módulo de un PWG cuya varianza es igual a uno en  $\omega = \pi$  cruce el mismo umbral  $d_1$  en el intervalo  $[0, \pi]$ .

**TEST T2: Definición.** Sea el siguiente estadístico

$$T_2^N = \max_{r \in \mathcal{R}} \left| \sqrt{\frac{p}{2}} \left[ L_{r,p}^x - L_{r,p}^y \right] \right| \quad (7)$$

$$\text{donde } L_{r,p}^x = \log \left( \frac{1}{p} \sum_{k=r,p}^{(r+1)p-1} I_N^x(\omega_k) \right) \quad (8)$$

$\log$  es el Logaritmo Natural,  $\mathcal{R}$  es el conjunto  $\{0, 1, \dots, N/(2p)-1\}$ , y  $p$  es el número de líneas de periodograma promediadas. Luego,

$$\begin{cases} \text{Si } T_2^N \leq d_2 & \text{elegimos } \mathcal{H}_0 \\ \text{Si } T_2^N > d_2 & \text{elegimos } \mathcal{H}_1 \end{cases} \quad (9)$$

Puede demostrarse [4] que, antes de tomar el máximo y bajo la hipótesis  $\mathcal{H}_0$ , conseguimos un conjunto de  $N/(2p)$  v.a. asintóticamente normales e independientes, con media cero y varianza unitaria. Para que esto sea cierto, debemos incrementar  $N$  y  $p$  de tal manera que  $N \rightarrow \infty$ ,  $p \rightarrow \infty$  y  $p/N \rightarrow 0$ . Posteriormente, podemos aproximar la probabilidad de que  $T_2$  cruce un dado umbral  $d_2$  con la probabilidad de que el máximo valor absoluto de un conjunto de  $N/(2p)$  v.a. normales independientes con media cero y varianza unitaria cruce ese mismo  $d_2$ .

### Definición del nuevo test

Ya hemos mencionado que el comportamiento asintótico de esos tests es

satisfactorio. A pesar de ello, su comportamiento no es tan bueno con muestras cortas. En el primer test, el problema se origina debido a que la estimación del parámetro  $\alpha_2$ , ec.(4), converge lentamente.

El segundo test enfrenta otro problema. La elección del número de líneas de periodograma que se promedian ( $p$ ) es crítico, ya que si se lo elige pequeño para comparar un número suficiente de frecuencias ( $N/2p$ ), las v.a. resultantes no son tan normales como se espera. Por el contrario, si se elige  $p$  grande para lograr que el periodograma suavizado tenga una distribución lo suficientemente cercana a la normal, resulta un número pequeño de frecuencias a comparar, por lo que se pierde resolución en el eje de frecuencias. Es de notar que con una longitud de registro suficiente se pueden satisfacer ambos requisitos, lo que no ocurre con registros cortos.

A fin de evitar los problemas de los tests anteriores, el nuevo test (Test 3) está basado en el periodograma sin suavizar. El mismo es, asintóticamente, un conjunto de v.a. chi-cuadradas e independientes. Como muestran las simulaciones, este test tiene un mejor comportamiento en relación al nivel del mismo con el umbral asintótico.

**TEST 3: Definición.** Dadas  $N$  muestras de  $x(t)$  e  $y(t)$ , sea el siguiente estadístico:

$$T_s^N = \frac{1}{\sigma} \left\{ \sum_{k=1}^{N/2} a_k^2 [\log(I_N^x(\omega_k)) - \log(I_N^y(\omega_k))]^2 - \mu_N \right\} \quad (10)$$

donde

$$\mu_N = (a_1^2 + a_{N/2}^2) \cdot \pi^2 + \sum_{k=2}^{N/2-1} a_k^2 \cdot \frac{\pi^2}{3} \quad (11)$$

$$\sigma_N^2 = (a_1^4 + a_{N/2}^4) \cdot 4 \cdot \pi^4 + \sum_{k=2}^{N/2-1} a_k^4 \cdot \frac{16}{45} \cdot \pi^4 \quad (12)$$

Luego,

$$\begin{cases} \text{Si } T_s^N \leq d_s & \text{elegimos } \mathcal{H}_0 \\ \text{Si } T_s^N > d_s & \text{elegimos } \mathcal{H}_1 \end{cases} \quad (13)$$

Los parámetros  $a$  pueden ser elegidos arbitrariamente, pero una buena regla es:

$$a_k^2 = \begin{cases} 1 & \text{si } k=1, N/2 \\ \frac{3}{3 \cdot \sqrt{3}} & \text{si } k=1, N/2 \end{cases} \quad (14)$$

De este modo, todas las v.a. tienen la misma varianza (asintóticamente, por supuesto).

Veamos brevemente su comportamiento asintótico. Aplicando la transformación logarítmica a las líneas del periodograma obtenemos un conjunto de v.a. cuya varianza no depende de la densidad espectral de las señales. De este modo realizamos una comparación más justa entre las densidades

en diferentes frecuencias. Ahora, cuando sumemos el cuadrado de las diferencias entre ambos periodogramas logarítmicos obtendremos una única v.a. cuya distribución será normal. Si las señales tienen distribución normal, la varianza de esta v.a. está dada por la ec.(12). Si la hipótesis verdadera es  $\mathcal{H}_0$ , el valor medio estará dado por la ec.(11). Finalmente, el estadístico  $T_s$  resulta aproximadamente una v.a. normal con media cero y varianza unitaria. Como consecuencia, la probabilidad que  $T_s$  atraviese el umbral  $d_s$  está dado asintóticamente por:

$$P\{T_s^N > d_s\} = 1 - \phi(d_s) \quad (15)$$

donde  $\phi(\cdot)$  es la distribución normal.

El test definido por la ec.(10) no es exactamente independiente de la distribución de las señales. Para lograr esto, debemos sumar sólo  $M$  líneas de periodograma, de las  $N/2$  disponibles. Este  $M$  debe tender a infinito cuando  $N$  lo haga, pero no tan rápidamente como  $N$ . Este procedimiento es similar al hecho con el parámetro  $p$  del test 2, pero este  $M$  tiene muy poca influencia en el nivel del test.

#### Comparación entre tests

Ya que es muy difícil calcular el umbral teórico del test para un nivel dado, es costumbre utilizar el umbral asintótico aún con muestras cortas. El problema es que el nivel del test con muestras cortas depende de la forma del espectro y del número de muestras. Por lo tanto, la diferencia entre el nivel correcto y el asintótico se convierte en una suerte de índice de performance: cuanto menor es la diferencia mejor funciona el test. En este sentido, el nuevo test ha resultado ser el mejor entre los mencionados, como se desprende de las simulaciones de Montecarlo efectuadas.

Por supuesto, este índice de performance no es el único a ser tomado en cuenta. Por ejemplo, podemos considerar la potencia del test [ $\alpha$ ] como otro importante índice. La potencia es la probabilidad de elegir la hipótesis  $\mathcal{H}_1$  en presencia de  $\mathcal{H}_1$ . Sin embargo, estos tests no paramétricos están basados en diferentes distancias espectrales. Así, con algunas densidades espectrales algún test funcionará mejor que los demás, mientras que con otras, el que mejor funciona es otro. Por esto, es muy difícil seleccionar un par de espectros que sea justo con todos los tests.

Nosotros hemos estimado el nivel de cada test con señales construidas filtrando una secuencia blanca con filtros: pasa-bajos con un polo en  $0.5$ ; pasa-altos con un polo en  $-0.5$ ; y con magnitud constante. Con propósitos comparativos, el umbral de los tests fue calculado de manera que dieran asintóticamente un nivel del 5%.

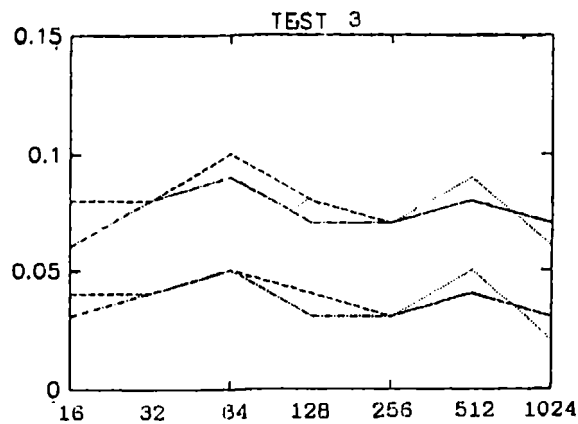
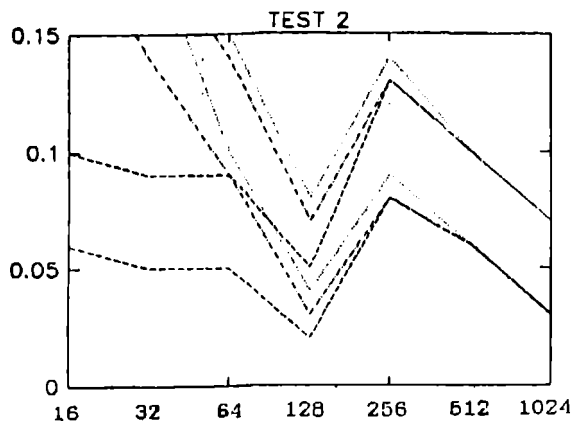
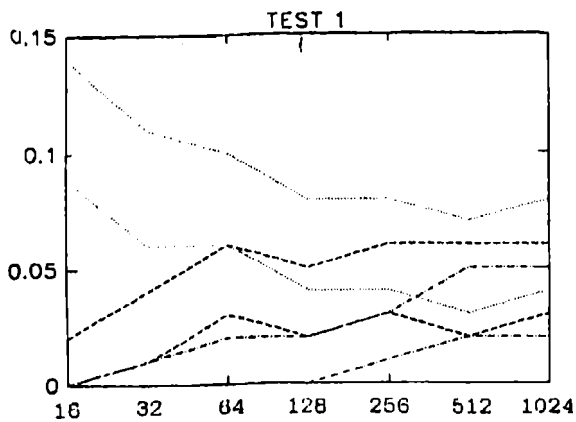


Fig.1: Intervalo de confianza del 95% del Nivel estimado vs. longitud del registro de datos, para diferentes espectros (distribución normal).  
 - - - Amplitud unitaria.  
 - . - . Pasa-bajos.  
 . . . Pasa-altos.

En la Fig.1 se ha graficado el intervalo de confianza del 95% del nivel estimado de cada test para las diferentes características espectrales estimadas. Esta figura representa el intervalo de confianza del nivel estimado vs. el tamaño de la muestra.

Se puede ver que los umbrales asintóticos de todos los tests funcionan satisfactoriamente cuando el tamaño de la muestra es relativamente largo (1024). En los tests 1 y 2, sin embargo, el umbral asintótico no es una buena aproximación del real. Más aún, ninguna elección es suficientemente buena debido a la gran dependencia del nivel del test con la forma del espectro.

El comportamiento irregular del test 2 en la Fig.1-b (no es monótono) es explicado por el hecho que el parámetro  $p$  de la ec.(8) es elegido arbitrariamente. Aunque tiene poca influencia cuando el registro de datos es largo, hace que el test 2 se comporte en forma diferente para distintas elecciones de  $p$ . Esta dependencia es mostrada en la Fig.2, intervalo de confianza vs.  $p$ , para  $N=64$ .

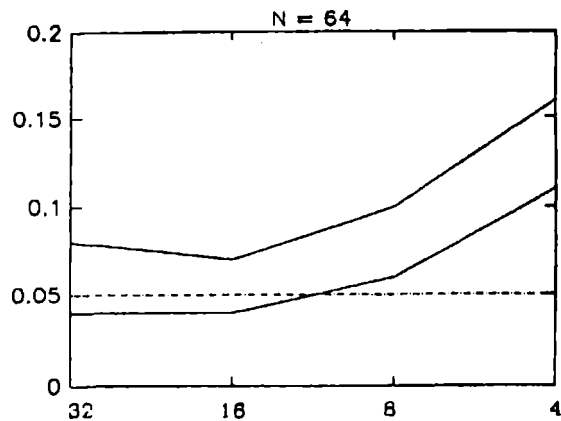


Fig.2: Intervalo de confianza del 95% del Nivel estimado vs. número de líneas de periodograma promediadas (Test 2,  $N=64$ ).

La Fig.3 muestra el intervalo de confianza de los tests 2 y 3 para señales con media cero y distribución uniforme, vs. tamaño de la muestra. El comportamiento es similar a aquel con señales con distribución Normal.

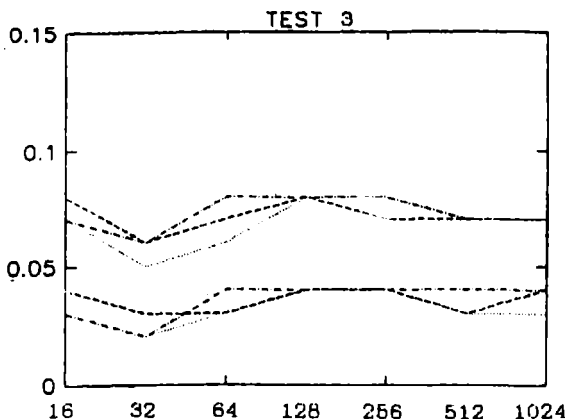
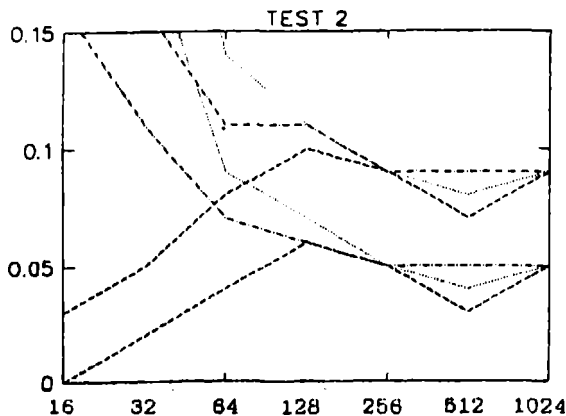


Fig.3: Intervalo de confianza del 95% del Nivel estimado vs. longitud del registro de datos, para diferentes espectros (distribución uniforme).

- - - Amplitud unitaria.  
 - . - . Pasa-bajos.  
 . . . . Pasa-altos.

### Conclusiones

Aún cuando la potencia de estos tests disminuye, como es de esperar, cuando el tamaño de la muestra decrece, mantener un umbral fijo (típicamente, el asintótico) es un buen objetivo. En efecto, esto permite el diseño del test en forma simple, sin considerar mayormente el efecto de tomar un número finito de muestras. También resulta práctico que el umbral no dependa del tipo de espectro de las señales. De otro modo, deberían precomputarse los umbrales correspondientes a cada uno de los espectros esperados. Peor aún, estos son habitualmente desconocidos.

Se ha mostrado por simulación como dos de los tests comunes en estos casos no poseen la características antes vistas. Se ha diseñado un nuevo test con un umbral cercano al asintótico, aún para muestras cortas; el que permanece independiente del tipo de espectro de las muestras.

Debido a que los tests están basados en diferentes distancias espectrales no se han comparado las potencias de los mismos. Ninguna elección de espectros hubiera sido suficientemente justa con alguno de ellos.

Si bien todos los tests utilizan el mismo número de muestras de ambas señales, se pueden modificar ligeramente para contemplar el caso de tener diferente largo de muestra de las señales  $x(t)$  e  $y(t)$ . Esta estructura de muestras de largo diferente es muy utilizada en los tests de detección de cambios, de aplicación para localizar el momento en que ocurre una falla en un equipo.

### REFERENCIAS

- [1] - Basseville, M. and Benveniste, A. (Eds.), *Detection of Abrupt Changes in Signals and Dynamical Systems*, Springer-Verlag, Berlin, 1985.
- [2] - Grenander, U. and Rosenblatt, M., *Statistical Analysis of Stationary Time Series*, J. Wiley & Son, New York, 1957.
- [3] - Priestley, M.B., *Spectral Analysis and Time Series*, Academic Press Inc., New York, 1981.
- [4] - Mood, A.M., Graybill, F.A. and Boes, D.C., *Introduction to the Theory of Statistics*, McGraw-Hill Inc., N. York, 1974.

Pablo O. Arambel nació en Olavarría, Argentina, el 24/5/63. Se graduó de Ing. en Electrónica en la U.N.L.P. en 1987. Fue becario de Iniciación de la U.N.L.P. (1988/90) y de Perfeccionamiento de la C.I.C.P.B.A. (1990 hasta la fecha). Sus temas de interés son el procesamiento estadístico de señales, en particular la detección de cambios en señales y sistemas.

Carlos H. Muravchik nació en Morón, Argentina, el 11/6/51. Se graduó de Ing. en Telecomunicaciones en la U.N.L.P. en 1973, M.Sc. in El. Engr. (1980), M.Sc. in Statistics (1983) y Ph.D. in El. Engr. (1983), todos en Stanford University. Fue Visiting Assistant Professor en Yale University (1983), miembro de la Comisión Nac. de Energía Atómica (1984/86), y actualmente es profesor en la U.N.L.P. e investigador de la C.I.C.P.B.A.. Sus temas de interés son el procesamiento estadístico de señales, identificación y modelización de sistemas, estimación espectral y teoría de sistemas no lineales.

MULTICAMINO Y SEÑALES DE BANDA ANCHA EN LA ESTIMACION  
DE LA DIRECCION DE ARRIBO DE UN FRENTE DE OLAS.

Constantino Rago\* y Carlos H. Muravchik\*\*

Laboratorio de Electrónica Industrial, Control e Instrumentación (LEICI)  
Depto. de Electrotecnia, Fac. de Ingeniería, Univ. Nacional de La Plata.  
CC 91, 1900 LA PLATA, ARGENTINA.

Resumen

La determinación de la Dirección de Arribo de Olas (DOA) es un parámetro importante en el diseño de construcciones portuarias y marítimas en general. En el presente trabajo se presentan dos métodos de estimación de la DOA a partir de registros de sensores de presión depositados en el lecho marino. Estos métodos están basados en la caracterización banda ancha del Subespacio de Ruido uno, y del Subespacio de Señal el otro [1], [2]. Debe tenerse en cuenta que, debido a la dependencia de la velocidad de propagación de las olas con la frecuencia, la variedad del arreglo (array manifold) no se puede calcular como se haría convencionalmente.

Se analiza el desempeño de ambos métodos para el caso de múltiples señales banda ancha, y por último su desempeño en un caso de señales correlacionadas (multicamino) con datos obtenidos en un cuenco generador de olas.

Abstract

The Direction of Arrival of water waves (DOA) is an important design consideration for water constructions (harbours, sea - breakers, etc.). We propose two methods to estimate the DOA from records of pressure sensors deployed on the sea-bottom. These methods are based on the broad band noise subspace and signal subspace multiple signal characterization (MUSIC) [1], [2]. The array manifold is not the natural extension to that computed for Music in the narrowband case, due to the frequency dependent velocity of propagation of waterwaves.

The wide-band, multiple signal case is analyzed for both methods and also the performance in the cross-correlated (multipath) case. Data records were obtained from a water-waves generator.

1. Introducción

Una consideración importante en el diseño de puertos, escolleras, y otras construcciones marítimas es la distribución de la Dirección de Arribo de olas (DOA).

Si bien en el área de oceanografía y análisis de olas existen una gran variedad de métodos y técnicas para estimar la DOA, la mayoría de ellos requieren el uso de equipos costosos y complicados, basados en el uso de boyas o arreglos de boyas especiales destinadas a medir la inclinación y altura de olas.

A diferencia de estos métodos convencionales de estimación de la DOA, en este trabajo se propone un método basado en el uso de un arreglo de sensores de presión depositado en el lecho submarino. Cada uno de estos sensores registra una versión filtrada de la altura de olas en el punto en el que se encuentra depositado el sensor, y es a partir de la relación de alturas (o amplitudes) entre los distintos sensores que se determinará la DOA.

La técnica utilizada se basa en una descomposición de la matriz de covarianza espectral calculada a partir de los registros de presión anteriores. Esta descomposición se lleva a cabo teniendo en cuenta un modelo de señal de banda ancha que contempla la geometría del arreglo y las características de variación de la velocidad de propagación de la olas con la frecuencia.

El uso de un arreglo de sensores sumergido presenta algunas ventajas importantes, como lo son el hecho de ser un sistema estático, sin necesidad de plataformas inerciales ni de sistemas de fondeado especiales como la mayoría de las boyas. Se debe destacar, además, que el sistema propuesto basado en sensores de presión, es substancialmente más económico que los sistemas actualmente en uso.

La principal desventaja de un arreglo de sensores de presión es la transferencia tipo pasabajo entre altura de ola - presión. La frecuencia de corte de esta transferencia decrece cuando la profundidad a la que se

\* Becario de perfeccionamiento de la Comisión de Investigaciones Científicas de la Provincia de Buenos Aires (CICPBA). J. T. P. UNLP  
\*\* Investigador CICPBA. Profesor UNLP.

encuentra el sensor aumenta. Sin embargo, esta no es una desventaja práctica, ya que la mayoría de las construcciones en donde es necesario estimar la DOA están emplazadas en lugares de poca profundidad (escolleras, muelles, etc.). Por otro lado, un problema bastante común en aguas poco profundas es la presencia de señales correlacionadas, originadas por la reflexión de las olas en la playa, rompeolas u otros obstáculos. Es por esta razón que los algoritmos propuestos fueron especialmente probados con señales correlacionadas.

Se presenta una simulación realizada con señales de banda ancha, y un segundo ejemplo en el que se muestra el efecto de multicamino. Para este último se trabajó con señales medidas en una batea generadora de olas en las que se dispuso un obstáculo para producir una reflexión sobre el mismo, de manera tal que a los sensores arribe una señal directa y una segunda, reflejada, muy correlacionada con la primera.

El algoritmo propuesto es capaz de estimar la DOA de varios frentes de olas simultáneos, y con una resolución angular muy superior a la obtenida con los métodos convencionales.

## 2. Modelización de olas

En algunas ocasiones las olas pueden verse como un proceso de banda angosta. Sin embargo, se utilizará una modelización como ondas transversales de banda ancha debido a que el proceso es no estacionario, y en general cambia su frecuencia central con los vientos, mareas, etc.

En general las olas no presentan un frente de onda plano, debido a que son distorsionadas por el fondo marino y por la forma de la costa. Sin embargo, las dimensiones del arreglo son mucho menores que estas distorsiones, por lo que, para el arreglo de sensores el frente de ondas se presentará como si fuera plano.

La presión causada por las olas en un punto cercano al fondo (proporcional a la altura de la ola en la superficie) es registrada por un sensor de presión del arreglo. La relación entre la altura de ola ( $\mathcal{A}$ ) y la presión ( $p$ ) en un punto ubicado  $\mathcal{D}$  metros debajo de la superficie es [5]

$$p(\mathcal{D}) = \rho g \frac{\cosh(k(\mathcal{D}))}{\cosh(kD)} \mathcal{A} \quad (1)$$

Donde  $D$  es la profundidad del lugar,  $\rho$  es la densidad del agua,  $g$  es la aceleración de la gravedad, y  $k = 2\pi/\lambda$  es el número de onda. Esta relación puede verse como un filtro pasabajos, con frecuencia de corte dependiente de  $D$  y  $\mathcal{D}$ , como se muestra en la figura 1.

Como se verá más adelante, para calcular la variedad del arreglo (v.a.) para cada frecuencia, es necesario conocer la velocidad de propagación, y para esto se debe entonces calcular la longitud de onda  $\lambda$  para cada frecuencia, que está relacionada con el nro. de onda  $k$  y la profundidad  $D$  por:

$$\omega^2 = g k \tanh(k D) \quad (2)$$

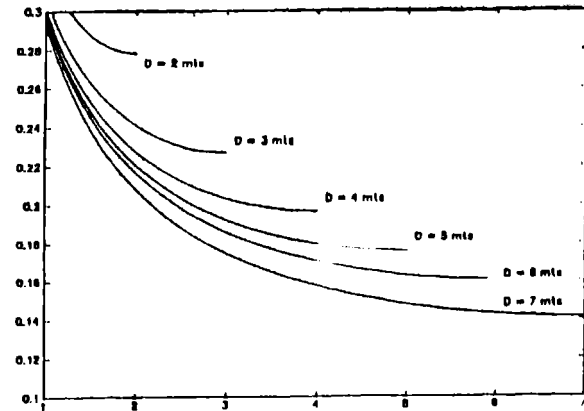


fig. 1: Frecuencia de corte en Hz en función de la posición del sensor ( $z$ ) en un punto con profundidad ( $D$ ).

Esta ecuación se resolvió por medio de un algoritmo de Newton-Raphson modificado. La dependencia no lineal entre  $\lambda$  y  $\omega$  introduce una velocidad de propagación variable, la que a su vez modifica la v.a. para cada frecuencia de interés.

El retardo de la señal entre los distintos sensores es una función de las coordenadas relativas de los sensores, de la DOA y de la velocidad de propagación de las olas (esencialmente, de sus componentes).

Introduciremos a continuación una notación matricial para la descripción del modelo. El vector con las señales recibidas en el instante  $t$  por el arreglo de sensores será descrito por un vector columna de  $p \times 1$ , denominado comúnmente 'snapshot'

$$\mathbf{x}(t) = [x_1(t) \ x_2(t) \ \dots \ x_p(t)]^T \quad (3)$$

donde  $p = \#$  de sensores

$x_i =$  señal a la salida del  $i$ -ésimo sensor

Tomamos por ahora una sola señal  $f_1$  incidiendo sobre el arreglo de sensores. Bajo las suposiciones que i) la señal no se atenúa al viajar de un sensor a otro sino que sólo se retarda (lo que se fundamenta en el pequeño tamaño del arreglo) y ii) el ruido predominante es aditivo, (3) puede describirse de la siguiente manera:

$$\mathbf{x}(t) = \begin{bmatrix} f_1(t - \tau_1) \\ f_1(t - \tau_2) \\ \vdots \\ f_1(t - \tau_p) \end{bmatrix} + \bar{\mathbf{n}}(t) \quad (4)$$

donde  $\bar{\mathbf{n}}(t)$  es el vector de ruido. Cuando  $f_1$  es una señal de banda ancha, puede ser vista como una suma de señales de banda angosta, cada una con su retardo apropiado. Esto constituye por sí mismo un modo de tratar las señales de banda ancha. De otra forma, tomando la transformada de Fourier de  $\mathbf{x}(t)$  se obtiene:

$$\bar{x}(\omega) = [e^{j\omega\tau_1} \ e^{j\omega\tau_2} \ \dots \ e^{j\omega\tau_p}] \cdot f_1(\omega) + \bar{n}(\omega) \quad (5)$$

Si hay más de una señal incidente, la señal recibida será la suma de vectores de la forma anterior, esto es:

$$\bar{x}(\omega) = a(\theta_1, \omega) f_1(\omega) + \dots + a(\theta_q, \omega) f_q(\omega) + \bar{n}(\omega) \quad (6)$$

donde el vector  $a$  es el vector exponencial de la ecn. (5) con los retardos apropiados. En forma matricial, (6) se puede reescribir como:

$$\bar{x}(\omega) = A(\bar{\theta}, \omega) \cdot \bar{f}(\omega) + \bar{n}(\omega) \quad (7)$$

Si el ruido  $\bar{n}(t)$  no está correlacionado con la señal  $f(t)$ , entonces la matriz de covarianza espectral (m.c.e.) de las señales recibidas quedará expresada como:

$$C_{xx}(\omega) = A(\bar{\theta}, \omega) C_{ff}(\omega) A(\bar{\theta}, \omega)^H + \sigma^2 C_{nn}(\omega) \quad (8)$$

La matriz  $A(\bar{\theta}, \omega)$ , cuyas columnas fueron denotadas como  $a(\theta_i, \omega)$  será denominada la *variedad del arreglo* ('array manifold'). La matriz  $C_{ff}(\omega)$  es la m.c.e. de los emisores, y  $C_{nn}(\omega)$  es la m.c.e. del ruido.

### 3. Descomposición de la Matriz $C_{xx}(\omega)$ en sus autovectores y autovalores.

Daremos a continuación una descripción de los dos métodos en los que se basará la estimación de la DOA.

#### a) Subespacio de Ruido

De la misma manera que en el método MUSIC [2] se descompone la matriz de covarianza (temporal), en este caso se descompondrá la matriz de Covarianza Espectral  $C_{xx}(\omega)$  en sus autovalores y autovectores generalizados, esto es

$$C_{xx}(\omega) e_i = \lambda_i C_{nn}(\omega) e_i \quad (9)$$

Cuando el nro. de sensores ( $p$ ) es mayor que el nro. de emisores ( $q$ ), se puede demostrar que ([1], [2])  $\sigma^2$  es el menor de los autovalores de  $C_{xx}$  y los autovectores asociados a este autovalor verifican

$$C_{ff}(\omega) A(\bar{\theta}, \omega)^H e_i = 0, \quad i=q+1, \dots, p \quad (10)$$

Si  $C_{ff}(\omega)$  es no singular, i.e. el rango de  $C_{ff}(\omega) = q$ , entonces la ecn. (10) se reduce a

$$\sum_{i=q+1}^p a(\bar{\theta}_i, \omega)^H e_i = 0 \quad (11)$$

la cual es similar a la relación deducida

por Schmidt [2], con la diferencia que  $e_i$  es un autovector de la matriz de covarianza espectral. La ecn. (11) debe ser evaluada para cada una de las frecuencias, tomando una por una las columnas de la variedad del arreglo y post-multiplicándola por todos los autovectores de ruido.

Cuando dos o más señales incidentes están correlacionadas,  $C_{ff}$  deja de ser no singular, y la relación dada por (11) deja de ser válida, puesto que se dedujo suponiendo que  $C_{ff}$  era no singular. Por lo tanto, los vectores  $a(\theta)$  que verifican la ecn. (11) no son correctos en el sentido que no son los únicos que verifican la ecn. 10.

#### b) Subespacio de Señal

A partir de la ecn. (8), y utilizando (9), es posible hallar que

$$(I - A(\bar{\theta}, \omega) A(\bar{\theta}, \omega)^{\dagger}) C_{nn}(\omega) e_i(\omega) = \bar{0} \quad (12)$$

for  $i=1, \dots, q$

( $\dagger$  indica la inversa de Moore-Penrose). Esta ecuación pone en evidencia que los autovectores generalizados  $e_i$  son  $C_{nn}$  ortogonales al complemento ortogonal del subespacio columna de  $A$ . Para hallar las columnas que mejor se ajustan a la ecn. (12), se podría pensar en una evaluación directa de (12) para todos los posibles  $A$  construidos tomando  $q$  diferentes columnas sobre la grilla de  $\theta$  de interés. Sin embargo, esta no es una tarea sencilla por la gran demanda computacional, y es por esta razón que se utilizará un aproximación iterativa.

### 4. Descripción del Algoritmo utilizado en la aproximación del Subespacio de Señal.

Como se ha visto, no es una tarea sencilla el evaluar la ecn. (12) para todas las posibles combinaciones de columnas de  $A$ , (normalmente  $A$  está precalculada sobre una grilla de  $\theta$  para cada frecuencia). El método de estimar la matriz  $A$  que minimiza el funcional cuadrático de (12) está basado en la ortogonalización de Gram-Schmidt, y es similar al método de 'beamforming' secuencial propuesto por Max y Ziskind ([3]). Los pasos del algoritmo son los siguientes:

- \* Estimar la matriz  $C_{xx}(\omega)$  para cada una de las frecuencias (la matriz  $C_{nn}$  se tomará como la identidad).
- \* Hallar los autovectores y autovalores de  $C_{xx}$ , y ordenarlos en forma descendente

$$\lambda_1 > \lambda_2 > \dots > \lambda_p$$

1- Evaluar el funcional de (12) para el autovector asociado con el máximo autovalor para la grilla de  $\theta$  de interés como:



$$J = \mathbf{e}_1^H \left[ \mathbf{I} - \frac{\mathbf{a}(\theta_1, \omega) \mathbf{a}(\theta_1, \omega)^H}{\mathbf{a}(\theta_1, \omega)^H \mathbf{a}(\theta_1, \omega)} \right] \mathbf{e}_1 \quad (13)$$

y hallar el  $\theta = \theta_1$  tal que  $J$  sea mínimo.  
2- Construir la matriz

$$P_1 = \frac{\mathbf{a}(\theta_1, \omega) \mathbf{a}(\theta_1, \omega)^H}{\mathbf{a}(\theta_1, \omega)^H \mathbf{a}(\theta_1, \omega)}$$

3- Proyectar los vectores  $\mathbf{a}$  de la v.a. en el complemento ortogonal al subespacio  $\mathbf{a}(\theta_1, \omega)$

$$\tilde{\mathbf{a}}(\theta, \omega) = (\mathbf{I} - P_1) \mathbf{a}(\theta, \omega) \quad (14)$$

4- Evaluar el siguiente funcional

$$J = \sum_{i=1}^2 \mathbf{e}_i^H \left[ \mathbf{I} - P_i - \frac{\tilde{\mathbf{a}}(\theta_i, \omega) \tilde{\mathbf{a}}(\theta_i, \omega)^H}{\tilde{\mathbf{a}}(\theta_i, \omega)^H \tilde{\mathbf{a}}(\theta_i, \omega)} \right] \mathbf{e}_i \quad (15)$$

y hallar  $\theta = \theta_2$  tal que  $J$  sea mínimo  
5- Hallar la matriz

$$P_2 = P_1 + \frac{\tilde{\mathbf{a}}(\theta_2, \omega) \tilde{\mathbf{a}}(\theta_2, \omega)^H}{\tilde{\mathbf{a}}(\theta_2, \omega)^H \tilde{\mathbf{a}}(\theta_2, \omega)}$$

6- Repetir los pasos 3, 4, 5 con  $P = P_1$ ,  $\theta = \theta_1$ , agregando un autovector más en (15) en cada iteración.

Este procedimiento es repetido una cantidad de veces igual al nro. de señales incidentes al arreglo.

## 5. Resultados obtenidos

Se realizaron dos tipos de prueba para verificar el desempeño de los dos métodos propuestos, la primera con datos simulados, y la segunda con datos reales obtenidos de un generador de olas.

Para el primer caso se simularon dos señales de banda ancha decorrelacionadas cuya característica en frecuencia se muestra en la fig. 2.

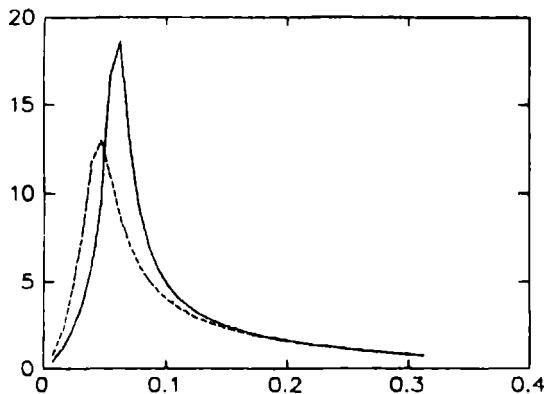


fig. 2. Característica en frecuencia de las señales simuladas

El arreglo de sensores para este caso consta de 5 sensores dispuestos: 4 en los vértices

7.3.4.

de un rectángulo de 1 m. de lado, y el quinto en el centro. La longitud de onda para la frecuencia central es aproximadamente .75 m. Una de las señales incide con un ángulo  $\theta_1 = 34^\circ$  y potencia  $P_1 = 11.5$  db, y la segunda con  $\theta_2 = 144^\circ$  y potencia  $P_2 = 12.3$  db. En la fig. 3 se pueden observar los resultados obtenidos con el método basado en el subespacio de ruido, y en la fig. 4 los resultados obtenidos con el basado en el subespacio de señal. En ambos casos se supuso que la cantidad de señales incidentes eran 3.

En un segundo ejemplo simulado se adicionó ruido blanco de potencia  $\sigma^2 = 16$  db, manteniendo el resto de las condiciones sin cambio. En estas condiciones se puede observar un mejor desempeño del método basado en el subespacio de señal frente al basado en el subespacio de ruido. En las figuras 5 y 6 se muestran los resultados para ambos casos.

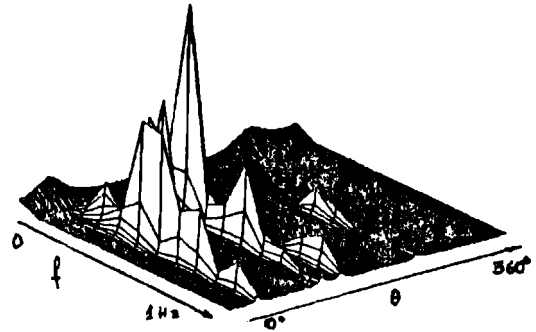


fig.3. Gráfico frecuencia-DOA para el método del Subespacio de Ruido,  $q=3$ , sin ruido.

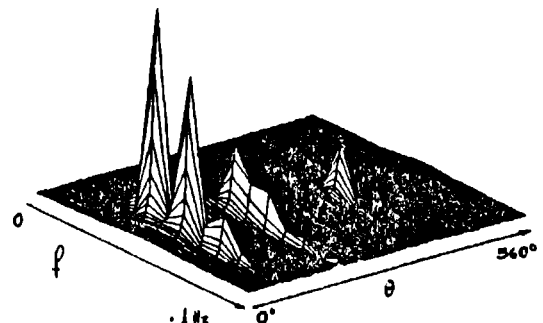


fig.4. Gráfico frecuencia-DOA para el método del Subespacio de Señal,  $q=3$ , sin ruido

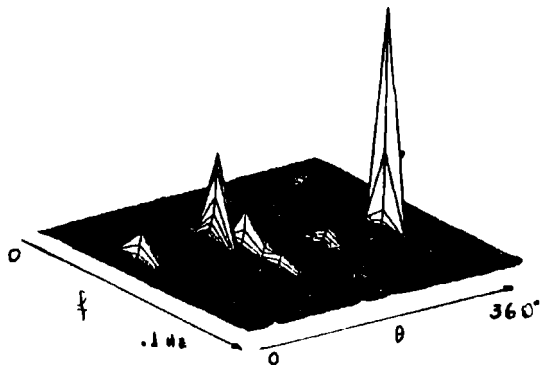


fig.5. Gráfico frecuencia-DOA para el método del Subespacio de Ruido,  $q=3$ , potencia ruido = 16 db

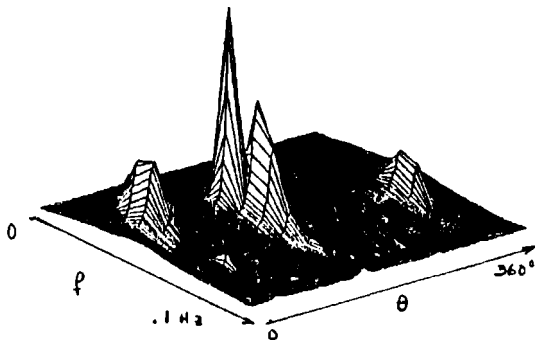


fig.6. Gráfico frecuencia-DOA para el método del Subespacio de Señal,  $q=3$ , potencia ruido = 16 db

Como se dijo anteriormente, la segunda prueba que se realizó se basó en datos obtenidos de un generador de olas del Depto. de Hidráulica, Fac. de Ingeniería, Universidad Nacional de LA PLATA. En la fig. 7 se puede observar un diagrama esquemático del generador y la disposición del arreglo de sensores. El generador de olas se puede deslizar sobre las paredes del cuenco, cambiando el ángulo de incidencia del frente de olas con respecto al arreglo de sensores. Se dispuso además una pared, móvil, destinada a producir una reflexión de la onda incidente, de manera tal que al arreglo de sensores arriben dos señales fuertemente correlacionadas. Las paredes del cuenco tienen orificios destinados a atenuar la onda incidente, de manera tal de no

producir onda reflejada. Cabe agregar que la frecuencia y amplitud de las olas generadas puede ser cambiada.

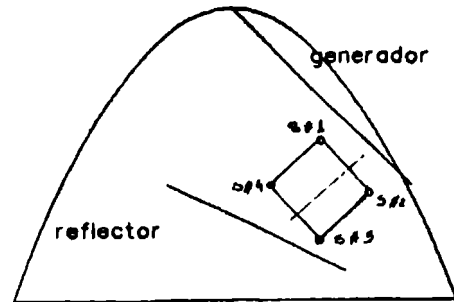


fig. 7 Diagrama esquemático del generador de olas

El arreglo de sensores está compuesto por cuatro sensores montados en los vértices de un rectángulo de 1.07 m x .835 m. En los datos analizados en el ejemplo que se verá a continuación, tanto el generador como el reflector y el arreglo se dispusieron aproximadamente como en la fig. 7, produciéndose un onda reflejada muy clara. En la fig. 8 se pueden ver los resultados obtenidos con el método basado en el subespacio de ruido, y en la fig. 9 los obtenidos con el basado en el subespacio de señal, asumiendo dos señales incidentes en ambos casos.

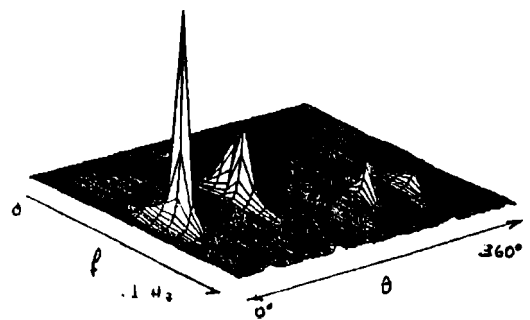


fig.8. Gráfico frecuencia-DOA para el método del Subespacio de Ruido,  $q=2$

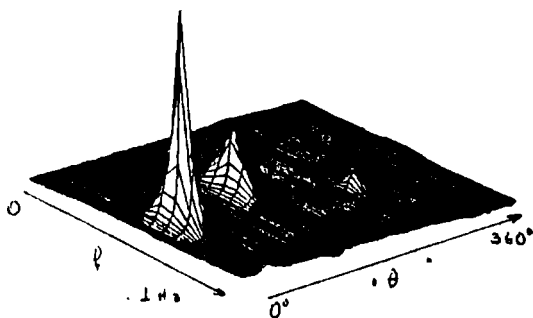


fig.9. Gráfico frecuencia-DOA para el método del Subespacio de Ruido,  $q=2$

## 6. Conclusiones

Los métodos presentados en este trabajo, si bien computacionalmente son más complicados que los basados en mediciones de inclinación y altura de ola en un punto, permiten resolver más de una señal incidente, de banda ancha e inclusive correlacionadas, situaciones todas estas en las cuales los métodos convencionales tienen serios problemas.

Como se puede ver de los ejemplos anteriores, los dos métodos presentan una excelente resolución angular, incluso con señales correlacionadas.

Si bien en el caso de relación señal ruido alta el método basado en el subespacio de ruido presenta una mejor resolución angular, al disminuir la relación señal a ruido, su desempeño empeora notablemente, a diferencia del método basado en el subespacio de señal, el que demuestra tener una buena resolución angular aún en el caso de baja SNR.

## 7. Referencias

- [1] J. A. Cadzow, "Multiple Source Location. The Signal Subspace Approach", *IEEE Trans. Acoust., Speech, Signal Processing*, Vol. 38, pp.1110-1125, July 1990.
- [2] R.O. Schmidt, "A signal Subspace approach to multiple signal emitter location and spectral estimation", Ph.D. Dissertation, Stanford University, 1981.
- [3] I. Ziskind and M. Wax, "Maximum likelihood localization of multiple sources by alternating projections", *IEEE Trans. Acoust., Speech, Signal Processing*, Vol.36, pp. 1553-1560, Oct. 1988.
- [4] Tonguet-Higgins, M.S; Cartwright, D.E;

Smith, N.D; (1983), "Observations of the Directional Spectrum of Sea Waves Using the Motions of a Floating Buoy", *Ocean Wave Spectra*, Prentice-Hall, Englewood Cliffs, N.J., pp. 111-136.

[5] M. D. Earle, J.M. Bishop, "A practical guide to ocean wave measurement and Analysis", Endeco, Inc. Marion, MA. 1989.

Constantino Rago nació en Olavarría, Argentina, el 8/12/61. Se graduó de Ing. en Electrónica en la U.N.L.P. en 1986. Fue becario de Iniciación de la Comisión de Investigaciones Científicas de la Provincia de Bs. As. (CICPBA) (1986-1988). Actualmente es Becario de Perfeccionamiento (1988 hasta la fecha) de la misma institución y Jefe Trab. Prácticos de la Fac. de Ingeniería, U.N.L.P. Sus temas de interés son el procesamiento estadístico de señales, en particular arreglos de sensores y estimación de dirección de arribo.

Carlos H. Muravchik nació en Morón, Argentina, el 11/6/51. Se graduó de Ing. en Telecomunicaciones en la U.N.L.P. en 1973, M.Sc. in El.Engr. (1980), M.Sc. in Statistics (1983) y Ph.D. in El.Engr. (1983), todos en Stanford University. Fue Visiting Assistant Professor en Yale University (1983), miembro de la Comisión Nac. de Energía Atómica (1984/86), y actualmente es profesor en la U.N.L.P. e investigador de la C.I.C.P.B.A.. Sus temas de interés son el procesamiento estadístico de señales, identificación y modelización de sistemas, estimación espectral y teoría de sistemas no lineales.

# RESTAURAÇÃO DE GRAVAÇÕES FONOGRAFICAS POR MEIO DE PROCESSAMENTO DIGITAL DE SINAIS

Kenia Pena de Souza  
José Geraldo Chiquito  
Universidade Estadual de Campinas  
Caixa Postal 6101 Campinas-SP Brasil

## RESUMO

Este trabalho descreve algumas técnicas digitais empregadas na recuperação de gravações antigas realizadas em discos de 78 rpm. Nestas gravações podem ser encontrados, basicamente, dois tipos de ruídos: impulsivo, produzido pelos defeitos na superfície do disco, e do tipo gaussiano, produzido pelas micro-irregularidades dos plásticos utilizados nos discos de 78 rpm.

A eliminação do ruído impulsivo foi realizada através de um esquema de detecção de impulsos e restauração não linear.

A redução do ruído gaussiano aproveitou-se do fenômeno de mascaramento apresentado pelo ouvido humano. Foram implementadas três técnicas: um filtro digital dinâmico, técnica da divisão do espectro de áudio e a técnica mista.

## ABSTRACT

This paper discusses some digital techniques for restorations of old records from phonograph disks (78 rpm). In those records, two kinds of noise can be found: impulsive, caused by scratches, dust, etc., and gaussian noise, caused by micro-irregularities of the material.

To remove the impulsive noise, we used a scheme of impulse detection and nonlinear restoration.

The reduction of gaussian noise uses the auditory masking phenomenon. Three techniques were implemented: Digital Dynamic Filter, Filter Bank and a Mix Technique.

## 1 INTRODUÇÃO

Com a introdução das técnicas digitais, as gravações de áudio atingiram praticamente a perfeição. Entretanto, as gravações antigas, principalmente aquelas realizadas na primeira metade do século, apresentavam grandes degradações de qualidade, devido à precária tecnologia então empregada.

Além da reduzida gama dinâmica, limitações de faixa de frequência e presença de distorções não lineares, as gravações antigas são muito afetadas por alto nível de ruído. O ruído impulsivo na reprodução de discos pode ser causado, por exemplo, por um arranhão, um grão de poeira incrustado, etc. O ruído do tipo gaussiano produz o efeito de

chiado na música. Este efeito é muito acentuado nas gravações mais antigas.

Este trabalho tem por finalidade recuperar gravações antigas, de grande valor artístico, cultural e histórico, realizadas em discos de 78 rpm, aplicando técnicas digitais.

Para redução do ruído foi utilizado um sistema de aquisição de dados para digitalizar o sinal de música a uma taxa de amostragem de 40 kHz, com 12 bits/amostra [12]. O processamento foi realizado em um microcomputador do tipo IBM-PC (figura 1).

## 1.1 SISTEMAS DE REDUÇÃO DE RUÍDO EM SINAIS DE ÁUDIO

Os sistemas de redução de ruído podem ser classificados em dois grupos: complementares e não complementares. Os sistemas complementares em princípio, não introduzem alterações no sinal de áudio gravado, quando observado na entrada e na saída da cadeia de gravação/reprodução, pois nestes sistemas é realizada uma compressão da gama dinâmica do sinal de áudio antes da gravação e na reprodução uma expansão complementar restaura a gama dinâmica original. A gama dinâmica de um programa musical pode ser definida como a diferença (em dB) entre a potência da passagem mais forte pela potência da passagem mais fraca. A limitação da gama dinâmica das gravações antigas se dava principalmente pela deficiência dos meios de armazenamento da informação de áudio: discos e fitas magnéticas.

Os sistemas não complementares em geral utilizam técnicas baseadas no fenômeno físico-acústico do mascaramento apresentado pelo ouvido humano para reduzir o ruído em sinais de áudio já gravados. O mascaramento auditivo é uma característica bastante conhecida da audição humana onde a capacidade de se ouvir um som mais fraco é reduzida ou inibida na presença de outro som mais forte [1]. Os sistemas não complementares são usados apenas na reprodução, como por exemplo, em discos fonográficos, em fitas cassetes gravadas sem o sistema Dolby, etc.

A maioria dos sistemas não complementares, mesmo os mais aperfeiçoados, apresentam limitações. Dentre elas, pode-se citar o efeito da modulação do ruído pelo sinal, que altera o colorido natural da música. A modulação do ruído pelo sinal é um

fenômeno indesejável que ocorre quando existem mudanças do nível do ruído junto com a música. Entretanto, somente o sistema não complementar pode ser empregado para a restauração das gravações antigas, já que, evidentemente, estas gravações não podem ser refeitas.

## SISTEMAS COMPLEMENTARES

Os sistemas complementares se dividem em dois tipos: alto nível e baixo nível. O sistema de alto nível utiliza a compressão e expansão apenas nos sinais fortes. Inversamente, o sistema de baixo nível utiliza compressão e expansão nos sinais fracos [2].

Um sistema complementar de baixo nível bastante conhecido foi desenvolvido por Dolby (duas versões Dolby A e Dolby B). O sistema Dolby A [3] divide o espectro de áudio em quatro faixas de frequência e aplica uma amplificação nas faixas individuais. Devido ao seu custo e complexidade, este sistema é somente utilizado em gravadores de fita profissionais, em estúdios de gravação.

A versão mais simples, o Dolby B [3], foi projetado para gravadores de fita domésticos. Para manter o custo baixo, a divisão do espectro de áudio em quatro faixas foi substituída por um único filtro passa-altas com corte em 600 Hz. Seu uso em gravadores ficou muito popular com a utilização de circuitos integrados.

## SISTEMAS NÃO COMPLEMENTARES

A preocupação em reduzir ruído em sinais já gravados não é uma coisa nova. Em 1947 Scott desenvolveu um sistema conhecido como "Supressor Dinâmico de Ruído" que usava o fenômeno do mascaramento para reduzir ruído em discos fonográficos de 78 rpm [4]. Este sistema era basicamente um filtro passa-banda com cortes abruptos, cujas frequências de corte eram determinadas pela energia em bandas fixas.

A partir da década de 50 houve um melhoramento substancial na qualidade das gravações, devido ao avanço tecnológico da indústria de gravação, que acabou levando ao abandono do sistema de Scott.

Na década de 70 surgiram outros sistemas não complementares. Em 1971 Burwen criou um "Filtro Dinâmico de Ruído" [5], que era baseado numa idéia parecida à utilizada no supressor de ruído de Scott.

Ives (1972) desenvolveu um filtro passa-baixas com corte abrupto, posicionado pela quina do espectro da música. Essa quina era obtida através da derivada do espectro a curto prazo da música. Dessa forma, era feita uma filtragem dinâmica que variava com o real espectro da música [6].

Orban (1974) desenvolveu um sistema de expansão multibanda também baseado no fenômeno do mascaramento. Seu sistema dividia a banda de áudio em seções, semelhante a um equalizador gráfico [7].

Um sistema não complementar de desenvolvimento recente utiliza o CI LM1894 projetado pela National [8] e foi denominado de DNR (Stereo Noise Reduction System).

## 2. ALGUMAS TÉCNICAS DIGITAIS DE REDUÇÃO DE RUÍDO EM SINAIS DE ÁUDIO

### 2.1 REDUÇÃO DO RUÍDO IMPULSIVO

A técnica utilizada para a eliminação do ruído impulsivo (figura 2) foi baseada em um esquema de detecção de impulsos e restauração não linear (figura 3). O esquema de detecção de impulsos é composto por três estágios: filtro passa-altas, detector de envoltória e um estágio derivador com ajuste automático de limiar. Estes estágios detectam a presença de um impulso de ruído e acionam o restaurador não linear que elimina o ruído do sinal.

### FILTRO PASSA-ALTAS

Sabe-se que a energia do espectro de música se concentra em torno de 1 kHz. Assim, com a finalidade de separar a música do ruído (ou seja destacar o ruído em relação ao sinal de música), foi utilizado um filtro passa-altas, no esquema de detecção. O filtro passa-altas tem uma inclinação de 18 dB/oitava abaixo de 1 kHz e de 12 dB/oitava entre 1 kHz e 5kHz. Estes valores foram baseados em [8].

Para implementação do filtro passa-altas na forma digital, foram utilizados filtros IIR (resposta impulsiva infinita). A função de transferência do filtro digital foi obtida pela aplicação da transformação bilinear [9].

### DETECTOR DE ENVOLTÓRIA

O sinal filtrado pelo filtro passa-altas é submetido a um detector de envoltória. Na implementação digital do detector de envoltória, as constantes de tempo (ataque e relaxamento) foram escolhidas empiricamente através da análise do sinal de saída do filtro passa-altas. Uma escolha que se mostrou adequada foi 0.05 ms para o tempo de ataque e 5 ms para o tempo de relaxamento.

### DERIVADOR COM AJUSTE AUTOMÁTICO DE LIMIAR.

A borda de subida da envoltória do sinal é detectada através do estágio Derivador. Este estágio calcula a derivada usando 2 amostras consecutivas da envoltória, e compara esta derivada com um limiar determinado automaticamente.

A detecção do ruído, é feita através da comparação do limiar com a derivada da envoltória. Caso seja encontrado um pulso de ruído, o restaurador é acionado, retirando o ruído do sinal. Esta restauração faz uma espécie de "cirurgia" no sinal, retirando as amostras em torno ( $\pm 1$  ms) do ponto onde foi detectado o ruído e ligando estes pontos com uma reta. A quantidade de sinal de áudio perdida com esta restauração é imperceptível ao ouvido humano.

A figura 4 (a) apresenta um trecho da música TICO-TICO NO FUBÁ de Zequinha de Abreu com ruído impulsivo. A figura 4 (b) apresenta o mesmo trecho de música restaurado, observa-se que o trecho restaurado é da ordem de 2 ms. Este trecho é inaudível e produz uma melhora substancial a música.

É importante ressaltar que a remoção do ruído impulsivo deve ser aplicado antes do processamento para o ruído gaussiano, para evitar que o algoritmo de redução do ruído gaussiano seja acionado desnecessariamente na presença do ruído impulsivo.

## 2.2 - ELIMINAÇÃO DO RUÍDO GAUSSIANO

Baseado nos sistemas de redução de ruído não complementares descritos no item 1.1 e no fenômeno do mascaramento apresentado pelo ouvido humano, implementaram-se três técnicas para a redução do ruído gaussiano: o filtro digital dinâmico, a técnica da divisão do espectro de áudio e uma técnica mista.

Antes da implementação foram medidos alguns espectros de trechos de gravações antigas. Verificou-se que estes espectros não contêm harmônicas significativas acima da frequência de 8 kHz. A inexistência de componentes espectrais significativas acima de 8 kHz nas gravações antigas permite que se faça um corte prévio nas frequências acima deste valor, eliminando-se uma parte significativa do ruído, sem prejuízo da parte musical.

### 2.2.1 FILTRO DIGITAL DINÂMICO

A figura 5 apresenta o diagrama básico do filtro digital dinâmico. O sinal de áudio é processado por um filtro passa-baixas cuja frequência de corte é ajustada entre 1 kHz e 15 kHz pelo sinal desenvolvido no bloco de controle. Na ausência do sinal de controle, a frequência de corte do filtro fica fixa em 1 kHz. Isto acontece quando não existe sinal de música na entrada do filtro e ruído de fundo da gravação é insuficiente para estabelecer um sinal de controle que incremente a frequência de corte do filtro passa-baixas além de 1 kHz. Inversamente, quando existe sinal de música na entrada do filtro, o sinal desenvolvido pelo bloco de controle é suficiente para incrementar a frequência de corte do filtro passa-baixas de tal maneira que todas as componentes harmônicas do sinal são transmitidas pelo filtro passa-baixas. As componentes do ruído que passam com o incremento da frequência de corte do filtro passa-baixas são mascaradas pelo sinal e são pouco audíveis.\*

Apesar da inexistência de componentes espectrais significativas acima de 8 kHz nas gravações antigas, o filtro digital dinâmico apresentou o efeito da modulação do ruído muito acentuado quando se impôs o limite para a frequência de corte em 8 kHz. A elevação do limite para 15 kHz diminuiu bastante este efeito.

### FILTRO PASSA-BAIXAS

O filtro passa-baixas é um filtro digital que tem uma resposta plana abaixo da frequência de corte e uma inclinação com atenuação constante acima da frequência de corte. É do tipo Butterworth e foi implementado em duas versões: com inclinação de 12 dB/oitava e 18 dB/oitava, respectivamente. Os filtros digitais são obtidos pela utilização da transformação bilinear

### FILTRO PASSA-ALTAS

Como citado anteriormente, o filtro passa-baixas dinâmico é usado para cortar ou transmitir os sinais acima de 1 kHz, onde existem basicamente harmônicos dos instrumentos.

Para que o sinal de controle seja obtido a partir da energia das componentes espectrais acima de 1 kHz, o bloco de controle utiliza um filtro passa-altas cujas características são as mesmas do filtro passa-altas utilizado na eliminação do ruído impulsivo. O filtro passa-altas apresenta sensibilidade baixa para frequências abaixo de 1 kHz, onde está a maior parte do programa musical.

### DETECTOR DE ENVOLTÓRIA

O detector de envoltória, tem constantes de tempo um pouco diferentes daquelas empregadas na eliminação do ruído impulsivo. Os tempos de ataque e relaxamento são baseados na dinâmica do sinal e nas características do ouvido humano. Se o detector não responder rapidamente às bordas de transientes da música, haverá uma distorção no sinal, resultando na perda das componentes iniciais de altas frequências. O tempo de ataque escolhido foi 0,5 ms, suficiente pequeno para cobrir todos os casos encontrados na prática.

Cessando o transiente musical, a saída do detector deve retornar ao nível inicial. Escolheu-se empiricamente um tempo de relaxamento baseado na observação do sinal de saída do filtro passa-altas, que varia para cada tipo de música.

Uma má escolha das constantes de tempo do detector, pode provocar o efeito da modulação do ruído pelo sinal.

### CONTROLADOR

Baseado na envoltória do sinal de áudio, o estágio controlador fornece a frequência de corte variável do filtro passa-baixas. Para realizar esta função o controlador foi implementado usando a curva apresentada na figura 6. Entre os pontos P1 e P2 pode ser implementado uma curva retilínea ou parabólica ou ainda  $x^{1/n}$  (onde  $x = (SC - SC1)/(SC2 - SC1)$ ) para controlar o filtro passa-baixas dinâmico. Os sinais SC1 (nível mínimo da envoltória do sinal) e SC2 (nível máximo da envoltória do sinal) são determinados experimentalmente através da observação do sinal de saída do detector. Os valores F1 e F2 representam as frequências de corte do filtro passa-baixas 1 kHz e 15 kHz, respectivamente.

Observando a figura 6 nota-se que a curva  $x^{1/n}$  incrementa a frequência de corte mais rapidamente que a curva retilínea e parabólica, conseqüentemente a implementação da curva  $x^{1/n}$  reduz menos o ruído que a curva retilínea e a parabólica.

A partir dos resultados obtidos concluiu-se que a opção mais adequada poderia ser a utilização de uma curva intermediária entre a retilínea e a parabólica. Assim utilizou-se a curva  $x^{1,5}$  (entre os pontos P1 e P2) que produziu os melhores resultados na maioria dos casos testados, pois eliminou grande parte do ruído sem causar o efeito da modulação do ruído

Para o filtro passa-baixas dinâmico com a atenuação em 18 dB/oitava, os resultados obtidos não foram tão satisfatórios em relação aos resultados com uso da atenuação em 12 dB/oitava, pois causou muita perda nas componentes de altas frequências do sinal, além de ficar mais sensível ao efeito da modulação do ruído, mesmo quando implementou-se a curva  $x^{1/2}$ , que elimina menos ruído que as outras curvas.

## 2.2.2 TÉCNICA DA DIVISÃO DO ESPECTRO DE ÁUDIO

A técnica da divisão do espectro de áudio é um esquema de redução de ruído mais elaborado, baseado na ideia de um equalizador gráfico controlado pelo sinal. Dessa maneira o ruído seria reduzido por faixas de frequência, tomando-se a precaução de se fazer um processamento mais forte nas frequências mais altas e mais ameno na região abaixo de 1 kHz, para se evitar a modulação audível do ruído pelo sinal.

Baseado neste princípio foi implementado o sistema apresentado na figura 7. O sinal de áudio é submetido a um banco de filtros em paralelo  $H_1, H_2, \dots, H_7$ , que divide o espectro do sinal de entrada  $x(n)$ , em 7 bandas contíguas. Em seguida cada banda recebe uma amplificação que varia com a energia do sinal em cada banda.

## BANCO DE FILTROS

O banco de filtros necessita ter uma resposta plana para evitar a distorção do sinal de áudio. Como já citado anteriormente, o espectro das gravações antigas não contém harmônicas significativas nas frequências acima de 8 kHz, por esta razão o banco de filtros foi implementado com uma faixa plana apenas até esta frequência.

Foi construído um banco de filtros IIR [10], baseados em filtros analógicos, que são mais rápidos e mais fáceis de serem implementados, que os filtros FIR. O filtro fundamental é baseado no filtro passa-banda analógico de 2ª ordem.

Este filtro foi projetado atendendo a alguns critérios de seletividade. A função de transferência digital do filtro fundamental, foi obtida pela aplicação da transformação bilinear.

O banco de filtros foi construído por um conjunto de filtros passa-banda com dois pares de pólos complexos conjugados. Estes filtros de 2ª ordem possuem frequências centrais que se estendem em forma de progressão geométrica, de 20 Hz até 8 kHz, numa densidade de 8 filtros por oitava.

## DETECTOR DE ENVOLTÓRIA

Conforme o diagrama em blocos da figura 7, a saída de cada banda é submetida a um detector de envoltória que fornece um sinal proporcional a energia na banda correspondente. Os tempos de ataque e relaxamento, dos detectores, são ajustados empiricamente através da observação do sinal de saída de cada banda.

## AMPLIFICADOR DE GANHO CONTROLADO

O ganho (que varia desde 1 até valores menores que 1) do amplificador colocado na saída de cada filtro varia com a envoltória do sinal de áudio em cada banda. Assim, a amplificação do sinal é realizada de maneira diferenciada em cada banda e o ruído pode ser reduzido sem prejudicar o sinal de áudio.

A variação do ganho pode ser implementada de várias formas, como mostra a curva da figura 8. Entre os pontos P1 e P2 a amplificação pode ser realizada por uma curva retilínea ou parabólica com  $x^{1/2}$  (onde  $x = (A-A1)/(A2-A1)$ ). Com a implementação da curva parabólica o incremento do ganho será mais lento que com a curva retilínea ou com a curva  $x^{1/2}$ , e conseqüentemente a redução de ruído será maior.

Os valores de A1 e A2 são determinados através do sinal de saída do detector da banda correspondente. O valor de G2 é ajustado em 1. O valor de G1 pode variar desde zero até o valor de G2. A determinação de G1 está diretamente ligado a banda, pois como já mencionado anteriormente, nas bandas iniciais onde a frequência está abaixo de 1 kHz o processamento deve ser mais ameno para se evitar a modulação audível do ruído.

Após a multiplicação do ganho pelo sinal de saída e cada banda, estes sinais são somados para se obter o sinal restaurado.

Os melhores resultados obtidos com esta técnica foi com o processamento diferenciado na região abaixo de 1 kHz, ou seja, quando G1 foi regulado para um valor próximo de G2 = 1 e a curva utilizada no estágio amplificador de ganho controlado foi a retilínea.

## 2.2.3 TÉCNICA MISTA

Baseado nos resultados apresentados pelos dois métodos anteriores, foi encontrado uma técnica que reúne as melhores qualidades desses dois métodos e produz uma elevada redução do ruído gaussiano [11].

É utilizado um banco de filtros em paralelo para processar o sinal de áudio e reduzir o ruído existente abaixo de 1 kHz. A partir desta frequência o ruído é eliminado pelo filtro digital dinâmico.

## BANCO DE FILTROS

Inicialmente o sinal de áudio é submetido ao banco de filtros em paralelo IIR, semelhante ao descrito na técnica da divisão do espectro de áudio. Entretanto, neste esquema o espectro do sinal é dividido somente em 5 bandas, onde as 4 primeiras bandas são as mesmas obtidas na técnica da divisão do espectro de áudio e a 5ª banda é a junção da 5ª, 6ª e 7ª banda. As 4 primeiras bandas assim obtidas cobrem a faixa de frequência até 1 kHz. A 5ª banda apresenta uma faixa de passagem de 1 kHz até 8 kHz.

## DETECTOR DE ENVOLTÓRIA

Como a restauração do sinal só é feita até 1 kHz foram colocados apenas 4 detectores nesta técnica. Cada detector

fornece um sinal de controle proporcional a energia do sinal de áudio em cada banda.

### AMPLIFICADOR DE GANHO CONTROLADO

Os amplificadores são usados também somente nas 4 primeiras bandas e o sinal da última banda é transmitido diretamente à saída, somando-se com os sinais das 4 primeiras bandas. O sinal de saída do estágio detector controla o ganho da banda correspondente através da implementação de uma das curvas mostradas na figura 8.

### FILTRO DIGITAL DINÂMICO

O filtro digital dinâmico apresentou ótimos resultados, porém o ruído existente abaixo de 1 kHz não sofre qualquer redução. A combinação deste filtro com a técnica que divide o espectro de áudio solucionou este problema. O filtro digital dinâmico apesar de ser de faixa larga é menos sensível ao efeito da modulação do ruído que a técnica da divisão do espectro de áudio, além do processamento ser mais rápido.

### 3. COMENTÁRIOS FINAIS

Neste trabalho foram implementadas várias técnicas digitais para minimizar ruídos em gravações de áudio, todas baseadas nos sistemas não complementares apresentados no item 1.1.

A técnica utilizada para reduzir o ruído impulsivo foi muito eficiente, especialmente na remoção de impulsos de média e grande energia, que são justamente os mais audíveis.

O programa implementado na eliminação do ruído impulsivo é executado em um tempo relativamente rápido e os parâmetros envolvidos no processamento, como as constantes de tempo do estágio detector e limiar de detecção do estágio derivador, podem ser escolhidos e ajustados para valores fixos baseados em testes práticos. A partir dos resultados obtidos e fazendo-se um estudo mais elaborado pode-se melhorar ainda mais a técnica.

A redução do ruído gaussiano apresentou resultados satisfatórios, principalmente com a utilização da técnica mista. O filtro digital dinâmico apresentou bons resultados, porém o ruído abaixo de 1 kHz não sofre qualquer alteração. A técnica da divisão do espectro de áudio reduz o ruído em toda a faixa, entretanto, houve um aumento da complexidade e do tempo de processamento (seis vezes maior que o filtro digital dinâmico), além da grande sensibilidade à modulação do ruído pelo sinal.

No geral o trabalho atingiu os objetivos propostos, pois os resultados obtidos na redução do ruído nas gravações antigas foram bastantes significativos, bem acima do esperado. Entretanto, muitos melhoramentos podem ser feitos nos processamentos, principalmente em relação a automatização dos parâmetros que hoje são realizados manualmente.

### BIBLIOGRAFIA

- [1] M. Giles, "Audio Noise Reduction and Masking", National Semiconductor, Application Note 384 (1986).
- [2] G. Shorter, "An Introduction the Dolby Noise Reduction System", Wireless World (1975).
- [3] F. G. Strembler, "Introduction to communication Systems" (1982).
- [4] H. H. Scott, "Dynamic Noise Suppressor", Electronics, vol. 20, pp. 96105 (1947).
- [5] R. S. Burwen, "A Dynamic Noise filter", J. Aud. Eng. Soc., vol. 19, pp. 115-120 (1971).
- [6] F. H. Ives, "A Noise-Reduction System: Dynamic Spectral Filtering", J. Aud. Eng. Soc., vol. 20, pp. 558-561 (1972).
- [7] R. Urban, "A Program-Controlled Noise Filter", J. Aud. Eng. Soc., vol. 22, pp. 2-9 (1974).
- [8] M. Giles, "A Non-Complementary Audio Noise Reduction System", National Semiconductor, Application Note 386 (1986).
- [9] L. R. Rabiner e B. Gold, "Theory and Application of Digital Signal Processing", Prentice-Hall (1975).
- [10] Inc. Motorola, "Digital Stereo 10-Band Graphic Equalizer Using the DSP56001, Application Report APR20 (1988).
- [11] K. P. Souza, "Restauração de Gravações Fonográficas por meio de Processamento Digital de Sinais", Tese de Mestrado, FEE-UNICAMP (1991).
- [12] J. Vieira, J. G. Chiquito, E. Bortolli, P. Oliveira, "Processamento Digital de Sinais e Filtragem Adaptativa de Sinais de Baixa Frequência", Relatório Técnico NR 88/0220-7, FAPESP (1989).

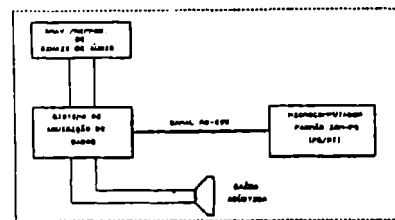


Figura 1: Sistema de Redução de Ruído.

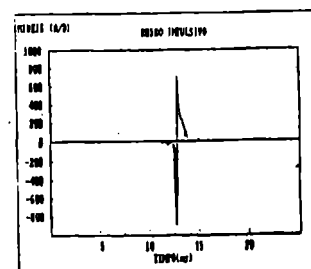


Figura 2: Ruído Impulsivo Típico.



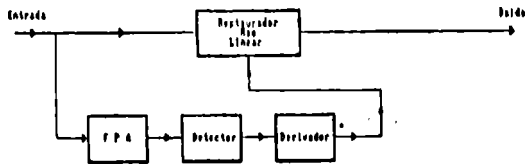


Figura 3: Sistema de Redução do Ruído Impulsivo

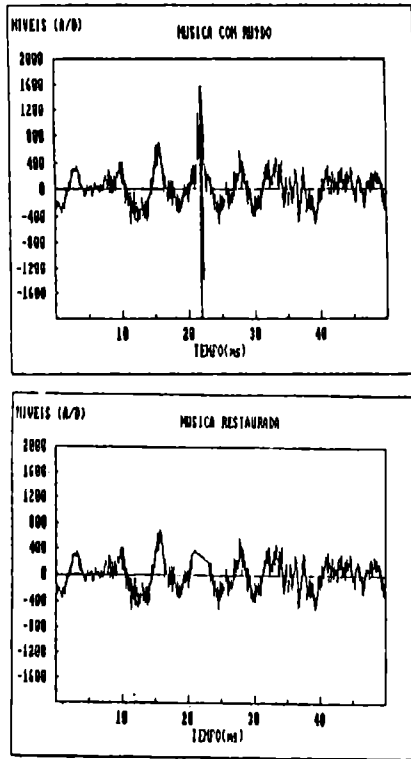


Figura 4: Música Tico-Tico No Fubá com ruído impulsivo (a) e restaurada (b),

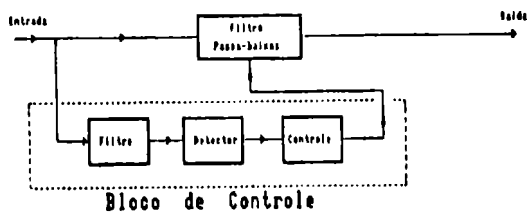


Figura 5: Filtro Digital Dinâmico.

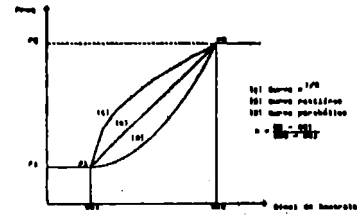


Figura 6: Curva implementado no estágio controlador.

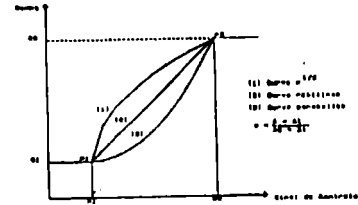


Figura 8: Curva implementada no estágio Amplificador.

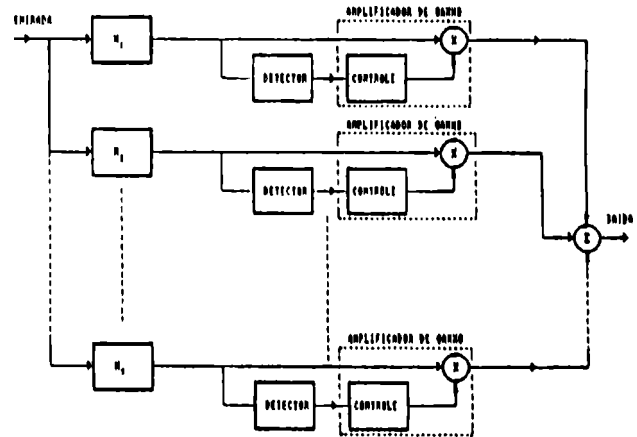


Figura 7: Técnica da Divisão do Espectro de Áudio.

# CODIFICACIÓN DE VOZ A 8, 16 Y 24 KBITS/S, APLICÁNDOSE LA TÉCNICA DE SUB-BANDAS \*

FERNANDO OSCAR RUNSTEIN - FABIO VIOLARO

Faculdade de Engenharia Elétrica - Depto de Comunicações  
Universidade Estadual de Campinas  
Caixa Postal 6101 - CEP 13081, Campinas (SP) - Brasil

**RESUMEN** - El propósito de este trabajo es definir las características y parámetros de sistemas de codificación en sub-bandas para codificar señales de voz, operando a las tasas de 8, 16 y 24 Kbits/s.

Para esto fueron simulados más de 190 codecs (codificadores/decodificadores), trabajando a las tasas antes mencionadas, presentándose aquí los que tuvieron mejor desempeño.

La división del espectro de voz en sub-bandas, fue realizada a través de una estructura en árbol de filtros espejo en cuadratura (QMF bank).

Para codificar las señales de las diferentes sub-bandas, fueron testados los métodos Block Companded PCM (BC-PCM) y Adaptive PCM Backward (APCM-B).

Así, se llegó a la conclusión de que en los codificadores a 8 y 24 Kbits/s la mejor opción es utilizar BC-PCM en todas las bandas, en tanto que a 16 Kbits/s la mejor opción es codificar las bandas bajas con BC-PCM y las altas con APCM-B. En todos los casos se utilizó atribución fija de bits/banda, siendo destinados más bits a las bandas bajas del espectro debido a su mayor influencia en la inteligibilidad de la voz.

Los sistemas fueron testados en canal ideal y en canal ruidoso, con tasas de errores de  $10^{-4}$ ,  $10^{-3}$ , y  $10^{-2}$ .

Resultados de testes objetivos y subjetivos de los sistemas que obtuvieron mejor desempeño, son presentados.

**ABSTRACT** - The purpose of this paper is to describe the characteristics and main parameters of sub-band speech coding systems, operating at bit rates of 8, 16 and 24 Kbits/s. More than 190 codecs have been simulated at these rates and the best performance systems are reported here.

The sub-band division of the speech spectrum was accomplished by means of a Quadrature Mirror Filter (QMF) bank. In order to code the different sub-bands, both Block Companded PCM (BC-PCM) and Adaptive PCM Backward (APCM-B) were employed.

For the codecs operating at 8 and 24 Kbits/s, the best compromise between speech quality and bit rate was achieved using BC-PCM for all sub-bands. At 16 Kbits/s the best performance was achieved employing BC-PCM for the low frequency sub-bands and APCM-B for the higher ones. In all of the

cases fix bits/band allocation was used, with more bits being allocated to the low frequency sub-bands due to its greater influence in the intelligibility of the speech signal.

The systems were simulated in the presence and absence of noise. In the former case bit error rates of  $10^{-4}$ ,  $10^{-3}$ , and  $10^{-2}$  were employed.

The main results of objective and subjective tests carried out with the best performance systems are shown.

## 1. INTRODUCCIÓN

La codificación de voz aplicándose la técnica de sub-bandas, es un método que permite alcanzar tasas menores a 20 Kbits/s con calidad comparable, subjetivamente, a la de sistemas de codificación tradicionales trabajando a tasas mucho mayores (por ejemplo: PCM, ADPCM con predictor fijo, ADM, etc) [1]-[3]

En un codec de sub-bandas, el espectro de la señal a transmitir es dividido en N sub-bandas contiguas mediante la utilización de una determinada estructura filtrante ("Banco de Filtros" en la Fig.1). Las bandas obtenidas son entonces codificadas independientemente unas de las otras y las señales resultantes multiplexadas y transmitidas. En el receptor, entre tanto, las señales son demultiplexadas, decodificadas y filtradas por una estructura filtrante similar a la utilizada en el transmisor, obteniéndose a su salida una réplica aproximada de la señal original  $x(n)$ .

El hecho de codificar cada sub-banda en forma independiente de las otras, permite elegir tanto el "número de bits/muestra" como el "método" de codificación de cada sub-banda (bloques  $Cod\ x$  en la Fig.1). Así, aquellas bandas que sean más importantes para la inteligibilidad y calidad de una señal de voz, serán codificadas con mayor precisión que las restantes.

Son muchos los parámetros que es necesario fijar para definir un codificador de sub-bandas. Entre éstos pueden mencionarse:

- 1) Número de sub-bandas en que se dividirá el espectro y ubicación de las mismas en el espectro de frecuencias.
- 2) Tipo de estructura filtrante que será utilizada en la división y reconstrucción del espectro y características de los filtros utilizados.

\* Este trabajo fue realizado con el apoyo de Capes, CNPq y CPQD/TELEBRÁS.

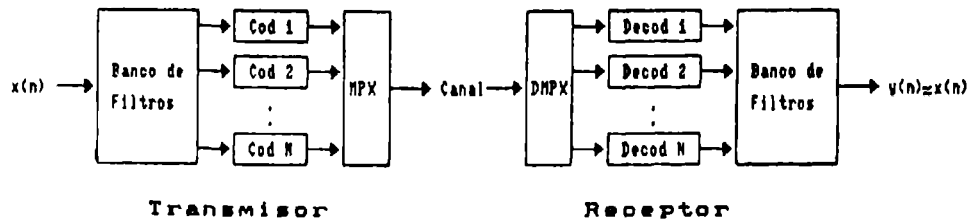


Fig.1: Esquema básico de un codec de sub-bandas.

- 3) Bandas que serán codificadas y transmitidas y, por ende, bandas que serán canceladas.
- 4) Atribución fija o dinámica de bits/banda (bits destinados a codificar las muestras de cada sub-banda).
- 5) Método de codificación de cada sub-banda.
- 6) Etc

Dentro de cada uno de estos items, es necesario definir nuevos parámetros en función de la elección realizada. Así, por ejemplo, sólo en el punto 5) es necesario definir si serán utilizados cuantizadores adaptativos o no, si la adaptación será del tipo "forward" o "backward", si los cuantizadores serán uniformes, no uniformes, óptimos uniformes u óptimos no uniformes, etc.

Adicionalmente, todas estas opciones serán función de la tasa total de bits que el codificador de sub-bandas deba poseer. Así, debido a la gran cantidad de variables que entran en juego, es necesaria una enorme cantidad de testes para definir las características y parámetros de los mejores sistemas de codificación en sub-bandas a la tasa de bits deseada.

En este trabajo son presentadas las conclusiones y resultados principales de un conjunto de simulaciones realizadas con este fin, para tasas finales de 8, 16 y 24 Kbits/s. Esto permite definir cual es la estructura más adecuada a cada una de las tasas encima mencionadas.

## 2. DESCRIPCIÓN DE LOS CODECS SIMULADOS

En los codecs simulados, la división y reconstrucción del espectro fue realizada mediante una estructura en árbol de filtros espejo en cuadratura. Esta elección se justifica, debido a que los bancos de filtros QMF permiten una perfecta reconstrucción del espectro con independencia del orden de los filtros utilizados [3],[4]. Los filtros empleados son del tipo FIR y sus coeficientes son los dados por Johnston en [5]. En cada etapa de la estructura filtrante fueron testados filtros de 8, 12, 16, 24, 32, 48 y 64 "taps", llegándose a la conclusión que no es conveniente utilizar filtros con más de 32 "taps", ya que la ganancia obtenida con mayor número de "taps" es pequeña (menor que 1 dB), en comparación con la mayor complejidad y atraso del sistema. Debe resaltarse que el número de "taps" puede disminuir a la

mitad de etapa en etapa, sin perjudicar las características del sistema [4].

En cuanto al número de sub-bandas y a su ubicación en el espectro de frecuencias, fueron testadas divisiones en 2, 4, 8 y 16 sub-bandas de igual ancho. El ancho de cada sub-banda es dado por  $f_s/2N$ , donde " $f_s$ " corresponde a la frecuencia de muestreo de la señal a transmitir y " $N$ " al número de sub-bandas. En nuestro caso los codecs fueron proyectados visando su uso en telefonía; por lo tanto las señales analógicas originales fueron limitadas en frecuencia a 3400 Hz, muestreadas a 8 KHz y cuantizadas con 12 bits/muestra. De esta forma, el ancho de cada sub-banda es de 2 KHz para  $N=2$ , 1 KHz para  $N=4$ , 500 Hz para  $N=8$  y 250 Hz para  $N=16$  sub-bandas.

Respecto a la ubicación de cada sub-banda, la Fig.2 muestra esta localización para el caso de dividirse el espectro en 4 sub-bandas.

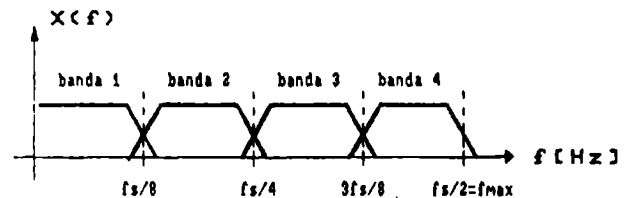


Fig.2: Bandas de frecuencia para  $N=4$  sub-bandas de igual ancho.

$X(f)$  corresponde a la Transf. de Fourier de la señal analógica  $x(t)$  a transmitir.

Para codificar las señales de las diferentes sub-bandas fueron estudiadas las características propias de estas señales, así como su influencia en la inteligibilidad y calidad final de la señal de voz reconstruida. Dado que las bandas bajas (componentes de frecuencia hasta los 1300 Hz aproximadamente), son las que más influyen en la inteligibilidad y calidad de una señal de voz, estas bandas fueron codificadas con mayor precisión que las restantes. De hecho, como

<sup>1</sup> En la parte baja del espectro se encuentra la información de "pitch" y de "formantes", así como la mayor parte de la energía de los sonidos vocálicos, los más importantes para la comprensión del habla.

las componentes de frecuencia encima de los 3000 Hz influyen tan poco en la inteligibilidad del habla, a bajas tasas es preferible no transmitir estas componentes y utilizar los bits que se destinarían a ellas, en las bandas bajas del espectro.

En cuanto al tipo de codificador elegido, fueron testados los métodos BC-PCM y APCM-B. El uso de ADPCM no es, en principio, ventajoso, debido a la poca correlación existente entre muestras pertenecientes a la misma sub-banda. En todos los codecs simulados se utilizó atribución fija de bits/banda, debido a la menor complejidad de un sistema de esta clase.

En el método BC-PCM, las muestras son cuantizadas por bloque. A cada bloque de P muestras es calculado un parámetro de adaptación con el cual se adapta el cuantizador, de forma que la mayor muestra del bloque caiga dentro del rango del cuantizador. Las muestras del bloque son entonces cuantizadas y transmitidas junto con el parámetro mencionado, de forma a realizar la misma adaptación en el receptor ("adaptive quantization forward"). De esta forma se evita la ocurrencia de "clipping" y "slope overload". La desventaja del método reside, entre tanto, en la necesidad de transmitir el parámetro de adaptación del cuantizador como información lateral, lo cual implica destinar parte de los recursos de bits para este fin.

En la Fig. 3, puede verse el esquema simplificado de uno de los codecs simulado, que utiliza filtros QMF para división y reconstrucción del espectro y codificadores BC-PCM para codificar las muestras de las diferentes sub-bandas. En esa figura,  $x(n)$  corresponde a la señal a transmitir, cuyo espectro es dividido en N sub-bandas mediante el banco de filtros QMF,  $x_k(j)$  representa la j-ésima muestra de la k-ésima sub-banda y  $Q[k]$  representa al cuantizador. Para cada sub-banda, y a cada bloque de P muestras, es calculado el parámetro de adaptación del cuantizador. En la figura este parámetro es denominado  $X_{k\_max}$  y consiste, en este caso, de la mayor muestra del bloque a cuantizar. Así

$$X_{k\_max} = \max_{j=1, \dots, P} |x_k(j)| \quad k=1, \dots, N. \quad (2.1)$$

$X_{k\_max}$  es entonces codificado y transmitido junto con las muestras cuantizadas  $\hat{x}_k(j)$

Vemos que el parámetro de adaptación codificado,  $\hat{X}_{k\_max}$ , controla las características del cuantizador aumentando o disminuyendo su paso de cuantización  $\Delta_k$  cada P muestras, según la ecuación siguiente:

$$\Delta_k = \frac{\hat{X}_{k\_max}}{2^{n_k-1}} \quad k=1, \dots, N. \quad (2.2)$$

$n_k$  corresponde al número de bits/muestra atribuidos a la banda k. Las muestras son entonces cuantizadas según la ecuación:

$$\hat{x}_k(j) = \text{Trunc} [x_k(j)/\Delta_k] \quad j=1, \dots, P, \quad k=1, \dots, N. \quad (2.3)$$

donde Trunc significa "truncamiento". En el receptor las muestras son decodificadas según la regla siguiente:

$$\tilde{x}_k(j) = \Delta_k [\hat{x}_k(j) + 0.5] \quad j=1, \dots, P, \quad k=1, \dots, N. \quad (2.4)$$

Posteriormente las muestras son filtradas por el banco de filtros QMF y sumadas, generando así la versión reconstruida de  $x(n)$ .

Debido al parámetro de adaptación utilizado, los cuantizadores simulados fueron uniformes no óptimos del tipo "mid-riser".

La duración de los bloques de muestras fue fijada en 16 ms, ya que para ese intervalo de tiempo las señales de voz pueden considerarse aproximadamente estacionarias.

En cuanto al número de bits utilizado para transmitir el parámetro de adaptación del cuantizador, debe considerarse que si se destinan pocos bits para este fin (3 por ejemplo), la adaptación se torna prosera permitiendo, no obstante, que la mayor parte de los bits sea utilizada en la cuantización de las muestras. Por otra parte de utilizar un valor elevado de bits/bloque (6 o más), el cuantizador es adaptado con gran precisión pero puede hacer crecer la tasa de información lateral a valores inaceptables. Debe llegarse, por tanto, a una solución de compromiso.

Una forma de reducir la tasa de información lateral es aumentar la duración de los bloques. Esto puede realizarse sólo hasta cierto punto, ya que bloques de mayor duración implica en atrasos considerables de la señal a transmitir, además de impedir que el

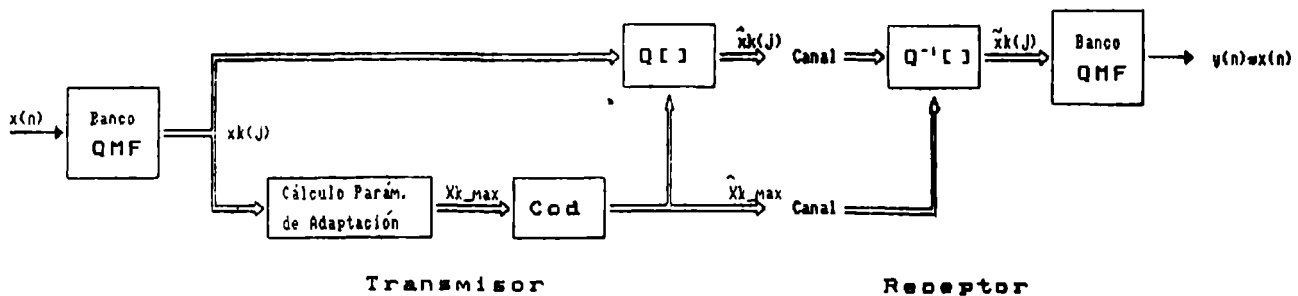


Fig.3: Codec de sub-bandas utilizando filtros QMF y codificadores BC-PCM.

codificador siga las variaciones estadísticas de la señal con suficiente rapidez.

Otro camino sería codificar con BC-PCM sólo las bandas bajas del espectro, donde la información necesita ser cuidadosamente preservada y utilizar en las bandas altas un método de codificación que no necesite transmitir información lateral, por ejemplo APCM-B. En los codificadores APCM-B simulados en este trabajo, se utilizaron cuantizadores uniformes no óptimos del tipo "mid-riser", con adaptación del paso de cuantización según el algoritmo robusto de GOODMAN y WILKINSON [6].

La forma de este algoritmo es la siguiente

$$\Delta k(n) = [\Delta k(n-1)]^\beta \cdot M(|\Delta k(n-1)|) \quad (2.5a)$$

$$\text{con } \Delta k_{\min} \leq \Delta k \leq \Delta k_{\max} \quad (2.5b)$$

En estas ecuaciones,  $\Delta k(n)$  corresponde al paso de cuantización para la n-ésima muestra de la k-ésima sub-banda,  $\Delta k(n-1)$  al paso de cuantización utilizado en la muestra anterior, M es un factor que depende del valor absoluto de la última muestra cuantizada y  $\beta$  es un parámetro levemente menor que 1, que hace que los efectos de usar un  $\Delta k(n-1)$  errado sean disipados después de algunas muestras. Para  $\beta$  fueron testados valores de 63/64 y 31/32, adoptándose finalmente el primer valor debido a la menor degradación que produce cuando la transmisión se realiza en canal ideal.

### 3. SIMULACIONES Y RESULTADOS

Las señales de entrada a los codecs simulados consistieron de 3 frases fonéticamente equilibradas, de forma de poder realizar una evaluación correcta de estos sistemas. Las frases utilizadas fueron:

- 1) "Festas surpresa são difíceis de realizar. Muitas coisas podem sair erradas. Algumas vezes os erros são realmente engraçados." (Voz masculina).
- 2) "A profissão de aeromoça parece ser excitante mas é também muito cansativa. Lidar com pessoas faz parte do trabalho." (Voz femenina).
- 3) "Bom dia garçonetes de Piracicaba. Vocês já prepararam as torradas, meu café e nosso chá?" (Voz masculina).

Las señales analógicas pertenecientes a estas frases fueron inicialmente limitadas en frecuencia a 3400 Hz, muestreadas a 8 KHz y cuantizadas con 12 bits/muestra. Estas señales, una vez procesadas por los algoritmos de sub-bandas, fueron comparadas con las señales originales para así evaluar el desempeño de los sistemas simulados.

Como medida de desempeño se realizaron tests objetivos y subjetivos. El énfasis fue dado a los tests subjetivos, ya que a bajas tasas los tests objetivos no reflejan de manera confiable la calidad e inteligibilidad de un sistema de codificación.

Los tests objetivos consistieron en la medición de la relación señal/ruido convencional y segmental. No obstante, sólo la última fue utilizada como criterio de comparación por aproximarse más a las medidas subjetivas de desempeño. Los tests subjetivos consistieron en la audición, por parte de 4 personas, de las señales de voz procesadas por los codecs y la posterior selección de aquellos sistemas considerados de mejor calidad. Las frases fueron reproducidas varias veces y en orden aleatorio, a través de parlante y teléfono.

En las Figs. 4 y 5 están resumizados los principales resultados obtenidos en los tests objetivos. La Fig. 4 muestra el valor de la relación señal/ruido segmental (SNRseg), en función del número de sub-bandas en que se divide el espectro y para tasas de transmisión de 8, 16 y 24 Kbits/s. Ésto en canal ideal y para los mejores esquemas de codificación encontrados. En la Fig. 5 es mostrado el valor de la relación señal/ruido convencional (SNR), en función de estos parámetros. En ambas figuras, C<sub>i</sub> indica el codec.

Los valores numéricos correspondientes son los siguientes:

SNRseg C1= 7,43 dB	SNR C1= 8,84 dB
SNRseg C2= 5,94 dB	SNR C2= 7,62 dB
SNRseg C3= 12,95 dB	SNR C3= 14,91 dB
SNRseg C4= 15,18 dB	SNR C4= 17,16 dB
SNRseg C5= 15,16 dB	SNR C5= 17,71 dB
SNRseg C6= 18,97 dB	SNR C6= 21,16 dB
SNRseg C7= 22,14 dB	SNR C7= 25,83 dB
SNRseg C8= 21,49 dB	SNR C8= 25,72 dB

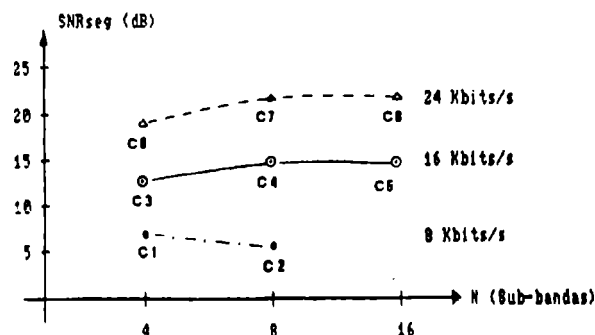


Fig. 4: SNRseg en función del número de sub-bandas en que se divide el espectro y de la tasa de transmisión.

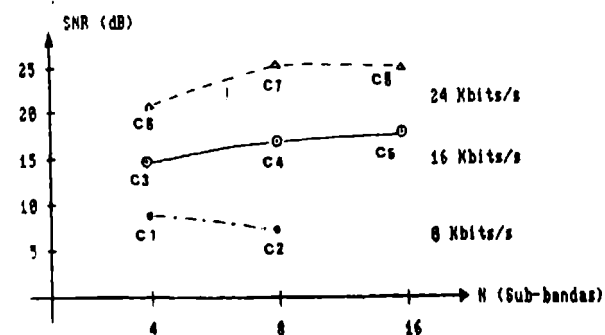


Fig. 5: SNR convencional en función del número de sub-bandas en que se divide el espectro y de la tasa de transmisión.

Así, los mejores codecs a cada tasa fueron: C1 a 8 Kbits/s, C4 a 16 Kbits/s y C7 a 24 Kbits/s. Los testes subjetivos, entre tanto, establecieron que a 8 Kbits/s el mejor codec era el C2; a 16 Kbits/s tanto el C4 como el C5 presentaban igual desempeño y a 24 Kbits/s los 3 codecs tenían un comportamiento excelente, destacándose los C7 y C8. Debido a que la división en 16 sub-bandas implica en un tiempo de procesamiento y complejidad del sistema mucho mayor, y teniendo en cuenta los resultados de los testes subjetivos, los codecs finalmente elegidos para testes en canal ruidoso fueron: C2 a 8 Kbits/s, C4 a 16 Kbits/s y C7 a 24 Kbits/s. Las tasas de errores utilizadas fueron:  $10^{-4}$ ,  $10^{-3}$  y  $10^{-2}$ . En la Fig.6 es mostrado el valor de la SNRseg obtenido por estos codificadores, en función de la tasa de errores del canal.

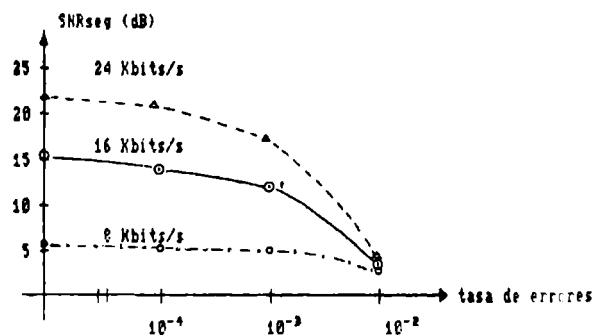


Fig.6: Valor de la SNRseg de los mejores codecs, en función de la tasa de errores del canal y de la tasa de transmisión.

En las evaluaciones subjetivas de desempeño en canal no ideal, los resultados fueron similares para los 3 codecs. Con tasa de errores de  $10^{-4}$ , los desempeños de los sistemas permanecen prácticamente inalterados, siendo casi indistinguibles de sus comportamientos en canal ideal. Cuando la tasa de errores aumenta para  $10^{-3}$ , se verifica una disminución en la calidad de los sistemas, permaneciendo, no obstante, totalmente inteligibles. Ya para tasa de errores de  $10^{-2}$  los 3 sistemas se vuelven bastante ruidosos, disminuyendo sensiblemente la calidad y dificultando la identificación del locutor y la inteligibilidad de algunas palabras. Hay que resaltar, sin embargo, que en estos testes no se realizó codificación de canal visando proteger la información (códigos correctores o detectores de errores), sino, simplemente, codificación de la fuente de información.

#### 4. MEJORES ESQUEMAS DE CODIFICACIÓN A CADA TASA

##### ● A LA TASA DE 8 Kbits/s - C2

- Nº de sub-bandas:  $N = 8$
- Bandas transmitidas: B1 a B5 (0 a 2500 Hz)
- Banco QMF utilizado:
  - 1ª etapa: 32 "taps" - Código C.
  - 2ª etapa: 16 "taps" - Código C.
  - 3ª etapa: 8 "taps"
- Esquema de codificación utilizado:

Sub-banda	Bits/muest	Cod.	Bits I.L. <sup>2</sup>
1	2	BC-PCM	5
2	1,5	BC-PCM	5
3	1	BC-PCM	5
4	1	BC-PCM	5
5	1	BC-PCM	4

Tasa de Información Lateral= 1500 bits/s  
 Tasa Total= 8000 bits/s  
 SNRseg= 5,94 dB  
 SNR = 7,62 dB

##### ● A LA TASA DE 16 Kbits/s - C4

- Nº de sub-bandas:  $N = 8$
- Bandas transmitidas: B1 a B6 (0 a 3000 Hz)
- Banco QMF utilizado:
  - 1ª etapa: 32 "taps" - Código C
  - 2ª etapa: 16 "taps" - Código C
  - 3ª etapa: 8 "taps"
- Esquema de codificación utilizado:

Sub-banda	Bits/muest	Cod.	Bits IL	$\Delta k_{\min}^3$
1	4	BC-PCM	5	—
2	3	BC-PCM	5	—
3	3	BC-PCM	5	—
4	2	APCM-B	—	2
5	1,5	APCM-B	—	1
6	1,5	APCM-B	—	1

Tasa de Información Lateral= 937,5 bits/s  
 Tasa Total= 15937,5 bits/s  
 SNRseg= 15,18 dB  
 SNR = 17,16 dB

##### ● A LA TASA DE 24 Kbits/s - C7

- Nº de sub-bandas:  $N = 8$
- Bandas transmitidas: B1 a B6 (0 a 3000 Hz)
- Banco QMF utilizado:
  - 1ª etapa: 32 "taps" - Código C
  - 2ª etapa: 16 "taps" - Código C
  - 3ª etapa: 8 "taps"
- Esquema de codificación utilizado:

Sub-banda	Bits/muest	Cod.	Bits I.L.
1	5	BC-PCM	5
2	5	BC-PCM	5
3	4	BC-PCM	5
4	3	BC-PCM	5
5	3	BC-PCM	5
6	2	BC-PCM	5

Tasa de Información Lateral= 1875 bits/s  
 Tasa Total= 23875 bits/s  
 SNRseg= 22,14 dB  
 SNR = 25,83 dB

<sup>2</sup> Bits/bloco para codificar la información lateral.

<sup>3</sup> Paso de cuantización mínimo en los codificadores APCM-B.

## 5. CONCLUSIONES

A través de este trabajo se han podido determinar cuales son, en principio, los esquemas de codificación en sub-bandas más convenientes para codificar señales de voz a las tasas de 8, 16 y 24 Kbits/s.

Así, puede concluirse que:

- La división en 8 sub-bandas es la que permite alcanzar mejor desempeño a cualquier una de las tasas mencionadas. Adicionalmente, pueden no transmitirse las últimas 2 ó 3 bandas (en función de la tasa final de bits), sin que esto influya sensiblemente en la calidad del sistema.

- Para la división y reconstrucción del espectro resulta ventajoso el uso de bancos de filtros QMF antes que otras estructuras filtrantes. Recomendase usar, en este caso, bancos con filtros de 32/16/8 "taps" en las respectivas etapas del mismo.

- Para codificar las señales de las diferentes sub-bandas, lo mejor es emplear BC-PCM en las bandas inferiores y BC-PCM o APCM-B en las bandas superiores. En caso de utilizar BC-PCM, debería codificarse la información lateral con 4 ó 5 bits/bloque para alcanzar un buen compromiso entre calidad del sistema, bits destinados a codificar muestras y bits destinados a codificar información lateral.

- En todos los casos es posible esperar una mejora en la calidad de los sistemas, si en vez de utilizar atribución fija de bits/banda se utiliza atribución dinámica [7]. No obstante, debe destacarse que el uso de atribución dinámica implica en un sistema más complejo, con mayores atrasos y, posiblemente, con mayor valor de tasa de información lateral.

- Finalmente, en cuanto al desempeño de los sistemas en canales no ideales, los esquemas propuestos se comportan razonablemente bien para tasas de errores de hasta  $10^{-3}$ . Para tasas de errores mayores el desempeño cae sensiblemente y deben ser usados códigos correctores o detectores de errores.

## REFERENCIAS

- [1] J.L.Flanagan, et al., "Speech Coding"; IEEE Trans. on Comm., Vol COM-27, N94, pp 710-736, April 1979
- [2] R.E.Crochiere and J.L.Flanagan, "Sub-band Encoding of Speech", Int. Conf. on Comm., Vol 1, pp 293-296, 1977.
- [3] F.O.Runstein, "Codificação Digital de Voz em Sub-bandas", Tese de Mestrado, UNICAMP, Campinas (São Paulo), BRASIL, 1990.
- [4] C.Galand and H.Nussbaumer, "New Quadrature Mirror Filter Structures", IEEE Trans. on ASSP, Vol ASSP-32, N2 3, pp 522-531, June 1984.
- [5] J.D.Johnston, "A Filter Family Designed for Use in Quadrature Mirror Filter Banks", Conf.Rec., ICAASP, Denver, Co., pp 291-294, 1980.
- [6] N.S.Jayant and P.Noll, "Digital Coding of Waveforms - Principles and Applications to Speech and Video", Cap.4, Prentice Hall Inc., Englewood Cliffs, N.J., 1984
- [7] T.Ramstad, "Sub-band Coder With a Simple Adaptive Bit Allocation Algorithm, A Possible Candidate for Digital Mobile Telephony?", Conf. Rec. ICASSP, France 1982, pp 203-207.

**FERNANDO OSCAR RUNSTEIN (1958)** - Graduado en "Ingeniería Electrónica y Eléctrica" en 1985 por la Facultad de Ciencias Exactas, Físicas y Naturales de la Universidad Nacional de Córdoba, Argentina. Recibió el título de "Mestre" por la "Faculdade de Engenharia Elétrica da Universidade Estadual de Campinas" (São Paulo, Brasil), en 1990, donde actualmente cursa estudios de Doctorado. Sus áreas de interés profesional son Procesamiento Digital de Señales y Computación.

**FÁBIO VIOLARO (1950)** - Graduado en "Engenharia Elétrica" en 1973, obtuvo el título de "Mestre" en 1975 y de "Doutor" en 1981, todos por la "Faculdade de Engenharia Elétrica da Universidade Estadual de Campinas" (São Paulo, Brasil). Actualmente es profesor del "Departamento de Comunicações" de esa Facultad. Ya actuó en multiplex digitales de alta jerarquía, supresión de "waiting time jitter" y ecualización adaptativa para modems de datos, habiéndose dedicado en los últimos 6 años, al área de procesamiento digital de voz (codificación, reconocimiento y síntesis). Sus áreas de interés profesional son las relacionadas con Procesamiento Digital de Señales.

# CANCELADORES DE INTERFERÊNCIA DE POLARIZAÇÃO CRUZADA ADAPTATIVOS PARA UM SISTEMA 64-QAM

I. R. ARRIAGADA BAHAMONDE J. M. TRAVASSOS ROMANO

DECOM-FEE-UNICAMP, C. P. 6101

CEP 13081, Campinas-SP, Brasil

Tel.: PABX (0192)39-7680 - Telex: (019)-1150

FAX: 55-192-391395

**RESUMO:** Este trabalho analisa as estruturas de cancelamento de interferência de polarização cruzada (XPI) para um sistema rádio digital 64-QAM com reuso de frequência e taxa de transmissão de 140 Mbits/seg. Estas estruturas se originam a partir dos diferentes acoplamentos possíveis entre o equalizador e o dispositivo cancelador de interferência por polarização cruzada (XPIC). As estruturas são realizadas utilizando filtros transversais adaptativos, tanto para o equalizador como para o XPIC. É apresentado o modelo do canal para o caminho direto e para a interferência de polarização cruzada. A seguir, estuda-se o comportamento do sistema através de simulações no computador. Obtém-se curvas de taxa de erro para diferentes valores de interferência de XPD e de relação sinal-ruído, considerando dois tipos diferentes de modelo para o canal cruzado. Faz-se então uma análise comparativa das estruturas de cancelamento frente ao fenômeno de interferência de polarização cruzada em transmissão ortogonal.

**ABSTRACT:** This work is concerning with the cancellers' structures of cross-polarization interference (XPIC) for 64-QAM digital radio system with frequency reuse and with 140 Mbits/sec. These structures vary according to the different possible combinations between equalizer and the canceller device. They are implemented by means of adaptive transversal filters, used in both equalizer and the cross-polarization interference canceller (XPIC). The model of the channel for the direct and for the cross-polarization paths is presented. Next, the system performance is evaluated by means of computer simulations. The bit error rates are obtained as functions of the cross-polarization parameter (XPD) and signal-to-noise ratio, considering two different models for the crossed-channel. Then, a comparative assessment of the cancellers' structures in the presence of the cross-polarization interference phenomenon is carried out.

## I.- INTRODUÇÃO

O crescente aumento no tráfego das comunicações deu origem à procura de novas técnicas de transmissão, com a finalidade de aproveitar eficientemente o espectro de fre-

quência. Uma técnica muito interessante é a de reuso de frequência, que consiste em transmitir duas mensagens distintas numa mesma frequência portadora, utilizando as polarizações horizontal e vertical da antena. Mas, a utilização desta técnica origina uma perturbação mútua entre os sinais copolares, sendo o nível de perturbação caracterizado pela discriminação de polarização cruzada (XPD). A transmissão em polarização ortogonal com técnicas de modulação multi-níveis requer alta discriminação de polarização cruzada (XPD). Os atuais sistemas de rádio satisfazem os requerimentos, ao menos sob condições ideais de propagação; porém, as perturbações de propagação tais como desvanecimento (fading) multi-percurso, juntamente com a presença de interferência intersimbólica (ISS) e de polarização cruzada (XPI), podem vir a causar sérios problemas na transmissão [1],[2]. Com a finalidade de assegurar uma qualidade de transmissão aceitável, um dispositivo de contramedida chamado "Cancelador de Interferência de Polarização Cruzada (XPIC)" deve ser incorporado à recepção, da mesma forma que filtros equalizadores. Como os sistemas rádio digitais possuem um canal de resposta desconhecido e variante no tempo, este cancelador não pode ser satisfatoriamente realizado por filtros invariantes, devendo então ter seus parâmetros ajustados segundo algum critério.

Este trabalho dá continuidade aos resultados obtidos em [3] e tem como objetivo a análise e simulação de diferentes estruturas para o conjunto equalizador-XPIC, adaptados simultaneamente de modo a eliminar as interferências intersimbólicas e de polarização cruzada. Apresentamos inicialmente os modelos dos canais direto e cruzado, considerando dois tipos para esse último: plano e seleti-



vo A seguir, são apresentadas as estruturas a serem utilizadas para o cancelamento da interferência cruzada. Depois, são realizadas simulações considerando-se as estruturas e os modelos dos canais propostos para um sinal 64-QAM com taxa de transmissão de 140 Mbits/seg.. Obtém-se curvas de taxa de erro para vários valores de XPD e para os modelos dos canais cruzados referidos anteriormente

## II.- MODELAGEM DO MEIO DE TRANSMISSÃO

A figura 1 mostra o modelo de transmissão simplificado usado neste trabalho [4]. é considerado um sistema 64-QAM e supõe-se uma resposta de Nyquist  $G(f)$  para cada canal, dividida entre o transmissor e o receptor. A função  $G(f)$  tem uma característica cosseno levantado com fator "roll-off"  $\alpha=0.50$  e taxa de transmissão de símbolos  $\frac{1}{T}$

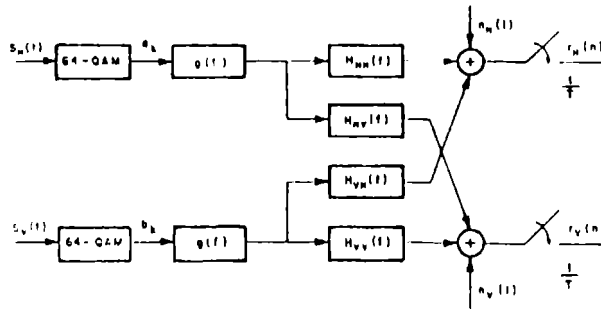


Figura 1. Modelo de transmissão com reuso de de frequência.

Consideramos ainda que os caminhos diretos, ou seja, as funções de transferência do meio de transmissão para polarização horizontal e vertical, são respectivamente  $H_{MH}(f)$  e  $H_{VV}(f)$ . A interferência de polarização cruzada é modelada pelas funções  $\gamma H_{MV}(f)$  e  $\gamma H_{VH}(f)$ .

O modelo utilizado para caracterizar os caminhos diretos, proposto por Rummler [5] é dado pela seguinte expressão:

$$H_{ij}(f) = H_{ij}(f) = a_{ij} \left[ 1 - \rho_{ij} \exp(-2\pi j(f - f_{ij})\tau_{ij}) \right] \quad (1)$$

onde  $i,j=H,V$  (para  $i=j$ ),  $a_{ij}$  representa uma atenuação aperiódica (assumindo-se neste trabalho ser igual a 1),  $\rho_{ij}$  é a amplitude relativa ao raio refletido,  $\tau_{ij}$  é o retardo do raio refletido (é fixado aqui no valor 6.3

nS.) e  $f_{ij}$  representa a frequência na qual a atenuação é máxima.

Para caracterizar o fenômeno da interferência de polarização cruzada, são utilizados dois modelos comumente empregados pela maioria dos autores:

\* De característica plana, proposto por M. Borgne [6], dado pela expressão seguinte:

$$H_{ij}(f) = \exp(-\pi j \Delta t) \quad i,j=H,V \text{ (para } i \neq j) \quad (2)$$

onde:  $\Delta t$  representa o atraso entre o sinal principal e o interferente.

\* De característica seletiva, proposto por Rummler pela expressão dada na equação (1).

A profundidade do notch é dada, em dB, por:

\* para fase mínima

$$B = -20 \log(1 - \rho_{ij}) \quad , \quad 0 \leq \rho_{ij} \leq 1 \quad (3)$$

\* para fase não mínima

$$B = -20 \log(1 - 1/\rho_{ij}) \quad , \quad 1 \leq \rho_{ij} < \infty \quad (4)$$

A discriminação de polarização cruzada XPD é definida, em dB, por:

$$XPD_{ij} = -20 \log(\gamma_{ij}) \quad , \quad i,j=H,V \text{ (para } i \neq j) \quad (5)$$

Os modelos dos canais direto e cruzado baseados em Rummler serão considerados para o caso de fase mínima.

## III.- ESTRUTURAS A ESTUDAR

Nesta seção apresentamos as características das diferentes estruturas de acoplamento entre XPIC e equalizador. A figura 2 mostra as estruturas analisadas [6] considerando o canal horizontal. Evidentemente, a estrutura deve ser simétrica de forma a garantir equalização e cancelamento de interferência para o canal direto de polarização vertical. Nesta figura, temos ainda que  $r_u(n)$  e  $r_v(n)$  são os sinais recebidos, à saída do canal, conforme indica a figura 1.

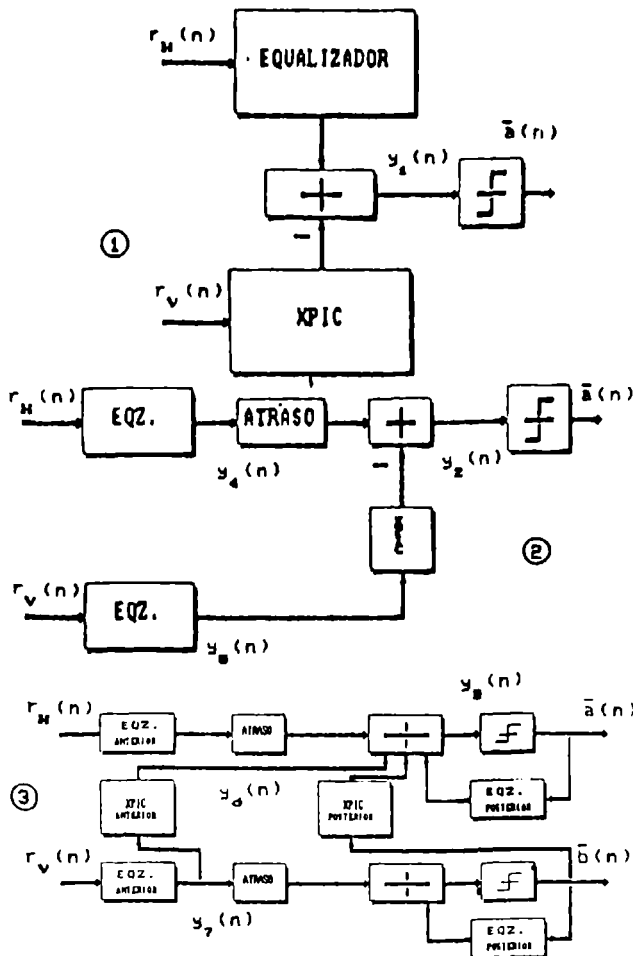


Figura 2. Estruturas Possíveis.

Estes sinais recebidos, são dados pelos seguintes expressões:

$$r_M(n) = \sum_k a(k)h_{MH}(n-k) + \sum_k b(k)h_{VH}(n-k) + n_M(n) \quad (6)$$

$$r_V(n) = \sum_k b(k)h_{VV}(n-k) + \sum_k a(k)h_{MV}(n-k) + n_V(n) \quad (7)$$

Onde  $a(k)$  e  $b(k)$  são as variáveis aleatórias independentes com possíveis valores  $\pm 1, \pm 3, \pm 5, \pm 7$ ; enquanto  $h_{MH}(n)$ ,  $h_{VV}(n)$  e  $h_{MV}(n)$ ,  $h_{VH}(n)$  são as respostas impulsivas dos canais diretos e cruzados respectivamente. Temos ainda que  $n_M(n)$  e  $n_V(n)$  são ruídos aditivos gaussianos, de média zero, independentes.

O XPIC e o equalizador são filtros transversais adaptativos de forma que, num dado instante  $n$ , suas funções de transferência são dadas pelos polinômios:

\* para o XPIC:

$$c(z) = c_0 z^0 + c_1 z^{-1} + \dots + c_{N-1} z^{1-N}$$

\* para os equalizadores:

$$w(z) = w_0 z^0 + w_1 z^{-1} + \dots + w_{L-1} z^{1-L}$$

$$p(z) = p_0 z^0 + p_1 z^{-1} + \dots + p_{L-1} z^{1-L}$$

onde os vetores dos coeficientes, são dados por:

$$C^T = [c_0 \quad c_1 \quad \dots \quad c_{N-1}]$$

$$W^T = [w_0 \quad w_1 \quad \dots \quad w_{L-1}]$$

$$P^T = [p_0 \quad p_1 \quad \dots \quad p_{L-1}]$$

e  $[\cdot]^T$  representa a operação de transposição.

Na primeira estrutura, XPIC e equalizador em paralelo, o sinal de entrada do XPIC está contaminado de interferência intersimbólica e de interferência de polarização cruzada, o mesmo acontecendo para o sinal de entrada do equalizador. A expressão para o sinal de saída é dada por:

$$y_1(n) = \sum_{l=0}^{N-1} w_l r_M(n-l) - \sum_{j=0}^{L-1} c_j r_V(n-j) \quad (10)$$

Para a segunda estrutura, com XPIC depois do equalizador, observamos que o sinal de entrada do XPIC é um sinal equalizado, ou seja, a interferência intersimbólica do sinal é removida antes de entrar no dispositivo cancelador. As expressões na saída do XPIC e no equalizador, são dadas por:

\* Sinal na saída dos equalizadores:

$$y_4(n) = \sum_{j=0}^{N-1} w_j r_M(n-j), \quad y_6(n) = \sum_{l=0}^{L-1} p_l r_V(n-l) \quad (11)$$

\* Sinal na saída:

$$y_2(n) = y_4(n-L) - \sum_{l=0}^{L-1} c_l y_6(n-l) \quad (12)$$

A terceira configuração é obtida a partir da segunda estrutura com o acréscimo de uma etapa realimentada (entrada da entrada quantizada) tanto para o XPIC como para o equalizador. As expressões para o sinal na saída do XPIC e equalizador, são dadas por:

\* sinal na saída do XPIC:

$$y_0(n) = \sum_{j=0}^{N_1-1} c_j y_7(n-j) + \sum_{l=N_1}^{N-1} c_l \tilde{b}(n-l) \quad (13)$$

\* sinal na saída do equalizador:

$$y_0(n) = \sum_{j=0}^{L_1-1} w_j r_M(n-N_1-j) + \sum_{l=L_1}^{L-1} w_l \tilde{b}(n-l) - y_0(n) \quad (14)$$

onde:

$$N_1 = \frac{N+1}{2}; \quad L_1 = \frac{L+1}{2}$$

$$y_7(n) = \sum_{l=0}^{L_1} p_l r_V(n-l)$$

Para a adaptação dos coeficientes das estruturas foi escolhido o critério da minimização do erro quadrático médio [7] associado ao algoritmo LMS. Para cada estrutura, temos então as seguintes fórmulas de adaptação:

Estrutura 1

\* Para o equalizador,  
 $W(n+1) = W(n) - \mu_1 e(n) R_M(n) \quad (15)$

\* Para o XPIC,  
 $C(n+1) = C(n) - \mu_2 e(n) R_V(n)$

Estrutura 2

\* Para o equalizador,  
 $W(n+1) = W(n) - \mu_1 e(n) R_M(n)$   
 $P(n+1) = P(n) - \mu_1 e(n) R_V(n) \quad (16)$

\* Para o XPIC,  
 $C(n+1) = C(n) - \mu_2 e(n) Y_4(n)$

Estrutura 3

\* Para o equalizador,  
 $W(n+1) = W(n) - \mu_1 e(n) R_M(n) \quad \text{para } n=1, \dots, L_1$   
 $W(n+1) = W(n) - \mu_1 e(n) A \quad \text{para } n=L_1, \dots, L$   
 \* Para o XPIC, (17)  
 $C(n+1) = C(n) - \mu_2 e(n) Y_7(n) \quad \text{para } n=1, \dots, N_1$   
 $C(n+1) = C(n) - \mu_2 e(n) B \quad \text{para } n=N_1, \dots, N$

Onde  $R_M(n)$ ,  $R_V(n)$ ,  $Y_4(n)$ ,  $Y_7(n)$ , A e B são vetores, dados pelas seguintes relações:

$$R_M^T(n) = [r_M(n) \quad r_M(n-1) \quad \dots \quad r_M(n-N+1)]$$

$$R_V^T(n) = [r_V(n) \quad r_V(n-1) \quad \dots \quad r_V(n-N+1)]$$

$$Y_4^T(n) = [y_4(n) \quad y_4(n-1) \quad \dots \quad y_4(n-N+1)] \quad (18)$$

$$Y_7^T(n) = [y_7(n) \quad y_7(n-1) \quad \dots \quad y_7(n-L+1)]$$

$$A^T = [\tilde{b}(n-L+1) \quad \tilde{b}(n-L+1) \quad \dots \quad \tilde{b}(n-L+1)]$$

$$B^T = [\tilde{b}(n-N+1) \quad \tilde{b}(n-N+1) \quad \dots \quad \tilde{b}(n-N+1)]$$

e  $e(n)$  é o erro utilizado para adaptação dos coeficientes, dado pela seguinte expressão:

$$e(n) = y_0 - \tilde{b}(n) \quad (19)$$

Onde  $l=1, 2$  ou  $3$ , conforme a estrutura considerada e  $\tilde{b}(n)$  é o símbolo recebido quantizado.

#### IV.- SIMULAÇÕES

Foram realizadas simulações para observar o desempenho das estruturas, avaliado em termos de probabilidade de erro. Utilizamos o algoritmo LMS [7] para ajustar os coeficientes do XPIC e do equalizador em todas as configurações propostas e consideramos dois sinais 64-QAM, com taxa de transmissão de 140 Mbits/seg., à entrada do sistema. Obtemos na saída os sinais  $r_M(n)$  e  $r_V(n)$ , os quais serão utilizados na entrada do XPIC ou do equalizador, dependendo da configuração utilizada. As condições sobre o meio de transmissão são as descritas na seção II. Como nosso interesse não é o desempenho do sistema adaptativo, mas sim o da eficiência de todo o sistema, as medidas foram feitas após a convergência dos coeficientes dos filtros adaptativos envolvidos.

Na figura 3 mostramos o comportamento das três estruturas para o modelo do canal cruzado de M. Borgne. Para diferentes valores de relação sinal a ruído (SNR) e três valores distintos de XPD, foram obtidas as curvas de taxa de erro.

Para o caso do modelo de Rummier como canal cruzado foram obtidas curvas semelhantes, como pode ser observado na figura 4. Em ambas as simulações, os canais diretos tinham valores de  $\rho_{NM} = \rho_{VV} = 0.204$  e com  $XPD_{NV} = 30\text{dB}$  para o caminho vertical.

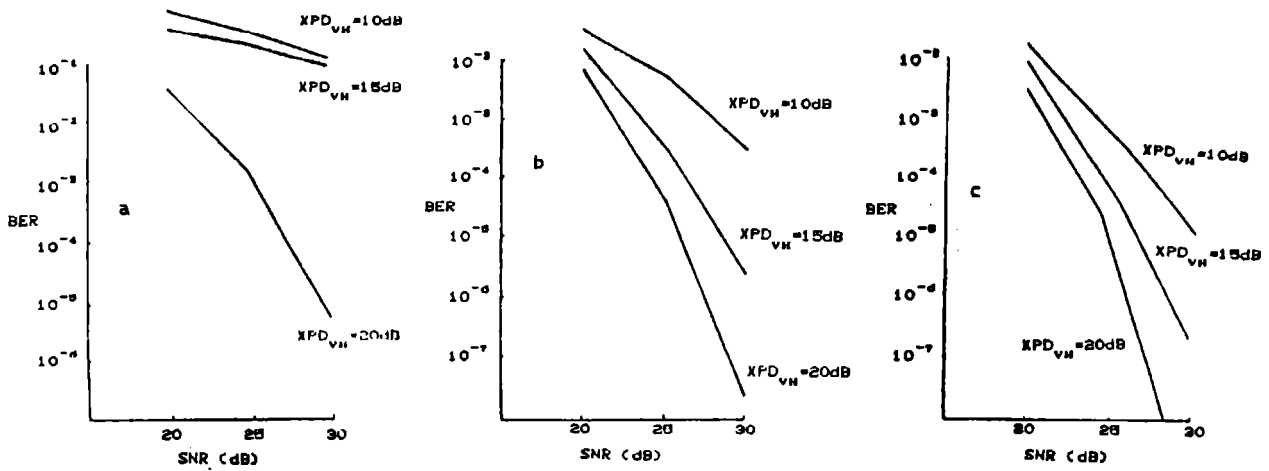


Figura 3. taxa de erro e SNR (modelo de M. Borgne): a) estrutura 1, b) estrutura 2, c) estrutura 3.

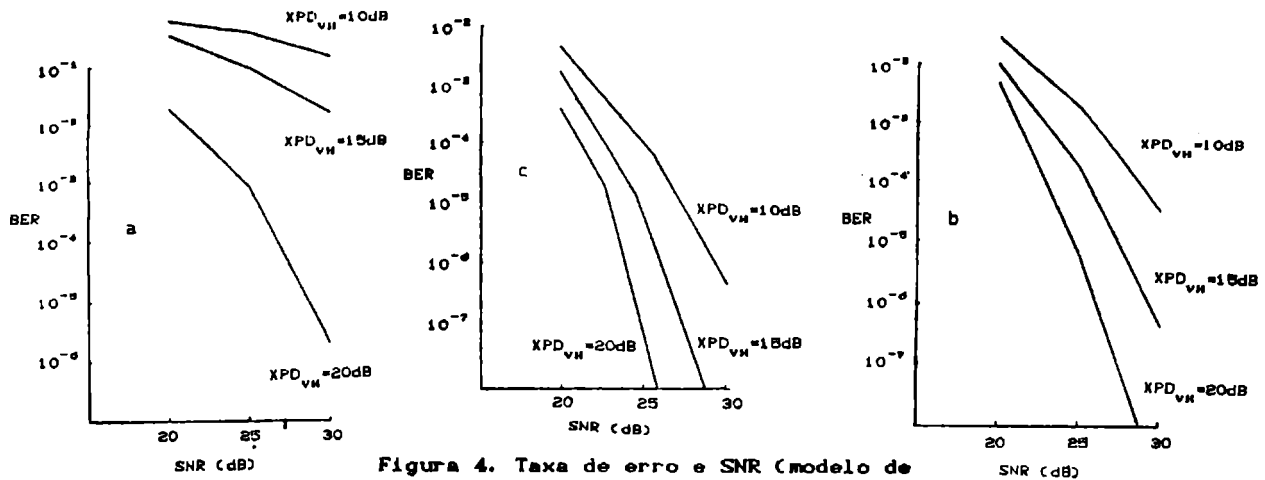


Figura 4. Taxa de erro e SNR (modelo de Rumler): a) estrutura 1, b) estrutura 2, c) estrutura 3.

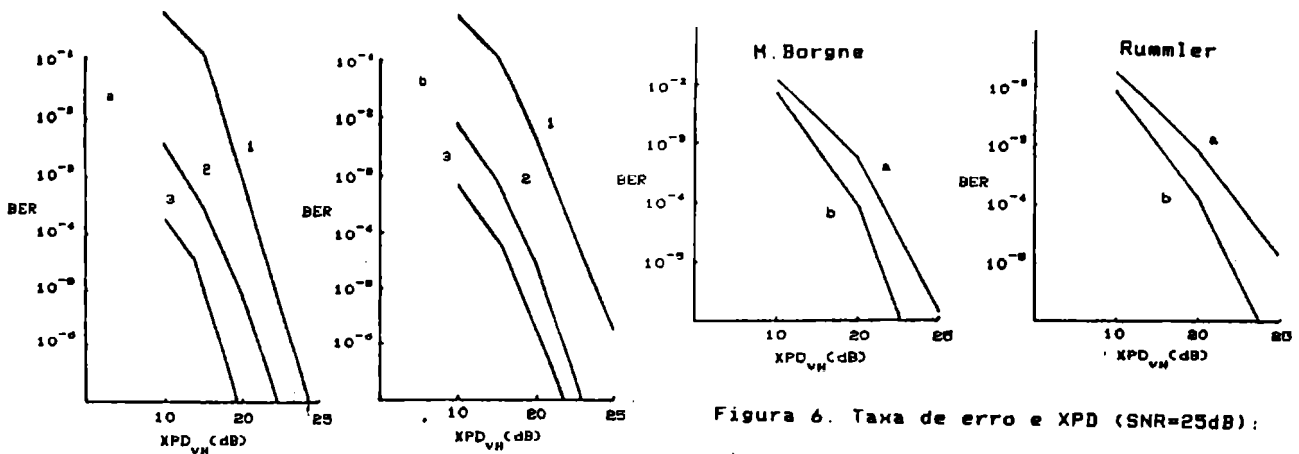


Figura 5. Taxa de erro e XPD (SNR=25dB):

a) M. Borgne, b) Rumler.

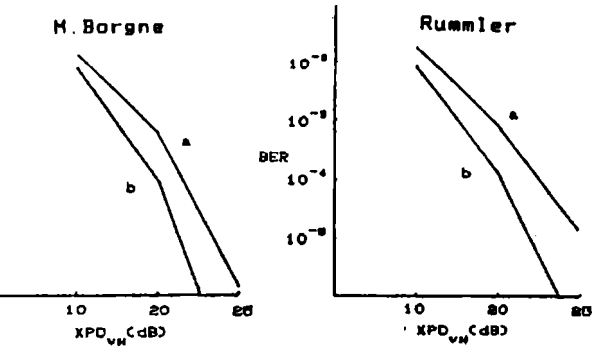


Figura 6. Taxa de erro e XPD (SNR=25dB):

a)  $\rho_{HH} = \rho_{VV} = 0.437$ , b)  $\rho_{HH} = \rho_{VV} = 0.204$ .

Na figura 5 mostramos o comportamento das estruturas para diferentes valores de XPD, para uma relação sinal a ruído SNR=25dB. Considera-se os dois tipos de canal cruzado: M Borgne e Rummler. Os parâmetros para os caminhos diretos foram  $\rho_{HH}=\rho_{VV}=0.204$  e assume-se o canal vertical com  $XPD_{NV}=30dB$ .

Finalmente, na figura 6, mostramos o comportamento da estrutura 3 quando o nível de distorção do canal vertical aumenta. São considerados os valores de  $\rho_{VV}=0.204$  e  $\rho_{HH}=0.437$  e SNR=25dB.

## V.- CONCLUSÕES

Apresentamos neste trabalho um estudo dos canceladores de interferência de polarização cruzada adaptativos, aplicados a sistemas rádio digitais, utilizando estruturas FIR. Determinou-se o comportamento de três estruturas tipicamente usadas para tratar o problema da interferência cruzada em conjunto com o de equalização.

A partir das figuras 3 e 4, observamos que a estrutura 1 oferece a mais baixa eficiência em termos de taxa de erro. Isto pode ser explicado pelo fato de que tanto o sinal de entrada do XPIC como o do equalizador estão contaminados de ISS e XPI. Por outro lado, pode ser observado que a estrutura 3 mostra a melhor eficiência, pelo fato de usar realimentação no XPIC e no equalizador. Isto é claramente mostrado na figura 5, para os dois modelos do canal cruzado. Outro importante fato é a diminuição da eficiência de todas as estruturas quando o modelo do canal cruzado é seletivo, mostrando a influência das condições de propagação do meio. Na figura 6, observamos especificamente para a estrutura 3 que a eficiência decresce com o aumento de distorção dos caminhos diretos.

A análise comparativa baseou-se em simulações de Monte Carlo, onde se avaliou o desempenho em função de alguns parâmetros fundamentais.

Em resumo, todos esses fatores devem ser levados em conta para uma decisão final sobre a estrutura de cancelamento a ser adotada num sistema prático.

## VI.- REFERENCIAS

- [1] K.T.Wu, "Measured Statistics on Multipath Dispersion of Cross-Polarization Interference", presented at the Int. Conf. Commun., Amsterdam, the Netherlands, may 1984.
- [2] M.Liniger, "More Results on the Transfer functions of Cross-Polarized and Diversity Protected RF Channels", presented at IBAP 1985, paper 131-2.
- [3] I.R.A.Bahamonde, J.M.T.Romano, J.C.M. Mota, "On the Adaptive Filtering for Cross-Polarization Interference Canceler", Int. Telecom. Symposium, SBT'90.Rio de Janeiro-Brasil, sept. 90.
- [4] H.Bari and A.Fihel, "Joint Intersymbol Interference and Cross-Pol interference Cancellation for Dually-Polarized Radio Systems", Proc. ICC'88 pp.41.2.1-41.2.6.
- [5] W.D.Rummler, "A New Selective Fading Model: Application to propagation data", Bell Syst. Tech. J., (mai-juin 1979), Vol.59, Num 7, pp.1037-1071.
- [6] M.Borgne, "Comparaison de Structures de Recepteurs pour un Canal de Transmission avec Reutilisation de Frequence", nota técnica do CNET-LANNION-AN/313.Janvier 1988, France.
- [7] - S.Haykin, "Adaptive Filter Theory", N. Jersey; Prentice-Hall, 1986, pp.324-350.

Igor R. Arriagada Bahamonde: Ing. de Ej. em Electronica pela Universidad de Santiago de Chile, Chile. Mestre em Engenharia Elétrica da Universidade Estadual de Campinas-UNICAMP, SP-Brasil. Atualmente fazendo Doutorado na UNICAMP e trabalhando como pesquisador em TELEBRÁS-BRASIL.

João M. Travassos Romano: Engenheiro e Mestre em Eng. Elétrica pela Universidade Estadual de Campinas em 1981 e 1984, respectivamente. Doutor da Universidade de Paris-XI em 1987. Atualmente é professor da Faculdade de Engenharia Elétrica-UNICAMP e seus principais assuntos de pesquisa são Processamento Digital, análise de sinais e filtragem adaptativo.

VIII

**BIOINGENIERIA**

## EDESYS: AN EXPERIMENTAL SYSTEM OF EPILEPSY DIAGNOSIS

Christine Maréchal\*, Jorge Muniz Barreto\*, Walter Celso de Lima\*\*

\*Lab. of Neurophysiology, Medicine Faculty, University Catholic of Louvain,  
Av. Hippocrate 55, 1200 Brussels, Belgium

\*\*Dept. Eng. Elétrica, Universidade Federal de Santa Catarina, Brazil

### ABSTRACT

EDESYS is a medical expert system intended to teach diagnosis of pediatric epilepsy to students in medicine. For this purpose, EDESYS translates natural language as used by the patients into precise medical language. It uses fuzzy logic approximate reasoning to propose diagnosis compatible with the collected elements.

### 1. INTRODUCTION

EDESYS is an experimental expert system intended to be used as a laboratory for medicine students to practice epilepsy diagnosis. It is based on natural language information, containing intrinsic imprecision, as used by patients explaining his/hers problem, and translates this information into medical language. The translated informations lead to propositions of diagnoses, which are commented.

Diagnosis is the art of determining a disease after its symptoms. A symptom is a peculiar phenomenon expressed by the ill organism. Subjective symptoms are those symptoms the patient is aware of; objective symptoms are discovered by the physician. As a disease is characterized by different symptoms, the symptoms permit to establish a diagnosis.

Diagnosis is a very difficult problem. All medical diagnostic process is associated with imprecision. Here two major sources of imprecision will be discussed: the imprecision intrinsic to the inference mechanism normally used in diagnosis and the imprecision intrinsic to natural language.

In fact most diagnostics are based on a non logical mechanism of inference called "abduction" [8]. Reasoning by abduction is a mechanism of inference opposite to "modus ponens". In fact, modus ponens states that:

if A implies B and A is true then B is true

Modus ponens corresponds in the case of a disease to state that:  
if disease\_A implies the presence of symptom\_B and it is known that a patient has the disease\_A then it is possible to conclude that he/she presents symptom\_B

Abduction corresponds to:

if A implies B and B is true then A is true

that in a diagnosis mechanism can be stated as:

if disease\_A implies the presence of symptom\_B and it is known that a patient presents symptom\_B then it is possible to conclude that he/she presents disease\_A

As abduction is not a valid logical inference rule it must be considered as a plausible inference than an absolute truth. This is the first point that makes imprecision intrinsic to diagnostic expert systems. A more complete treatment of problems associated with the imprecision associated with abduction and the tools used to deal with it in the context of expert systems is found in [6], [8].

In this system, we are concerned with the different cases of pediatric epilepsy: how to recognize epilepsy from other diseases, and which type of epilepsy is concerned in each case.

One type of epilepsy can have different expressions, and one peculiar seizure could be attributed to different types; however, when investigations go further, precisions are added, and we get closer to a unique diagnostic.

Diagnosing epilepsy is done mainly after what the patient (or his parents) tells to the physician, who almost never assists to the seizure; clinical examination and complementary investigations are usually negative (this means: are strictly normal). Thus, diagnosis will be established mainly after the anamnesis (anamnesis are the informations that the patient himself or his attendants gives about the beginning of his disease until he/she is submitted to the observation of the physician).

Therefore we understand how it is important to know what questions one should ask to the patient when he/she tells his seizure, and this is one of the goals of EDESYS.

The second point that makes imprecision intrinsic to expert systems is the usual imprecision of ordinary language. In fact, the first step in a diagnostic process is anamnesis. Anamnesis is the major source of knowledge about what is happening, the diagnosis will be established after words, those words used to describe what has happened. Thus only qualitative, no quantitative information is available because we are coping with natural language, and its intrinsic fuzziness.

In this case, the reasoning involved to establish a diagnosis is of the same type than that used by policemen to solve a problem such as "Who killed Mrs X ?".

Such kind of reasoning, unfortunately, is not analyzed by the medical profession; all the information available on how to establish correctly a diagnosis refers to complementary investigations, as e.g.

the choice of one test instead of another, knowing that the first one is more specific and that other is more sensitive. In all this reasoning there are lots of qualitative information. Quantitative or numerical information is used mainly to create patterns of qualitative ideas leading to diagnostic.

## 2. SPECIFICATION OF THE SYSTEM

EDESYS is made out of several modules. The first modules are proposing exercises on different aspects of diagnosing epilepsy, and the last one is giving a comment about a case presented by the user.

EDESYS is made for students at medical school: beginners who know theory but have no practice of medicine. Each module presents a different aspect of the same problem (diagnosing epilepsy), and is gradually more difficult.

The most basic quality needed to establish a diagnosis is certainly the ability to recognize symptoms. The first step of any consultation will be to listen to what the patient says (why did he/she come? what is his problem?), and asking questions to complete this information (if he/she suffers from pain; what kind of pain? when? etc). Clinical examination is only a second step.

As was explained above, epilepsy is mainly diagnosed from the explanations of the patients; the clinical examination is usually normal. Here we see the need of understanding what the patient means when he/she is speaking with his own words, which are not made out of medical language: the patient won't tell you that he/she was convulsing, but that his body was shivering e.g.

Knowing vocabulary is knowing facts, and practicing this transformation of usual words into medical words is the main goal of EDESYS; this isn't obvious and easy for beginners as it is to experienced practitioners. One module of exercises is dedicated to it (Fig 3 & 4). In fact, it is well known that the usual language used in everyday life employs some 2000 words. A word can have several meanings and be used in different contexts. It is really the context that makes possible the communication with so few words. In spoken language this fact is more sensible, since intonation, body attitudes, etc, helps defining the precise meaning of a sentence. On the other hand the vocabulary used in any profession, and medicine is no exception, is sometimes much larger and each word has a precise meaning. Learning the precise meaning of words is a major part of learning in any profession.

EDESYS addresses exactly this problem: to allow an environment to learn how to translate a text expressed in usual colloquial language to a precise language as used in medicine practice. To be a accomplishable task, it is restricted to the domain of epilepsy and so can be considered an expert system, in the sense that it has encapsulated the knowledge of an expert. So, it can be considered as an application of artificial intelligence techniques, directed to teaching purposes, in a way different from more usual

ones as the student model. For a discussion of more known uses of artificial intelligence for teaching purposes see Woolf [7].

A second module gives a more global view about the same problem: the user must extract all the information contained into one clinical case. Each sentence describing this case gives one or more information, which must be identified and translated into medical vocabulary. The purpose of this module is to improve attention: usual conversation hides much more information than one would believe, and the beginner is not used to give such equal attention.

The user decides himself when he/she has collected all the information. EDESYS evaluates then whether this information is sufficient to establish a correct diagnosis; this permits to omit non-necessary information.

The third module is more classical: it asks students to give a diagnosis about a clinical case; if the answer is not correct, EDESYS shows the differences between the selected diagnosis and the right one (Fig. 5).

The last module gives comments about a clinical case reported by the user (invented or real). This allows to test active knowledge about epilepsy: recognizing a pathology is different from explaining it correctly. The more precise the given information, the more precise the diagnosis EDESYS can approach; too general information leads to differential diagnosis between several diagnoses.

From translating natural language into medical information to explaining actively and precisely a peculiar pathology, through collecting information and diagnosing a pathology, EDESYS offers to the beginner exercises on different aspects of medical diagnosis of pediatric epilepsy.

## 3. KNOWLEDGE REPRESENTATION

Medical diagnosis involves ill defined data. Making inferences using ill defined data needs a conceptual model of imprecision; several such models exist ranging from the classical probability models using often bayesian methods to the more popular confidence factors introduced in the famous, and now classical, Mycin program.

In the present implementation, a different approach is used. It is based on the manipulation of linguistic variables [1] with fuzzy contents. In this aspect this application can be considered as an application of fuzzy set theory [2] to the implementation of expert systems.

A linguistic variable [3] is a variable whose different possible values are characterized by words, eventually sentences of the language. For example, the linguistic variable "age" defined in "years old" from 0 to 20. This variable can take the values "newborn", "infant", "teenager" etc... Each of these values can be interpreted as a label of a fuzzy set of the universe of language



$X=[0,20]$ . Thus the values of a linguistic variable are described by fuzzy sets.

Those linguistic variables are used in EDESYS; they are called categories; they are named "consciousness", "age", "duration", "end of the seizure", "look", etc.

The categories allow to manipulate reasoning as "not normal look" (any abnormality is good for us), or "normal clinical examination" (any abnormal sign is excluding).

Each category contains a group of elements, which are often symptoms; for example, the elements of "consciousness" are the different symptoms related to the state of consciousness: "Plain consciousness", "Fainting", "Absence" etc. The elements may also be an information: the category "age" is composed of the elements "newborn", "infant", "small child",...

Elements are the medical translation of the information given by the patient.

Elements may be related between each other: e.g. there is a relation between "small child" and "infant": when does the infant become a small child? The student - and the programmer! - must make an approximation when choosing one of the terms as being relevant to the case, instead of another.

Each element is characterized by a possibility, related to the element we are expecting.

The possibility of an element is its adequate to the expected element; its degree of compatibility with the expected element.

The values of the possibility are excluded, unlikely, possible, likely, certain, unknown.

For example, when we expect "infant" (in West syndrome e.g.), and the element selected by the user is "small child", the possibility of "infant" will be "possible"; if "teenager" is selected, the possibility of "infant" will be "excluded".

The possibility of an element varies, function of the element we are searching for. Any selected element is compared with the element we are searching. We want any selected element to be compatible; either it is more or less compatible with what we are searching for, either it is excluding.

When we are searching for a pathology (each pathology is characterized by its typical elements), the elements selected by the user must be compatible with the typical elements that characterizes a pathology..

Each pathology is also characterized by a possibility. The reasoning to obtain this possibility is one of first order logic, tempered by fuzziness by the elements.

The possibility of each pathology is determined by the possibility of each of its elements: the lowest possibility is considered as the global possibility, according to fuzzy reasoning.

The collected elements are manipulated in two different ways: some elements are necessary and must be known, others may remain unknown.

If the element is necessary but unknown, the possibility of the pathology remains unknown, except if it is further excluded.

If the element is not necessary but unknown, the possibility of the pathology remains what it was.

The conclusions are rather comments about the significance of the collected elements: the system announces each possible diagnosis (pathology), its possibility, and the present possibility of each of its elements.

#### 4. HOW TO DRAW CONCLUSIONS

It wouldn't have been possible to build a satisfactory system without using the possibilities of the elements. When they are not used, each case must present almost caricaturist characteristics to be related to any pathology, and this doesn't meet reality.

The possibilities allow us to take into consideration elements which would otherwise have been left over, and this is very important, since developing this system showed us that the presence of a symptom is more important than its intensity or whatever, which was confirmed by experienced clinicians.

For this reason fuzzy inference was used to arrive at conclusions. Natural language is translated into elements; the possibilities of the elements determine the final conclusions (the lowest possibility will be the last one).

A global inference allows us to travel through the stages of diagnosis, collecting elements, linking them to possible pathologies, eliminating irrelevant hypotheses.

Here we meet a touch of modal logic: some elements are not necessary to the diagnosis, and don't modify the final hypothesis (the many non relevant signs that you ever meet in a real case); the unknown elements are not always excluding.

The knowledge involved in this part is mainly kept in the body of the system.

The problem of knowing for sure if an element which is present but not expected is important or not, is not solved, and the appreciation is left to the user; this is why the conclusions are rather comments, reporting the actual situation; this is also very similar to medical reasoning ("Actually we can't say what it is; it could be this or this, but we need more investigation").

The main difficulty remains to select the relevant elements of a pathology, and this is the domain of the human expert.

#### 5. EXAMPLE OF SESSION

EDESYS is developed in Turbo Prolog, and run in IBM PC and compatible personal computers. For a good introduction to expert systems implemented in Prolog, the book of Mizogushi [6] can be consulted.

### Running the system

After installation of the system and its files, enter "EDESYS" to run it. The demo runs first, and leaves you in the menu.

The menu permits you to select a module, or to leave. The upper exercise is the most elementary (semiology), the next ones are exercising, giving a diagnosis, and a test about the user's knowledge about epilepsy. Finally comes the comment of the system about an unknown case given by the user.

In the modules you have 2 different type of answer: or you answer to a question (Y or N), or you select a proposition by moving the cursor, and pressing [ENTER].

The function keys allow the user to access explanation about the used module and vocabulary (Fig 1 & 2).

The upper and lower bars of the screen are reserved to some local instructions and the possible function keys.

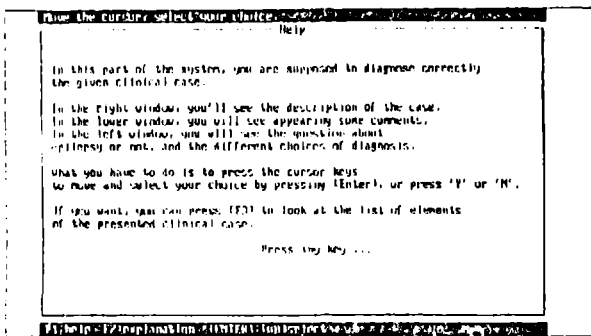


Fig.1. Explanation on the function of the system

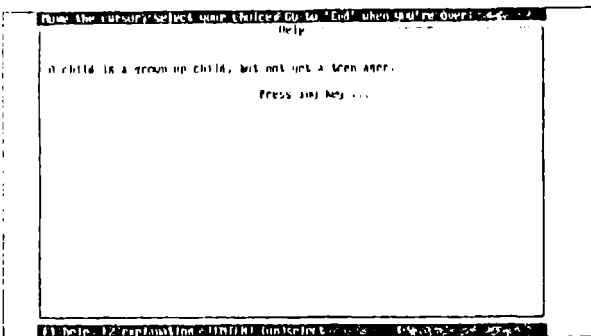


Fig.2 Information about a wrong user answer

The modules are based on 3 windows: the left one for the clinical case, the right one for the selection of the elements, and the lower one for the recorded elements, or for some comments. The explanation window called with the function keys covers all the screen.

Basic knowledge (characteristics of each pathology, symptoms, clinical cases, vocabulary, and the relations between elements determining their possibility) is contained into files. How to obtain

and integrate this knowledge, to propose and examine exercises, give a comment about a case, is contained in the body of the system.

### Semiology

Semiology is the part of medicine which studies the signs of the diseases. It refers both to the sign itself and to its signification. For example, hyperthermy is a common sign; it is a subjective (not always) and objective symptom; its definition is more or less fuzzy (e.g. over 37°C), it can be described over a period of time: constant, hectic,...; it can be found by several other related signs: perspiration, sensation of cold, fatigue; it is a manifestation of acute or chronic infection, or necrosis, or allergy, and so on.

Here we are mainly concerned with the semiology of the convulsions: duration, generalized or partial, with or without unconsciousness, etc.

The problem for the beginner is to relate words of common language (the boy did fall down) with a known symptom (he/she suffered a seizure of generalized atony), which have the same signification. This means: to be able to relate common expressions with medical information.

This is easy for experienced practitioners (it is also part of this unsaid knowledge which makes the understanding of the reasoning so difficult for external people), but beginners must still integrate this knowledge.

EDESYS offers a possibility of exercising this way of reasoning: "The boy falls down" = "generalized atony".

It chooses a sentence from common language, describing a symptom; then it asks to choose in which category of elements one will find the correct answer (age, duration of the seizure, consciousness, neuromuscular symptoms etc) (Fig 3).

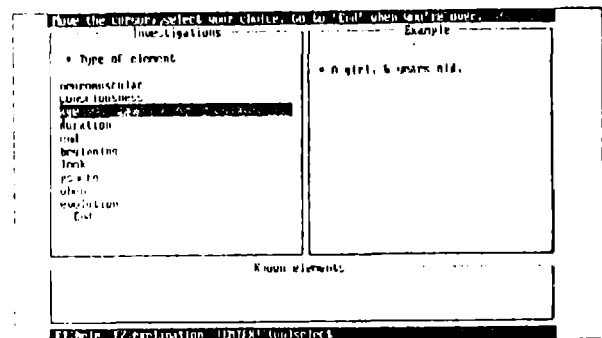


Fig.3. Example of finding a type of linguistic information

When the right category is selected, it shows all the elements related to this category (e.g. for the category of ages: newborn, infant, small child, etc) and asks to select the right item (e.g. child) (Fig. 4).

As we are involved with fuzziness, some items may be confused, and are allowed to be confused. For example, in the

category of consciousness, if "Absence" is the right answer, "Obnubilation" or "Altered consciousness" are still right, thought with a different possibility, a lower degree of certainty (Fig 4).

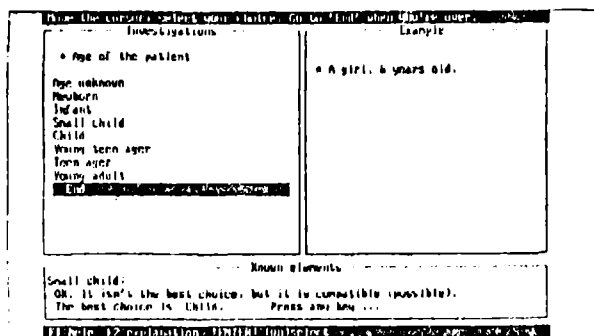


Fig.4. A translation of linguistic information into precise medical data. The window in the bottom presents the comments given by the system to a user's choice

### Clinical case

In this module, a clinical case is presented in the left window. The user must select the categories in which he/she will find the elements appearing in natural language in this clinical case. The elements of the selected categories are then proposed, and he/she can select them. As for the exercise of semiology, an element may be compatible, and have a lower possibility.

The selected elements are appearing in the lower window.

When all the elements of selected categories are completed, the system asks whether the user still wants to select more categories (Did he/she forget to select some elements? Does he/she want to erase an element?). If yes, it presents again the list of categories, if not it concludes.

EDESYS announces then the possibility attributed to the expected pathology, in function of the selected elements. If important elements are not selected, or badly selected, the possibility of the expected pathology decreases and can become "excluded".

### Diagnosing epilepsy

In this module, a clinical case is presented in the left window. The user is asked if this case is epilepsy or not; if he/she is wrong, the system simply gives a message and goes on. Then it is possible to select in a list of pathologies (right window), the diagnosis he's thinking about.

If the diagnosis is right, the exercise is over.

If the diagnosis is wrong, EDESYS gives the right answer, compares the elements of the selected pathology to those of the right pathology, and gives the possibility of each element of the selected pathology. This permits to look at the typical elements of the selected pathology, and to compare them to those of the expected pathology (Fig. 5).

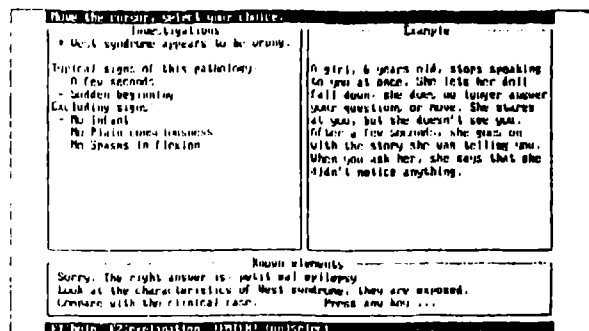


Fig.5 Example of case described in natural language proposed by the system.

To help the user, he/she can ask for the elements appearing in that case (Fig. 6).

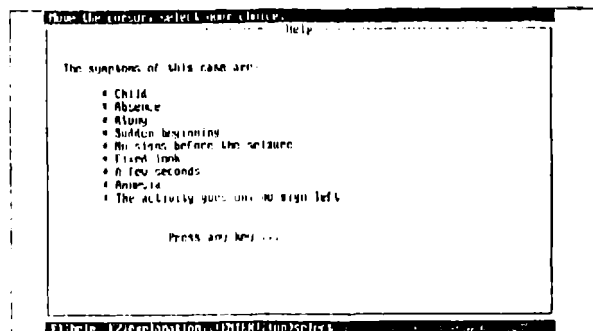


Fig.6. Final translation in medical language of the case proposed by the system, summarizing the answers given by the learner

### Knowing epilepsy

This part of the system gives a comment about a case reported by the user. It permits to the user to verify his knowledge about epilepsy: knowing the relevant elements of a pathology is not the same than diagnosing the same pathology; it is, in a way, even more active.

The user is asked to answer to the questions asked by the system, about the characteristics - the elements - of the reported seizure. He will select, in each category, the relevant element (and report if this element is unknown or normal).

The categories are selected by the system, which is yet searching a diagnosis and eliminating irrelevant hypotheses.

When all the elements are collected, EDESYS gives its conclusions: the list of all the pathologies compatible with this description, their degree of certainty (their possibility), the degree of certainty of each of their elements (their possibility).

## 6. CONCLUSIONS

The actual performances of EDESYS allow us to be satisfied both about the exercising process and the undergoing inference process: thought using very elementary inferences, EDESYS is able to give sensible comments about a case; the different exercise modules give each a different approach of the problem.

It will be interesting to know what students and clinicians think about it, as to collect more real cases, and to improve the knowledge base.

Implementing another knowledge base in EDESYS - which should be rather easy, since knowledge is contained onto files - would enlighten the use of our inferences in another part of medical reasoning. It is also possible to increase the number of these inferences.

### ACKNOWLEDGEMENTS:

This work was supported by the Belgian National Incentive-Program for Fundamental research in Artificial Intelligence, Prime Minister's Office - Science Policy Programming which is acknowledged.

### REFERENCES

- [1]-L. A. Zadeh, "A Theory of Approximate Reasoning", Memorandum n°UCB/ERL M77/58, 1977.
- [2]-L. A. Zadeh, "Fuzzy Sets", Information and Control, 8, pp.338-353, 1965.
- [3]-G. Lyon, Ph.Evrard, "Neuropédiatrie", Masson, Paris, 1987.
- [4]-Garnier-Demamare, "Dictionnaire des Termes Techniques de Médecine", , 20 éd., Maloine S.A.Ed.

- [5]-F. M. de Azevedo, J. Barreto, W. Celso de Lima, "A Neural Network Approach for Fuzzy Knowledge Bases", in this volume.
- [6]-F. Mizogushi, "Prolog and its Applications: a Japanese perspective", Chapman and Hall, London, 1991.
- [7]-B. Woolf, "Intelligent Tutoring Systems: a survey". In "Exploring Artificial Intelligence, H. Shrobe (edt.), Morgan Kaufmann Pub., San Mateo, California, 1988.
- [8]-E. Charniac & D. McDermott, "Introduction to Artificial Intelligence" Addison-Wesley, New York, 1985.

### BIOGRAPHY

**Christine Maréchal:** Research student in medicine doctorate, (Université Catholique de Louvain, Belgium) Research interests: use of computer as a tool to help medical care.

**Jorge M. Barreto:** Electronic Engineer (IME, Rio de Janeiro, Brazil) M.Sc. (ENSA, Paris, France), D.Sc. (ULB, Brussels, Belgium). Faculty member of the "Université Catholique de Louvain". Research interests: artificial intelligence, modeling and simulation, biomedical engineering and the use of computers in the teaching process.

**Walter Celso de Lima:** Electronic Engineer (EEUM, São Paulo, Brazil), M.Sc. (PUC, Rio de Janeiro, Brazil), D.Sc. (EFEI, Itajubá, Brazil), Professor of the Electrical Engineering Department, Universidade Federal de Santa Catarina, Brazil. Head of the research Group in Biomedical Engineering. Research interests: Biomedical Engineering, Control Theory, Modeling and Simulation.

# UN NUEVO METODO PARA LA SOLUCION DE LA ECUACION DE ESTADO APLICADO A UN MODELO DEL SISTEMA CARDIOVASCULAR

Marcello Guarini, Jorge Urzua\*, Aldo Cipriano, Marcelo Matus  
Departamento de Ingeniería Eléctrica, (\*) Hospital Clínico  
Pontificia Universidad Católica de Chile  
Casilla 6177, Santiago - CHILE

## RESUMEN

En este trabajo se presenta en forma detallada el desarrollo de un nuevo método numérico orientado a la solución de la ecuación de estado el que permite obtener soluciones en forma de expansiones en series de polinomios ortogonales. Específicamente, se utiliza la familia de polinomios ortogonales de Chebyshev, ya que estos presentan un gran número de propiedades que los hacen especialmente atractivos para esta aplicación. Las principales ventajas de esta técnica, en relación a los métodos numéricos tradicionales, son la reducida velocidad de procesamiento y la generación de soluciones en forma continua. Se muestra además una extensión del método orientada a determinar la matriz de transición de estado para sistemas tanto invariantes como para sistemas variantes en el tiempo. Finalmente se muestra una aplicación de las técnicas descritas a la solución de un modelo de la circulación sanguínea.

## 1. INTRODUCCION

La simulación de procesos dinámicos, utilizando computadores digitales, ha alcanzado gran relevancia como herramienta de apoyo en el desarrollo de nuevos productos industriales así como en el campo de la investigación científica y tecnológica. Por otra parte, la amplia disponibilidad de computadores personales, ha permitido que prácticamente cualquier profesional interesado en aplicar técnicas de simulación en sus desarrollos e investigaciones pueda hacerlo sin mayores complicaciones y a un bajo costo. Sin embargo, cuando los modelos dinámicos alcanzan cierta complejidad (por ejemplo un número elevado de variables de estado), los tiempos de simulación requeridos, pueden hacer prohibitivo el uso de esta herramienta. Este es el caso, por ejemplo, de la simulación de circuitos electrónicos, donde se han desarrollado diversas técnicas para superar las debilidades de los métodos tradicionales paso a paso (Nagel, 1975) (Lelarsmee, 1982) (Guarini, 1990). En este trabajo se presenta una adaptación de las técnicas espectrales desarrolladas para la solución de sistemas de ecuaciones diferenciales no lineales descritas en (Palusinski, 1988), orientada a la solución de la ecuación de estado. Las técnicas numéricas basadas en métodos espectrales son muy eficientes en términos de tiempo computacional y representan la forma

más compacta posible de solución ya que los resultados se obtienen como series de polinomios ortogonales. En este trabajo se hace uso de los polinomios de Chebyshev (Dahlquist, 1974), ya que estos tienen un número importante de propiedades analíticas y numéricas, que los hacen especialmente atractivos para la aproximación funcional. En la sección 2 se presenta el desarrollo de las ecuaciones espectrales requeridas para la solución de la ecuación de estado, primero para el caso de una sola ecuación diferencial (caso escalar) y luego para el caso de múltiples ecuaciones (sistema de ecuaciones). En la sección 3 se indica la forma de encontrar la matriz de transición de estado de sistemas invariantes y variantes en el tiempo utilizando el método descrito. En la sección 4 se presenta un ejemplo de aplicación de las técnicas descritas orientado a la solución de un modelo de la circulación sanguínea. Finalmente, en la sección 5, se presentan las conclusiones.

## 2. ECUACIONES ESPECTRALES PARA LA SOLUCION DE LA ECUACION DE ESTADO

### Una sola ecuación

Considere la siguiente ecuación diferencial

$$y'(t) = a(t)y(t) + h(t), \quad y(0) = y_0 \quad (1)$$

Expandiendo  $y(t)$ , su derivada  $y'(t)$  y la función  $h(t)$  en series de Chebyshev se tiene

$$y(t) = \sum_{j=0}^{\infty} \psi_j T_j(t) \quad (2)$$

$$y'(t) = \sum_{j=0}^{\infty} \psi'_j T_j(t) \quad (3)$$

$$h(t) = \sum_{j=0}^{\infty} \chi_j T_j(t) \quad (4)$$

donde  $\psi_j$ ,  $\psi'_j$  y  $\chi_j$  son los coeficientes de la expansión,  $T_j(t)$  son los polinomios de Chebyshev de orden  $j$  y  $\Sigma'$  se define como

$$\sum_{j=0}^{\infty} A_j = \frac{A_0}{2} + A_1 + A_2 + \dots$$

Substituyendo (2), (3) y (4) en (1) se tiene

$$\sum_{j=0}^{\infty} \psi'_j T_j(t) = \sum_{j=0}^{\infty} \psi_j T_j(t) + \sum_{j=0}^{\infty} \chi_j T_j(t) \quad (5)$$

Expandiendo los productos  $a(t) T_j(t)$  se tiene

$$a(t) T_j(t) = \sum_{i=0}^{\infty} \delta_{ij} T_i(t), \quad j=0, 1, 2, \dots \quad (6)$$

donde  $\delta_{ij}$  está dado por el producto interno

$$\delta_{ij} = \frac{2}{\pi} \int_{-1}^1 \frac{a(t) T_i(t) T_j(t)}{\sqrt{1-t^2}} dt, \quad i, j=0, 1, 2, \dots \quad (7)$$

Substituyendo (6) en (5) se tiene

$$\sum_{j=0}^{\infty} \psi'_j T_j(t) = \sum_{j=0}^{\infty} \sum_{i=0}^{\infty} \psi_j \delta_{ij} T_i(t) + \sum_{j=0}^{\infty} \chi_j T_j(t) \quad (8)$$

Utilizando notación matricial es posible escribir

$$\begin{bmatrix} \psi'_0 \\ \vdots \\ \psi'_k \\ \vdots \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1/2 \delta_{00} & \dots & \delta_{0k} & \dots \\ \vdots & & \vdots & \\ 1/2 \delta_{k0} & \dots & \delta_{kk} & \dots \\ \vdots & & \vdots & \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \psi_0 \\ \vdots \\ \psi_k \\ \vdots \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \chi_0 \\ \vdots \\ \chi_k \\ \vdots \end{bmatrix} \quad (9)$$

Para obtener los coeficientes  $\delta_{ij}$  se requiere en primer lugar determinar los coeficientes de la función  $a(t)$  i.e.

$$a(t) = \sum_{k=0}^{\infty} \alpha_k T_k(t) \quad (10)$$

donde

$$\alpha(k) = \frac{2}{\pi} \int_{-1}^1 \frac{a(t) T_k(t)}{\sqrt{1-t^2}} dt \quad (11)$$

Utilizando (10) para reemplazar  $a(t)$  en (7) se tiene

$$\delta_{ij} = \sum_{k=0}^{\infty} \alpha_k \frac{2}{\pi} \int_{-1}^1 \frac{T_k(t) T_i(t) T_j(t)}{\sqrt{1-t^2}} dt \quad (12)$$

Aplicando la propiedad del triple producto escalar de los polinomios de Chebyshev se obtiene la expresión

$$\delta_{ij} = \frac{1}{2} (\alpha_{i+j} + \alpha_{|i-j|}) \quad (13)$$

De esta forma el sistema (9) puede ser escrito como

$$\psi' = A \psi + \chi \quad (14)$$

donde

$$\begin{aligned} \psi' &= [\psi'_0 \dots \psi'_k \dots]^T \\ \psi &= [\psi_0 \dots \psi_k \dots]^T \\ \chi &= [\chi_0 \dots \chi_k \dots]^T \end{aligned}$$

y los componentes  $a_{ij}$  de la matriz  $A$  están dados por

$$a_{ij} = \begin{cases} 1/2 \delta_{i0}, & j=0, i=0, 1, 2, \dots; \\ \delta_{ij}, & j \neq 0, i=0, 1, 2, \dots \end{cases}$$

Es posible eliminar el vector  $\psi$  en (14) utilizando la expresión

$$\psi = \begin{bmatrix} k^T \\ -B \end{bmatrix} \psi' + 2y_0 e_0 = B \psi' + 2y_0 e_0 \quad (15)$$

obtenida en (Palusinski *et al.* 1988), la cual relaciona los coeficientes de la expansión de una función con los de su derivada. En esta expresión

$$k^T = \left( 1, -\frac{1}{2}, \dots, 2 \frac{(-1)^{j+1}}{(j-1)(j+1)}, \dots \right),$$

$$\bar{B} = \begin{bmatrix} 1/2 & 0 & -1/2 & 0 & \dots \\ 0 & 1/4 & 0 & -1/4 & 0 & \dots \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ & & 0 & 1/2_j & 0 & -1/2_j & 0 & \dots \end{bmatrix},$$

$$e_0^T = [1, 0, 0, \dots],$$

$y_0$  es la condición inicial y  $B$  es la matriz aumentada

$$B = \begin{bmatrix} k^T \\ -B \end{bmatrix}$$

Utilizando la relación (15) para eliminar  $\psi$  en (14), se obtiene el sistema de ecuaciones algebraicas y lineales

$$(I - A B) \psi' = \bar{\chi}, \quad (16)$$

donde  $I$  es la matriz identidad y

$$\bar{\chi} = 2 y_0 A e_0 + \chi$$

Para obtener  $y(t)$ , se resuelve la ecuación (16) con el objeto de determinar el vector  $\psi'$  y luego se usa la relación (15) para obtener el vector  $\psi$ . En la práctica las expansiones se truncan en  $N$  y se utiliza la transformada rápida de Chebyshev (Palusinski *et al.* 1984) (FCT) con el objeto de obtener eficientemente los coeficientes  $a_k, k = 0, 1, 2, \dots, 2N$ , y  $c_j, j = 0, 1, 2, \dots, N$ . La solución,  $y(t)$ , en los nodos de Chebyshev (Press *et al.* 1988) se obtiene utilizando la FCT inversa (Palusinski *et al.* 1984). Para obtener soluciones en otros puntos se utiliza la fórmula de recurrencia de Clenshaw 's (Press *et al.* 1988).

### Sistemas de ecuaciones

Considere un sistema de  $M$  ecuaciones diferenciales lineales ordinarias de la forma

$$y'(t) = A(t) y(t) + h(t), \quad y(0) = y_0 \quad (17)$$

donde  $A(t)$  es una matriz de  $M \times M$  formada de elementos  $a^{ik}(t)$ ,  $c y'(t), y(t)$  y  $h(t)$  son vectores de  $M$  componentes. La  $l$ -ésima ecuación del sistema puede ser escrita de la forma

$$y'^l(t) = \sum_{k=0}^{\infty} a^{lk}(t) y^k(t) + h^l(t). \quad (18)$$

Utilizando las expansiones de Chebyshev

$$y^k(t) = \sum_{j=0}^{\infty} \psi_j^k T_j(t) \quad (19)$$

$$y'^l(t) = \sum_{j=0}^{\infty} \psi_j^l T_j(t) \quad (20)$$

$$h^l(t) = \sum_{j=0}^{\infty} \chi_j^l T_j(t) \quad (21)$$

en la ecuación (18) y utilizando las mismas técnicas que en las del caso de una sola ecuación, es posible obtener el siguiente sistema de ecuaciones.

$$\psi'^l = \sum_{k=1}^M A^{lk} \psi^k + \chi^l, \quad l = 1, 2, \dots, M \quad (22)$$

donde  $\psi^l, \psi^k$  y  $\chi^l$  son los vectores compuestos por los coeficientes de las expansiones (19), (20) y (21) respectivamente. Los símbolos  $A^{lk}$  corresponden a las matrices con elementos  $(i, j)$  definidos por la fórmula

$$a_{ij}^{lk} = \begin{cases} \int_{-1}^1 \frac{T_i(t) a^{lk}(t) T_j(t)}{\sqrt{1-t^2}} dt, & j \neq 0, \quad l = 0, 1, \dots \\ \frac{1}{2} \int_{-1}^1 \frac{T_i(t) a^{lk}(t)}{\sqrt{1-t^2}} dt, & j = 0, \quad l = 0, 1, \dots \end{cases}$$

los que se evalúan utilizando propiedades de los polinomios de Chebyshev (principalmente producto escalar triple) de la misma forma que para la ecuación (12).

Introduciendo la notación

$$\begin{aligned} A &= (A^{lk}) \\ \vec{\psi}' &= [\psi'^1, \psi'^2, \dots, \psi'^M]^T \\ \vec{\psi} &= [\psi^1, \psi^2, \dots, \psi^M]^T \\ \vec{\chi} &= [\chi^1, \chi^2, \dots, \chi^M]^T \end{aligned}$$

es posible escribir la ecuación (22) en la forma compacta

$$\vec{\psi}' = A \vec{\psi} + \vec{\chi}. \quad (23)$$

Aplicando la versión vectorial de la expresión (15) (Palusinski *et al.* 1988) se tiene una expresión para  $\vec{\psi}'$ , esto es

$$(I - AB) \vec{\psi}' = A \vec{\mu} + \vec{\chi} \quad (24)$$

donde  $I$  es la matriz identidad,

$$B = \begin{bmatrix} B & 0 & \dots \\ 0 & B & 0 & \dots \\ \vdots & & \vdots & \\ 0 & 0 & \dots & B \end{bmatrix},$$

y  $\vec{\mu}$  es un vector con componentes vectoriales  $\mu^k = 2 y_0^k e_0$ .

Para obtener los coeficientes de la expansión de las soluciones  $\vec{\psi}$ , se debe resolver primero (24) para obtener  $\vec{\psi}'$  y luego aplicar la versión vectorial de la ecuación (15), i. e.

$$\vec{\psi} = \mathbf{B} \vec{\psi}' + \vec{\mu} \quad (25)$$

para encontrar  $\vec{\psi}$ . Nuevamente, en la práctica las ecuaciones se truncan en  $N$ . La cantidad de operaciones requeridas para generar y resolver las ecuaciones son:

1.  $O(M^2 N \ln N)$  para la formación de  $\mathbf{A}$  y  $\vec{\chi}$ ,
2.  $O(M^2(N+1)^2)$  para el cálculo del producto  $\mathbf{A}\mathbf{B}$ ,
3.  $O(M^3(N+1)^2)$  para resolver la ecuación (24).

### 3. DETERMINACION DE LA MATRIZ DE TRANSICION DE ESTADO

Para encontrar la matriz de transición de estado o solución de la ecuación homogénea asociada al sistema (17) se utiliza la propiedad de esta matriz de satisfacer la propia ecuación homogénea. Es decir, si se tiene el sistema homogéneo

$$y'(t) = A(t) y(t) \quad (26)$$

donde  $A(t)$  es una matriz de  $M \times M$  formada de elementos  $a^{ik}(t)$ , e  $y'(t)$ ,  $y(t)$  son vectores de  $M$  componentes y cuya matriz de transición de estado es  $\Phi(t)$ , entonces se tiene que

$$\Phi'(t) = A(t) \Phi(t) \quad (27)$$

De la expresión (27) resulta trivial que para encontrar  $\Phi(t)$  se requiere resolver  $M$  ecuaciones homogéneas de la forma

$$\phi'_i(t) = A(t) \phi_i(t), \quad i = 1, 2, \dots, M. \quad (28)$$

en que los  $\phi_i(t)$  y los  $\phi'_i(t)$  son los vectores columna que componen la matriz de transición de estado y su derivada respectivamente. Para la solución de los sistemas (28) se utiliza la ecuación espectral desarrollada para la solución del sistema (17) considerando el vector  $h(t)$  como cero.

### 4. APLICACION A UN MODELO DEL SISTEMA CARDIOVASCULAR

La figura 1 muestra el análogo eléctrico de un modelo del sistema cardiovascular del tipo windkessel modificado propuesto por (Clark *et al.* 1980). La figura muestra además la función forzante utilizada para la simulación de éste, la que corresponde a la acción del ventrículo izquierdo. La correspondencia entre los componentes del circuito y la función cardiovascular es la siguiente:

- $C_{lv}$ : ventrículo izquierdo,
- Diode: válvula aórtica,
- $R_{av}$ : resistencia de la válvula aórtica,
- $C_{ap}$ : capacidad arterial proximal,
- $R_t$ : resistencia aórtica,
- $L$ : inercia de la columna de sangre en la aorta,
- $C_{ad}$ : capacidad arterial distal,
- $R_{sc}$ : resistencia sistémica.

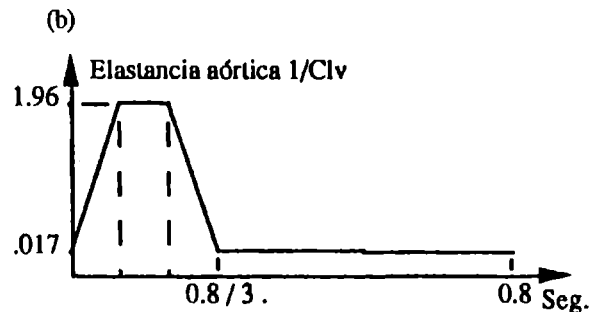
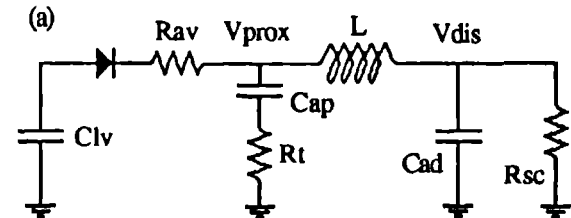


Figura 1.- Modelo del sistema cardiovascular (a), función forzante del ventrículo izquierdo

La simulación del modelo se realizó de tal forma que el tiempo fuera de 0,8 segundos, lo que corresponde, en la realidad, a aproximadamente la duración de un ciclo cardíaco. La simulación se realizó en cuatro etapas, dividiendo la ventana de tiempo de 0,8 segundos en 4 sub-ventanas, correspondientes a los puntos de quiebre de la función forzante y utilizando series de polinomios de Chebyshev de octavo orden, en cada una de ellas, para aproximar las soluciones. Las figuras 2 y 3 muestran la presión arterial proximal y la presión arterial distal respectivamente obtenidas en la simulación del modelo. Estas corresponden a los voltajes  $V_{prox}$  y  $V_{dis}$  en la figura 1 (a). Las figuras 4, 5, 6 y 7 muestran los 9 elementos de la matriz de transición de estado obtenidos para el modelo pasivo, correspondiente al sub-circuito de la derecha cuando el diodo no conduce.

### 5. CONCLUSIONES

Aunque las Técnicas de simulación por computador de sistemas dinámicos constituyen una poderosa herramienta para el ingeniero y el investigador, su uso es limitado por la complejidad de los modelos, especialmente cuando estos son de un número elevado de variables de estado. En este trabajo,



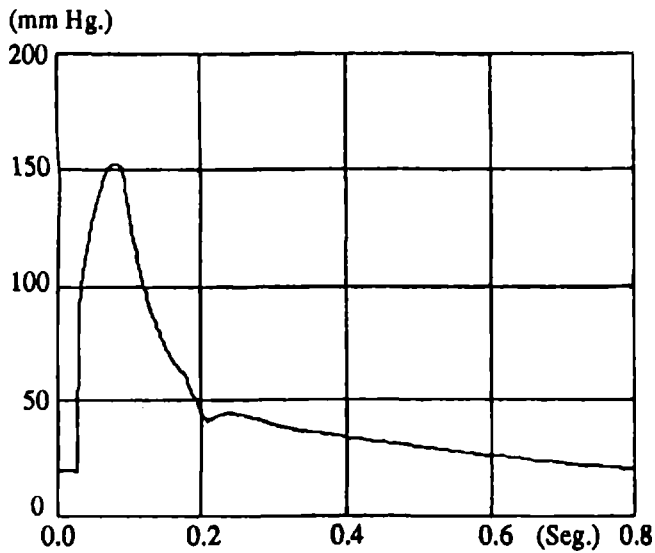


Figura 2.- Presión arterial proximal

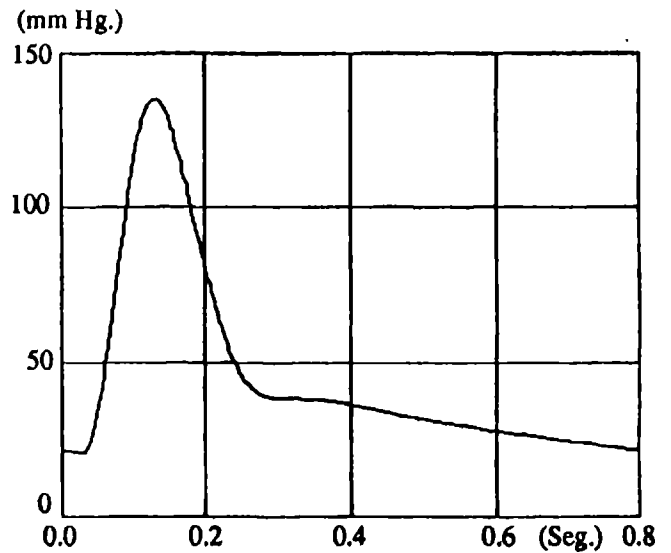


Figura 3.- Presión arterial distal.

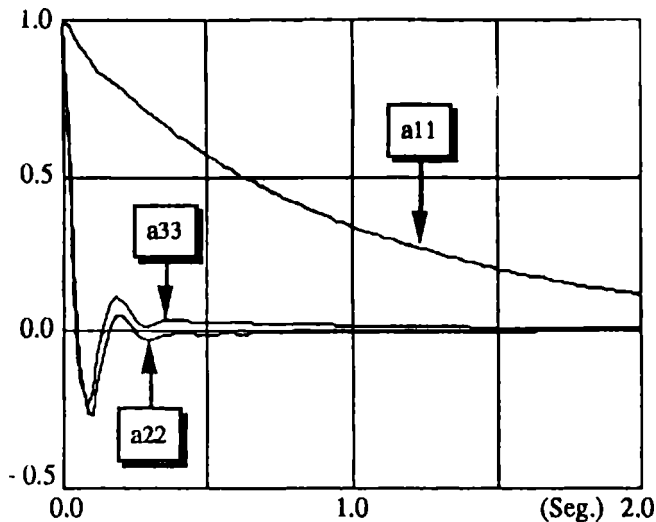


Figura 4.- Elementos diagonales de la matriz de transición de estado.

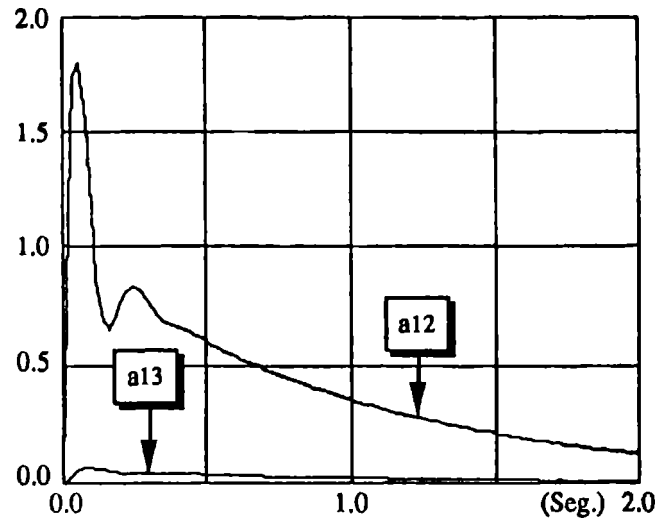


Figura 5.- Elementos  $a_{12}$  y  $a_{13}$  de la matriz de transición de estado.

se presenta el desarrollo de una nueva técnica para la solución de modelos lineales invariantes y variantes en el tiempo, la que presenta una alta eficiencia en comparación con las técnicas tradicionales de integración numérica. Comparaciones con estas últimas indican reducciones de tiempo de 10 o más veces, lo que permite resolver modelos más complejos en tiempos de computador reducidos. Actualmente se está mejorando considerablemente la

implementación en software de las técnicas descritas a la vez que optimizando varias de las rutinas matemáticas, especialmente la correspondiente a la evaluación de la transformada rápida de Chebyshev y su inversa y la correspondiente a la solución del sistema lineal algebraico. Se espera que el conjunto de mejoras introducidas, permita un desempeño mucho mayor que el actual, y que constituya ésta, una herramienta computacional de gran utilidad.

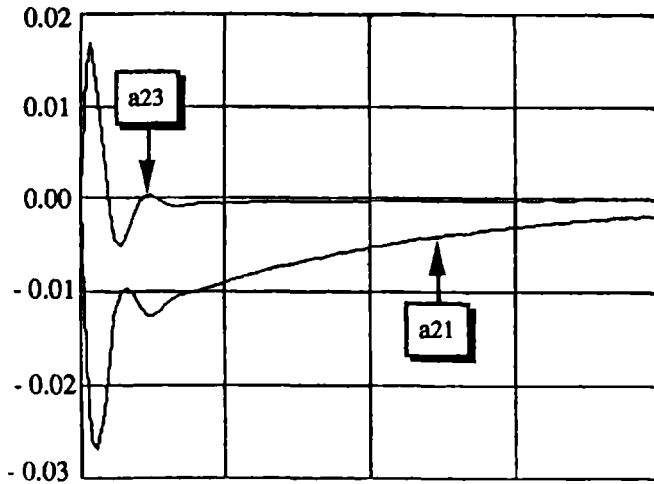


Figura 6.- Elementos  $a_{21}$  y  $a_{23}$  de la matriz de transición de estado.

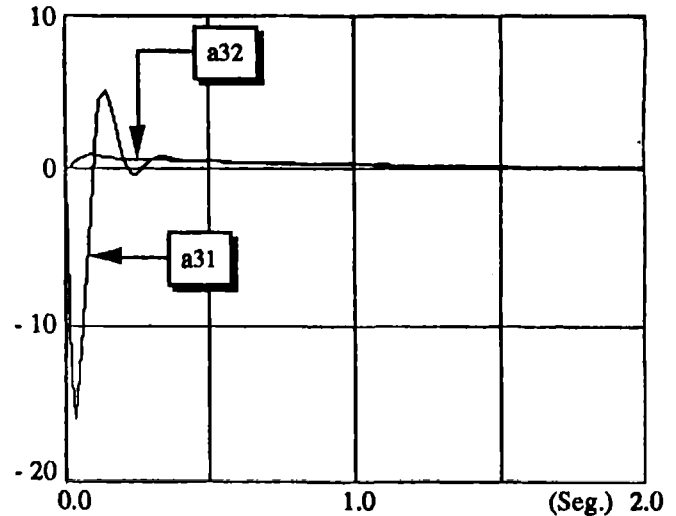


Figura 7.- Elementos  $a_{31}$  y  $a_{32}$  de la matriz de transición de estado.

#### AGRADECIMIENTOS

Los autores desean expresar su agradecimiento al financiamiento provisto por el grant FONDECYT 0587/90, el que ha hecho posible la realización de esta investigación.

#### REFERENCIAS

- Clark j., Ling R., Srinivasan R., et al. 1980. "A Two-Stage Identification Scheme for Determination of the Parameters of a Model of the Left Heart and Systemic Arterial Circulation." *IEEE Trans. on Biomed. Engin.*, BME-27: 20-29.
- Dahlquist G., Björck A., Anderson N. "Numerical Methods", Englewood Cliffs: Prentice Hall, 1974.
- Guarini M. W., Palusinski O. A. "Functional Relaxation and Spectral Techniques in Computer-Aided Circuit Analysis". *International Journal of Numerical Modelling : Electronic Networks, Devices and Fields*, Vol 3 : 183-193 1990.
- Lelarsmee E., Ruehli A. E., Sangiovanni-Vincentelli A. "The Waveform Relaxation Method for Time Domain Analysis of Large Scale Integrated Circuits". *IEEE Transaction on CAD of IC and Systems*, 1(3):131-145,1982.
- Nagel L. W. "Spice2: A Computer Program to Simulate Semiconductor Circuits." *Electronic Research Laboratory Rep. No ERL-M520, University of California, Berkeley, Mayo 1975.*
- Palusinski *et al.* 1984. "Efficient Method for Simulating MOS ICs." SRC Contract # 83-01-038 annual report.
- Palusinski O., Guarini M. and Wright S. 1988. "Spectral Technique in Electronic Circuit Analysis." *Intern. Journal of Numeric. Modelling, Dev. and Fields, John Wiley & Sons, Ltd.*, Vol. 1, no. 1: 137-151.
- Press W., Flannery B., Teukolsky S. and Vetterling W. 1988. *Numerical recipes*. Cambridge Univ. Press.

**IX**

**COMPUTACION**

# A NEURAL NETWORK APPROACH FOR FUZZY KNOWLEDGE BASES

Fernando M. de AZEVEDO\* §, Jorge M. BARRETO\*\*, Walter C. de LIMA\*

\*Dept. Eng. Elétrica, Universidade Federal de Santa Catarina, UFSC, BRAZIL

\*\*Université Catholique de Louvain, UCL, BELGIUM

## ABSTRACT

Knowledge bases implemented as neural networks are used in diagnostic. It is shown that this approach allows implementing expert systems using connectionist methods. In this methodology the knowledge is stored as weights of the connections between elementary building blocs, imitating the biological neurons as in the brain. The values of these weights are set as an interpretation of the fuzzy relations between symptoms, diagnostics, and cases. So, if the relation is positive, the weights are in the interval  $[0, 1]$  and if the relation is negative in the interval  $[-1, 0]$ . The choice of a fuzzy interpretation is done based on some comments on models of imprecision used in expert systems. The results are illustrated by an example of medical diagnostic.

## 1. INTRODUCTION

Expert systems (ES) constitute one of the most popular applications of Artificial Intelligence. Their possible uses are as diverse as the possible uses of the human problem solving ability. Since the function a system is meant to carry out has a direct impact on its design, several different technologies are possible for ES implementation. Two major paradigms can be identified nowadays for ES: symbolic manipulation and the connectionist approach.

Traditional ES rely heavily upon formal logic. However formal logic poses several difficulties when used to represent the "real world", with its inconsistencies, exceptions, incompleteness of information, changes over time (including changes on problem context due to the acquisition of further information), vagueness, and so on. Despite all the work invested in extensions to formal logic for enabling it to handle a number of these features, the results attained remain still fairly limited.

One response to such limitations is the use of fuzzy logic [9]. Another response consists in connectionist models with their abilities of learning from examples, of extracting characteristics, of processing information subject to noise, of

making generalizations and of adapting themselves to situation changes.

In this paper the connectionist approach is used through the paradigm of associative memories. In particular the following points will be discussed:

- The topological structure of the neural network: a symmetric connection matrix is used.
- The neuron model used: a nonlinear model where saturation is present.
- The fuzzy knowledge representation: the values of the connection matrix express fuzzy relation between concepts, where negative values means incompatible concepts and positive values related ones.
- The mechanism of fuzzy inference: performed by exciting neurons corresponding to known concepts and after a transient where the network searches an equilibrium point, having other neurons excited corresponding to the answer.

The approach is illustrated by some simple examples of diagnostic. The implementation was done using programs inspired in the C implementation of neural networks [8]. Comments on the results are presented and suggestions for future work done.

## 2. IMPRECISION MODELS

Imprecision is present at several levels when building an expert system. The most notable are: imprecision in the data and imprecision in the inference rules used to arrive at a conclusion.

Concerning the data, there are the following main points [4]:

- ambiguity: if the same data can be interpreted in more than a way;
- incomplete: the data is not sufficient to describe a situation;
- imprecise: the data is known with intrinsic imprecision, often associated to a conceptual characteristic;
- random: there is a random component in determining the value of the data;
- judgement: the data is based on a conceptual judgement on some aspect to be implemented by the expert system.

Dealing with imprecision has been accomplished mainly by using probability methods (mainly derived from Bayesian methods). However, depending on the particular nature of imprecision, different approaches can be more suitable. Examples of other approaches are: the Dempster-Shaffer theory of belief,

---

§ Presently at "Institut d'Informatique", FUNDP, Namur, Belgium, sponsored by CNPq ("Conselho Nacional de Desenvolvimento Científico e Tecnológico"), Brazil.

confidence levels (as used in Mycin, classical artificial intelligence program for diagnostic) and methods based on fuzzy sets. Here a brief description of these methods will be presented to motivate the use of the neural network approach used in this paper.

Bayesian methods have been used to explain the use of abduction in expert systems. Abduction is a main reasoning used in diagnostic. But abduction is not a valid logic inference rule. Reasoning by abduction is: If B is a consequence of A and B is true infer that A is true. (Just like modus ponens inverted). Formally, abduction can be represented by:

$$A \rightarrow B$$

$$\underline{B}$$

$$\bullet \bullet B \text{ where } \bullet \bullet \text{ stands for plausible inference}$$

One popular model to deal with is the use of Bayesian methods. This plausibility can be expressed by a probability. However in diagnostic it is not explicitly known the value of this probability. Instead, a probability of B being true if A is known true can be measured. This can be solved using the Baye's theorem:

$$P(d | s) P(s) = P(s | d) P(d)$$

expression that can be used with a unique symptom, and we can calculate:

$$P(d | s) = \frac{P(s | d) \cdot P(d)}{P(s)}$$

or in the case of considering two related symptoms:

$$P(d | s_i \& s_j) P(s_i \& s_j) = P(s_i \& s_j | d) P(d)$$

Do we have solved the problem? In theoretical terms, the answer is a sound "Yes!". But in practical terms? In the first case that we have "m" diseases and "n" symptoms we need to know "n.m" probabilities. But now for every pair of symptoms we will need to know  $P(s_i \& s_j | d)$  and  $P(s_i \& s_j)$  so,  $n \cdot (n-1) \cong n^2$ . Using the approximation  $n^2$  we have for "m" diseases:  $mn^2$ . This number may be too big to consider the problem solved! One practical way of dealing with this explosion of the number of required probabilities is to assume independence between symptoms, and this case (unreal) allows to deal only with a limited number of probabilities [2].

What we want to emphasize is that when using bayesian statistics we may be obliged to make assumptions on independence of symptoms, and independence of symptoms given diseases. There are a debate on how debilitating such assumptions really are. So much that many real programs do not use bayesian methods to solve problems but some sort of simplified and intuitive approach to combining symptoms.

A second approach to deal with imprecision is the Dempster-Shaffer theory of belief. In this theory an expression similar to a

conditional probability as  $p(A|B)$  can be interpreted as the degree that A is true if we know that B is true. If the form is similar to conditional probability, the meaning is different. Probability refers to reproducible events, while in our case it refers to a degree of belief in non-repeatable events. This belief has a strong psychological motivation and its value is not associated with probabilities; so the manipulation of beliefs does not follow the rules of probability theory.

To exemplify belief let us consider the student's belief of getting an "A" in an examination. Let A represent the event of getting an "A", and B the event of having studied all the subject. Since anything may happen in an examination, he can say that he believes with 90% assurance that if B is true (he knows all the subject) he will get an "A". This belief is expressed as  $p(A|B)=0.9$ . However, if he did not studied all the subject ( $\neg B$ ), his belief might be that he would get an "A" with 60% (may be 50% or 70%) of assurance, which does not correspond to the value that would be obtained using probability theory.

The limitations of belief theory can be illustrated by an example of diagnostic of two doctors (a and b) relating to the same patient:

$$m_a(\text{meningitis}) = 0.9$$

$$m_a(\text{brain\_tumor}) = 0.1$$

$$m_b(\text{concussion}) = 0.9$$

$$m_b(\text{brain\_tumor}) = 0.1$$

If both doctors think that a brain tumor is not very likely to be the good diagnostic, they greatly disagree on the main problem. Manipulating beliefs (the details are beyond the scope of this discussion [4]) a combined belief of 1 is found to brain tumor that does not correspond to the real data of the problem.

Another way of combining imprecise evidence is by the use of confidence factors, as in Mycin and the VP-Expert shell. However there is not a sufficient background to justify these approaches and the confidence factors must often be chosen by fitting the values to reproduce the reasoning of the expert.

Representing imprecise knowledge by the fuzzy sets approach implies the representation of imprecision by a degree expressed by the value of a membership function. This membership function can express the degree of an element belonging to a set. This interpretation is appealing in diagnostic where a symptom can be present at different degrees, and inference made considering these degrees. This is the interpretation that we follow in this paper.

### 3. NEURAL ASSOCIATIVE MEMORIES IN EXPERT SYSTEMS

It is possible to identify two types of domains where an expert system can actuate: artificial (man made) domains and natural domains. Examples are respectively computer aided design (XCON specifies the configuration of computers), interpretation

of data, monitoring and diagnostic. Diagnostic is the process of fault finding in a system. The system can be artificial or natural, and in both cases 'fault finding' implies a behavior considered as 'normal'. Fault finding is to determine reasons for this real behavior being different from the normal one. Maybe this is the most known application of expert systems, mainly in the medical field, where the exact functioning of the system is known only in an approximate manner.

In the first case (artificial domain) the functioning of the system is known because it is man made. In the other (natural domain) the functioning is known only partially, as result of research and most knowledge derives from particular cases observed. If in the first case, rules of type IF...THEN...ELSE are spontaneous, in the other, they are not: it is necessary to extract the structure of the causal reasoning from examples and to arrive at conclusions by analogy (one the most critical situations is medical diagnostic).

Neural networks can be considered as a good programming paradigm in these ill defined cases, as pointed out in Barreto (1), where the knowledge is available by examples and inferences taken by analogy. Some previous neural networks were used in the medical diagnostic field. Without being exhaustive, it is possible to mention the work of Gallant (3), that considered 6 symptoms and two diseases and, using a feedforward network, showed how explanations could be obtained. He trained the network to learn associations between symptoms and diagnostic. After presenting a set of symptoms it is possible to get the corresponding diagnostic. This approach was followed by some other researchers, for example Peng [6] and Kosko [5].

Here a different approach is followed. The paradigm of associative memories [7] with a hidden layer is considered. The available cases are expressed directly by weights of connections between units denoting symptoms, diseases and patient names. Weights are in the range [-1 1] to represent the fuzzy value of excitation or inhibition between neurons. The excitation of units is a number in the interval [0 1] representing the fuzzy value [9] of importance of symptom or degree of illness. A consultation is done by exciting a particular element and corresponding symptoms.

In the proposed approach concepts are locally represented by neurons, and a hidden cluster of neurons make the connection between concepts in a distributed knowledge representation.

The network (Fig.1) has four pools representing respectively the diseases, the symptoms, the particular cases known and a hidden layer connecting the other three pools. This knowledge and the convenient values of connections constitute the knowledge base with which inferences about a particular patient will be done.

All the connections are bi-directional, excitatory or inhibitory, with weights varying between -1 and 1 and representing the fuzzy degree or the relation between the concepts represented by the units. It is then similar to the network considered in Kosko [5].

Between the elements of the diseases pool there are inhibitory connections. As it is possible to have a patient with two diseases no connection is completely inhibitory (weight -1) and diseases that often occur simultaneously have low inhibitory connection between them. Between the units of the patients there is maximum inhibition and this means that each patient is an isolated case. This leads to a competition and the system is driven to find the more similar case to the case whose diagnostic is desired. In the pool of symptoms, as they are not mutually exclusive, the connections are set to 0 and this represents ignorance.

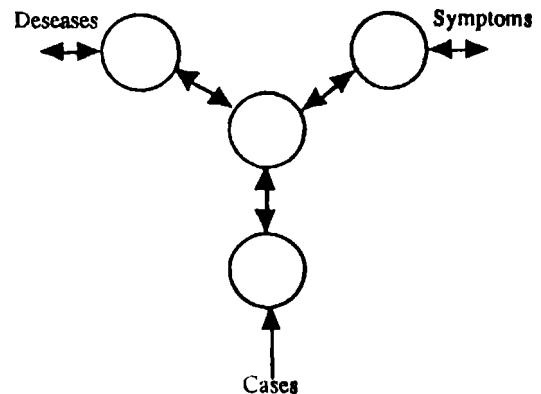


Fig. 1 - The topology of the neural network used

#### 4. THE CASE STUDY

The particular case used in this work to exemplify and study the approach considers two diseases, 14 symptoms and 12 known cases.

- The diseases are:

Rheumato Arthritis - Adult Form (RA) and Systemic Lupus Erythematosus (SLE). RA is a chronic inflammatory disease of unknown etiology. It is a common disease affecting about 1.5% of the population in North America. It may occur at any age, but most often strikes between the ages of 20 and 60, with a peak incidence in women from 40 to 60. Women are affected more frequently than men, the ratio being about 3:1. SLE is a chronic, inflammatory disease of unknown cause affecting skin, joints, kidneys, nervous system and often other organs of the body. This one, if less frequent than RA, affects essentially the same population. As they have similar symptomatology in the initial phase of disease development, a correct diagnostic is difficult if based exclusively in clinic data, except if symptoms characteristic and specific of each disease is present. However these specific symptoms appear generally in a latter phase. However the use of laboratory examinations generally allows to distinguish between them.

The following symptoms were considered:  
 Fever, Arthralgia, Arthritis, Morning Stiffness, Myalgia, Subcutaneous Nodules, Butterfly Rash, Raynaud's Phenomenon, Photosensitivity, Alopecia, Renals Manifestations, Central Nervous System Manifestations, Pulmonary Manifestations and Rheumatoid Hand. No speculation about possible relation between symptoms is made.

A set of 12 real cases were considered:  
 6 having being diagnostically as RA and 6 as SLE.

The data described was used to build a synaptic matrix representing the relations between units of a pool and between two different pools. In these synaptic matrix, the membership values representing the several fuzzy membership were considered, expressing a clinical classification. All connections were symmetric and no unit were connected to itself. This implies a symmetric matrix with null elements in the main diagonal. Then the equilibrium points of the neural network are stable.

The implementation was done using programs inspired in the C implementation of neural networks [8]. Fig.2 shows the initial screen of one simulation run for a patient with two symptoms: Myalgia and Renals Manifestations.

```

0 Rheumatoid_Arthr. 10          cycle 0
0 Lupus_Erythemat. 10

0 Anne      10 0 _S1 10
0 Helen     10 0 _S2 10
0 Mary      10 0 _S3 10
0 Susan     10 0 _S4 10
** Morning_Stiffness 10 0 _S5 10
** Myalgia   10 0 _S6 10
0 Subcutaneous_Nod. 10 0 _S7 10
0 Butterfly_Rash 10 0 _S8 10
0 Raynaud's_Phenom. 10 0 _S9 10
0 Photosensitivity 10 0 _S10 10
0 Alopecia  10 0 _S11 10
** Renals_Manifest. 10 0 _S12 10
0 CNS_Manifest. 10 0 _S13 10
0 Pulmonary_Manif. 10 0 _S13 10
0 Rheumatoid_Hand 10
  
```

Fig. 2 - Patient with two symptoms at start

These two symptoms are not sufficient to a diagnostic, as shown in Fig. 3, where the equilibrium point of the network is attained after 60 cycles with both diseases excited. So it is necessary some supplementary information. However as the symptomatology is very similar in these two cases, a choice must be done, because a new symptom can not be sufficient to make the selection between the two diseases. In fact, considering the universe of discussion, only four symptoms are capable of making the distinction: Morning Stiffness, Butterfly Rush, Alopecia e Rheumatoid Hand. Exactly the four presented in reverse video (negative excitation). A new symptom - Morning Stiffness - is introduced.

```

0 Rheumatoid_Arthr. 53          cycle 60
0 Lupus_Erythemat. 56

0 Anne      45 0 _S1 85
0 Helen     8 0 _S2 85
0 Mary      88 0 _S3 85
0 Arthritis 40 0 _S4 85
** Morning_Stiffness 12 0 _S5 85
** Myalgia   80 0 _S6 85
0 Subcutaneous_Nod. 24 0 _S7 85
0 Butterfly_Rash 16 0 _S8 85
0 Raynaud's_Phenom. 20 0 _S9 85
0 Photosensitivity 17 0 _S10 85
0 Alopecia  18 0 _S11 85
** Renals_Manifest. 79 0 _S12 85
0 CNS_Manifest. 18 0 _S13 85
0 Pulmonary_Manif. 9 0 _S13 85
0 Rheumatoid_Hand 22 0 _S13 85
  
```

Fig. 3 - Patient with two symptoms: final diagnostic and third symptom introduction.

Fig. 4 shows the new stable state after introduction of a new symptom after other 60 cycles. This new stable state clearly indicates the diagnostic.

```

0 Rheumatoid_Arthr. 76          cycle 120
0 Lupus_Erythemat. 50

0 Anne      42 0 _S1 84
0 Fever     15 0 _S2 84
0 Arthralgia 50 0 _S3 84
0 Arthritis 47 0 _S4 84
** Morning_Stiffness 81 0 _S5 84
** Myalgia   80 0 _S6 84
0 Subcutaneous_Nod. 36 0 _S7 84
0 Butterfly_Rash 48 0 _S8 84
0 Raynaud's_Phenom. 4 0 _S9 84
0 Photosensitivity 48 0 _S10 84
0 Alopecia  48 0 _S11 84
** Renals_Manifest. 79 0 _S12 84
0 CNS_Manifest. 19 0 _S13 84
0 Pulmonary_Manif. 13 0 _S13 84
0 Rheumatoid_Hand 24 0 _S13 84
  
```

Fig. 4 - Patient with three symptoms: final diagnostic

Figs. 5 and 6 show the transients of the activation levels corresponding to Figs. 3 and 4 respectively.

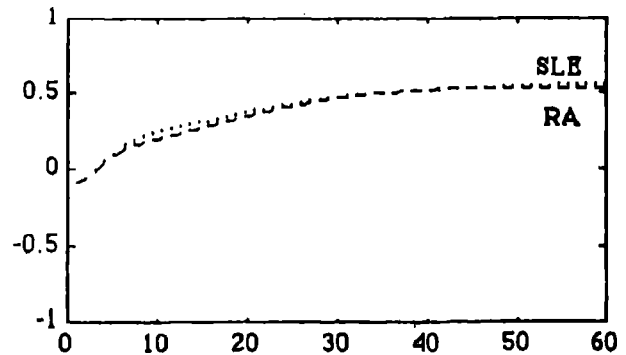


Fig. 5 - Transients of the activation levels of the two diseases: Initial data

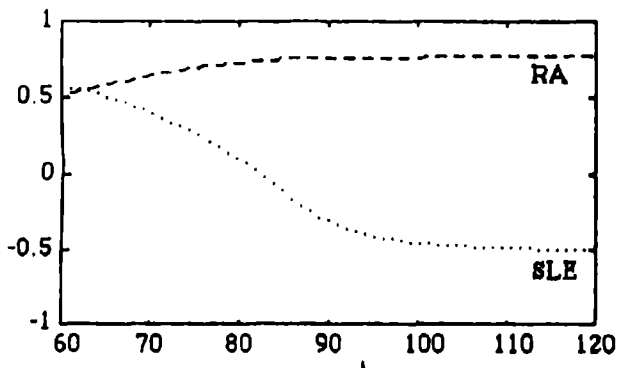


Fig. 6 - Transients of the activation levels of the two diseases: with additional data.

Finally, Fig. 7 shows the transients of the activation levels for the neurons corresponding to the 14 symptoms, considering the 120 cycles.

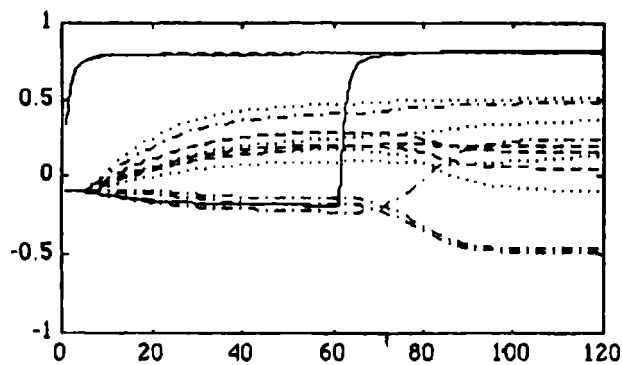


Fig. 7 - Transients of the activation levels of the fourteen symptoms.

## 5. CONCLUSIONS

Two points are worth noticing. First, the approach could be used to several other domains of diagnostic, including medical diagnostic which is well known as one of the AI problems most hard to solve. Second, it is claimed that a neural network expert system is not capable of explaining why it arrived at a specific conclusion. On the other hand, traditional expert systems, are generally able to do so, by tracing the rules that were activated to produce the answer. One way of explaining its reasoning is by listing the used rules and the confidence factor associated to them. The answer to this claim can be a higher interaction between the user and the computer. If the user is able to follow the transient of the neural network and interpret it the explanation of the "reasoning" becomes clear. It is natural that some training will be necessary. Will it be too difficult?

In future the following points are candidate for further studies:

- comparison of the associative memories approach with feedforward networks;
- study of the proposed approach to more sophisticated cases.

## ACKNOWLEDGEMENTS

The support of CNPq (National Foundation of Scientific Research, Brazil, contract n° 200.235/89.3) and the Belgian National incentive-program for fundamental research in Artificial Intelligence, Prime Minister's Office - Science Policy Programming, are acknowledge. We are in debt with Dr. Lycia R. Eprecht, physician from Universidade do Rio de Janeiro (Brazil), who gave invaluable discussion on the medical example.

## REFERENCES:

- [1] - Barreto, J., 1990, "Neural network Learning: A New programming Paradigm?", ACM Conference on Trends and Directions in Expert Systems, p.434-446, Orlando, Florida, October 31- November 2.
- [2] - Charniac, E. & D. McDermott, "Introduction to Artificial Intelligence", Addison-Wesley, 1985.
- [3] - Gallant, S., 1988, "Connectionist Expert Systems", Comm. ACM, 31, 2, pp.152-169.
- [4] - Giarratano, J. & G. Riley, "Expert Systems, Principles and Programming", PWS-Kent Pub. Co., Boston, 1989.
- [5] - Kosko, B., 1988, "Bi-directional Associative Memories", IEEE Trans. on Systems, Man and Cybernetics, vol.18, 1, pp.49-60.
- [6] - Peng, Y. & J. Reggia, 1989, "A Connectionist Model for Diagnostic Problem Solving", IEEE Trans. on Systems, Man and Cybernetics, vol.19, 2, pp.285-298.
- [7] - Rumelhart, D. & PDP Group, 1986, "Parallel Distributed processing: Explorations in the Microstructure of Cognition, vol.1: Foundations," The MIT Press, Cambridge.
- [8] - McClelland, J. & D. E. Rumelhart, 1988, "Explorations In Parallel Distributed Processing", The MIT Press, Cambridge, Massachusetts.
- [9] - Zadeh, L. A., 1965, "Fuzzy Sets". Information and Control, vol.8, pp.338-353.

## BIOGRAPHY:

**Fernando Mendes de Azevedo** - Electronic Engineer (UFPA, Belem, Brazil), M. Sc. (UFSC, Florianopolis, Brazil), Professor of the Electrical Engineering Department, "Universidade Federal de Santa Catarina", BRAZIL, presently at Informatics Institute, "Facultés Universitaire Notre Dame de la Paix", Namur, BELGIUM. Research interests: Artificial Intelligence and Data Acquisition Systems using Microprocessors.



**Jorge Muniz Barreto** - Electronic Engineer (IME, Rio de Janeiro, Brazil), M. Sc. (ENSA, Paris, France), D.Sc. (ULB, Brussels, Belgium), Professor of Lab. of Neurophysiology and Lab. of Control Systems, "Université Catholique de Louvain", BELGIUM. Research interests: Artificial Intelligence, Modeling and Simulation, Biomedical Engineering.

**Walter Celso de Lima** - Electronic Engineer (EEUM, São Paulo, Brazil), M. Sc. (PUC, Rio de Janeiro, Brazil), D. Sc. (EFEI, Itajuba, Brazil), Professor of the Electrical Engineering Department, "Universidade Federal de Santa Catarina", BRAZIL, the head of the Research Group in Biomedical Engineering. Research interests: Biomedical Engineering, Control Theory, Modeling and Simulation.

# ASPECTOS DE SOFTWARE DE UN ESQUEMA MULTINIVEL GENERALIZADO PARA CONTROL INTELIGENTE DE MANIPULADORES ROBOTICOS

Juan L. Hernández B., Javier Ruiz del Soñar S.M.  
Departamento de Electrónica, Universidad Técnica Federico Santa María  
Casilla 110-V, Fax: 032-665010, Valparaíso, Chile

## RESUMEN

Se presenta aspectos de software de un esquema modular multinivel generalizado para control inteligente y experto de manipuladores robóticos y telemanipuladores, continuando otros trabajos del primer autor.

Se describe primeramente el citado esquema modular multinivel en sus facetas pertinentes al presente trabajo.

Se exponen enseguida aspectos computacionales del esquema, particularmente en su aplicación a un manipulador robótico existente. Se prosigue luego con algunos detalles del software específico desarrollado y se termina el trabajo con discusión y conclusiones.

## SOFTWARE ASPECTS OF A GENERALIZED MULTILEVEL SCHEME FOR INTELLIGENT CONTROL OF ROBOTIC MANIPULATORS

### ABSTRACT

Software aspects of a modular generalized multilevel scheme for intelligent and expert control of robotic manipulators and telemanipulators are presented, complementing some former papers of the first author.

The mentioned modular multilevel scheme is described first, in its aspects pertinent to the present paper.

Computational aspects of the scheme are then expounded, particularly in its application to an available robotic manipulator. Further on, details of the specific software which was developed are described, finishing the paper with some conclusions.

## 1. INTRODUCCION

En este trabajo se presentan algunos aspectos de software de un esquema modular multinivel generalizado para el control inteligente y experto de máquinas robóticas, esquema que ha sido propuesto por el primer autor en las referencias [1] y [2] y que se encuentra en desarrollo continuado. Las motivaciones para el proyecto de un esquema tal son explicadas brevemente en los párrafos que siguen.

La robótica es un área multivariada (científico-tecnológica-socioeconómica-multidisciplinaria) en expansión acelerada, y con tendencia exponencial en aspectos tales como inversiones en robots [3] y literatura especializada [4]. El ámbito de esa actividad cubre máquinas robóticas y sistemas robóticos [5]. Entre las máquinas robóticas figuran manipuladores robóticos, robots industriales, telemanipuladores y teleoperadores. Los sistemas robóticos incluyen, por ejemplo, los sistemas automatizados de fabricación o producción, tales como CAM, FMS, CIM, CIP, y similares. En general, el manipulador robótico [6] es un

componente básico común en muchas de tales máquinas y sistemas automatizados y será considerado como ente principal en el presente trabajo.

Un manipulador robótico es un mecanismo articulado (cadena cinemática abierta) y puede ser bosquejado como se muestra en la figura 1.

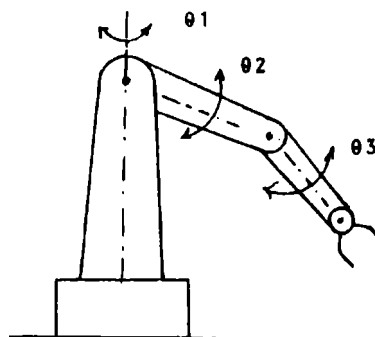


Fig. 1. Esquema de manipulador robótico.

En la Fig. 1 se muestra un esquema de manipulador revoluto con tres grados de libertad de posición ( $\theta_1$ ,  $\theta_2$ ,  $\theta_3$ ), de tres grados de libertad de orientación de la mano ( $\theta_4$ ,  $\theta_5$ ,  $\theta_6$ ) y un grado de libertad para abrir y cerrar los dedos. Las rótulas del manipulador son accionadas por servomotores provistos de motores generalmente eléctricos. Detalles de la teoría, modelado y control del manipulador aparecen en muchos textos y artículos como, por ejemplo, [4] y [6]. El robot industrial, que consta de un manipulador y componentes para programación y planeamiento de tareas, es empleado en la práctica como elemento autónomo en labores diversas o como componente de sistemas de fabricación flexible o integrada con computadores. En una variedad de aplicaciones, como minería o de producción a granel -además de otras espaciales, nucleares o submarinas- son apropiados telemanipuladores o teleoperadores.

Existe una gran variedad de métodos de modelado matemático, control automático, computación y software propuestos para uso en máquinas robóticas y es útil y necesario el disponer de algún sistema asesor que explique y enseñe dichos métodos y aconseje sobre la elección de estos y su óptimo empleo además de apoyar su aplicación práctica.

Reasons like these have motivated the first author to develop, evolutivamente, the scheme described in [1] and [2].

The present work is organized as follows. In the Section 2 the sketch of the modular scheme is given. Aspects of modeling and control of robotic manipulators

ticos son resumidos en la Sección 3. Las restantes Secciones son dedicadas a descripción de aspectos del software desarrollado y a conclusiones.

## 2. ESQUEMA MODULAR PROPUESTO

El esquema modular multinivel generalizado para control inteligente y experto de manipuladores robóticos y telemanipuladores, de [1] y [2], es bosquejado en la Fig. 2.

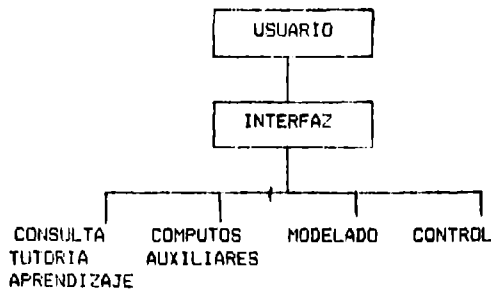


Fig. 2. Esquema modular general.

En el esquema se incluye módulos de modelado y control de manipuladores robóticos, además de otros de consulta, tutoría y aprendizaje, y de cómputos auxiliares (como, por ejemplo, resolución de ecuaciones diferenciales, cálculos de matrices, y otros). Los módulos tutores, y los de control experto, son organizados en la forma típica de los sistemas expertos [1]. Todos los bloques o módulos disponen de menús.

## 3. MODELADO Y CONTROL DE MANIPULADORES ROBÓTICOS

El problema directo de control del manipulador, Fig. 1, consiste en determinar la posición y orientación de la mano dados los ángulos de rotación  $\theta_k$  ( $k=1, \dots, 6$ ) de las rótulas. Estas rotaciones dependen, a su vez, de voltajes aplicados a las rótulas. El problema inverso de control consiste en determinar las rotaciones  $\theta_k$  de las rótulas (o los voltajes de los motores respectivos) requeridas para lograr una determinada posición y orientación de la mano. Planeamiento y control de trayectorias pueden envolver cómputos punto a punto o continuos, en el espacio de trabajo del manipulador. Estos problemas envuelven transformaciones de coordenadas entre rótulas desde mano a base, o de base a mano, sucesiva o globalmente, previa elección metódica de sistemas de coordenadas rotulares (incluyendo coordenadas homogéneas, convención Denavit-Hartenberg, y otras), [4] y [6].

Los cómputos de transformación de coordenadas envuelven matrices de la forma típica

$$T_{k-1}^k = \begin{bmatrix} C & \phi & -S & 0 \\ S & 0 & C & 0 \\ 0 & -1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (1)$$

$C = \cos\theta_k$ ,  $S = \sin\theta_k$ , y  $\theta_k$  es el ángulo entre los ejes de rotación de las rótulas  $k-1$  y  $k$ , y productos de tales matrices, como

$$T = \begin{matrix} n & 1 & 2 & \dots & n \\ T & T & T & \dots & T \\ 0 & 0 & 1 & \dots & n-1 \end{matrix} \quad (2)$$

entre la base (0) y la mano (n).

Los problemas de control automático del manipulador emplean modelos deducidos usualmente de las ecuaciones de Lagrange.

$$M = \frac{d}{dt} \frac{\partial L}{\partial \dot{\theta}} - \frac{\partial L}{\partial \theta} \quad (3)$$

donde:  $\theta$ , vector de coordenadas generalizadas;  $\dot{\theta} = d\theta/dt$ ;  $M$ , vector de momentos generalizado;  $L$ , Lagrangiano = Energía cinética - Energía potencial.

Los modelos matemáticos emanados de  $C_0$  son expresables para un manipulador de componentes rígidos, como:

$$J(\theta)\ddot{\theta} + C(\theta, \dot{\theta}) = M \quad (4)$$

donde:  $\theta$ , vector de posición y orientación;  $J$ , matriz de inercia;  $C$ , término que envuelve momentos o fuerzas Coriolis, centrífugas, gravitatorias y de rozamiento viscoso.

Las ecuaciones componentes de (4) son altamente no-lineales y acopladas. En primera aproximación son linealizadas en torno a trayectorias o puntos dados, lo que permite el uso de métodos básicos de control. Sin embargo, hay muchos métodos de análisis y control alineales o de linealización global. Más detalles se dan en [1] y en la Sección 4, que sigue.

## 4. DESCRIPCIÓN GENERAL DEL SOFTWARE

En general, como se explica en [1], se adoptó un esquema modular -tanto heterárquico como jerárquico según el caso- en forma de árboles, como se ilustra, en la Fig. 3, parcialmente para modelado y control.

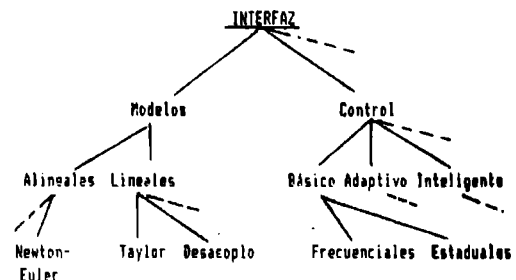


Fig. 3. Árboles parciales de métodos.

El trabajo descrito en esta Sección expone la implementación de la parte computacional básica del proyecto "Esquema Modular Multinivel Generalizado para Control Inteligente y Experto de Manipuladores Robóticos y Telemanipuladores", [1].

El proyecto citado consiste en un esquema multinivel generalizado para el análisis, diseño y aplicación de diversos tipos de control automático robótico. El esquema es heterárquico o jerárquico en ciertos niveles y cubre métodos de control que van desde los clásicos hasta los más recientes que envuelven inteligencia artificial y sistemas expertos.

Para la estructura básica se construyó un programa en lenguaje C (Turbo C 2.0) que realiza todo el manejo de menús y de presentación del sistema, haciendo uso de las facilidades gráficas del lenguaje C para la construcción de ventanas, menús y efectos sonoros

("beeps").

El sistema de menús implementado es jerárquico, y el usuario del sistema puede recorrerlo libremente desde los niveles de más alta jerarquía a los de más baja y viceversa.

Los menús implementados y las teclas de función utilizadas para seleccionar cada "ítem" se presentan a continuación:

#### Interfaz de Usuario

F1 : Consulta, tutoría y aprendizaje  
F2 : Cómputos auxiliares  
F3 : Modelado  
F4 : Control

#### Modelado

F1 : Planteo de Modelos  
F2 : Métodos de Solución

#### Planteo de Modelos

F1 : Modelos alineales  
F2 : Modelos linealizados

#### Modelos Alineales

F1 : Modelo Lagrange  
F2 : Modelo Lagrange-Euler  
F3 : Modelo Newton-Euler  
F4 : Modelo D Alembert

#### Modelo Lagrange

F1 : Normal  
F2 : Recursivo

#### Modelos Linealizados

F1 : Modelo desacoplo  
F2 : Modelo Taylor  
F3 : Modelo Cartesiano  
F4 : Modelo de Aceleración Resuelta

#### Métodos de solución

F1 : Modelos Analíticos  
F2 : Modelos Numéricos  
F3 : Modelos Geométricos

#### Modelos Numéricos

F1 : Modelo del Lagrangiano  
F2 : Modelo de Bejzy  
F3 : Modelo de Euler-Newton  
F4 : Modelo de Luh

#### Control

F1 : Control Básico  
F2 : Control Optimo  
F3 : Control Adaptivo  
F4 : Control Inteligente  
F5 : Control Experto

#### Control Básico

F1 : Modelos Frecuenciales  
F2 : Modelos Estaduales  
F3 : Control de Trayectorias

#### Control de Trayectorias

F1 : Continuo  
F2 : Punto a punto

#### Control Optimo

F1 : Cálculo Variacional  
F2 : Gradiente  
F3 : Programación Dinámica  
F4 : Tiempo Mínimo  
F5 : Norma Infinita

#### Control Adaptivo

F1 : Referencial  
F2 : Estructura Variable  
F3 : Autosintonizado

#### Control Adaptivo Autosintonizado

F1 : Rotular  
F2 : Global  
F3 : Horizonte Extendido

Además, en cada uno de los menús, la tecla F10 sirve para retornar al menú inmediatamente anterior. Al estar en el nivel de más alta jerarquía F10 sirve para terminar el programa.

La principal característica del sistema modular jerárquico de menús implementado es que su estructura es totalmente flexible, pudiéndose en cualquier momento agregar o eliminar nuevos "ítems" en cualquier nivel jerárquico (cualquier menú), incluso agregar o eliminar niveles jerárquicos.

Otra característica del sistema implementado es que, al seleccionar un "ítem" de ejecución directa, como por ejemplo "Control Optimo de Norma Infinita", el programa al cual se llame puede estar en lenguajes C, Pascal o Fortran. Al terminar la ejecución de este programa se retorna al sistema de menús en el mismo nivel desde el cual se invocó al programa.

En particular, como programas de ejecución directa agregados al sistema de menús, se tiene los "ítems" "Control de Trayectorias Continuo" y "Control de Trayectorias Discreto".

Estos programas fueron presentados en [7] y son algoritmos de alto nivel para el control de un manipulador robótico, específicamente para el manipulador SCORBOT ER-III.

La interfaz de estos programas lenguaje PASCAL (Turbo Pascal 3.0) y sistema de menús en lenguaje C (Turbo C 2.0) se hizo por medio de la llamada al sistema de C ("system") que permite invocar programas desde la línea de comandos, y con ella se invoca a los programas de control de trayectorias en PASCAL desde C.

## 5. MANUAL DE USUARIO

Este programa está estructurado en base a un sistema jerárquico de menús y, al ser invocado, presenta al usuario el menú de primer nivel llamado Interfaz de Usuario. A partir de este menú el usuario puede acceder a las distintas opciones del programa a través de las teclas de función del teclado del PC (F1...F10).

Las opciones de que se dispone son de tres tipos:

1. Retorno. La tecla de función F10 en todos los menús sirve para retornar al menú inmediatamente anterior. En el caso particular de estar situado en el menú de primer nivel (Interfaz de Usuario), el programa termina su ejecución.
2. Avanza. Al presionar la tecla de función deseada y en el caso que la opción seleccionada no sea la ejecución directa de una rutina, el programa se adentrará en el sistema de menús en la dirección señalada.
3. Ejecución. Si la opción seleccionada a través de una tecla de función corresponde a una rutina de ejecución directa, ésta se ejecutará y posteriormente el programa quedará en el mismo menú desde donde fue llamada la rutina.

#### Ejemplo de uso

Llamar programa de control punto a punto de trayectorias y luego terminar. Pasos a seguir:

- a) Cargar programa robot.exe.
- b) Presionar F4 para acceder a menú CONTROL.
- c) Presionar F1 para acceder a menú CONTROL BASICO.
- d) Presionar F3 para acceder a menú CONTROL DE TRAYECTORIAS.

- e) Presionar F2 para llamar programa PUNTO A PUNTO.
- f) Una vez terminada la ejecución de este programa el usuario queda en menú CONTROL DE TRAYECTORIAS. Presionar F10 para retornar a CONTROL BASICO.
- g) Presionar F10 para retornar a METODOS DE CONTROL.
- h) Presionar F10 para retornar a INTERFAZ DE USUARIOS.
- i) Presionar F10 para salir del programa principal.

#### 6. MANUAL DE PROGRAMACION

Como se mencionó, este sistema está organizado en torno a un sistema jerárquico de directorios tipo árbol. En el presente manual se describe la forma de añadir nuevas ramas a este árbol, así como la forma de llamar programas escritos en otro lenguaje (distinto a Turbo C) desde él.

Básicamente cada menú del sistema de menús tiene asociadas dos rutinas: una que dibuja el menú y otra que se encarga de analizar qué opción se seleccionó y en el caso de ser esta válida ejecutarla. Estas rutinas se ejemplifican en los programas 1 y 2, en los cuales, para el nivel n, encontramos la rutina nivel\_n encargada del análisis de las opciones y la rutina menú\_n encargada de dibujar el menú.

#### Programa 1

```

nivel_n()
{
    int key=0;
    char*screen;
    void rect();
        clrscr();/*limpia pantalla*/
        menu_n()/*llama a menu_n*/
        sound_down();/*suena un pito*/
        if((screen=(char*)malloc(2*80*25))==NULL)/*pide mem.para*/
            exit(0);/*guardar pantalla*/
        if(gettext(1,10,80,25,screen)==0)/*guarda pantalla*/
            printf("error...");
        while(key!=0x4400){/*mientras no se presione F10*/
            key=bioskey(0);
            if(key==0x3B00) /*si F1*/
                rut_uno();/*llama a rut_uno*/
            if(key==0x3C00) /*si F2*/
                rut_dos();/*llama a rut_dos*/
            if(key==0x3D00) /*si F3*/
                rut_tres();/*llama a rut_tres*/
            if(key==0x3E00) /*si F4*/
                rut_cuatro();/*llama a rut_cuatro*/
            if(key==0x3F00) /*si F5*/
                rut_cinco();/*llama a rut_cinco*/
            if(key==0x4000) /*si F6*/
                rut_seis();/*llama a rut_seis*/
            if(key==0x4100) /*si F7*/
                rut_siete();/*llama a rut_siete*/
            if(key==0x4200) /*si F8*/
                rut_ocho();/*llama a rut_ocho*/
            if(key==0x4300) /*si F9*/
                rut_nueve();/*llama a rut_nueve*/
            puttext(1,10,80,25,screen);/*reestablece pantalla*/
            window(15,9,62,25);/*setea window*/
        }
    free(screen);
    sound_up()
}

```

## Programa 2

```
menu_n() /*imprime opciones de menu*/
{
    /*para nivel_n*/
    void rect();
    rect(15,9,62,25);/*imprime marco de menu*/
    gotoxy(14,2);
    gotoxy(14,3);
    cprintf("TITULO N");/*titulo del menu*/
    cprintf("_____");
    gotoxy(4,5);/*nombre de rutina accesible con F1*/
    cprintf(F1 : FUNCION 1");
    gotoxy(4,6);/*nombre de rutina accesible con F2*/
    cprintf(F2 : FUNCION 2");
    gotoxy(4,7);/*nombre de rutina accesible con F3*/
    cprintf(F3 : FUNCION 3");
    gotoxy(4,8);/*nombre de rutina accesible con F4*/
    cprintf(F4 : FUNCION 4");
    gotoxy(4,9);/*nombre de rutina accesible con F5*/
    cprintf(F5 : FUNCION 5");
    gotoxy(4,10);/*nombre de rutina accesible con F6*/
    cprintf(F6 : FUNCION 6");
    gotoxy(4,11);/*nombre de rutina accesible con F7*/
    cprintf(F7 : FUNCION 7");
    gotoxy(4,12);/*nombre de rutina accesible con F8*/
    cprintf(F8 : FUNCION 8");
    gotoxy(4,13);/*nombre de rutina accesible con F9*/
    cprintf(F9 : FUNCION 9");
    gotoxy(4,14);
    cprintf(F10 : RETORNAR");
}
}
```

Si se desea añadir un menú completamente nuevo al árbol, se debe construir las 2 rutinas mencionadas usando como modelo las presentadas en los Programas 1 y 2.

La llamada a estas rutinas debe hacerse en la rutina de análisis de opciones del menú inmediatamente anterior. Específicamente la rutina nivel\_n debe ser llamada desde la rutina nivel\_n-1 al seleccionar alguna de las teclas de función especificada.

Para establecer que desde el nivel n se llamen nuevos menús o programas ejecutables, sólo basta, en la rutina nivel\_n, en el if de la función a usar (F1 a F9) escribir el nombre de la rutina a ser llamada (nombre de rutina de nivel\_n+1 o nombre de algún programa ejecutable).

Además en menú\_n, en el cprintf de la función a usar (F1 a F9) se debe poner algún identificador de esta opción para que el usuario pueda saber que función está llamando.

A manera de ejemplo se instalará en el nivel n un llamado al menú de nivel n+1. Este llamado se seleccionará por medio de la tecla F5.

Primero en la rutina nivel\_n:

```
if(key==0x3F00) /*si F5*/
    nivel_n+1();/*llama a rutina de nivel n+1*/
```

Luego, en rutina menú\_n:

```
gotoxy(4,9);/*nombre de rutina accesible con F5*/
cprintf("F5 : Rutina nivel n+1");
```

En el caso especial que se desea añadir un programa ejecutable, tendremos dos casos:

1. Si el programa está en lenguaje C, se deben seguir los pasos recién detallados y además se debe compilar la rutina a añadir con el resto del programa. Para añadir la rutina al resto del programa se debe agregar (en el caso que no lo esté) el nombre del archivo en que la rutina se encuentra al archivo robot.prj.
2. Si el programa está en otro lenguaje distinto a C, en la rutina nivel\_n la llamada a hacer es: system("nombre\_rutina\_en\_otro\_lenguaje"). A robot.prj no se le debe agregar nada.

Por ejemplo, si se desea llamar la rutina pascal2 desde el nivel n, cuando se presione la tecla F6, en la rutina nivel\_n() se debe poner:

```
if(key==0x4000) /*si F6*/
    system("pascal2");
```

## 7. CONCLUSIONES

El esquema modular proyectado por el primer autor [1] está en desarrollo continuado y evolutivo y, en lo implementado hasta ahora, ha demostrado tener la utilidad prevista en su proyecto. El software descrito en el presente trabajo funciona perfectamente.

En las referencias [8] a [14] se presentan otros trabajos, del primer autor y colaboradores, que se encuadran como módulos en las ramas o subramas de los árboles algorítmicos y programáticos indicados en este artículo y en [1] y [2].

En estos desarrollos evolutivos se presentan varias situaciones inevitables pero que deben ser consideradas en el esquema. Una es que los lenguajes de programación experimentan continuos cambios o versiones y, además, aparecen diversos otros lenguajes nuevos. Otra radica en que muchos métodos algorítmicos van quedando obsoletos y debieran ser descartados.

Sin embargo, a veces ellos son de gran utilidad pedagógica y no pueden ser simplemente eliminados frente a la incorporación de otros métodos más avanzados o ventajosos para aplicaciones. Así, el esquema tenderá a aumentar desmedidamente. El empleo de módulos, jerárquicos o heterárquicos, permite subsanar, en formas obvias, muchas de las dificultades envueltas en las situaciones descritas.

#### REFERENCIAS

- [1] Juan L. Hernández S., "Esquema modular multinivel generalizado para control inteligente y experto de manipuladores robóticos y telemanipuladores", VIII Congreso Chileno de Ingeniería Eléctrica, Concepción, Octubre 1989, pp. 394-399.
- [2] J.L. Hernández S., "Esquema generalizado para control inteligente y experto en robótica minera", IV Congreso Latinoamericano de Control Automático, Puebla (México), Noviembre 1990, pp. 299-305.
- [3] F. Fukuchi et al., "Current and Future Robot Trends", Hitachi Review, Vol. 39, N° 3, 1990, pp. 165-170.
- [4] D. S. G. Lee, R. C. González, K. S. Fu; Tutorial on Robotics, IEEE Computer Society Press, New York, 1983.
- [5] J. L. Hernández S., "Enfoque taxológico integral para análisis de avances en máquinas y sistemas robóticos". II Jornadas Internacionales sobre Uso de Computadoras en Investigaciones Científicas y Técnicas, Mendoza (Argentina), Abril 1991. (Por aparecer en Vol. 2 de los Anales).
- [6] J. J. Craig, Introduction to Robotics: Mechanics and Control, Addison-Wesley, Reading, 1986.
- [7] M. Jure Y., J. L. Hernández S., "Algoritmos en lenguaje de alto nivel para el control interactivo y modular de un manipulador robótico". III Congreso Latinoamericano de Automática, Viña del Mar, Nov. 1988, pp. 497-502.
- [8] J. L. Hernández S., Alberto Castro S., "Diseño asistido por microcomputador de controladores multivariables mediante métodos frecuenciales". VIII Congreso Chileno de Ingeniería Eléctrica, Concepción, Oct. 1989, pp. 463-467.
- [9] Juan L. Hernández S., Eugenio Barbarino G., "Control por aprendizaje de un manipulador robótico". IX Seminario ACCA y II Seminario IEEE, Viña del Mar, Nov. 1989, pp. 55-58.
- [10] Juan L. Hernández S., "Teoría H<sub>∞</sub> en manipuladores robóticos". IX Seminario ACCA y II Seminario IEEE, Viña del Mar, Nov. 1989, pp. 103-108.
- [11] Juan L. Hernández S., "Diseño de controladores multivariables de norma H<sub>∞</sub>". IX Congreso ACCA, Pucón, Oct. 1990, pp. 371-376.
- [12] Juan L. Hernández S., "Diseño de controlador basado en el teorema de estabilidad de Kharitonov". IX Congreso ACCA, Pucón, Oct 1990, pp. 365-369.
- [13] Juan L. Hernández S. y Mauricio González Y., "Sistema con manipulador robótico para optimizar la medición de nivel de sólidos en minería". IV Congreso Latinoamericano de Control Automático, Puebla (México), Nov. 1990, pp. 203-208.
- [14] Eugenio Barbarino G., Juan L. Hernández S., "Algoritmo de control por aprendizaje para un manipulador robótico". IV Congreso Latinoamericano de Control Automático, Puebla (México), Nov. 1990, pp. 625-629.

#### NOTAS BIOGRAFICAS

Juan L. Hernández Sánchez es Ingeniero Civil Electricista de la Universidad Técnica Federico Santa María (UTFSM), Valparaíso, Chile y Ph. D. in Electrical Engineering, University of Pittsburgh, EE.UU. Se desempeña como Profesor Titular e Investigador en la UTFSM, Valparaíso.

Javier Ruiz del Solar San Martín. Egresado y memorista de Ingeniería Civil Electrónica, UTFSM, Valparaíso. Actualmente se desempeña como Ayudante de Investigación y en Docencia en dicha Universidad.

# Simulação Paralela de Redes Neurais numa Rede de Transputers

Marcelo Jara Pérez e Furio Damiani

Departamento de Semicondutores, Instrumentos e Fotônica  
Faculdade de Engenharia Elétrica  
Universidade Estadual de Campinas  
Caixa Postal 6101, Campinas, SP, BRASIL, 13061

## Resumo

As Redes Neurais Artificiais (ANNs) são caracterizadas pela capacidade de processamento paralelo maciço e pela alta conectividade entre os elementos de processamento, por tal, precisam de comunicações intensivas entre os elementos e algoritmos de aprendizagem, para que determinem o seu comportamento dinâmico. Neste trabalho apresenta-se o resultado do estudo de modelos de Redes Neurais Artificiais, quando utilizados como memórias associativas, e da sua simulação num sistema de multiprocessadores. Particularmente, descreve-se a implementação do Modelo da Rede Neural de Hopfield, utilizando técnicas de processamento paralelo, numa máquina de arquitetura MIMD baseada em Transputers, o que permite estudar o desempenho e as características dinâmicas do modelo. Foram analisadas as características e dificuldades da implementação num sistema de multiprocessadores configurado como um hipercubo.

## Abstract

Artificial Neural Networks (ANNs) are characterized by massively parallel processing capabilities and very high connectivity among the processing cells. This implies very intensive inter-elements communications and learning algorithms to determine their dynamic behaviour. In this paper we outline the result of studies on several models of ANNs used as a content-addressable associative memory. Next, it is described their computer simulation on a multiprocessor system. In particular, we review the implementation of the Hopfield model using parallel processing techniques on a Transputer-based MIMD machine in order to investigate its performance and dynamics.

The characteristics and difficulties of mapping and the implementation of the neural system on hypercube configured message-passing parallel computer are analysed.

**Keywords :** Neural networks, Parallel processing, Associative memories, Message-passing systems, Parallel simulation, MIMD computer architectures, hypercube topology.

## I. Introdução

O termo Rede Neural ou Arquitetura Conexionista [1] vem sendo ultimamente utilizado para designar sistemas compostos por um grande número de elementos simples de processamento, cujo comportamento é considerado análogo ao do funcionamento do sistema neural biológico do cérebro humano. Os sistemas neurais artificiais (ANNs) são baseados principalmente em algoritmos especiais derivados da área de neuro-ciência [2] e geralmente estão inspirados nos modelos biológicos de sistemas neuronais, a sua operação em forma altamente concorrente é fundamental para o funcionamento do cérebro. As características mais comuns apresentadas por eles são: paralelismo maciço, recuperação associativa de informação, aprendizado e tolerância às falhas, entre outras. As redes neurais podem resolver uma classe de problemas computacionais que não podem ser eficientemente abordados por máquinas convencionais sequenciais baseadas no modelo de Von Neumann, nem mesmo por arquiteturas ou sistemas de multi-computadores utilizando processamento paralelo. Os problemas abordados por ANNs são geralmente do tipo de reconhecimento de padrões (da imagem e da fala), recuperação de informação desde uma memória associativa, controle adaptativo de sistemas, processamento de sinais, assim como também aplicações em inteligência artificial (IA) [3], tal como o aprendizado necessário para compreender e falar uma linguagem natural, memória associativa para uma máquina de IA, etc.

As simulações por computador têm sido extensivamente utilizadas como ferramenta no estudo e na compreensão de ANNs, validando os estudos analíticos e às vezes resultando no único método viável para analisar modelos matematicamente intratáveis, afim de melhorar o desempenho das simulações, tem se utilizado inclusive arquiteturas maciçamente paralelas. O desenvolvimento das tecnologias VLSI (Very Large Scale Integration) tem sido aproveitado em implementações em hardware dedicado [4]-[6], o que tem estimulado o estudo e as aplicações práticas de modelos de memórias associativas [7].

Uma abordagem para o estudo de ANNs surge da utilização do processamento paralelo e de máquinas do tipo de passagem de mensagens [8]. No nosso trabalho, a metodologia



de simulação utilizada está associado ao conceito PDES [9], o sistema de multiprocessadores empregado é baseado numa rede de Transputers [10] configurado como uma topologia hipercúbica (3-cubo)[11] e os Transputers foram programados em Occam2 [12], a linguagem de montagem do Transputer. Occam suporta um modelo de programação concorrente fundamentado no conceito CSP [13], e permite a criação de processos concorrentes tanto num processador quanto numa rede de Transputers.

Nas secções seguintes serão descritos o modelo neural utilizado como memória associativa, o ambiente e a abordagem utilizada para o mapeamento da rede de Hopfield [14] na arquitetura hipercúbica, finalmente descrevem-se os aspectos mais importantes da implementação.

## II. Modelo geral de ANN

Uma ANN é um sistema de computação que consiste de um conjunto de células elementares ou elementos de processamento autônomos (EPs) altamente interconectados. A célula de processamento elementar (neurônio) está conectada com as outras células através de ligações ponderadas e a sua organização compõe uma arquitetura que pode estar constituída por uma ou várias camadas de células. Cada uma computa um potencial  $P_i$  em função das entradas e os pesos nas interconexões com as outras células, uma função de ativação  $fa(.)$  e aplicada ao potencial gerando assim a saída  $x_i=fa(P_i)$ , a que representa o estado do neurônio  $i$ . O comportamento dinâmico do sistema é determinado principalmente pela forma em que tais elementos básicos estão inter-conectados, pela influência que os elementos exercem uns sobre os outros através de conexões inibitórias ou excitatórias, e por um algoritmo ou uma regra de aprendizagem, a que determina os valores numéricos que conformam os pesos  $w_{ij}$  correspondentes à influência do elemento  $EP_i$  sobre  $EP_j$ , para  $1 \leq i,j \leq N$  (onde  $N$  é o número de neurônios da rede). A matriz de pesos  $W$  é conhecida como a **matriz sináptica** do sistema (vide Fig.1).

Alguns modelos de ANNs podem, essencialmente, ser considerados como um sistema dinâmico governado por uma função de energia que a leva a convergir a um estado estável correspondente a um mínimo (local ou global) do perfil da função energia (tipo função de Liapunov) [15]. Os estados estáveis correspondem a pontos no espaço de estados aos que a rede tende a evoluir no tempo, a partir de um estado inicial arbitrário, até conseguir o estado de equilíbrio.

Na Fig. 1,  $\underline{X} = [x_1, \dots, x_n]$ , representa o estado corrente da rede de  $N$  neurônios no instante de tempo  $t$ .  $x_i^*$  representa o novo estado do  $i$ -ésimo elemento no tempo  $t + \tau$  (onde  $\tau$  é o tempo de resposta do  $EP_i$ ), determinado pela função de ativação  $x_i^* = \text{sgn}(\sum w_{ij} x_j)$ , para  $1 \leq i,j \leq N$ .

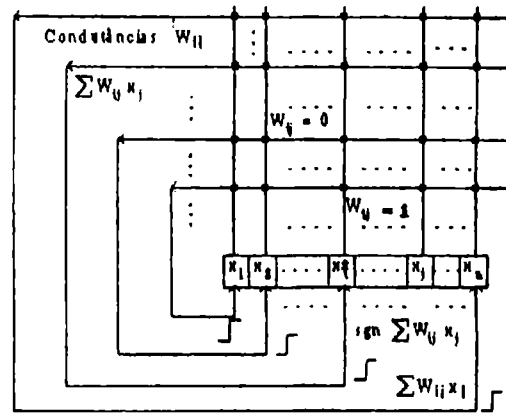


Fig.1. Matriz de conexões do modelo.  $W$  é simétrica e de diagonal-0.  $\text{sgn}(\cdot)$  é a função de transferência do elemento de processamento  $i$ .

## III. O Modelo binário bipolar de Hopfield

O modelo de Hopfield [14] constitui uma classe de sistema físico cujo comportamento dinâmico pode ser usado como uma forma de memória endereçada pelo conteúdo (CAM) de tipo geral [7]. A evolução no tempo do sistema pode ser descrito por um conjunto de coordenadas  $x_1, \dots, x_n$ ; as que representam os componentes de um vetor  $\underline{X}$ . Um ponto no espaço de estados representa a condição instantânea do sistema, e tal espaço de estados pode ser tanto contínuo quanto discreto.

Supondo que o sistema possui pontos limites estáveis localmente  $\underline{X}_a, \underline{X}_b, \dots$ ; se ele é inicializado suficientemente próximo de algum ponto  $\underline{X}_a$ , tal que  $\underline{X} = \underline{X}_a + \Delta$  ( $\Delta$  representa um deslocamento de  $\underline{X}_a$ ), então o sistema evolui no tempo até  $\underline{X} \approx \underline{X}_a$ . Pode-se considerar que os vetores  $\underline{X}_a, \underline{X}_b, \dots$  são a informação armazenada no sistema. O ponto de partida  $\underline{X} = \underline{X}_a + \Delta$  representa o conhecimento parcial do item  $\underline{X}_a$ , logo, o sistema gera a informação total  $\underline{X}_a$ . Se tal sistema físico possui uma dinâmica no espaço de fase que é dominado por um número notório de estados estáveis locais aos quais é atraído, então o sistema pode ser considerado como uma memória endereçada pelo conteúdo (um tipo particular de memória associativa).

### Operação do Modelo

Dado um conjunto de  $M$  vetores binários bipolares  $(-1,1)$   $V_i^{(m)}$ ,  $i=1,2,3, \dots, N$ ;  $m=1,2,3, \dots, M$ ; estes são armazenados numa matriz sináptica de acordo com a regra:

$$W_{ij} = \sum_m V_i^{(m)} V_j^{(m)} ; \quad (1)$$

$$W_{ii} = 0 \quad i,j = 1,2,3, \dots, N; \quad m=1, \dots, M;$$

onde os vetores  $V_i^{(m)}$  representam os vetores de estado nominais da memória.

Se a memória é endereçada pela multiplicação da matriz  $W_i$  por um dos vetores de estado, por ex.,  $V_i^{(m)}$ , se tem a estimativa:

$$V_i^{(m)} = \sum_j W_{ij} V_j^{(m)} \quad (2)$$

$$\begin{aligned} &= \sum_{i \times j} \sum_{m} V_i^{(m)} V_j^{(m)} V_i^{(m)} \\ &= (N-1)V_i^{(m)} + \sum_{m \neq i} \alpha_{m/i} V_i^{(m)} \quad (3) \end{aligned}$$

$$\text{onde } \alpha_{m/i} = \sum_j V_j^{(m)} V_j^{(m)} \quad 1 \leq j \leq N$$

O segundo termo em (3) é uma combinação linear dos vetores armazenados remanentes e representa um termo de ruído (*cross-talk*) não desejado. Na versão discreta do modelo de Hopfield [14], as mudanças de estado no tempo, para cada neurônio  $i$ , se produzem de acordo com o seguinte algoritmo. Para cada neurônio  $i$  existe um *bias* externo  $I_i$ , alimentado à entrada, logo, se  $P_i$  é o potencial do elemento  $i$  dado por  $P_i = V_i^{(m)} + I_i$ , então cada neurônio computa o seu estado de acordo com:

$$V_i^{(m)} = \text{sgn}[P_i] \quad (4)$$

Quando a memória é endereçada por um vetor binário que não é um dos vetores armazenados, a multiplicação vetor-matriz junto com a função de ativação  $\text{sgn}[\cdot]$  produzem um vetor de saída binário que, de forma geral, é uma aproximação da palavra armazenada com a menor distância de Hamming do vetor de entrada. Se o vetor de saída é realimentado e utilizado como entrada à memória, a nova saída geralmente é um vetor que representa uma versão corrigida mais precisa do vetor armazenado. Se o vetor de entrada é considerado a ser uma versão ruidosa do vetor de memória original, é possível visualizar a operação da rede como uma forma de correção de erro. A leitura e escrita das memórias estão representadas na Fig.2. O reconhecimento de um vetor de entrada, que corresponde a um dos vetores de estado da memória (ou próximo a um deles no sentido de Hamming) é considerado o estado estável da rede.

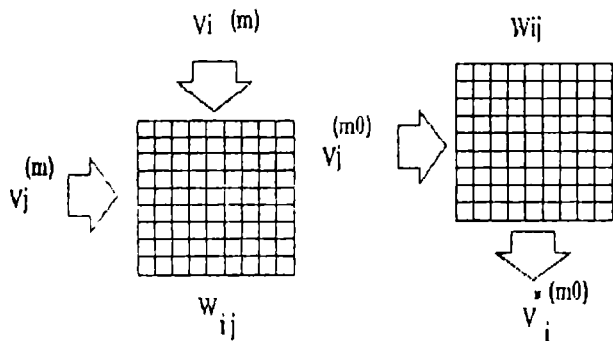


Fig.2. Operação de Escrita e Leitura da memória associativa.

## IV. Simulação Paralela de ANNs

Devido às características de uma ANN, decidiu-se implementar o modelo de Hopfield num sistema constituído por uma rede de Transputers. O Transputer é um dispositivo VLSI que incorpora *on-chip* um processador de 32 bits, uma unidade de ponto flutuante de 64 bits, uma memória local de 4 Kbytes de capacidade e 4 portas de ligação, que permitem comunicar o dispositivo com outros 4 Transputers via canais bidirecionais. O Transputer foi originalmente projetado para ser programado em Occam, linguagem que é fundamentada num modelo de concorrência que deriva quase integralmente do conceito CSP. Porém, Occam está estreitamente associada à arquitetura do Transputer, permitindo ademais o desenvolvimento da programação de processos concorrentes independentemente do número de processadores e de sua configuração particular, facilitando assim a programação paralela.

Na simulação paralela de ANNs, as maiores dificuldades estão relacionadas com o mapeamento adequado do modelo de  $N$  neurônios numa rede de  $M$  processadores ( $M < N$ ) e com as comunicações intensivas entre os elementos de processamento, causado principalmente pela alta conectividade do modelo neural virtual. Tal conectividade é fundamentalmente limitada pela capacidade de comunicação entre os processadores que conformam o sistema.

### Aspectos da Simulação Paralela PDES

A simulação PDES (*Parallel Discrete Event Simulation*), algumas vezes referida como **Simulação Distribuída**, consiste na execução da simulação numa máquina de arquitetura paralela na que são mapeados os processos que constituem o sistema. A simulação de eventos discretos é frequentemente utilizada para estudar sistemas complexos que são modelados como conjuntos de processos interagindo. Cada um de tais processos representa um modelo de algum componente do sistema real, e as interações entre os processos no modelo (processos lógicos) simulam interações entre processos reais (processos físicos). A simulação é levada a cabo por um processo computacional que simula uma seqüência de eventos que ocorrem no sistema e que atualiza o seu estado assim que ele evolue através do tempo. A atividade de uma ANN pode ser considerada como um conjunto de eventos assíncronos onde não existe um relógio global, pelo contrário, os eventos equivalentes à atividade de cada EP individual ocorrem a intervalos de tempo irregulares. Deste modo, o programa de simulação é decomposto num conjunto de processos se executando em forma concorrente. Tal abordagem se ajusta perfeitamente ao modelo de programação de Occam, onde um programa é composto por vários processos concorrentes comunicando-se através de canais [12]. No desenvolvimento do programa de simulação, as maiores dificuldades estão relacionadas a resolver os problemas de *Deadlock*, *Starvation*

e possíveis erros de causalidade [9], portanto, é preciso manter certas restrições de sequenciamento para assegurar uma computação correta.

### Mapeamento num sistema multi-processor

A conectividade de uma rede neural é definida como a relação do número real de conexões entre as células e o número de conexões se elas fossem completamente conectadas. Para abordar o problema do mapeamento, é fundamental distinguir o caso onde é possível particionar a rede neural em grupos de células tal que a conectividade dentro de um grupo seja consideravelmente maior que a conectividade da rede completa. Segundo a proposta de Ghosh & Hwang [16], uma ANN pode ser caracterizada segundo um modelo geral que particiona a rede neural virtual em regiões de núcleos disjuntos de tamanhos comparáveis. Um núcleo consiste de um grupo de células elementares (os neurônios) que são relativamente fortemente conectadas. Por sua vez, os núcleos podem ser agrupados em regiões de influência (o resto conforma uma região remota). Desta forma, a rede pode ir sendo hierarquicamente particionada em sub-redes distinguíveis pelas suas propriedades funcionais e pelo grau de conectividade entre elas.

Uma ANN pode ser implementada completamente em *hardware*, já seja mediante circuitos VLSI [4]-[6] e/ou dispositivos ópticos [20], ou implementada virtualmente por *software*. Numa implementação virtual, o funcionamento da rede neural é simulado utilizando um número de processadores físicos menor que o número de neurônios, multiplexando no tempo várias células em cada processador físico. A simulação de N células num sistema de M processadores se considera virtual quando  $M < N$ . No mapeamento da rede de neurônios na rede de processadores, é preciso definir a topologia de interconexão dos processadores físicos, considerando a carga de tráfego nas linhas de comunicação entre os EP, balanceamento da carga computacional e restrições da memória local, já que a atividade de todas as células de um grupo é simulada em um só processador. Um esquema proposto em [16] para um mapeamento generalizado é apresentado na Fig. 3.

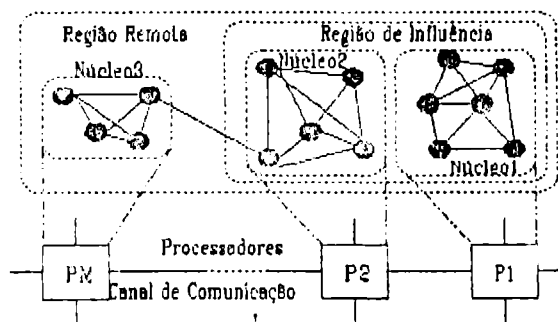


Fig. 3. Mapeamento de ANNs num sistema de M processadores

## V. Implementação do Modelo de Hopfield numa topologia 3-cubo.

### Topologia Hiper-cúbica

Um computador hiper-cubo  $d$ -dimensional é um multiprocessador de memória distribuída que consiste de  $2^d$  elementos de processamento individuais, chamados de nós, ligados numa rede cúbica  $d$ -dimensional. Cada nó recebe um endereço ou número de identificação de  $d$ -bits (aqui chamado de  $n.id$ ), e dois nós são ligados se e somente se os seus  $n.id$  diferem em exatamente uma posição de bit, a distância entre dois nós A e B com  $n.ids$   $A = a_1 \dots a_{d-1} a_d$  e  $B = b_1 \dots b_{d-1} b_d$  (comprimento do caminho mais curto, em número de ligações) é igual à distância de Hamming dos seus endereços binários e é definida por :

$$H(A,B) = \sum_{i=1}^d h(a_i,b_i) \quad (5)$$

$$\text{onde } h(a_i,b_i) = \begin{cases} 0 & \text{se } a_i=b_i \\ 1 & \text{caso contrário} \end{cases}$$

Dois nós A e B num hiper-cubo são ditos a ser adjacentes ou vizinhos se eles compartilham uma ligação. Na Fig. 4 apresentam-se alguns exemplos de arquiteturas hiper-cúbicas para diâmetros  $d$  pequenos.

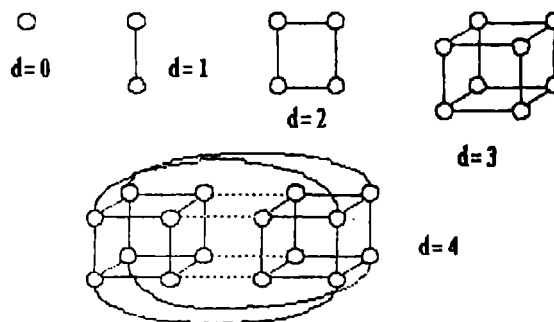


Fig. 4. Topologias hiper-cúbicas de distintos diâmetros  $d$

A razão da utilização da arquitetura hiper-cúbica fundamenta-se nas suas atraentes propriedades topológicas tal como diâmetro de comunicação logarítmico, regularidade e simetria [17]; e em recentes estudos baseados em simulação por computador onde se tem conferido o bom desempenho da arquitetura quando se tem uma carga computacional balanceada [18].

### Mapeamento e Implementação no 3-cubo

Na implementação atual é utilizada uma rede de Transputers configurada como um cubo de dimensão 3 onde são mapeados os processos Occam. Na fig. 5, apresenta-se o

mapeamento dos processos Occam que são executados concorrentemente em cada nó do 3-cubo e os seus n.ºs respectivos, cada nó equivale a um módulo composto por um processador Transputer T800 [10] e uma memória local. O processo *Mon* (Monitor) roda no Transputer Mestre (MT) e sua função é monitorar o estado da rede virtual de N neurónios, detetar a sua convergência (estabilidade) e realizar a comunicação com o *Host* (um PC tipo AT).

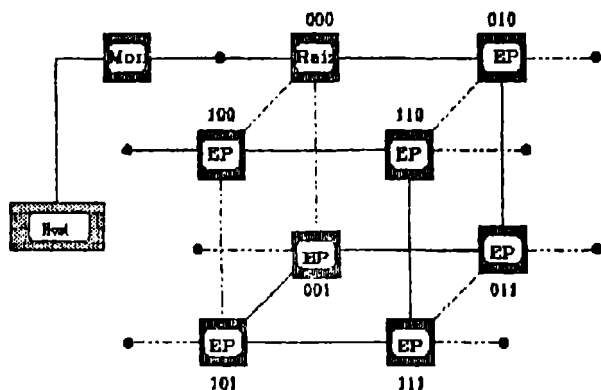


Fig. 5. Mapeamento dos processos Occam no 3-cubo.

Os processos *Raiz* e *EP*, se comunicam entre si através de mensagens que são roteadas no sistema pelos processos *Router.R* e *Router.EP* (Fig.6.b e 6.c). Todos os processos comunicam-se mediante canais lógicos internos, quando a comunicação é requerida no mesmo processador local, ou através das conexões físicas (*links* ou canais físicos) de cada Transputer, quando a comunicação é remota (não local).

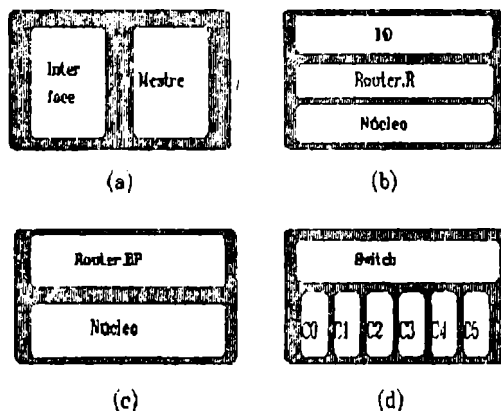


Fig.6. Esquematização geral dos processos Occam mapeados nos EPs.

A Fig. 6 representa a organização geral dos processos Occam mais relevantes, todos eles se comunicam mediante canais físicos ou lógicos de acordo com o mencionado anteriormente. Cada processo EP se executando paralelamente em cada nó é composto de um roteador e de um processo de aplicação *Núcleo*, o que por sua vez é composto dos processos *Switch* e um número de células em execução concorrente.

Na atual implementação, uma rede neural virtual de 48

elementos foi particionada em núcleos de 6 células. A atividade de todas as células do núcleo é simulada num só Transputer T800 e a comunicação entre os núcleos é multiplexada nas conexões físicas de cada processador pelo processo *Switch* (Fig. 6.d). A saída do *Switch* é entregue ao roteador para o envio das mensagens aos destinos respectivos.

O algoritmo de roteamento na rede hipercúbica é baseado na proposta de Saad & Schultz [19], e realiza a transferência de dados através da passagem de mensagens entre nós adjacentes. Um item de dados é transferido desde um nó a todos os outros nó da rede hipercúbica (*broadcasting*), num total de  $d$  passos, e num tempo aproximado de

$$d(B + t) \quad (6)$$

onde  $d$  é a dimensão do hipercubo,  $B$  é tempo de partida da comunicação ou latência, e  $t$  é o tempo de transferência elementar.

### Operação do Simulador

A execução da simulação é controlada por um processo *Mestre* (Fig.6.a), que dispara a execução dos processos *Raiz* e *EPs*. O Mestre inicia a operação transmitindo a matriz de pesos  $W$  às células, e monitora o estado global novo da rede no tempo corrente  $t$ , comparando-o com o estado global anterior, no tempo  $t-1$ . Quando é alcançada a estabilidade, o Mestre pára a execução.

Pela sua vez, cada neurónio, representado pelo processo *c.i* na Fig.6.d, computa o seu potencial  $P_i$ , utilizando a coluna  $i$  da matriz  $W$  e os estados de todos os outros neurónios no tempo  $t-1$  (segundo (2), secção III). A seguir, no tempo  $t$ , ele atualiza seu próprio estado segundo (4) e o transmite a todos os outros neurónios da rede. Todos os estados globais instantâneos são registrados pelo processo *Interface* (Fig. 6), assim que a rede evolui no tempo.

## VI. Conclusões

As dificuldades associadas à programação paralela, estão principalmente relacionadas à eliminação dos problemas de *Deadlock* e *Starvation* nos processos concorrentes. Um outro problema é o de balanceamento da carga de trabalho, para reduzir o tempo ocioso dos processadores, e assim melhorar o desempenho global do algoritmo (*speed-up*). A comunicação entre os processadores é fundamental no desempenho do sistema, pelo que a escolha do esquema de interconexão (no caso em que se tem a possibilidade de topologias configuráveis) e os algoritmos de roteamento das mensagens é relevante. Finalmente, conclue-se que a eficiência simulação virtual depende fortemente de um mapeamento adequado do modelo da rede neural no sistema de multiprocessadores, da exploração das propriedades topológicas do esquema de interconexão e do

aproveitamento das características da máquina de arquitetura MIMD, reduzindo, na medida do possível, os trechos sequenciais e a comunicação desnecessária entre os nós.

### Referências Bibliográficas

- [1] Richard Lippmann; "An Introduction to Computing with Neural Nets"; IEEE ASSP Magazine, April 1987.
- [2] J. Van der Spiegel et al.; "Artificial Neural Networks Principles and VLSI Implementation", Anais V Congresso SBMicro, Campinas, SP, Julio 1990.
- [3] W. Hilberg; "Neural Network and Conditional Association Networks: Common Properties and Differences", IEE Proceedings-E, V.136, No. 5, September 1989.
- [4] M. Verleysen et al.; "A High-Storage Capacity Content-Addressable Memory and its Learning Algorithm", IEEE Trans. on Circuits and Systems, V.36, No. 5, May 1989.
- [5] M.A.C. Mahler, S.P. DeWeerth, M.A. Mahawold and Carver Mead; "Implementing Neural Architecture using VLSI Analog Circuits", IEEE Transactions on Circuits and Systems, V.36, No.5, May 1989.
- [6] A.F. Murray; "Silicon Implementations of neural networks", IEE Proceedings-F, Radar and Signal Processing, V. 138, No. 1, pp. 3-12, February 1991.
- [7] Teuvo Kohonen; "Self-Organization and Associative Memory", Springer-Verlag, Berlin, Germany, 1984.
- [8] G.W. Stewart; "Communication and matrix computations on large message passing systems", Parallel Computing, Vol. 16, pp. 27-40, February 1990.
- [9] R.M. Fujimoto; "Parallel Discrete Event Simulation", Communications of the ACM, Vol. 33, No. 10, pp. 31-53, October 1990.
- [10] David May et al.; "The IMS T800 Transputer"; IEEE Micro Magazine, October 1987.
- [11] C. Seitz; "The Cosmic Cube", Communications of the ACM, Vol. 28, No. 1, pp. 22-33, January 1985.
- [12] Dick Pountain & David May; "A Tutorial Introduction to OCCAM-2 Programming", Inmos BSP Professional Books, March 1988.
- [13] C.A.R. Hoare; "Communicating Sequential Processes", Communications of the ACM, Vol. 21, No. 8, pp. 666-677, August 1978.
- [14] J.J. Hopfield; "Neural Networks and Physical Systems with Emergent Collective Computational Abilities"; Proc. Natl. Acad. Sci. U.S.A., Vol. 79, pp. 2554-2558, April 1982.
- [15] D.W. Tank, and J.J. Hopfield; "Neural Computation by Concentrating Information in Time", Proc. Natl. Acad. Sci. U.S.A., Vol. 84, pp. 1896-1900, April 1987.
- [16] J.Gosh & K. Hwang; "Mapping Neural networks onto message-passing Multicomputers", Journal of Parallel and Distributed Computing, Vol. 6, pp. 291-330, 1989.
- [17] R. Ginosar & D.Egozi; "Topological Comparison of Perfect Shuffle and Hypercube", International Journal of Parallel Programming, Vol. 18, No. 1, pp. 37-69, 1989.
- [18] C. Lamana & M. Shaw; "A Performance Study of the Hypercube Parallel Processor Architecture", Simulation, Vol.56, No.3, March 1991.
- [19] Y. Saad & M.Schultz; "Data Communication in Hypercubes", Journal of Parallel and Distributed Computing, Vol. 6, pp. 115-135, 1989.
- [20] A.L.Mikaelian, B.S.Kiselyov et al.; "Optical Implementation of High-Order Associative Memory", International Journal of Optical Computing, Vol. 1, pp. 89-92, 1990.

Marcelo A. Jara P. é formado em Engenharia em Som pela Universidad Austral de Chile, Valdivia, Chile. Atualmente é aluno de pós-graduação na Faculdade de Engenharia Elétrica da Univ. Estadual de Campinas, onde é candidato ao grau de Mestre em Engenharia Elétrica na área de eletrônica. Está incluído na sua atual atividade de pesquisa: Modelos de Redes Neurais Artificiais, Arquitetura de Computadores e Processamento Paralelo.

Furio Damiani é formado em Engenharia Elétrica pela Escola Politécnica da Univ. de São Paulo, recebeu o grau de Mestre e Doutor em Engenharia Elétrica da Univ. Estadual de Campinas, SP, Brasil. Atualmente é professor da Fac. de Eng. Elétrica na Univ. Estadual de Campinas. Suas principais atividades de pesquisas estão na área de circuitos e arquiteturas de sistemas VLSI, métodos computacionais para a simulação e projeto de circuitos integrados, e arquitetura de computadores de alto desempenho.

# O ACESSO A VARIÁVEIS MMS UTILIZANDO A INTERFACE DE APLICAÇÃO MAP

Verônica Lima Pimentel de Sousa  
Manuel de Jesus Mendes

Universidade Estadual de Campinas  
Faculdade de Engenharia Elétrica  
Departamento de Computação e Automação Industrial  
CP 6101 13081 Campinas-SP-Brasil

## RESUMO

O trabalho apresenta uma experiência de implementação de uma interface de aplicação (API) especificada pelo comitê do projeto MAP, da General Motors.

O modelo da interface é descrito de forma sucinta e a especificação da interface para uso do protocolo de aplicação MMS é referenciada em seus aspectos principais.

Detalhes de implementação da API-MMS são discutidos dentro do escopo de serviços de acesso a variáveis MMS remotas, onde são apresentadas as estruturas de dados envolvidas através de um exemplo simples de leitura de variável.

## ABSTRACT

This work presents an experiment of implementing the Application Interface (API), proposed by General Motors Committee - MAP project.

The interface model is briefly described and the specification for MMS protocol is referred to highlighting their major features.

Implementation details of API-MMS are discussed concerning the Variable Access services scope, where data structures are presented in a simple example of variable reading operation.

## 1. INTRODUÇÃO

Há alguns anos, na área de Redes Locais em Automação Industrial, tem-se voltado a atenção para a factibilidade do uso dos padrões ISO/OSI e o uso do protocolo MMS (Manufacturing Message Specification) na comunicação fabril.

O primeiro aspecto é indiscutível nos dias atuais: O padrão ISO/OSI tem saído dos centros de pesquisas e já é o lema de inúmeros vendedores em vários países. O segundo aspecto refere-se ao protocolo MMS que constitui a gama de serviços visando a comunicação dos equipamentos programáveis do ambiente fabril.

O protocolo MMS tem demonstrado poder atender a comunicação dos mais diversos tipos de equipamentos podendo ser implementado em simples robôs, CLP's, NC's, etc como MMS-servidores, como também em estações monitoras que implementarão MMS-clientes.

O problema atual tem sido a complexidade e o grande número de atividades (controles, gerenciamento) deixado ao usuário final, ou seja, ao usuário MMS.

Burgiu desse contexto, um projeto assessorado pela General Motors objetivando um padrão aberto, porém simples, para a comunicação de equipamentos heterogêneos num ambiente automatizado de manufatura, visando a migração à interconexão aberta integrada - CIM (Computer Integration Manufacturing). Esses estudos resultaram numa especificação de redes com arquitetura ISO fazendo uso dos padrões OSI/ISO, considerando as necessidades específicas da automação industrial, ao qual se denominou MAP (Manufacturing Automation Protocol) [1].

A idéia de abstração se faz fundamental numa especificação de modelo aberto, tornando possível a heterogeneidade física e a desvinculação de particularidades de um determinado equipamento. Daí o MMS adotar o conceito de VMD (Virtual Machine Device) para amenizar a problemática da diversidade de dispositivos, permitindo que softwares aplicativos não se restrinjam a um dispositivo específico.

Igualmente importante é a flexibilidade no crescimento da automação, tanto para permitir a introdução de novos dispositivos como para expandir a funcionalidade dos elementos existentes a novas integrações. A tendência é o surgimento de "interfaces" para absorver essas adaptações e expansões de funcionalidade.

O comitê MAP considerou essa situação e lançou mão de um projeto e especificação de uma interface de aplicação genérica capaz de promover abstração aos softwares aplicativos descrevendo uma visão externa bastante ampla e capaz de mapear essa visão nas funções de serviços específicos adequadamente. A interface para programas de aplicação - API (Application Program Interface) [2], [3], [4] e [5], foi então modelada, considerando alguns aspectos essenciais à comunicação aberta, entre eles: generalidade, independência de hardware, padronização e facilidade de uso.

A especificação de Interface para o protocolo MMS caracteriza-se pelas particularidades peculiares ao modelo inerente ao mesmo (modelo de interação Cliente/Servidor e aos serviços associados).

A API-MMS [5], incorpora um modelo de interação entre usuários MMS (requisitante e respondedor) com o objetivo de troca de informações de forma cooperante. Ela fornece subsídios para a realização das atividades de comunicação e de manuseio dos objetos MMS, dentre eles as variáveis MMS, tornando o papel do usuário menos sobrecarregado.

Nos itens seguintes descrevemos sucintamente o modelo genérico da Interface de

Aplicação, sua especificação para o protocolo MMS [5] e apresentamos as funções específicas da Interface para o tratamento dos serviços MMS [6] relacionados com o acesso a variáveis remotas, mostrando-se as estruturas de dados envolvidas, seguindo uma sequência de implementação real.

## 2. MODELO DA INTERFACE DE APLICAÇÃO - API

Uma Interface de Aplicação é uma fronteira entre o ambiente real de aplicações, onde residem os Processos Aplicativos (AP's) e o ambiente padronizado e estruturado de rede, formulado pelo sistema de comunicação. O papel da Interface de Aplicação (API) visa deixar o programa aplicativo independente do sistema de comunicação e do sistema operacional utilizados, como ilustra a figura 1.

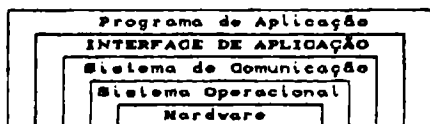


Figura 1 - O papel da Interface de Aplicação num modelo hierárquico

O programa de aplicação fica portanto mais genérico e portátil para diferentes sistemas de comunicação e menos específico do hardware.

A API tem características que refletem o contexto onde ela for utilizada. A característica de generalidade da API diz respeito a sua capacidade de operar com múltiplas invocações de AE's (Application Entities). Isso permite total interação e a execução de múltiplas atividades distintas para alcançar uma atividade de âmbito global. A interface pode gerenciar todas as invocações de AE's e suas múltiplas associações.

O modelo arquitetural da API constituído de blocos funcionais, revela a possibilidade de modular a interface de acordo com o universo de discurso comum a ambos AP's comunicantes. A API pode adequar-se às necessidades, evitando penalidades de espaço/tempo com capacidades adicionais desnecessárias.

O aspecto de independência de hardware é imprescindível na abordagem de portabilidade de aplicativos. A API conta com algumas funções de suporte para garantir o isolamento de AP's do hardware e/ou sistema operacional.

Na tentativa de minimizar as implicações provocadas pela heterogeneidade dos sistemas reais a ISO formulou um modelo que envolve estruturas e atividades padronizadas. Dentro desse mesmo modelo foi também projetada a API com a finalidade de suportar a grande variedades de aplicações reais.

A arquitetura funcional da API reflete o papel de elo entre o ambiente real do usuário e o ambiente padronizado de rede como descreve a figura abaixo:

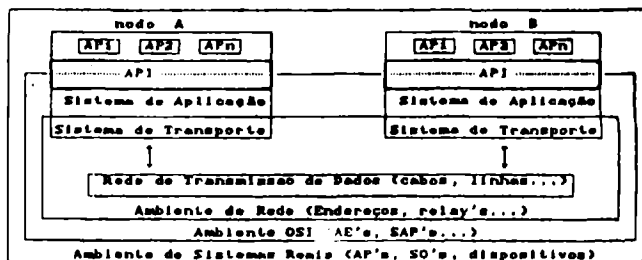


Figura 2 - A API no ambiente OSI e no ambiente de sistemas reais

A API pode ser esquematizada dentro de duas grandes regiões: uma pertencente ao ambiente do usuário, constituída de uma biblioteca de funções e a outra pertencente ao ambiente de rede, que é o próprio provedor de serviços de rede. Ambas as regiões são constituídas de blocos funcionais, na seguinte forma:

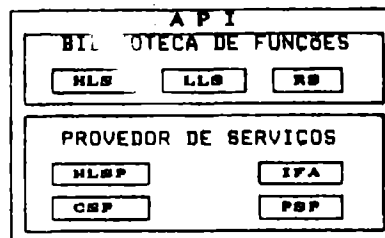


Figura 3 - Arquitetura da API

Esses módulos funcionais são usados para descrever a funcionalidade que ocorre ao se prover serviços para um usuário. A interação entre os módulos é determinada pelo tipo de serviço solicitado. O modelo de interação da interface é descrito minuciosamente em [2] e analisado sob o enfoque de uma aplicação, o MMS, em [10].

## 3. ESPECIFICAÇÃO DA API-MMS

Os serviços MMS dizem respeito à comunicação e ao interprocessamento de informações entre dispositivos programáveis do ambiente industrial. Através de modelos abstratos é possível a representação da interconexão de dispositivo heterogêneos e a comunicação entre eles, com suas propriedades estáticas (regras, localização, nomeação, formatos, etc) e dinâmicas (atividades, operações, estados, eventos, interação). A figura do VMD retrata o dispositivo com todos os seus domínios e funções. Dentro de um domínio VMD, todos os recursos e serviços a ele vinculados numa determinada instância, representando os objetos MMS (variáveis, eventos, semáforos, invocação de programa, etc). Os serviços MMS atual sobre um VMD de forma a produzir transações em seus objetos.

O MMS define um modelo abstrato que incorpora as interações entre esses elementos

e apresenta suas funcionalidades aos AP's, adotando a relação cliente/servidor, através da qual realizam-se os serviços requisitados uns dos outros.

Para permitir total interação dos AP's associamos um tipo de primitiva de serviço (request, indication, response, confirm) à uma situação específica.

A API-MMS corresponde a esse modelo de interação, provendo serviços dos tipos requisitantes e respondedores, fazendo uso de suas funções de provedor de serviços representados pelos módulos funcionais: HLSP, CSP IFA e PSP. O Provedor de Serviços de Primitivas exerce o papel de manipulador de primitivas MMS, enviando-as e recebendo-as para/da Máquina de Protocolo MMS.

Além do manuseio de primitivas MMS, a API-MMS conta com outras funções necessárias ao gerenciamento e controles internos, provendo serviços adicionais ao usuário, absorvendo assim algumas de suas atividades. Dentre suas funções podemos mencionar as seguintes:

- simplificar as etapas de estabelecimento da comunicação entre AP's.
- interfacear-se entre usuário e sistema operacional local.
- desempenhar funções auxiliares que diminuam a necessidade de conhecimento, por parte do usuário, da complexa máquina que constitui o protocolo de aplicação MMS.
- formatar para o usuário, etapa por etapa, as primitivas de serviços que ele necessite utilizar.

Todas essas funções são colocadas à disposição do usuário na Biblioteca de Funções, de forma padronizada, tornando mais amigável a utilização do protocolo MMS.

O usuário MMS utiliza os serviços da API-MMS através de chamadas de funções, fornecendo os parâmetros requeridos no formato estipulado. O formato das chamadas de funções segue uma forma padronizada e é obtida com uso de DCB's (Data Control Block). A estrutura dos DCB's contribui para a padronização e embutem as particularidades na descrição de parâmetros opcionais inerentes de uma descrição genérica.

O formato das chamadas de funções API devem seguir o seguinte padrão:

Nome\_da\_função (parâmetros\_de\_entrada\_ explícitos, DCB\_de\_entrada, DCB\_de\_saída, parâmetros\_de\_saída\_ explícitos)

#### 4. IMPLEMENTAÇÃO DOS SERVIÇOS DE ACESSO A VARIÁVEIS

Para fins de implementação foi considerado um projeto com fins didáticos, em desenvolvimento no departamento DCA/FEE, chamado SISDI-MAP (Sistema Didático - MAP) que incorpora protocolos de aplicação, interfaces de aplicação, processos aplicativos e uma interface de operação, seguindo uma estrutura hierárquica típica OSI. O SISDI-MAP será utilizado como ferramenta de estudo e observação do comportamento de uma rede local MAP [9].

Cada um dos componentes do sistema (protocolo MMS, protocolo ACSE, interface API-MMS, processos aplicativos e protocolos níveis 6 e 7) foi especificado de forma a constituírem módulos autônomos (processos), com suas funcionalidades distintas e recursos independentes, tendo por base uma estrutura de operação multi-usuário, provida por um núcleo dedicado.

O ambiente de implementação para todos esses processos foi um micro-computador IBM PC/AT e a linguagem de programação adotada foi C. Cada um desses processos foi implementado por implementadores distintos, constituindo suas teses de mestrado.

A comunicação entre os processos é feita através de mail-boxes, via portas unidirecionais dedicadas. O núcleo provê ainda o suporte de controle das tarefas, seus escalonamentos, intercomunicação, tratamento de sincronização e gerenciamentos necessários.

Como foi mencionado, a implementação da API-MMS consistiu em estruturá-la como um processo independente, autônomo, dentro do modelo hierárquico e modular do SISDI-MAP.

Para compor a API-MMS dentro desse sistema, foi feita a seguinte consideração: restringir a implementação a apenas um subconjunto de funções que compusesse uma entidade funcional coerente e completa em funcionalidade. Dentre os diversos serviços dois conjuntos de serviços foram selecionados.

- Gerenciamento de Conexão, já que esse protocolo opera com comunicação assíncrona, e
- Acesso a Variáveis.

O primeiro conjunto de serviços diz respeito ao estabelecimento, manutenção e término de associações entre AP's [12]; o segundo suporta operações sobre variáveis MMS num VMD associado a um AP [13].

#### O ACESSO A VARIÁVEIS MMS

A finalidade principal dos serviços de Acesso a Variáveis destina-se a realização de operação de leitura e escrita de variáveis. Para realizar uma operação de leitura, por exemplo, são necessárias informações que descrevam a variável, descrevam o método de acesso (se por endereço ou nome) e informações que associem a descrição da variável a descrição dos dados. Essas informações são devidamente utilizadas para converter a representação real (aplicação local) numa forma que possa ser transmitida e reconhecida pelas aplicações de rede. A API contribui nessa tarefa auxiliando o usuário MMS a compor a estrutura completa requerida na descrição da variável e descrição dos dados, através de funções auxiliares que são chamadas pelos usuários de forma sucessiva, sequencial, passo a passo.

Supondo que um usuário local deseja acessar variáveis remotas existentes num certo dispositivo e considerando que a associação a esse elemento já foi estabelecida (utilizando os serviços de gerenciamento de conexão), seria necessário que o usuário utilizasse mais dois tipos de serviços específicos da API-MMS:

- serviços para auxiliá-lo na construção de definições dos parâmetros requeridos na



primitiva de Request, e  
- o serviço propriamente dito para realizar a leitura da variável ou variáveis em questão (ReadRequest).

Na primeira etapa, as funções auxiliares da API-MMS são utilizadas de forma coerente com os protocolos para especificar tipos abstratos, métodos de acessos, etc. Exemplificando nosso caso específico, em que uma variável simples deve ser acessada por seu nome (variável nomeada), o usuário faria, antes do pedido de leitura desta variável, uma especificação de acesso a variável e uma especificação que descreva a própria variável.

O protocolo para especificação de acesso a variáveis [7] estabelece que seu acesso poderá ser feito ou fornecendo o nome de uma lista de variáveis previamente definida como um objeto MMS, ou fornecendo a própria lista de variáveis que conterá a especificação da variável.

Para ilustrar a construção das especificações e já traduzindo da sintaxe abstrata ASN.1 [8] para C, que provê a definição de tipos de dados, mostraremos as estruturas de dados envolvidas numa operação de leitura de variável.

Em ASN.1, temos a primitiva de ReadRequest definida como tal:

```
ReadRequest ::= SEQUENCE
( SpecificationWithResult [0] IMPLICIT
    BOOLEAN,
    DEFAULT FALSE
    VariableAccessSpecification [1] variable
    accessspecification
)
```

Em C, traduzimos como uma estrutura:

```
struct (
    Boolean                spec_with_result;
    Var_access_specification var_acc_spec;
) Read_request
```

Como se vê, na especificação de acesso deve-se fornecer ou o nome de uma lista ou o endereço da lista construída pelo usuário contendo as especificações de variáveis.

O tipo "CHOICE" do ASN.1 é traduzido para o C como "UNION". Uniões fornecem um modo de manipular diferentes tipos de dados numa única área de armazenamento:

```
union (
    List_of_variable    var_list [Max_element];
    Object_name         list_name;
) Var_access_specification;
```

Uma lista de variáveis pode conter uma ou mais especificações de variável. Isso significa que múltiplas variáveis podem ser acessadas numa só operação de leitura.

Vale a pena observar sobre o outro tipo de especificação: nome da lista de variáveis, fornecendo uma especificação de nome de objeto.

Objetos MMS são previamente definidos para que sejam reconhecidos globalmente pela rede.

Dentro da classe de serviços de acesso a variáveis, existem aqueles serviços destinados à definição dos objetos relacionados a variáveis, que são: Define

Named Variable, Define Named Type, Define Scattered Access e Define Named Variable List. Este último deve ter sido utilizado para efetuar a associação de uma lista de variáveis a um nome com validade dentro de um determinado escopo MMS. Maiores informações sobre objetos e seus escopos de existências são encontrados em [6].

Voltando ao exemplo e considerando que a especificação de acesso tenha sido feita fornecendo a lista de variável, veremos agora a especificação da lista de variável. Cada elemento da lista deve ser composto por duas informações: a especificação da variável e opcionalmente uma especificação de acesso alternado. Esta última especificação provê um modo de se acessar uma variável composta ou estruturada e seus elementos podem ser ora um vetor (array) ou parte de um vetor, ora uma estrutura ou elementos de uma estrutura, garantindo o acesso parcial a variáveis compostas, onde as definições se embutem umas nas outras, formando muitas combinações.

A lista de variáveis seria então definida como segue:

```
struct (
    Var_specification      *var_spec;
    Boolean                 alter_acc_valid;
    Alternate_access       *alter_access;
) List_of_variable;
```

Continuando, veremos agora o protocolo de especificação de variável. Uma variável MMS pode ser especificada fornecendo ou seu nome, ou seu endereço, ou uma descrição de variável ou uma descrição de acesso disperso. Essa definição em C é uma escolha entre 4 tipos. Sendo assim, o tipo union é utilizado:

```
union (
    Object_name            var_name;
    Address                var_address;
    Var_description        var_descr;
    Scattered_access_description *scat_acc_desc;
) Var_specification;
```

Para concluir as definições do nosso exemplo, a primeira opção seria selecionada, fornecendo uma especificação de nome de objeto MMS. Como foi explicado anteriormente, uma requisição de definição de variável nomeada já deve ter sido realizada (Define Named Variable).

Bom, mas nem sempre se deseja acessar a variável simples e associada a um nome. O protocolo de acesso a variáveis MMS conta com a possibilidade de se acessar qualquer tipo de variável complexa e com diversos modos de acesso.

A interface MMS deve garantir facilidade do uso desse protocolo com suas mais diversas possibilidades.

A API de fato conta com funções de definições de tipos complexos, construções de listas, definições de variáveis dispersas, ou seja, variáveis formadas por múltiplas definições fisicamente dispersas, definições de variáveis selecionadas, ou seja, variáveis obtidas de partes de uma variável mais estruturada, etc.

O resultado pode ser uma estrutura de definições aninhadas englobando as definições mais internas, como ilustra a figura 4.

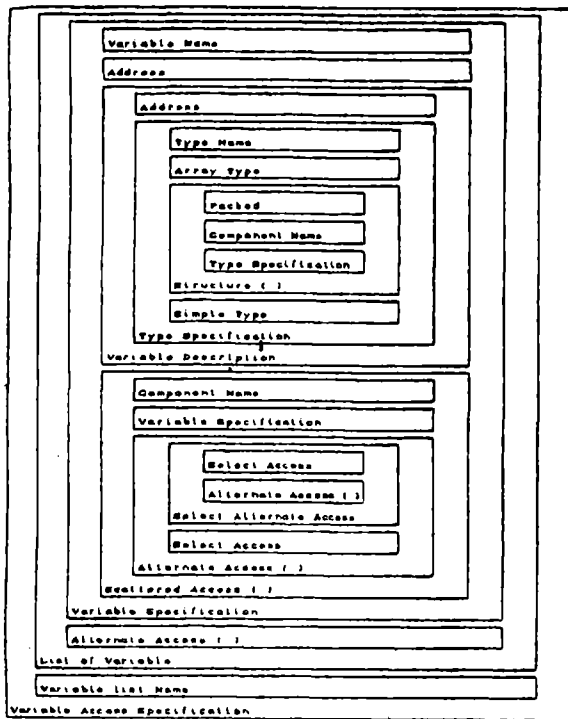


Figura 4 - Definições aninhadas no MMS

Obviamente, definições previamente definidas são utilizadas na construção de novas definições.

Correspondendo a construções de definições, feitas pelo usuário (requisitante), outras funções da API-MMS são utilizadas pelo AP-remoto (respondedor) de forma a decompor e interpretar as definições recebidas. Dessa forma a API oferece funções de interpretações de definições MMS, através das quais o usuário interpreta as associações, os métodos de acessos, as especificações de variáveis, os tipos associados, etc.

Como exemplos dessas funções, citamos:  
 mm\_new\_type            mm\_interpret\_type  
 mm\_make\_list          mm\_extract\_elem\_list  
 mm\_new\_data           mm\_interpret\_data  
 mm\_new\_vaccess       mm\_interpret\_vaccess  
 etc.

Tudo isso refere-se a etapa de "preparação" numa operação de leitura/escrita de uma variável, tanto no AP local como no remoto. Nos AP's essa etapa pode ser feita inicialmente uma só vez e posteriormente serem aplicadas inúmeras requisições de leitura e/ou escrita da variável.

E qual o papel da API na etapa de leitura/escrita propriamente dita da variável?

A interface opera em modo assíncrono. Quando o usuário insere uma requisição de leitura de variável, por exemplo, ele imediatamente fica liberado para continuar suas atividades de aplicação. Ao se completar toda a operação, ele é notificado pela interface, através das funções de suporte da API [3].

São necessários alguns gerenciamentos e controles para efetuar uma função como tal.

Numa implementação específica alguns desses controles são decisões locais, tais como verificação dos recursos requeridos, o gerenciamento de pedidos pendentes, a comunicação com usuário e com o provedor de serviços, etc. Em [11] encontram-se detalhadas as decisões de implementação da API-MMS. Especificamente para o serviço de leitura de variável, vale ressaltar algumas considerações.

A função de leitura da variável consta na biblioteca da API com o seguinte formato:

```
mm_vread (connection_id, return_event_name, read_i_dcb, read_o_dcb)
```

Esse padrão de chamada foi formatado numa estrutura de mensagem que transita entre AP e API no SISDI-MAP.

Há 2 tipos de mensagens fluindo nas portas da API:

a mensagem API-AP, com o seguinte formato:

return_event_name	return_code	tipo de função	dados da função
conteúdo fluxo		conteúdo variável	

a mensagem API-MMS com o seguinte formato:

connection_id	primitive	service	lamanho da área de dados	dados da primitive
conteúdo fluxo		conteúdo variável		

A chamada da função mm\_vread fica embutida na mensagem API-AP com seu conteúdo:

```
struct (
  Connection_id            connection_id;
  Vread_i_dcb_type        vread_i_dcb;
  Vread_o_dcb_type        vread_o_dcb;
) Mm_vread;
```

Ao receber a mensagem do usuário, a API faz as verificações sobre a validade dos parâmetros, verifica o contexto em que foi inserido o pedido e se OK enfileira-o numa fila de pedidos pendentes. Nesta implementação, assumimos que o usuário deve alocar previamente espaço para obter sua resposta que virá numa primitiva de response, via mensagem API-MMS e será mapeada no DCB de saída do tipo Vread\_o\_dcb\_type, passado pelo usuário.

Se nesses procedimentos iniciais, não houver erros, a API faz o mapeamento dos parâmetros de entrada do usuário numa primitiva de Read Request, envia através do bloco de mensagem API-MMS ao provedor de serviços MMS e aguarda. Antes de enviar, ela gera um identificador (invoke-id) com o qual identificará na fila de serviços confirmados o serviço solicitado.

Na chegada da confirmação, a API mapeia convenientemente o resultado da solicitação. Caso haja algum erro ou a associação seja desfeita, o usuário é notificado com códigos de erros que retratam o tipo de ocorrência.

A utilização das funções e a interpretação dos códigos de retorno são as principais preocupações de um usuário que utiliza a interface adequadamente. A API-MMS torna-se compensadora quando, numa aplicação real, certas operações são repetidamente utilizadas, como no caso de leitura/escrita de variáveis.

## 5. CONCLUSÃO

A utilização de uma interface abrangente, bem definida e de fácil utilização é justificada quando num ambiente aberto, equipamentos e aplicações dos mais diversos vendedores são possíveis de se interconectarem.

A padronização garante portabilidade e clareza nos sistemas adjacentes (aplicações e software de comunicação).

A API-MMS demonstrou ser de fácil assimilação na visão dos programas aplicativos, uma vez que o formato de chamadas de funções é bastante aceito no meio de sistemas computacionais. A funcionalidade da interface também é bastante razoável: a sobrecarga de tarefas deixadas ao usuário final até então pode agora ser dividida com um outro elemento que cuida de alguns gerenciamentos e controles.

Porém a ampliação da arquitetura RM-OSI sugerida pela inclusão de mais uma "camada" acarreta todas as implicações resultantes em termos de overhead, tempo de resposta e gerenciamentos redundantes.

Quanto ao serviço de Acesso a Variáveis, a utilização da interface ameniza a pesada tarefa de especificar variáveis complexas, pois incorpora diversos tipos de definições parciais que esclarecem o protocolo de especificação adotado pelo MMS, pois ao se tratar de "variáveis de rede" devem ser descritas de forma abstrata e inevitavelmente requerem todas essas definições que garantem sua abstração e desvinculação do equipamento em que estão implementadas.

Esperamos que a contribuição de experiência de implementação venha auxiliar futuros implementadores na árdua tarefa de compreensão do conteúdo de protocolos, especialmente o MMS e esclarecer os pontos deixados em aberto como "local matter" nos padrões OSI/ISO.

## REFERÊNCIAS

- [01] GM - "Manufacturing Automation Protocol" Versão 3.0. Julho, 1987.
- [02] GM-MAP/TOP - "Application Interface Model and Specification Requirements", Junho 1988.
- [03] GM-MAP/TOP - "Application Interface Support Functions", Junho 1988.
- [04] GM-MAP/TOP - "Connection Management Interface Specification", Junho 1988.
- [05] GM-MAP/TOP - "MMS Application Interface Specification", Junho 1988.
- [06] ISO/DIS 9506 "Manufacturing Message Specification. Part 1: Service Specification". Draft 6. Maio 1987.
- [07] ISO/DIS 9506 "Manufacturing Message Specification. Part 2: Protocol Specification" Draft 6. Maio 1987.
- [08] ISO/DIS 8824 "IP-OSI: Specification of Abstract Syntax Notation One (ASN.1)". Agosto 1986.
- [09] Paglioni, A.; Correa, J.N.; Jacintho, D.C.A.; Lima, J.M.S.; Madeira, E.R.M.; Zabeu, M.C.; Fernandes, I.A.; Sousa, V.L.P.; Mendes, M.J. "SISDI-MAP: Sistema Didático do Protocolo e da Interface de Aplicação MMS do MAP".

Seminário Franco-Brasileiro em Sistemas Distribuídos. Florianópolis, set 1989.

- [10] Madeira, E.R.M.; Correa, J.N.; Sousa, V.L.P.; Mendes, M.J. "Modelamento de Interfaces de Aplicação e Exemplo de Implementação para protocolo MMS". Anais do VIII SBRC. Campinas, outubro 1990
- [11] Correa, J.N.; Sousa, V.L.P.; Madeira, E.R.M.; Mendes, M.J. "Aspectos de Programação e Uso do MMS", Anais do 10. Seminário sobre Redes de Comunicação Industrial. Sobracon. São Paulo, set 90
- [12] Correa, J.N. - Aspectos de Implementação da Interface dos Programas de Aplicação para o protocolo MMS e seus Padrões Associados: Gerenciamento de Conexão e exemplo de aplicação", UNICAMP/FEE/DCA, Julho 1990.
- [13] Sousa, V.L.P. - "Aspectos de Especificação e Implementação da Interface de Aplicação para o MMS: Serviços de Acesso a Variáveis", UNICAMP/FEE/DCA, Julho 1990.

## BIBLIOGRAFIA

### VERÔNICA LIMA PIMENTEL DE SOUSA

Graduada em 1979, pela Universidade Federal do Ceará, em Processamento de Dados. Exerceu por alguns anos funções relacionadas a programação e análise de sistemas em algumas empresas. Realizou o curso de Mestrado, obtendo o título de Mestre, em 1990, na área de Redes de Computadores, pela Faculdade de Engenharia Elétrica da Universidade Estadual de Campinas - UNICAMP, onde atualmente cursa o doutoramento. Suas áreas de interesse são: Redes Locais de Computadores, Protocolos ISO e Sistemas Distribuídos.

### MANUEL DE JESUS MENDES

Doutorado em 1968, pela Universidade Técnica de Berlin, em Automação, é professor titular da Faculdade de Engenharia Elétrica da Universidade Estadual de Campinas - UNICAMP, desde 1978. Exerce consultoria na área de automação industrial a diversas empresas e pertence a comissões técnicas de perfis nacionais e internacionais em assuntos de sua área de atuação, como: sistemas distribuídos, redes de computadores em automação industrial e sistemas de controle.

**X**

**INSTRUMENTACION**

DESENVOLVIMENTO DE UM INSTRUMENTO DIGITAL DE BAIXO CUSTO PARA  
MONITORAÇÃO EM SISTEMAS ELÉTRICOS TRIFÁSICOS

Cogo, J.R.\*; Sá, J.S.\*; Vicente, J.M.E.\*\*  
\* Escola Federal de Engenharia de Itajubá  
\*\* Aluno do Curso de Pós-Graduação da EFEI  
Av. BPS, 1303 - 37550 - Itajubá/MG - Brasil

RESUMO

O instrumento digital a ser apresentado tem por objetivo medir as seguintes grandezas elétricas:

- tensão eficaz nas fases A, B, C
- corrente eficaz nas fases A, B, C
- fator de potência por fase e médio
- potência ativa
- potência reativa
- potência aparente
- espectros harmônicos (até o 32º harmônico)

Basicamente, o instrumento a ser apresentado neste trabalho possui: teclado, visor alfanumérico LCD, mini impressora, seis entradas, 3 para tensão (até 130[V]) e três para corrente (até 5,5[A]), e interface serial padrão RS 232.

A principal característica deste equipamento é a operação de forma autônoma, usando-se apenas o teclado, visor e impressora, ou de forma remota, desde que seja ligado a um microcomputador através de comunicação serial. Desta forma, o microcomputador envia um comando ao instrumento, informando-lhe a grandeza a ser medida. Este interpreta a instrução recebida e devolve ao microcomputador a grandeza solicitada.

ABSTRACT

The digital instrument to be presented purposes to measure the following electrical quantities:

- effective voltage on lines A, B, C
- effective current on lines A, B, C
- per line and average power factor
- active power
- reactive power
- harmonic spectra (until 32nd harmonic).

The instrument to be presented in this work features, basically: keyboard, LCD alphanumeric viewfinder, mini printer, three inputs for voltage (until 130[V] and three for current (until 5,5[A]), and standard series interface RS 232.

The main characteristic of this equipment is the autonomous operation, using only the keyboard, viewfinder and printer; or in remote mode, provided it is connected to a microcomputer through serial communication. Thus, the microcomputer sends a command to the instrument, informing the quantity to be measured. The instrument interprets the instruction received and sends the quantity asked to the microcomputer.

1 INTRODUÇÃO

O instrumento desenvolvido consiste em um sistema completamente autônomo, composto basicamente de: circuito de entrada trifásico, conversão análogo-digital, microprocessador, teclado, visor alfanumérico, impressora de 20 colunas, e interface serial.

A filosofia do projeto foi de se obter um equipamento de pequenas dimensões, ideal para o uso em campo, e de baixo custo; por isso, foram utilizados apenas componentes amplamente usados em aplicações gerais.

Devido ao fato de o equipamento possuir um programa monitor próprio pode-se adaptá-lo facilmente para exercer outras funções.

2 - DESCRIÇÃO DO HARDWARE DO SISTEMA

O sistema foi dividido em vários módulos, cada um deles tendo sido montado separadamente em placa de circuito impresso.

2.1 - Módulo da Fonte e Barramento Paralelo

Este módulo é composto pelas fontes de alimentação DC do circuito:

- fonte 1: + 5[V]/2,5[A]
- fonte 2: +15[V]/0,5[A]
- fonte 3: -15[V]/0,5[A]

O barramento paralelo é feito através de 3 conectores de 50 pinos para borda de placa de circuito impresso chamados "SLOT1", "SLOT2" e "SLOT3".

2.2 - Módulo de Entrada Analógico

Este módulo possui 6 canais de entrada, sendo 3 para tensão e 3 para corrente, com as seguintes faixas de entrada:

- canais de tensão :  $U_{max} = 130[V]$  (rms)
- canais de corrente:  $I_{max} = 5,5[A]$  (rms).

A função deste módulo é de transformar os sinais de entrada de tensão de 130 [V] (rms) em 2,5[V] (pico) e os de corrente de 5[A] (rms) em 2,5[V] (pico).

Para os canais de tensão é utilizado um divisor resistivo e, para os canais de corrente, um shunt 5[A]/60[mV] mais um amplificador operacional.

A relação do divisor resistivo e o ganho do amplificador operacional foram calculados para obter-se as transformações desejadas.

As saídas deste módulo são conectadas ao módulo de conversão análogo-digital.

### 2.3 - Módulo de Conversão Analógico-Digital

Este módulo possui 6 entradas analógicas, 6 circuitos de amostragem e retenção ("sample/hold"), um conversor analógico digital (A/D) de 12 [bits], com tempo de conversão de 12,5 [µs] e toda a lógica de controle.

A amostragem tem que ser simultânea nos 6 canais e, como o circuito só tem 1 conversor A/D foi necessário usar-se 6 circuitos "Sample/Hold".

Com este circuito, consegue-se obter, simultaneamente no tempo, 128 amostras por canal, no período de 16,67 [mseg], que corresponde à frequência de 60 [Hz].

Este módulo é conectado ao barramento paralelo por meio do "SLOT3".

### 2.4 - Módulo de Funções Gerais

Este módulo é subdividido em 4 partes:

2.4.1 - Comunicação serial - Composta por uma interface serial, com as seguintes velocidades ajustáveis:  
75, 150, 300, 600, 1200, 2400, 4800, 9600 (BAUDS).

2.4.2 - Relógio interno - O relógio implantado utiliza a frequência da rede elétrica como base de tempo, e é atualizado de 1 em 1 minuto.

2.4.3 - Seleção do endereço do instrumento - Como podem ser conectados vários instrumentos a um mesmo computador, através da comunicação serial, é necessário que cada um seja configurado com um endereço diferente. Este circuito permite configurar 16 endereços diferentes.

2.4.4 - Memória de calibração - Existe neste módulo uma memória tipo "EPROM" com capacidade de 8 [Kbytes] cuja função é, exclusivamente, de armazenar as constantes de calibração, erros de "offset", e as relações dos transformadores de potencial (TP) e de corrente (TC) externas ao equipamento.

O módulo de funções gerais é conectado ao barramento paralelo através do "SLOT2".

### 3 - MÓDULO DA CPU

Este é o módulo responsável por toda a operação do sistema e é composto por:

- unidade central de processamento CPU 280 4.0[MHz] (operando com frequência de sincronismo (clock) de 3.58[MHz];
- lógica de decodificação para memória e entradas e saídas (I/O);
- 2 memórias "EPROM" de 16[Kbytes] cada uma;
- 2 memórias "RAM" de 8[Kbytes] cada uma;
- uma interface de entrada/saída programável tipo "PPI";
- circuito gerador de "clock" e de reinicialização ("reset").

O programa monitor, gravado nas memórias "EPROM", foi feito em linguagem assembler 280, utilizando-se um microcomputador padrão "MSX" no desenvolvimento e, ocupando aproximadamente 30 [Kbytes].

### 4 - MÓDULO TECLADO

Este módulo é composto por:

- teclado de 4 linhas por 5 colunas;
- circuito de decodificação da varredura e leitura do teclado;
- interface da impressora.

Este módulo é conectado à "PPI" do MÓDULO DA CPU por um cabo flexível ("flat cable").

### 5 - VISOR LCD

Foi utilizado um visor alfanumérico de cristal líquido, de 2 linhas por 16 colunas, conectado ao MÓDULO DA CPU.

### 6 - IMPRESSORA

Foi usada uma impressora de 10 agulhas, sendo cada uma delas responsável pela impressão de 2 caracteres. Este modelo de impressora é encontrado em alguns tipos de calculadoras de mesa, sendo bastante compacta e barata. Esta impressora é conectada ao módulo do teclado.

### 7 - DESCRIÇÃO DO SOFTWARE DO SISTEMA

O programa monitor residente é responsável por todo o funcionamento do aparelho.

O ciclo ("loop") básico de operação consiste na atualização do visor, leitura do teclado, amostragem (digitalização) de 128 pontos no período de 16.667 [mseg] (60[Hz]) ou 20[mseg] (50[Hz]) nos 6 canais de entrada, efetuar os cálculos necessários e apresentar os resultados via visor, impressora ou interface serial, conforme a opção selecionada.

A operação se divide basicamente em 5 partes distintas, selecionadas pelas teclas A, B, C, D, E.

#### 7.1 - Função da Tecla A

Ao se selecionar a tecla "A", o aparelho está apto a calcular as grandezas elétricas: tensão eficaz, corrente eficaz, fator de potência, potência ativa e potência reativa do sistema [1] subdivididas em 3 opções:

- |                    |  |
|--------------------|--|
| - Modo trifásico:  |  |
| Tensão             | - tensão UAN<br>tensão UBN<br>tensão UCN                         |
| Corrente           | - corrente IA<br>corrente IB<br>corrente IC                      |
| Fator de potência  | - $\cos\psi$ A<br>$\cos\psi$ B<br>$\cos\psi$ C                   |
| Potência ativa     | - potência ativa A<br>potência ativa B<br>potência ativa C       |
| Potência reativa   | - potência reativa A<br>potência reativa B<br>potência reativa C |
| - Modo monofásico: |  |
| Tensão             | - tensão UAN   |
| Corrente           | - corrente IA  |
| Fator de potência  | - $\cos\psi$ A   |

Potência ativa - potência ativa A  
 Potência reativa - potência reativa A

- Modo média trifásica:

Tensão - tensão média trifásica  
 corrente - corrente média trifásica  
 fator de potência -  $\cos\psi$  médio trifásico  
 potência ativa - potência ativa total  
 potência reativa - potência reativa total

7.2 - Função da Tecla B

A opção "B" transforma o equipamento em um analisador de espectro harmônico.

A análise dos harmônicos consiste na amostragem de 128 pontos, no período, do canal de interesse e através do algoritmo da FFT (Fast Fourier Transform), obtém o espectro harmônico.

Por meio do teclado, seleciona-se os canais que se deseja analisar e o número máximo de harmônicos (16 ou 32) que pode ser visualizado. No visor e/ou impressora, com forme selecionado, saem os resultados.

7.3 - Função da Tecla C

A tecla "C" encontra-se disponível para futuras expansões.

7.4 - Função da Tecla D

A tecla "D" coloca o equipamento no modo remoto ("REMOTE").

Neste modo de operação, todo o controle é feito através de um computador conectado ao equipamento pela interface serial.

O computador envia o código da função desejada, o equipamento interpreta, executa e devolve os resultados.

7.5 - Função da Tecla E

A tecla "E" apresenta as seguintes funções gerais:

- 1 - calibração
- 2 - ajuste do relógio interno
- 3 - relação de TP e TC
- 4 - impressora (ligada/desligada)
- 5 - modo de operação (unitário ou contínuo)
- 6 - estado atual ("status") geral do aparelho.

8 - ENSAIOS REALIZADOS

O equipamento foi conectado no lado AC da alimentação de uma ponte retificadora a 6 diodos, alimentando uma carga de corrente contínua conforme mostrado na figura 1.

Os gráficos das figuras 2, 3 e 4 foram obtidos através da comunicação serial com um computador IBM PS2 e traçados em um plotter HP 7090A.

As tabelas 1, 2, 3, 4 e 5 foram obtidas na impressora do equipamento desenvolvido.

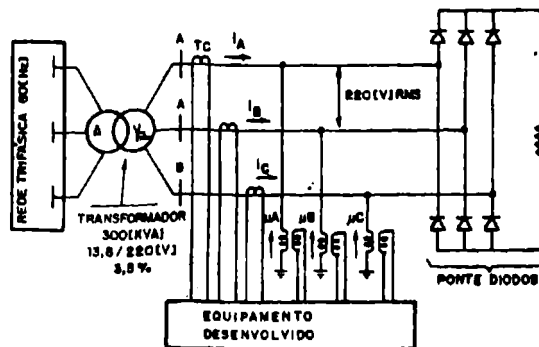


Figura 1. Sistema em análise.

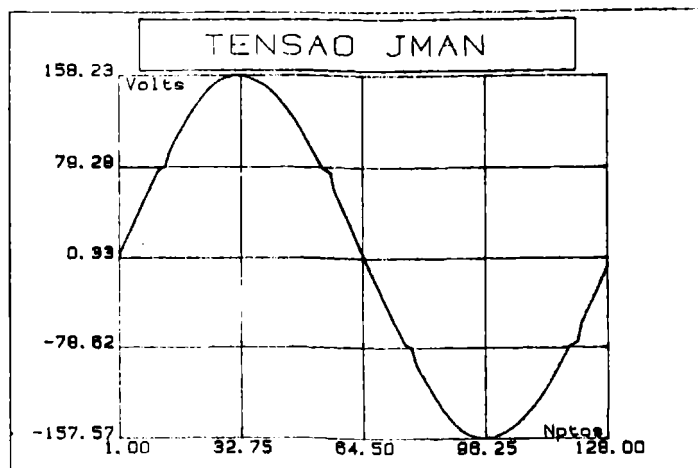


Figura 2. Forma de onda de tensão da fase A.

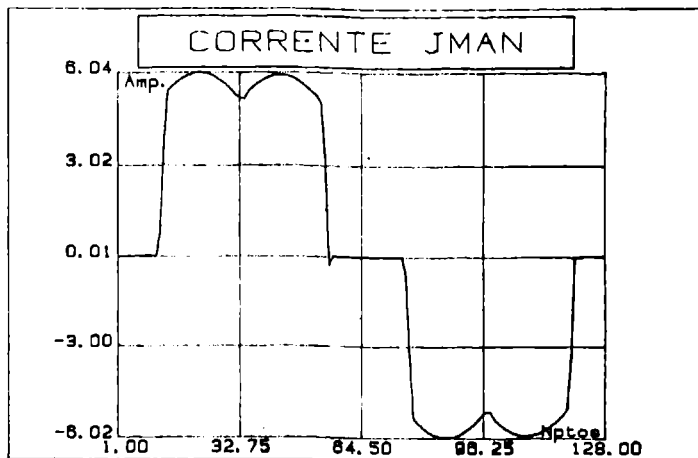


Figura 3. Forma de onda de corrente da fase A.

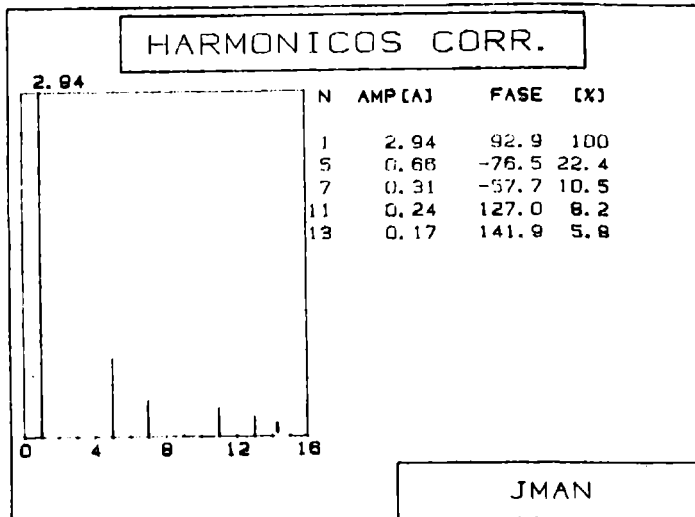


Figura 4. Espectro harmônico da corrente da fase A.

Tabela 1. Tecla "A", cálculos trifásicos (função 1).

```

=====
NC( 1) H(10:34)EFEI
U-I-FP-Pa-Pr :
-----
U. Am: 126.45 [ V]
U. Bm: 123.65 [ V]
U. Cm: 124.53 [ V]
I. A:  5.17 [ A]
I. B:  5.30 [ A]
I. C:  5.40 [ A]
FP. A:  0.95 [----]
FP. B:  0.96 [----]
FP. C:  0.96 [----]
Pa. A: 621.98 [ W]
Pa. B: 626.51 [ W]
Pa. C: 643.68 [ W]
Pr. A: 201.26 [ VAR]
Pr. B: 193.84 [ VAR]
Pr. C: 193.72 [ VAR]
-----
U. mT: 216.29 [ V]
I. mT:  5.29 [ A]
FP. mT:  0.96 [----]
Pa. T:  1.89 [K W]
Pr. T: 585.81 [ VAR]
=====

```

Tabela 2. Tecla "A", cálculos monofásicos (função 2).

```

=====
NC( 1) H(10:34)EFEI
U-I-FP-Pa-Pr :
-----
U. Am: 126.49 [ V]
I. A:  5.27 [ A]
FP. A:  0.95 [----]
Pa. A: 636.11 [ W]
Pr. A: 197.65 [ VAR]
=====

```

Tabela 3. Tecla "A", média trifásica (função 3).

```

=====
NC( 1) H(10:35)EFEI
U-I-FP-Pa-Pr :
-----
U. mT: 217.04 [ V]
I. mT:  5.33 [ A]
FP. mT:  0.96 [----]
Pa. T:  1.92 [K W]
Pr. T: 578.57 [ VAR]
=====

```

Tabela 4. Tecla "B", harmônicos de tensão fase A.

```

=====
NC( 1) H(10:35)EFEI
Harmonicos :
-----
Canal:1>UA [ V]
N: Ampl: Fase: [%]
  1 126.78  89.3 100.
=====

```

Tabela 5. Tecla "B", harmônicos de corrente fase A.

```

=====
NC( 2) H(10:42)EFEI
Harmonicos
-----
Canal:2>IA [ A]
N: Ampl: Fase: [%]
  1  5.07  91.3 100.
  5  1.03 -79.3 20.3
  7  0.70 -79.0 13.7
 11  0.45 109.9  0.9
 13  0.37 113.9  7.4
=====

```

## 9 - CONSIDERAÇÕES FINAIS

Para se conseguir amostrar 128 pontos por ciclo em 6 canais, simultaneamente (total de 768 pontos), foi necessário forçar o conversor A/D a operar com tempo de conversão de, aproximadamente, 10[useg] e implementar, através de circuito específico ("hardware"), toda a lógica de seleção dos canais, de amostragem e retenção, de tal forma que no software apenas é necessário enviar um comando de reset e fazer 1536 leituras seguidas (como o conversor é de 12 bits e a CPU é de 8 bits, é necessário ler o barramento de dados duas vezes, primeiro, lêem-se os 8 bits inferiores e, depois, os 4 bits superiores).

Desta forma, consegue-se alta velocidade de leitura sem ser preciso utilizar-se a técnica de "DMA" (Direct Memory Access), que complicaria o circuito.

A impressora usada é encontrada em máquinas de calcular de mesa, sendo, portanto, de custo muito baixo e robusta, e na qual se imprime apenas números. Devido ao fato de ser uma impressora de agulhas, no equipamen



to desenvolvido, pode imprimir todo o código "ASCII", uma vez que todo o controle é feito por "software".

O equipamento possui auto-calibração por software e correção do erro de offset.

Este tipo de calibração, não usual, consiste em se ligar nas entradas de tensão e corrente grandezas monitoradas com voltímetro e amperímetro de precisão e, estando o equipamento no modo de calibração, informar-lhe, através do teclado, estes valores.

Feito isto, o equipamento automaticamente amostra os canais de entrada, calcula as constantes associadas a cada canal e grava-as na memória "EPROM" do módulo geral.

Podem também ser gravadas nesta memória, relações externas de TP e TC, de tal forma que o equipamento ao ser ligado já as assuma.

O visor LCD utilizado é do tipo inteligente, simplificando o seu circuito ("hardware"). Neste tipo de visor é preciso apenas escrever, na porta correspondente, o código "ASCII" do caracter.

#### 10 - CONCLUSÃO

Após extensivos ensaios utilizando o equipamento em laboratório conseguiu-se aprimorar tanto o "hardware" quanto o "software",

de forma a alcançar os objetivos iniciais do projeto, ou seja, um equipamento de fácil manuseio, de pequenas dimensões, de baixo custo e que preenche uma lacuna em termos de equipamentos para análise de sistemas elétricos com formas de onda distorcidas.

#### 12 - BIBLIOGRAFIA

[1] Hill, J.J.; Alderson, W.E.: "Design of a Microprocessor-Based Digital Wattmeter". IEEE Transactions on Industrial Electronics and Control Instrumentation, Vol. IECI-28, no. 3, August 1981.

[2] Corney, A.C.; Pullman, R.T.: "Digital Sampling Laboratory Wattmeter", IEEE Trans. on Instrumentation and Measurement, Vol. IM-36, no. 1, March 1987.

[3] Ciarcia, S.: "Construa o seu Próprio Computador Usando o MP-Z80". McGraw-Hill do Brasil, São Paulo, 1984.

[4] TTL - Databook - Texas Instruments - 1988.

[5] CMOS - Databook - Texas Instruments - 1988

[6] Data Conversion Products Databook - Analog Devices - 1988.

## SENSORES ELECTROMAGNETICOS DE CORRIENTE ALTERNA

Rogel Wallace C. - Pedro Pedrero P. - Eduardo Castillo L.

Departamento de Ingeniería Eléctrica  
Universidad de Concepción  
Casilla 53-C, Correo 3  
Concepción

### RESUMEN

El advenimiento de los actuadores de electrónica de potencia, ha hecho subir el contenido armónico de tensiones y corrientes en redes de distribución industrial, haciéndose cada vez más necesario contar con sensores de corriente que posean una alta respuesta de frecuencia. Los transformadores de corriente clásicos están afectados por la no-linealidad del fierro silíceo y por una alta "inercia" magnética, mientras los sensores de celda Hall son muy afectados por la saturación, además que requieren de amplificadores sofisticados como interfaz de salida.

Los sensores desarrollados miden la tensión inducida debida a la variación de flujo, el que a su vez es producido en forma proporcional por la corriente alterna a medir. Es decir miden la derivada de la corriente en el tiempo, por lo que necesitan a la salida un circuito integrador.

En el trabajo se presenta en forma detallada el desarrollo teórico en que se fundamenta este sensor, poniéndose énfasis en los factores que inciden en su construcción y se muestran oscilogramas con formas de corriente obtenidas en prototipos de laboratorio.

### ABSTRACT

The significant development of power electronic actuators, has increased the harmonic distortion in voltage and current wave forms in Industrial Distribution Systems, so that it is necessary to improve the frequency response of alternating current sensors. The classical current transformers are affected by the non-linear magnetization curve and also have an important magnetic "inertia". The Hall effect sensors are strongly affected by saturation, and also they require sophisticated amplifiers at the output interface.

The proposed current sensor is based on the voltage measurement due to the magnetic flux variation, which is proportionally produced by the alternating current to be measured. So, the proposed sensor tests the current variation with respect to the time and therefore an output integrating circuit is required.

This paper presents the theoretical analysis of the proposed sensor, emphasizing relevant aspects of its construction. Also current oscillograms obtained in laboratory prototypes are shown.

### INTRODUCCION

Una serie de diferentes factores distorsionan las mediciones de corriente con contenido armónico de alta frecuencia:

1. Las corrientes parásitas en el núcleo del transformador de corriente, evitan cambios bruscos del flujo magnético.
2. El fenómeno de histéresis, propio a

todos los materiales ferromagnéticos, introduce armónicas en la tensión inducida y en la corriente secundaria de los transformadores de medida.

3. La inductancia de dispersión y la resistencia del circuito secundario (de medida) forman una constante de tiempo que limita la respuesta a las altas frecuencias del contenido armónico de

la corriente a medir.

Con el fin de evitar el efecto de las corrientes parásitas se propone en el trabajo de la referencia [1] usar como núcleo magnético una aleación de material amorfo y para disminuir el efecto de la histéresis se reduce el flujo mutuo cortocircuitando la bobina secundaria del transformador a través de la entrada del amplificador operacional de salida. Este sensor mide la derivada de la corriente y proporciona buenos resultados con corrientes sinusoidales de frecuencia constante, sin embargo no es apto para la medición de armónicas de alta frecuencia.

En el trabajo [2] se reporta un sistema de medición de altas corrientes mediante el uso de alambre magnético que tiene una alta sensibilidad a campos magnéticos externos, sin embargo este tipo de sensor carece de aplicabilidad en medianas y bajas corrientes. Es interesante observar en este trabajo un sistema de compensación de la componente continua de la inducción magnética externa, que permite medidas de corriente continua y alterna.

En [3] también haciendo uso de aleaciones amorfas para la construcción del núcleo, se compensa el campo magnético externo tomando en cuenta el fenómeno de la histéresis. Esto se hace mediante un devanado de excitación que se alimenta con una onda triangular de corriente de alta frecuencia (40 KHz). Con otro devanado se detectan los pulsos que tienen un máximo cuando el flujo magnético resultante cruza por cero. La presencia de un campo magnético externo produce asimetría de los pulsos con respecto al origen lo que se usa para compensarlo. El principal defecto de este sensor es su bajo rango de frecuencia (entre 0 y 500 Hz).

Otra forma de medir corriente, que ha alcanzado gran difusión los últimos 5 años, es mediante el uso de la celda Hall. Básicamente el efecto Hall consiste en la deformación que experimenta un campo de corrientes (eléctricas) en presencia de un campo magnético. Por ejemplo, una delgada cinta conductora al ser atravesada en una región por un campo magnético perpendicular hace aumentar el valor de la densidad de corriente "J" en la zona de uno de los bordes y disminuir en la zona del otro, produciéndose un aumento de la resistencia eléctrica en sentido longitudinal. Este cambio de la resistencia en

un principio es lineal con el aumento del campo magnético externo y luego se alcanza una zona saturada.

El cambio de la resistencia de la cinta conductora debido al campo magnético externo es pequeñísimo y prácticamente no puede ser usado con la tecnología actual para medir corriente eléctrica. En cambio si se concentra este campo magnético en la zona de la juntura base-emisor de un transistor n-p-n, la distorsión del campo de corriente eléctrica resulta amplificada en el circuito colector-emisor. En la etapa de salida se usa un sofisticado amplificador lineal con un amplio rango de frecuencia.

Los problemas principales del sensor de celda Hall son los siguientes:

- Como el material semiconductor que forma la juntura p-n no es ferromagnético, debe utilizarse un núcleo magnético fabricado en base a una aleación amorfa, que concentre el campo en el entrehierro que constituye la juntura. Esto hace vulnerable el sensor a la histéresis.
- Por la razón anterior y para disminuir el efecto capacitivo (logrando así mayor rango de frecuencia) conviene miniaturizar la zona de la juntura, lo que eleva la exigencia de calidad sobre el amplificador de salida.
- En la construcción de tenazas se agregan dos entrehierros variables, que introducen algún grado de inexactitud a la medida de corriente.
- Por lo visto en los puntos anteriores resulta evidente la extraordinaria fragilidad de la unidad detectora "punta de prueba de corriente", que junto a su elevado precio la hacen poco apropiada para usarse en ambientes industriales y en Laboratorios con fines docentes.

#### Objetivo del sensor desarrollado.

La necesidad de detectar corriente continua de los sensores anteriormente reportados, limita el rango de frecuencia razón que nos ha motivado a proponer un sensor de corriente alterna, que tenga buena respuesta de frecuencia en el rango de 50 Hz a 10 KHz. Está especialmente diseñado para trabajar en la parte de control de inversores de voltaje con modulación por ancho de pulso en que se requiere implementar un control por corriente [5], [6], [7] y [8].

El principio de detección usado es idéntico al del "cinturón magnético" [4], con la diferencia que se redujo significativamente su tamaño, con el objeto de hacerlo sensible a bajas corrientes. El núcleo lo constituye un material aislante no-ferromagnético, lo que garantiza linealidad, ausencia de histéresis y de corrientes parásitas.

Finalmente en el trabajo se hace un exhaustivo análisis teórico-práctico de los factores que limitan el rango de frecuencia del sensor propuesto.

#### PRINCIPIO DE FUNCIONAMIENTO

Al igual que la gran mayoría de los sensores de corriente utilizados actualmente, el sensor propuesto mide la variación del flujo magnético que produce a su alrededor la corriente alterna a medir (figura 1).

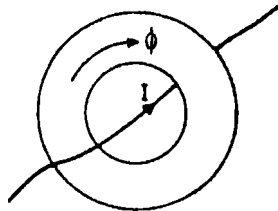


Figura 1: Corriente a medir y flujo magnético en el núcleo del sensor.

Se propone la construcción de un núcleo de material aislante y no-ferromagnético, que prácticamente debe servir de soporte a las "N" vueltas que constituyen el devanado secundario, así se evitan los efectos de las corrientes parásitas y de la histéresis, además se obtiene linealidad entre la corriente a medir y el flujo que esta produce en el interior del núcleo del sensor.

Por razones teóricas (Apéndices I y II) el devanado secundario debe quedar **UNIFORMEMENTE DISTRIBUIDO** sobre el núcleo, en caso contrario la medición dependerá de la conformación espacial del circuito de la corriente a medir "I", especialmente en la zona cercana al dispositivo.

No nos parece correcto el "axioma" que se sigue en la construcción de los transformadores de corriente, de usar el devanado secundario cortocircuitado para disminuir al máximo el flujo resultante

en el núcleo, ya que por utilizarse núcleo ferromagnético y devanados no uniformemente distribuidos de muchas vueltas los valores de la resistencia y de la inductancia de dispersión resultan significativos, no lográndose una disminución importante del flujo mutuo. La utilización de núcleo de material no-ferromagnético y aislante eléctrico no hace necesaria la existencia de una corriente secundaria que compense la fuerza magnetomotriz de la corriente a medir. Así, se puede referir al sensor propuesto como un transformador corriente-tensión.

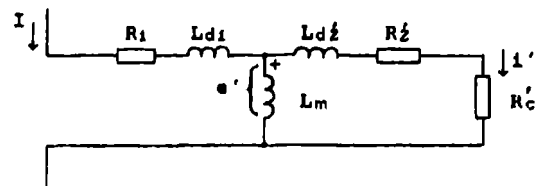


Figura 2: Circuito equivalente del transformador corriente-tensión.

En la figura 2 tenemos el circuito equivalente del transformador corriente-tensión referido al lado primario. En él se observa que los parámetros  $R_1$  y  $L_{d1}$  son irrelevantes para la medición de la corriente "I". Mientras la inductancia de dispersión del secundario resulta prácticamente "0" debido a que por tratarse de un devanado uniformemente distribuido sobre un núcleo toroidal el flujo total producido por la corriente de medida "i" queda totalmente confinado en el interior del toroide.

El cálculo de la tensión inducida en el circuito secundario conviene efectuarlo en dos partes:

- Primeramente se calcula la tensión inducida "en" debida a la variación del flujo en el interior del toroide (ver apéndice I).
- Con el resultado para "en" se calcula la tensión inducida "ed" debida a la variación del flujo en el espacio que ocupa el devanado uniformemente distribuido (ver apéndice II).

De los resultados de los apéndices I y II se obtiene para la tensión inducida:

$$e = e_n + e_d = M \frac{di}{dt} \quad (1)$$

La constante "M" toma en cuenta la geometría del núcleo y de los devanados (su valor se deduce de los apéndices).

Para no distorsionar la medida, conviene que la corriente "i" sea mucho menor que "I".

Se adoptó la forma circular (toroidal) con el objeto de hacer más fácil la construcción del devanado uniformemente distribuido, y se eligió la sección cuadrada para el núcleo.

### DISEÑO DEL CIRCUITO INTEGRADOR

Para evitar el efecto de deriva que se produce en los integradores puros debido a deficiencias en el ajuste del "offset" se usa un bloque integrador proporcional como el que se muestra en la figura 3.

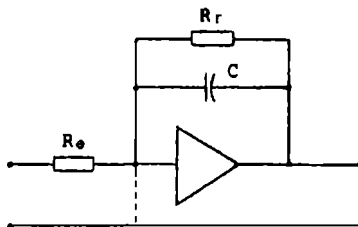


Figura 3: Circuito integrador-proporcional

Los parámetros  $R_f$  y  $C$  se ajustan para una frecuencia de corte de 10 Hz ( $T = 100\text{ms}$ );  $R_f = 10\text{M}\Omega$ ,  $C = 10\text{nF}$ . Un ajuste adecuado de la amplitud de salida se logra eligiendo  $R_e = 100\text{K}\Omega$  (ver figura 4).

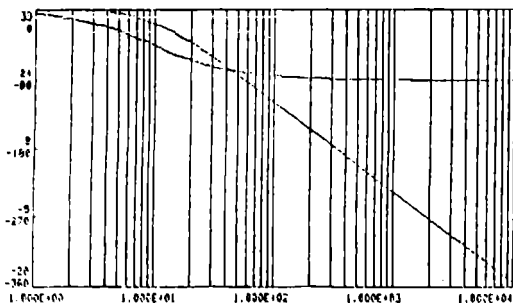


Figura 4: Diagrama amplitud - frecuencia del integrador.

Una forma de comprobar la exactitud del integrador es usando una onda cuadrada a la entrada, de frecuencia conocida, por ejemplo 50 Hz. Cada semiperíodo es de 10ms y el error máximo en la amplitud de salida es de 4,84% (ver figura 5).

Se usó el amplificador operacional LM308, que es especialmente dedicado a

instrumentación, por su alta estabilidad térmica y ajuste de "offset".

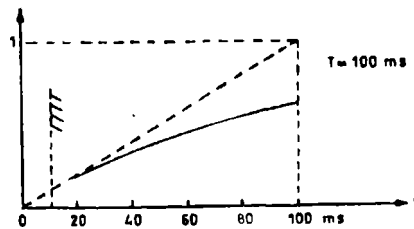


Figura 5: Respuesta del integrador a una señal escalón.

### RANGO DE FRECUENCIA

El rango de frecuencia está determinado principalmente, por la constante de tiempo del circuito secundario del transformador corriente-tensión. La ecuación de malla de este circuito es:

$$L_m'' \frac{dI''}{dt} = (L_m'' + L_{d2}) \frac{di}{dt} + (R_z + R_e)i$$

en que:

$L_m'' = N \cdot M$ , valor de  $L_m$  referido al secundario (Apéndice III).

$L_{d2} \lll L_m''$ , debido a la forma de toroide.

La constante de tiempo de este circuito es:

$$T_2 = \frac{L_m'' + L_{d2}}{R_z + R_e} \quad (2)$$

El valor de  $L_m''$  se calcula en el Apéndice III para los prototipos construidos, resultando  $L_m'' = 207,6 \text{ mH}$ . La resistencia  $R_z = 354,4 \Omega$  (valor medido) y  $R_e = 100 \text{ K}\Omega$ . Con estos valores se calcula la constante de tiempo  $T_2$ :

$$T_2 = 2,0685 \mu\text{s}$$

Este valor corresponde a una frecuencia de corte de 483.44 KHz, valor que sobrepasa en 2 órdenes de magnitud la respuesta de los sensores en base a celda Hall de uso corriente.

Otro factor limitante para la característica de frecuencia del sensor de corriente es el circuito integrador, que deberá construirse con elementos electrónicos apropiados. En los prototipos de laboratorio se emplearon elementos de uso común, lográndose medir sin problemas, fenómenos transitorios de 15 KHz (ver figura 7).

El rango de frecuencia de los ampli-

ficadores operacionales actuales sobrepasa las necesidades requeridas en la presente aplicación.

Para mostrar la calidad del sensor propuesto se presentan dos oscilogramas obtenidos de la corriente de línea a la entrada de un motor de inducción, que se alimenta desde un inversor de voltaje (figura 6). El oscilograma superior de esta figura se obtuvo mediante un sensor en base a celda Hall y el inferior con uno de los prototipos de laboratorio.



Figura 6: a) Medición con celda Hall  
b) Medición con sensor propuesto

Como las dos mediciones resultan iguales a simple vista, se dilató la escala de tiempo para observar un ciclo de la onda de alta frecuencia de la figura 6. El resultado se muestra en la figura 7.



Figura 7: a) Medición con celda Hall  
b) Medición con sensor propuesto

En el oscilograma tomado con el sensor de corriente, (figura 7b), se observa una oscilación amortiguada de 15 KHz, correspondiente al efecto de las redes supresoras de transientes (snubbers) del inversor de voltaje, dicha oscilación no la capta el sensor de celda Hall (7a).

En la figura 8 se muestra el montaje de tres prototipos de laboratorio con los que se tomaron los oscilogramas de las figuras 6 y 7.

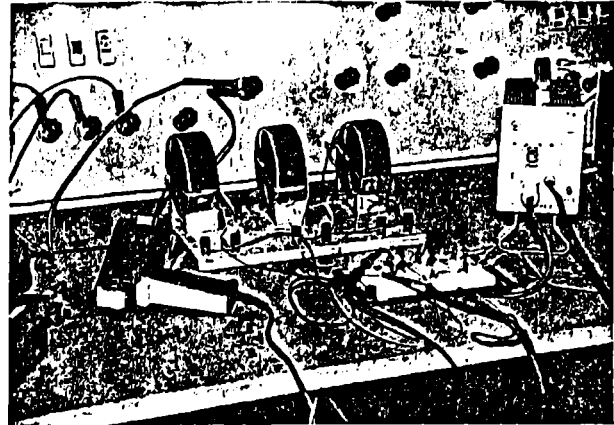


Figura 8: Tres prototipos de los sensores electromagnéticos actualmente en uso.

#### VENTAJAS DEL SENSOR ELECTROMAGNETICO

- Alta respuesta de frecuencia (superior a los sensores de celda Hall).
- Absoluta linealidad, debido a que el material del núcleo es no-ferromagnético y aislante eléctrico.
- El rango de magnitudes de corrientes alternas a medir es prácticamente ilimitado.
- El costo de los materiales usados en la construcción del sensor es insignificante.
- Gran robustez de la construcción, ya que no se altera la medición con la temperatura, ni con vibraciones mecánicas.
- Alta confiabilidad de la medida, debida en parte a la sencillez de la construcción, y en parte a su robustez.

#### CONCLUSIONES

Por las ventajas anteriormente enumeradas el sensor electromagnético propuesto se recomienda para usarse en todo tipo de corrientes alternas y en todo tipo de ambientes industriales. Ya se han usado con éxito en nuestros laboratorios docentes durante cerca de tres años.

En los apéndices I y II se hace un detallado análisis de los fundamentos teóricos del sensor, concluyéndose que

para su construcción es indispensable que el enrollado este uniformemente distribuido, lo que se logra usando la forma toroidal. En el apéndice III se determina en forma analítica el valor de la inductancia mutua, para una forma constructiva semejante a la de los prototipos.

#### AGRADECIMIENTOS

Los autores desean agradecer a la Dirección de Investigación de la Universidad de Concepción (Proyecto 20.92.11), al Proyecto ICA-416 y a los Proyectos Fondecyt 90-0406 y 91-0385, que con su apoyo han hecho posible la realización de este trabajo.

También vayan nuestros agradecimientos a las Sras. Fabiola Ulloa y Mónica Dimter por el mecanografiado y dibujos de esta presentación.

#### REFERENCIAS

- [1] M. Milkovic, F. Luborsky, D. Chen, and R. Tompkins. "Electronic Transformer using Amorphous Material", IEEE Trans. on Magnetics, pp.1224-1226, Sept. 1977.
- [2] Noboru Ito, Tetso Hayashi. "n Type Current Transformer using thin Magnetic Wire". IEEE Transactions on Magnetics, pp. 3293-3295, Nov. 1981.
- [3] T. Sonada, R. Ueda and K. Koga. "A Current Sensor of high accuracy fit for precise and exact motion control", Conference Record of the IEEE IAS Annual Meeting, pp. 343-347, October 1989.
- [4] Branko D. Popovic. "Introductory Engineering Electromagnetics" (Libro), Addison-Wesley Publishing Company, Massachusetts, London, p. 634, 1971.
- [5] L. Morán. "High Performance Solid-State VAR Compensators" (Ph.D. Thesis), Concordia University, Canadá 1990, p. 171
- [6] L. Morán, P.D.Ziogas, and G. Joss, "A Solid-state High Performance Reactive Power Compensator". In Conference Record IEEE-APEC 1990.
- [7] L. Morán, P. Ziogas and G. Joss, "Una Fuente Estática de Potencia Reactiva". Tomo I. LATINCON-90-IEEE, Monterrey, N.L. México.
- [8] M.Kazerani, P.D. Ziogas, and G. Joss, "A Nobel Active Current Waveshaping Technique for Solide-State Input Power Factor Conditioners". IEEE Trans. on l d. Electronics, February 1991, pp. 72-78.

#### APENDICE I

#### Tensión inducida debida a la variación del flujo en el núcleo del toroide.

Se divide el toroide en "n" cortes perpendiculares a su superficie, dirección que se designa con "i" en la fig. 9.

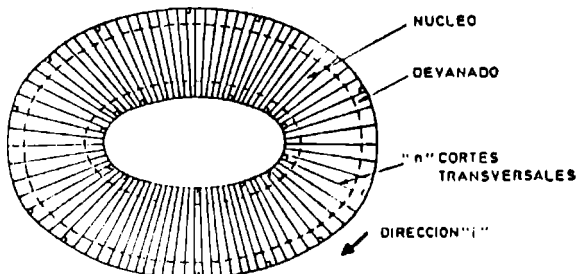


Figura 9: "i" cortes virtuales del toroide perpendiculares a su superficie.

A cada elemento "i" le corresponde un número de vueltas  $\Delta N_i$  y la parte del núcleo la atraviesa el flujo magnético " $\phi_i$ ". Así la tensión inducida en las  $\Delta N_i$  vueltas del enrollado es:

$$\Delta e_{ni} = \Delta N_i \cdot \frac{d\phi_i}{dt} \quad (1 < i < n) \quad (I1)$$

a su vez la sección correspondiente al núcleo de cada elemento "i" se divide en "m" elementos de área, que forman el plano "j" como se muestra en la fig. 10.

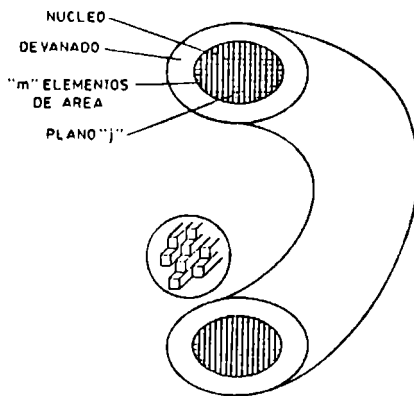


Figura 10: División del área transversal de todo el núcleo en "m" elementos;  $1 < j < m$

De esta forma el núcleo del toroide resulta dividido en "n·m" elementos de volumen ( $\Delta A_{ij} \Delta L_{ij}$ ) y si son suficientemente pequeños a cada uno de ellos le corresponde un valor del vector densidad de flujo magnético " $\vec{B}_{ij}$ ". Luego para " $\phi_i$ " resulta:

$$\phi_i = \sum_{j=1}^m \vec{B}_{ij} \cdot \Delta \vec{A}_{ij} \quad (I2)$$

Cada elemento de área  $\Delta \vec{A}_{ij}$  tiene asociado un elemento de largo en la dirección "i",  $\Delta \vec{L}_{ij}$  de modo que ambas direcciones y sentidos resultan iguales, esto es:

$$\frac{\Delta \vec{L}_{ij}}{\Delta L_{ij}} = \frac{\Delta \vec{A}_{ij}}{\Delta A_{ij}} \quad (I3)$$

La serie de todos los elementos  $\Delta \vec{L}_{ij}$  para un mismo "j" y para todo "i" constituye una trayectoria cerrada de largo  $L_j$ :

$$\sum_{i=1}^n \Delta L_{ij} = L_j$$

para enrollados uniformemente distribuidos existe una relación lineal entre  $\Delta N_i$  y  $\Delta L_{ij}$ , luego para todo "j" se tiene:

$$\Delta N_i = \frac{N}{L_j} \Delta L_{ij} \quad (I4)$$

reemplazando (I2) y (I4) en (I1), para la tensión total inducida debida a la variación de flujo en el núcleo, se tiene:

$$e_n = \sum_{i=1}^n \Delta e_i = \frac{d}{dt} \left[ \sum_{i=1}^n \frac{N}{L_j} \Delta L_{ij} \sum_{j=1}^m \vec{B}_{ij} \cdot \Delta \vec{A}_{ij} \right] \quad (I5)$$

como la expresión (I4) es válida para todo "j", la relación (I5) puede escribirse:

$$e_n = \frac{d}{dt} \left[ \sum_{i=1}^n \sum_{j=1}^m \frac{N}{L_j} \Delta L_{ij} \vec{B}_{ij} \cdot \vec{A}_{ij} \right] \quad (I6)$$

reemplazando  $\Delta \vec{A}_{ij}$  de (I3) en (I6) resulta:

$$e_n = \frac{d}{dt} \left[ \sum_{i=1}^n \sum_{j=1}^m \frac{N}{L_j} \Delta A_{ij} \vec{B}_{ij} \cdot \Delta \vec{L}_{ij} \right] \quad (I7)$$

Debe agregarse la condición que para cualquier corte "i" el área del elemento "j" es la misma, esto es:

$$\Delta A_{1j} = \Delta A_{2j} = \dots = \Delta A_{ij} = \dots = \Delta A_{nj} = \Delta A_j$$

luego (I7) puede escribirse:

$$e_n = \frac{d}{dt} \left[ \sum_{j=1}^m N \frac{\Delta A_j}{L_j} \sum_{i=1}^n \vec{B}_{ij} \cdot \Delta \vec{L}_{ij} \right] \quad (I8)$$

Para valores suficientemente pequeños de los elementos del volumen (infinitesimales), de acuerdo al teorema de Ampère se tiene:

$$\sum_{i=1}^n \vec{B}_{ij} \cdot \Delta \vec{L}_{ij} = \mu_0 N I \quad (I9)$$

en que "N" es el número de vueltas que enlazan el toroide con la corriente a medir (número de vueltas del primario).

Reemplazando (I9) en (I8) la tensión inducida por variación del flujo en el núcleo del toroide, resulta:

$$e_n = N N \mu_0 \left[ \sum_{j=1}^m \frac{\Delta A_j}{L_j} \right] \frac{dI}{dt} \quad (I10)$$

## APENDICE II

### Tensión inducida debida a la variación de flujo en el devanado del toroide.

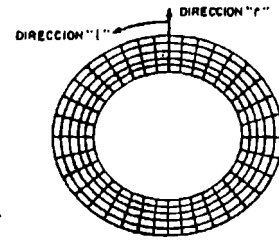


Figura 11

Utilizando la expresión (I10) para la distribución de elementos que se muestran en la fig. 11 se tiene:

$$\Delta e_{dr} = N \Delta N_r \mu_0 \left[ \sum_{r=1}^{r-1} \sum_{l=1}^q \frac{\Delta A_{rl}}{L_{rl}} \right] \frac{dI}{dt} \quad (II1)$$

en que  $\Delta N_r$  número de vueltas asociado a un camino cerrado en dirección "l".

y sumando los  $\Delta e_{dr}$  de  $r=1$  a "p",

$$e_d = N \mu_0 \left[ \sum_{r=1}^p \Delta N_r \sum_{l=1}^{r-1} \sum_{l=1}^q \frac{\Delta A_{rl}}{L_{rl}} \right] \frac{dI}{dt} \quad (II2)$$

## APENDICE III

### Cálculo de M en un toroide de sección cuadrada semejante a los prototipos.

Datos numéricos de los prototipos:

$$\begin{aligned} R_e &= 0,0525 \text{ m} \\ R_i &= 0,0125 \text{ m} \\ a &= 0,0400 \text{ m} \\ g &= 0,0015 \text{ m} \\ k &= 1,50 \\ N &= 1 \\ N &= 4.000 \end{aligned}$$

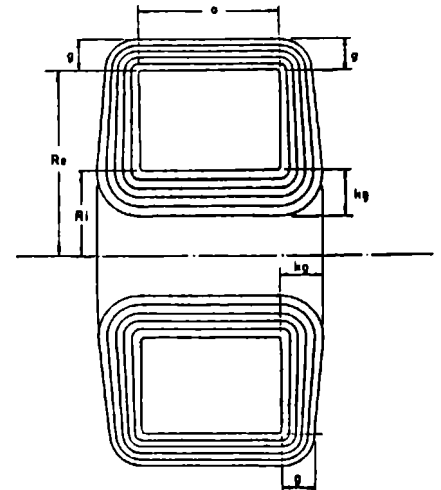


Figura 12

Realizando la integral (I10) para la geometría de la fig. 12, resulta:

$$e_n = N N \mu_0 \left[ \frac{a}{2\pi} \ln \frac{R_e}{R_i} \right] \frac{dI}{dt} \quad (III1)$$

Con los datos numéricos de la fig. 12 se evalúa (III1), se efectúan las integrales de la expresión (II2) y sumando los resultados, se tiene:  $M = 0,0519 \text{ mH}$ ;  $L_m = 207,6 \text{ mH}$ .



## DETECCION DEL ANGULO DE TORQUE EN MAQUINAS SINCRONICAS SATURADAS

Rogel Wallace C. - Eduardo Mora M. - Rodrigo Díaz S.  
Departamento de Ingeniería Eléctrica  
Universidad de Concepción  
Casilla 53-C, Correo 3  
Concepción

### RESUMEN

Para poder efectuar el "cálculo" del  $\cos\phi$  a partir de las mediciones de corriente y tensión en bornes de la máquina sincrónica saturada, debe disponerse de un modelo que tome en cuenta este fenómeno. Una serie de artículos publicados recientemente (1988-1990) proponen modelos en este sentido, y es así como actualmente se puede realizar con bastante aproximación la medición no-invasiva del ángulo " $\phi$ ".

En la Introducción se hace un completo análisis del "estado del arte" en lo referente a máquinas sincrónicas saturadas, que en cierto modo sobrepasa las necesidades del presente trabajo. Esto se hizo con el fin de facilitar estudios posteriores, y también para fundamentar mejor las aproximaciones realizadas.

Tanto el análisis como el circuito construido es para máquinas sincrónicas de polos salientes, aún cuando para la descripción y mejor comprensión del trabajo se comienza haciendo un análisis de la máquina de rotor cilíndrico. También se muestran oscilogramas obtenidos en una instalación de laboratorio con el circuito propuesto.

### ABSTRACT

In order to calculate the  $\cos\phi$  from measurements of current and voltage on saturated synchronous machine terminals, it is necessary to have an appropriate model representing this phenomenon. A large number of published papers (1988-1990) propose different models in this area, so that it is possible, to perform a very accurate non-invasive measurement of the angle " $\phi$ ".

In the Introduction of this paper a complete analysis of the state of the art in saturated synchronous machines is presented, in order to simplify future work and also contribute to a better understanding of the approximations done in the proposed measurements.

The analysis was performed for salient poles synchronous machine, even though for a better description and understanding of the problem an analysis for a synchronous motor with cylindrical rotor is reported. Finally, the proposed model is proved experimentally.

### INTRODUCCION

En un primer trabajo [1] se hizo una acuciosa descripción de las implicancias de la definición del ángulo de torque " $\phi$ " en relación a las expresiones para el torque electromecánico, principalmente en modelos lineales. En esta segunda parte repetiremos aquellos conceptos y figuras, que sean absolutamente imprescindibles para la mejor comprensión de los efectos de la saturación en el funcionamiento de máquinas sincrónicas de rotor cilíndrico

y de polos salientes.

Ultimamente se ha reconocido ampliamente, la importancia de tomar en cuenta la saturación en la modelación numérica de la máquina sincrónica trabajando en regímenes cuasiestacionario y transitorio [2+9], en menor grado, similar situación se presenta con respecto a la máquina de inducción. El gran número de máquinas sincrónicas de alta potencia existentes, la necesidad de su mejor utilización y la existencia de sofisticados sistemas de

control exigen un alto grado de precisión tanto en la modelación numérica para estudios de estabilidad, como en la exactitud de la instrumentación requerida.

En [2] se reporta una serie de ensayos en una máquina sincrónica de polos salientes de 3KVA a la cual se le construyó un devanado de campo en cuadratura idéntico al devanado de campo de eje directo (no se dan detalles constructivos). A pesar de una discutible parametrización de los resultados de las mediciones para la obtención de los valores saturados de  $X_d$  y  $X_q$ , se observa el mérito de una muy buena descripción del fenómeno de magnetización cruzada y se reportan expresiones para el torque electromecánico, tomando en cuenta este fenómeno.

En [3] a partir del principio de igualdad de las inductancias mutuas entre circuitos magnéticamente acoplados, se demuestra que la característica de vacío en el eje "q" se puede obtener desde la característica de vacío en el eje "d"  $\langle U_d(I) \rangle$  y del valor de  $X_d - X_q$ :

$$U_q(I) = U_d(I) - (X_d - X_q)I \quad (1)$$

en que,  $X_d - X_q = \text{constante}$ , para valores saturados, no-saturados e incrementales.

En el trabajo [5] para la misma máquina que se empleó en [1] se desarrollan expresiones polinomiales para la inducción magnética en el entrehierro. Así finalmente y mediante el método de los cuadrados mínimos se logra una buena parametrización de las características de vacío que se obtienen en la máquina para diferentes ángulos del flujo magnético con respecto al eje de campo principal. El principal problema que se observa es el aumento de complejidad en la medida que aumenta el orden del modelo.

En [6] se demuestra que existe una importante correlación entre el efecto de magnetización cruzada y la distribución sinusoidal de devanados. Devanados poco distribuidos alejan bastante las predicciones teóricas con respecto a los resultados que se obtienen en los ensayos. Esto se concluye para un modelo de máquina sincrónica de rotor cilíndrico construido a partir de un motor de inducción de rotor bobinado.

En los artículos [7], [8] y [9] se estudia el efecto de la saturación en las características dinámicas de máquinas sincrónicas y de inducción. Interesante resulta observar en [8] que la distribución de la densidad de flujo en una má-

quina de rotor cilíndrico se achata debido a la saturación en los dientes (del estator y rotor) y lo contrario ocurre con la saturación de los yugos (núcleos).

De los ensayos efectuados en [1] se deduce que haciendo la aproximación:

$$\frac{U_d(I)}{U_q(I)} \approx \left( \frac{X_{du}}{X_{qu}} \right)_{\substack{\text{valores no} \\ \text{saturados}}} \quad (2)$$

se tiene un error máximo del 9% en la estimación de  $U_q(I)$  con respecto al valor que se obtiene por medición directa. Esta suposición se emplea a menudo en la literatura [4], y también se usará en el presente trabajo, (ver figura 2).

Tener la posibilidad de medir correctamente el cos $\phi$  en forma no-invasiva, abre la posibilidad de implementar circuitos de control y protección, especialmente en máquinas sincrónicas grandes, en que no es posible adosar discos ranurados u otros elementos indicadores en el eje.

#### MEDICION DEL COS $\phi$ EN EL GENERADOR SINCRONICO DE ROTOR CILINDRICO, SATURADO.

Se elige la medición del cos $\phi$  en lugar del sen $\phi$ , para poder visualizar mejor la pérdida de sincronismo de la máquina.

Tengamos una carga inductiva lineal, que se alimenta mediante un generador

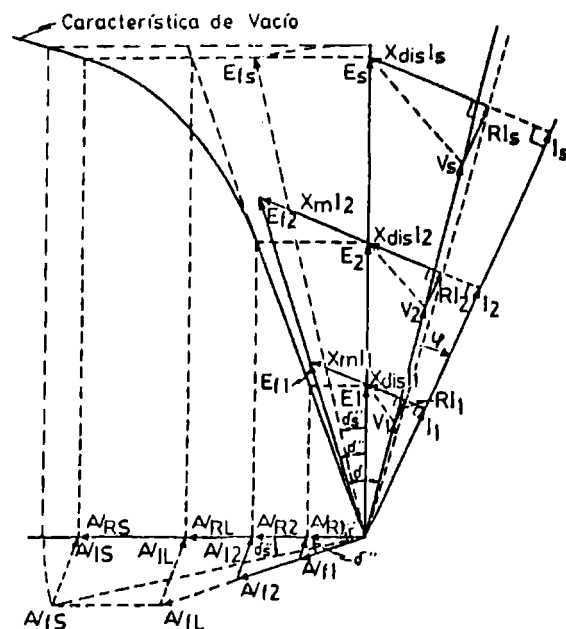


Figura 1: Diagrama fasorial del generador sincrónico de rotor cilíndrico saturado.

sincrónico de rotor cilíndrico. Haciendo la suposición que la reactancia de dispersión se mantiene constante, el lugar geométrico de la tensión interna de la máquina se encuentra sobre la vertical en el diagrama fasorial de la fig. 1. Si se aumenta la corriente de campo "I", el aumento de todas las cantidades es lineal hasta que se alcanzan los valores con subíndice "2". Hasta este punto el ángulo  $\delta''$  se mantiene constante.

Valores de la tensión interna por sobre  $E_z$  exigen ampères-vueltas resultantes superiores a los que se obtienen con un aumento lineal. Por ejemplo para obtener la tensión interna  $E_s$  los ampères-vueltas resultantes  $N_{RS}$  resultan superiores a los de la característica lineal  $N_{RL}$  sin embargo los ampères-vueltas de reacción de armadura sufren un aumento lineal  $N_{IS} = N_{IL}$ .

Siguiendo con el diagrama fasorial de la fig. 1, vemos que a medida que aumenta el grado de saturación en la máquina disminuye el ángulo  $\delta''$ , así  $\delta_s'' < \delta''$ . La tensión que generan los ampères-vueltas de campo  $N_{RS}$  es  $E_s$  y el ángulo que forma con  $E_s$  es  $\delta_s''$ . Se observa también que mejora la regulación de tensión con respecto a la parte lineal.

Para la medición del  $\cos \delta''$  se utiliza la relación:

$$\cos \delta'' = \frac{2}{3V_{\text{máx}} E_{\text{femáx}}} (v_{1e1} + v_{2e2} + v_{3e3}) \quad (3)$$

en que:

$$\begin{aligned} v_1 &= V_{\text{máx}} \sin \omega t & e_1 &= E_{\text{femáx}} \sin(\omega t + \delta) \\ v_2 &= V_{\text{máx}} \sin(\omega t - 120^\circ) & e_2 &= E_{\text{femáx}} \sin(\omega t + \delta - 120^\circ) \\ v_3 &= V_{\text{máx}} \sin(\omega t - 240^\circ) & e_3 &= E_{\text{femáx}} \sin(\omega t + \delta - 240^\circ) \end{aligned}$$

#### MEDICION DEL $\cos \delta''$ EN EL GENERADOR SINCRÓNICO DE POLOS SALIENTES, SATURADO.

Al contrario de la máquina de rotor cilíndrico, la característica de saturación es distinta para diferentes ángulos entre el flujo resultante y el eje del polo saliente ( $\delta''$ ), esta situación se ilustra en la fig. 2 (que aparece en la referencia [2]).

La familia de características de vacío (fig.2), debe aproximarse con ayuda de una función analítica. Para este fin recordemos que en el ensayo de deslizamiento se obtiene una variación de la corriente de armadura cercana a la sinusoidal y de doble frecuencia. Sin embargo este ensayo se realiza a valores reducidos de tensión y corriente, lo que limita su validez a la zona lineal.

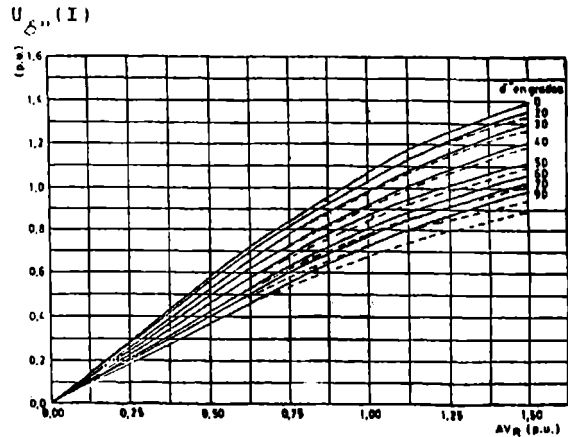


Figura 2: Características de vacío para diferentes ángulos  $\delta''$  (fig. 3 de [2]).

Se propone la siguiente expresión:

$$U_{\delta''}(I) = \frac{U_d(I) + U_q(I)}{2} + \frac{U_d(I) - U_q(I)}{2} \cos 2\delta'' \quad (4)$$

en que:

para  $\delta'' = 0^\circ$  se tiene  $U_o(I) = U_d(I)$

para  $\delta'' = 90^\circ$  se tiene  $U_{90}(I) = U_q(I)$

reemplazando  $U_q(I)$  de (2) en (4) resulta:

$$U_{\delta''}(I) = U_d(I) \left[ \frac{X_{qu}}{X_{du}} + \left(1 - \frac{X_{qu}}{X_{du}}\right) \cos^2 \delta'' \right] \quad (5)$$

Con la expresión (5) se calculan las nuevas características de vacío; las que se superponen con línea de segmento en la fig. 2. Se observa una buena aproximación en la zona lineal y en la zona saturada para ángulos  $\delta''$  menores a  $50^\circ$ . En todo caso, la mayor desviación no pasa del 9%.

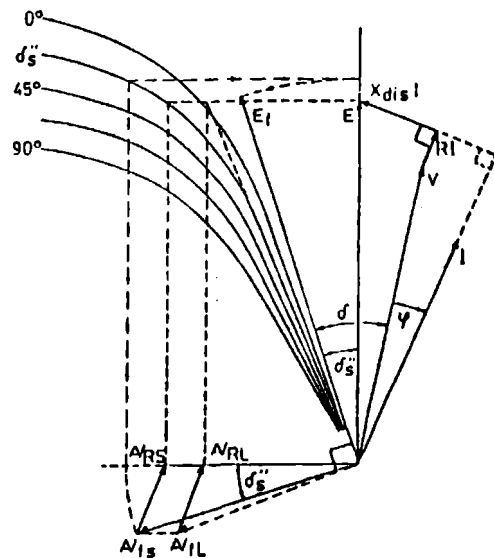
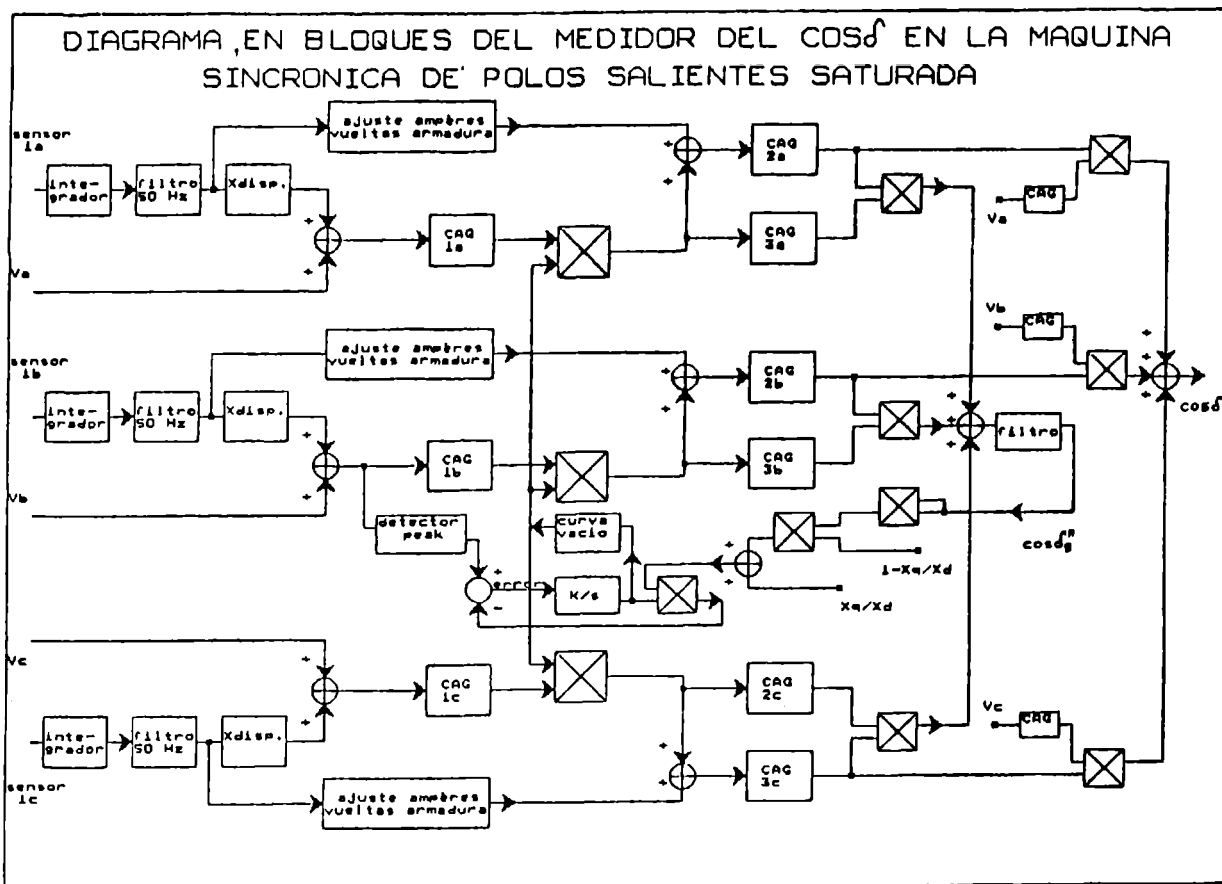


Figura 3: Diagrama fasorial del generador sincrónico de polos salientes, saturado.



Luego, en forma similar a como se obtuvo el ángulo  $\delta_s''$  en la máquina de rotor cilíndrico, se obtiene ahora para la máquina de polos salientes. La única diferencia está en que la característica de vacío debe corresponder a la del ángulo  $\delta_s''$  (ver fig. 3). También se supone  $X_{dis} = cte$ .

**DIAGRAMA EN BLOQUES DEL CIRCUITO.**

Para la construcción del circuito (diagrama superior) se hace uso de la relación (5), la característica de vacío para  $\delta_s'' = 0$ ;  $U_d(I)$  se aproxima mediante dos líneas rectas (ver fig. 4):

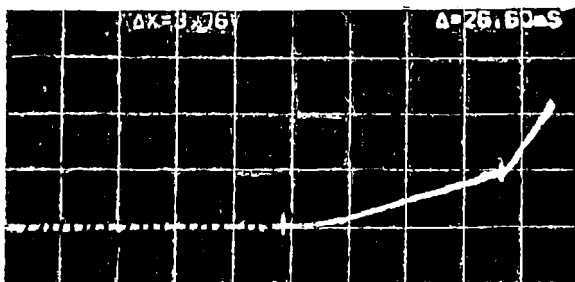


Figura 4: Característica  $U_d(I)$ , 1V/div. Codo de saturación:  $\Delta x = 3.76V$ ,  $\Delta y = 0.92V$ .

Los bloques que se designan por CAG (Control Automático de Ganancia) entregan una señal sinusoidal en fase con la señal de entrada, pero de amplitud constante. El filtro de 50 Hz desfasa la señal de entrada en  $90^\circ$ .

En la parte izquierda del diagrama, entran las señales de corriente y tensión que vienen de los sensores. En el primer sumador se forma la señal proporcional a "E". Después del detector de "peak" se dispone de una señal de corriente continua también proporcional a "E" que se compara con la salida del multiplicador, que forma a partir de la relación (5) el valor de  $U_{d0}$ . Cuando el error es cero, a la salida del integrador  $K/s$  se tiene el valor de  $U_d(I)$ , con él que se entra al circuito que representa la característica de vacío en el eje "d". La salida de este circuito es una señal de cc proporcional a los ampères-vueltas resultantes  $ARS$  que se multiplica por la tensión "E" (ca). Sumándole al fasor "ARS" (en fase con E) un fasor proporcional a los ampères-vueltas de armadura se obtiene finalmente un fasor en la dirección de "Er" (fig.3).

Haciendo uso de la relación (3) se tiene a la salida el valor  $10\cos\delta$  [V].

En la fig. 5 se muestra la salida del circuito para una "toma" y "botada" de carga.

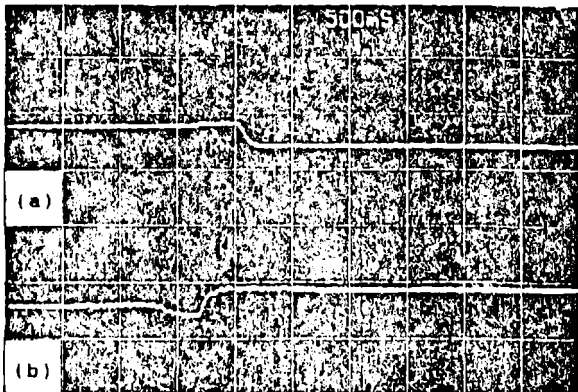


Figura 5: a) "Toma" de carga.  
b) "Botada" de carga.

#### TABLA COMPARATIVA DE RESULTADOS.

$\delta_R$ (°)	$10\cos\delta_m$ [V]	$\delta_m$ (°)	$\epsilon = 100 \frac{\delta_R - \delta_m}{\delta_R}$
10	9,86	9,5	5
20	9,44	19,2	4
25	9,05	25,2	-0,8

El valor de  $\delta_R$  se midió utilizando un disco graduado que se ubicó solidario con el eje del rotor y con luz estroboscópica en fase con la tensión aplicada. La salida del circuito es  $10\cos\delta_m$  [V] y  $\delta_m$  representa el ángulo calculado a partir del valor anterior.

El error de medición que se observa es imputable a la falta de precisión de la característica de vacío  $U_d(I)$ , a la aproximación que representa la relación (5) y a inexactitudes de los elementos electrónicos utilizados.

#### CONCLUSION.

Los estudios realizados recientemente en saturación de máquinas sincrónicas han hecho posible en gran medida, junto a la alta calidad de los elementos electrónicos disponibles, el poder realizar la medición no-invasiva del  $\cos\delta$ . Evidentemente una mayor sofisticación del circuito redundaría en una mayor exactitud.

#### AGRADECIMIENTOS.

A la Dirección de Investigación de la Universidad de Concepción, al Proy. ICA 416 y a los Proy. Fondecyt 90-0406 y 91-0385 que han hecho posible este trabajo.

#### REFERENCIAS

- [1] E. Mora, R. Wallace, R. Díaz. "Detección del Ángulo de Torque en Máquinas Sincrónicas", II Seminario IEEE-USM de Instrumentación Industrial, SEIN'90, Agosto 1990.
- [2] A. El-Serafi, et al. "Experimental study of the Saturation and the Cross-Magnetizing Phenomenon in Saturated Synchronous Machines", IEEE Trans. on Energy Conversion, December 1988, pp. 815-823.
- [3] J. Melkebeek, J. Willems. "Reciprocity Relations for the Mutual Inductances Between Orthogonal Axis Winding in Saturated Salient-Pole Machines", IEEE Trans. on Industry Applications, January/February 1990, pp. 107-113.
- [4] E. Dejaeger. "Accounting for Saturation in the Synchronous Machine Modelling - Application to the Steady-State Stability Studies", Proceedings, Part 1, International Conference on Electrical Machines, Cambridge, Massachusetts, 13-15 August 1990, pp. 83-87.
- [5] A.M. El-Serafi, J. Wu. "Determination of the Saturation Curves in Various Axes of Salient-Pole Synchronous Machines", Proceedings, Part 2, International Conference on Electrical Machines, Cambridge, Massachusetts, 13-15 August 1990, pp. 404-409.
- [6] G. Sárosi, K. Hallenius. "An Experimental Study into the Effects of Magnetic Saturations in the Dynamic Models of Smooth-Air-Gap Machines", Proceedings, Part 2, International Conference on Electrical Machines, Cambridge, Massachusetts, 13-15 August, 1990, pp. 675-680.
- [7] J. K-Athanasίου, A. Sáfacas. "Dynamic Simulation of a Saturated Synchronous Machines Excited by a Thyristor Bridge", Proceedings, Part 3, International Conference on Electrical Machines, Cambridge, Massachusetts, 13-15 August 1990, pp. 1160-1164.
- [8] J. Moreira, T. A. Lipo. "Modelling of Saturated AC Machines Including Air Gap Flux Harmonic Components", Conference Record of the 1990 IEEE IAS Annual Meeting Part 1, Seattle, October 7-12, 1990, pp. 37-44.
- [9] O. Ojo, M. Vipin. "Steady State Performance Evaluation of Saturated Field Oriented Induction Motors". Conference Record of the 1990 IEEE IAS Annual Meeting, Part 1, Seattle, October 7-12, 1990, pp. 51-60.

# SISTEMA ELECTRONICO PARA MEDICION DE SENSIBILIDAD VISUAL PERIFERICA.

Eugenio Warnekinck A.\*, César Oliva A.\*\* y Vladimir Esperza H.\*

**RESUMEN:** En este trabajo se describe un sistema electrónico que permite determinar la sensibilidad visual periférica a través de un estímulo luminoso en situación de contexto. Se explica el funcionamiento y aplicación del sistema electrónico basándose en la experiencia obtenida con básquetbolistas de alto rendimiento. También se describe, en detalle, el circuito electrónico necesario para la implementación del sistema y el funcionamiento de cada una de sus partes.

El sistema es de bajo costo y de fácil adaptación a otros deportes. Permite estudiar la sensibilidad visual periférica de deportistas en situaciones similares a las de competición, fuera de un laboratorio de oftalmología. Finalmente se presentan resultados obtenidos con jugadores de la selección nacional de básquetbol masculino de Brasil.

**PALABRAS CLAVES:** Percepción visual horizontal, Deportistas de alto rendimiento, Emisores luminosos, Temporizadores, Sensor-Emisor óptico.

**ABSTRACT:** An electronic system used to measure the horizontal peripheral vision sensibility by the use of a luminous stimulus in a context situation is described in this work. The system and it's use is described based on it's application to high performance basketball players, the full electronic circuit implemented is described in detail also.

The measuring system is simple and can be used to study the peripheral vision sensibility in the field under similar circumstances to a real ball game. The system is not restricted to basketball and can be easily adapted to different ball games, and because of it's simplicity, the price is low. This system was used with the Brazilian national basketball team and some of the results found are also given.

## INTRODUCCIÓN.

La habilidad de los jugadores de deportes con pelota para detectar y reconocer los estímulos en su periferia es fundamental en el rendimiento de estos deportistas. Si se considera la importancia que tiene la

percepción visual horizontal (PVH) o visión periférica (VP) en este tipo de deporte, se observa que son pocas las investigaciones que han sido desarrolladas en situaciones reales de contexto durante la ejecución de la performance deportiva [1,2,9] (DAVIDS, 1987; 1988; OLIVA, 1990). Entretanto, muchos de los estudios realizados en laboratorios de oftalmología, en los cuales las mediciones de detección en las áreas perimétricas realizadas a través del campímetro estándar, están fuera de estos parámetros "reales" y se cree que los resultados quedan limitados a aquellos medios específicos o análogos que niegan la aplicación clara e inequívoca a las situaciones de la "vida real" dadas en los deportes con pelota [1,2,4,8,9] (DAVIDS, 1987; 1988; IKEDA & TAKEUCHI, 1975; NEISSER, 1967; OLIVA, 1990), donde hay una necesidad permanente de la PVH o VP durante la ejecución de tareas centrales concurrentes.

Como es conocido, en una situación de contexto en los deportes con pelota, los jugadores están orientados en la cancha a detectar y reconocer los estímulos visuales que acontecen en la periferia de su campo visual y mantener su visión central fija en la pelota que ellos deben asegurar. El sistema de medición que los autores describen en este trabajo, considera que tienen prioridad estos hechos.

Con el objetivo de medir y cuantificar los grados de sensibilidad visual periférica dentro del campo visual funcional en una situación de contexto, es que se diseñó y construyó un sistema electrónico de bajo costo que permite presentar estímulos luminosos periféricos a los individuos que ejecutan una habilidad deportiva. Este trabajo presenta el sistema implementado, como también algunos resultados que se obtuvieron al aplicarlo en la selección masculina de básquetbol de Brasil.

## I.- DESCRIPCIÓN DEL ESQUEMA DE MEDICIÓN.

En la figura 1 se muestra el esquema experimental de medición tal como se aplica en el básquetbol. "P" y "R" son el pasador y receptor de la pelota respectivamente, siendo este último el individuo al que se evalúa en su PVH o VP.

El estímulo lo entrega uno de los emisores E(a) distribuidos en un semicírculo formando un perímetro en su campo visual, utilizando ángulos que se pueden ajustar a las condiciones de la evaluación.

\* Depto. Ing. Eléctrica, Universidad del Bío-Bío, Casilla 5-C, Concepción CHILE

\*\* Depto. Educación Física, Pontificia Universidad Católica, Casilla 127, Talcahuano, CHILE

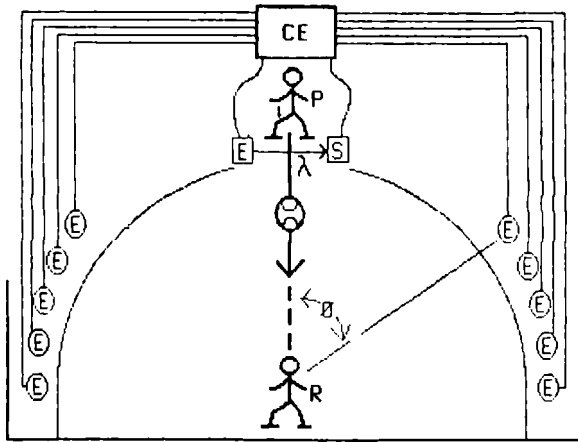


Fig. 1.- ESQUEMA EXPERIMENTAL DE MEDICIÓN

El sistema opera de la siguiente manera: uno de los emisores es activado por el circuito electrónico (CE), luego que el sistema sensor del pase (E-S) detecte que éste es ejecutado. En realidad, el circuito electrónico permite el control de retardo de la excitación luminosa con respecto a la salida del pase, y además de esto, el tiempo que la excitación luminosa dura. Estos dos tiempos se denominan tiempo de retardo ( $T_d$ ) y tiempo de encendido ( $T_{on}$ ), respectivamente.

El circuito electrónico y el control del estímulo luminoso es activado por el sistema óptico emisor-sensor (E-S) que consiste en un emisor infrarrojo direccionado a un sensor para este tipo de luz. Cuando la pelota corta el haz luminoso se inicia en el circuito electrónico la activación de un emisor.

La organización del circuito electrónico se ilustra en la figura 2. El bloque E-S sirve para detectar la salida del pase por la interrupción del haz infrarrojo que active al bloque retardador, éste incluye al circuito que electrónicamente produce un retraso controlable del encendido de los estímulos luminosos ( $T_d$ ). El bloque llamado Duración cumple la finalidad de controlar el tiempo que el estímulo luminoso seleccionado se encuentre encendido ( $T_{on}$ ) y por último, el switch electrónico lo constituye un interruptor que permite activar instantáneamente los emisores.

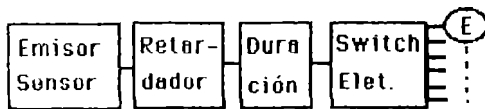


Fig. 2.- ORGANIZACIÓN DEL CIRCUITO ELECTRÓNICO.

Como se desea medir la habilidad de Detectar y Reconocer (MAGILL, 1984) un estímulo visual en los deportistas, se usan varios emisores de diferentes colores en cada uno de las posiciones medidas, siendo sólo uno de éstos activados, en cada pase. La planificación de las secuencias de los estímulos luminosos, tanto en la

posición como en el color, debe realizarse de manera de evitar cualquier estandarización en la operación del sistema, que pueda ser detectado por los deportistas en estudio. En este caso se diseñó la operación del sistema de manera de lograr un estímulo para cada ángulo, siguiendo el método aleatorio simple (LEVIN, 1987).

## II. CIRCUITO ELECTRÓNICO.

El circuito electrónico se muestra en la figura 3, mientras que en la figura 4 se presenta su fuente de alimentación. La parte del circuito correspondiente al bloque emisor-sensor, formado por el diodo infrarrojo y el fototransistor debe montarse en pedestales que faciliten su instalación frente al pasador, con una separación aproximada de un metro (1 mt) entre ellos. Todo lo que queda del circuito, con la excepción también de los emisores e interruptores, puede montarse en un circuito impreso de menos de 150 cm<sup>2</sup>.

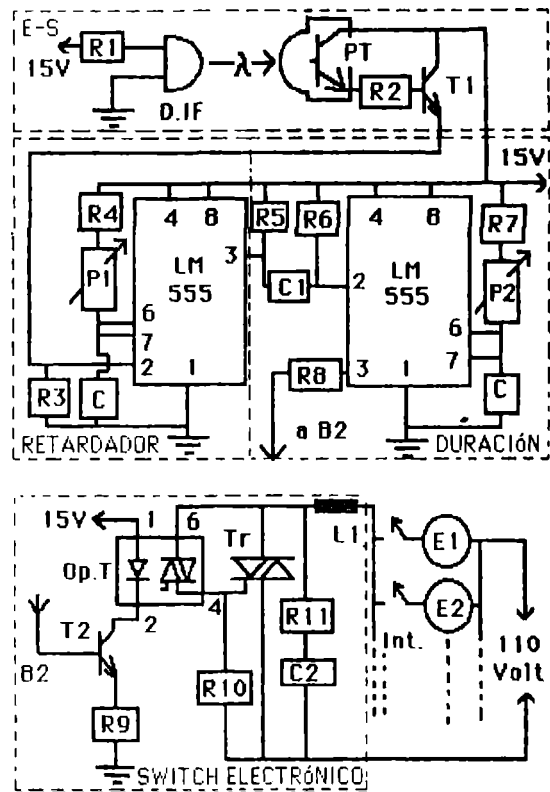


Fig. 3.- CIRCUITO ELECTRÓNICO

Los circuitos temporizadores de retardo y duración están basados en el integrado LM-555. Los potenciómetros P1 y P2 junto con los capacitores denominados C, son los elementos que tienen el control de los tiempos de los temporizadores  $T_d$  y  $T_{on}$ , esto de acuerdo con la ecuación (1). Los valores seleccionados en este trabajo para P1, P2 y C, permiten ajustar tiempos entre 5 y 520 milisegundos aproximadamente.

$$T_d = 1.1 (P1 + R4) C$$

$$T_{on} = 1.1 (P2 + R7) C \quad (1)$$

El bloque switch-electrónico lo forma un Triac que permita el encendido de los emisores luminosos y de un Opto-Triac que permite disparar al Triac principal sin que exista acoplo eléctrico entre los bloques de control y los emisores que operan alimentados por la red de 110 Volt.

Una lista del material necesario para construir el circuito electrónico se incluye en la tabla I.

Los emisores luminosos están en serie con el Triac (Tr) y los interruptores (INT) con los cuales se hace la elección del emisor seleccionado. La cantidad de emisores usados no es crítica, pero si su consumo es mayor que 8 amps., se debe reemplazar el Tr por uno de mayor capacidad de corriente. La fuente de alimentación de la figura 4 es suficiente para alimentar el circuito, pero se puede reemplazar por cualquier fuente que entregue 15 volt regulados y que tenga una capacidad de corriente de aproximadamente 500 mA.

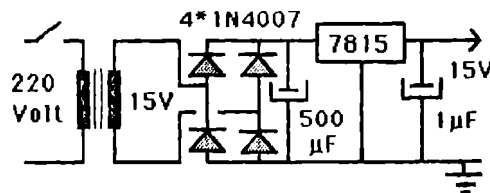


Fig.4.-FUENTE DE ALIMENTACIÓN

TABLA I

Descripción de los elementos que componen el circuito electrónico.

Elemento	Tipo	Descripción
D,IF	T1L 38	Diodo Infrarojo
PT	RCA161757	Photo transistor
LM	LM555	Timer
OP.T	MCP3021	Opto-Triac
Tr.	BTB08400	Triac
T1,T2	2N2222	Transistor Bipolar
R1	150Ω/2W	Resistencia
R2,R8	4.7KΩ/0.5W	
R3,R10	10KΩ/0.5W	
R4,R7,R9	1KΩ/0.5W	
R5,R6	3.3KΩ/0.5W	
R11	100Ω/ 1W	
C,C1	0.1µF/25V	Capacitor
C2	0.1µF/250V	
P1,P2	5MΩ	Potenciómetro
L1	50µH	Inductancia

La calibración del tiempo de retardo "Td" se puede realizar con un "osciloscopio" de dos canales conectado a

los patitas 2 y 3 del primer LM-555. Para modificar el tiempo se ajusta P1 hasta obtener el ancho de pulso necesario en la patita 3, para este ajuste es conveniente usar un generador de baja frecuencia conectado también a la patita 2 del mismo LM-555. Luego de ajustar Td, el tiempo Ton se ajusta con P2 utilizando el segundo canal del "osciloscopio" conectado a la patita 3 del segundo LM-555.

En el caso de que se desee un control variable para estos tiempos, el procedimiento ya descrito se puede usar para calibrar las escalas de P1 y P2 correspondientes, aunque, si se desea disponer de sólo algunos valores de Td y Ton, se hace conveniente reemplazar los potenciómetros P1 y P2 por switches de varias posiciones, conectados con resistencias de exactitud de acuerdo a las ecuaciones (1) que prefijen los tiempos deseados.

### III. RESULTADOS.

El sistema descrito en este trabajo se construyó y aplicó en los jugadores seleccionados nacionales (n=21) de básquetbol masculino adulto de Brasil. Los principales resultados obtenidos se muestran en la tabla II y Fig.5 y Fig.6. En la performance "aciertos", las componentes de la tarea detección (DET) y reconocimiento (REC), indica que los individuos de las tres funciones lograron una buena

TABLA II

Medias de la performance "aciertos" por función en los componentes de la tarea detección (DET) y reconocimiento (REC), presentados en cada ángulo.

FUNCIÓN	ángulos en grados de arco										C. DE TAREA	
	45	50	55	60	65	70	75	80	85	90		
CON.	1.	1.	1.	1.	1.	1.	1.	1.	1.	1.	.86	DET
	.86	1.	.71	.86	.86	.71	.71	.57	.43	.14		REC
ALE.	1.	1.	1.	1.	.86	.86	1.	.86	.86	.86		DET
	.71	.86	.57	1.	.71	.71	.57	.43	.28	.28		REC
POS.	1.	.86	1.	1.	1.	1.	1.	.86	1.	.86		DET
	.86	.86	.57	.71	.43	.71	.43	.14	.14	0.		REC

1=100%

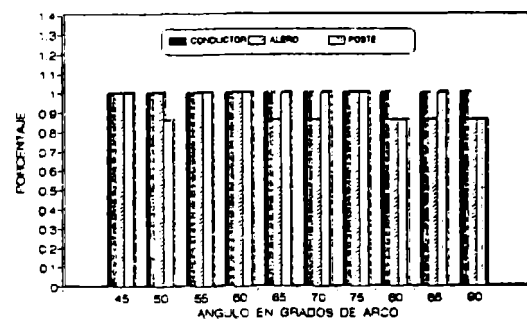


Fig.5.-MEDIAS DE PERFORMANCE DE DETECCION



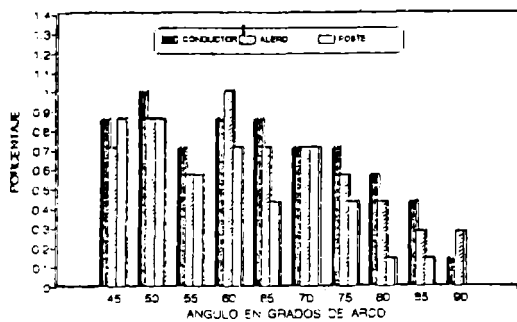


Fig.6.-MEDIAS DE PERFORMANCE DE RECONOCIMIENTO

performance en la componente DET, con una media 0.96 (N=210). También, se puede concluir que el mayor número de DET se presentó en el campo visual derecho (CVD), con una media 0.98, probablemente porque este campo visual tiene un rango de alcance angular de 85°. En relación a la componente REC, se observa que los jugadores "conductores" presentan una mejor media de performance hasta el ángulo 80°, en comparación a la media de los "aleros" (75°) y de los "postes" (70°). En relación al número de aciertos de REC, en el eje del campo visual horizontal, el resultado es casi igual a la media, para el campo CVD de 0.59 y de 0.60 para el CVI. Esta leve diferencia puede ser explicada por el hecho de que el ángulo 90° en el CVI concentra la mayor cantidad de Detección de Señal pero Sin Reconocimiento (DSSREC) (Tabla III y Fig.7) lo que indica una leve, pero sin embargo mayor concentración de aciertos de REC en los ángulos menores del mismo cuadrante.

TABLA III

Medias de las respuestas de los individuos por función, en el componente de la tarea Detección de Señal Sin Reconocimiento (DSSREC) presentados en ángulos en grados de arco.

C. DE TAREA	ángulos en grados de arco										FUNCIÓN
	45	50	55	60	65	70	75	80	85	90	
DSSREC	0.	0.	.14	0.	.14	0.	0.	.14	.43	.71	CON.
	.14	0.	.14	0.	0.	0.	.28	.43	0.	.57	ALE.
	.14	0.	.28	.28	.28	.14	.43	.43	.43	.71	POS.

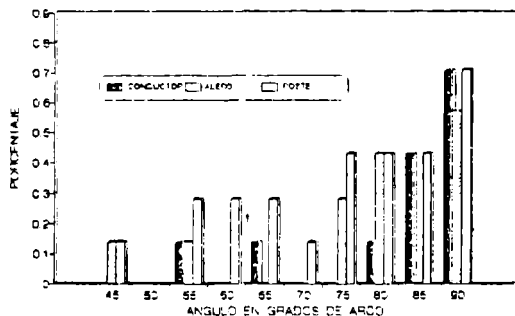


Fig. 7.-MEDIAS DE RESPUESTAS DE DETECCION DE SEÑAL SIN RECONOCIMIENTO.

#### IV. CONCLUSIONES

Se presenta un sistema de medición que permite determinar la sensibilidad visual periférica en deportistas de alto rendimiento. El sistema es de fácil implementación y permite realizar mediciones en situaciones muy próximas a las de juego. Debido a su bajo costo y simple operación, es atractivo para organizaciones que trabajen con equipos de alto rendimiento y que no disponen de gran financiamiento, pero que requieren de un instrumento y técnica de medida de la PVH o VP para situación de contexto.

El prototipo fue experimentado en jugadores de básquetbol y su adecuación a otros deportes con pelota es simple y obvio.

#### V. REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] DAVIDS, K. (1987). The development of peripheral vision in ball games: An analysis of single and dual-task paradigms. *Journal of Human Movement Studies* 13(6):275-285.
- [2] DAVIDS, K. (1988). Developmental differences in the use of peripheral vision during catching performance. *Journal of Motor Behavior*, 20(1): 39-51.
- [3] ECG (1987). *Semiconductors master replacement guide*.
- [4] IKEDA, M. & TAKEUCHI, T. (1975). Influence of foveal load on the functional visual field. *Perception and Psychophysics*, 18: 255-260.
- [5] LEVIN, J. (1987). *Estatística Aplicada a Ciências Humanas. (Elementary Statistics in Social Research)* Trad. S. F. Costa. São Paulo, Ed. Harbra Ltda.
- [6] LINEAR DATA BOOK, NATIONAL SEMICONDUCTOR (1980).
- [7] MAGILL, R. (1984). *Aprendizagem Motora: conceitos e aplicações. (Motor Learning: concepts and applications)* Trad. E. G. Hanitzsch. São Paulo, Ed. Edgard Blücher Ltda.
- [8] NEISSER, U. (1967). *Cognitive psychology*. New York, Ed. Appleton-Century-Crofts.
- [9] OLIVA, C. (1990). *Percepção visual horizontal em jogadores de basquetebol de alto rendimento, segundo sua função*. Tesis de Mestrado. Universidade de São Paulo, Escola de Educação Física, Brasil.

# LABORATORIO PARA ENSAYO DE SENSORES CCD DE IMAGEN

A. Grasso, G. Mercado, H. Raimondo, J. Yelós

INSTITUTO DE INVESTIGACIONES APLICADAS DE CIENCIAS ESPACIALES IIACE

CC131 (5500) MENDOZA - ARGENTINA

**RESUMEN** - Cada vez más sensores de imagen basados en tecnología CCD (Dispositivo de acoplamiento de carga) están reemplazando tanto a tubos vidicones como a barredores mecánicos en sistemas de sensado remoto. La Comisión Nacional de Investigaciones Espaciales (CNIE) y el German Aerospace Research Establishment (DLR), han iniciado las tareas tendientes al desarrollo de un barredor multispectral optoelectrónico usando tecnología CCD, proyecto denominado Airborne Multispectral Scanner (AMS), que será montado en una aeronave. Una de las tareas del proyecto, es la calificación y la calibración de los sensores que serán usados en el barredor. En este trabajo se presenta un laboratorio electro-óptico para el ensayo de sensores CCD lineales de imagen, consistente en electrónica de lectura y control, banco óptico y sistema de procesamiento. Así mismo, se presenta un número de ensayos que habitualmente se realizan a los sensores, tales como ruido de lectura, linealidad, uniformidad de pixel, campo plano, efecto par/impar, etc.

**ABSTRACT** - Charge Coupled Devices (CCD) image sensor, are more and more replacing vidicon tubes as well as electro-mechanical scanners, in remote sensing applications. The Airborne Multispectral Scanner (AMS), a CCD's based multispectral electro-optical scanner, has begun as a joint venture between CNIE and DLR. Calibration and qualification of flight sensors is one task in the scanner development. This paper presents a CCD lab test, consisting of read-out electronics, optical set-up and computer facilities, used for such work. Also, a number of electro-optical tests, such as, read-out noise, linearity, pixel non-uniformity, flat field, fixed pattern, etc. are analyzed.

## 1. INTRODUCCIÓN

En la actualidad se ha propagado extensamente el uso de sensores de estado sólido en sistemas sensores de imagen. Entre las posibles alternativas (fotodiodos, fototransistores o arreglos sensores) parece ser que el arreglo de fotodiodos acompañado por un sistema de acarreo analógico de acoplamiento de carga CCD es la mejor solución técnica, en nuestros días. Estos sensores denominados CCD, constituyen sistemas auto barridos por mecanismos eléctricos, de lo que se desprende una gran ventaja, tal es la de no necesitar sistemas mecánicos para el barrido de la imagen a leer.

Todos estos sensores de estado sólido, constituidos en general por sustratos de silicio, generan carga eléctrica, por el efecto fotoeléctrico, en un amplio espectro electromagnético, que va desde el azul (450 nm) hasta el infra-rojo cercano (1050 nm). Se diferencian entre ellos por la sensibilidad y por el modo de lectura de la carga fotogenerada. En efecto, tanto los fotodiodos como los fototransistores, requieren de un sistema de interrogación digital, mientras que los CCD (constituidos por fotodiodos y capacitores MIS - Metal Insulator Semiconductor) requieren de un sistema de interrogación analógico muy sencillo y de bajo consumo.

Los elementos detectores forman arreglos sobre un chip, ya sea en forma lineal o de área, involucrando conceptos diferentes cuando de captar una imagen se

trata. Obviamente, el más inmediato es el método directo, utilizando una disposición de área, sin embargo, la cantidad de elementos de imagen (fotodiodos) que se pueden integrar por línea, en un dispositivo bi-dimensional, es bastante inferior a los que pueden acomodarse en un arreglo lineal. El número de elementos integrados por línea, influye en forma directa en la máxima resolución geométrica de la imagen obtenida. Para obtener una imagen bi-dimensional con un sensor lineal, se utiliza el método denominado Push-Broom Scanning, que consiste en el barrido secuencial del sensor, a velocidad constante, sobre el área cuya imagen se desea obtener. Este sistema es de gran interés en satélites de órbita no estacionaria o en aeronaves, ya que permite eliminar complejos sistemas de barrido mecánico, que hasta hace poco debían ser usados en misiones dedicadas a la teleobservación.

La CNIE, con la colaboración científica y técnica del DLR (Deutsche Luft und Raumfahrt), ha implementado el diseño y la construcción de un barredor denominado AMS.

El proyecto AMS tiene por finalidad construir una cámara de sensado remoto de recursos naturales de características multispectrales cuyo sensor de imagen es un dispositivo CCD lineal que usa el principio de push broom scanning para adquirir las imágenes. Las siguientes son las características principales:

- a) Especificaciones del sistema:

Resolución geométrica	1m * 1m por canal (3m x 3m en modo multispectral)
Ancho de la zona barrida	> 3.5 Km.
Resolución radiométrica	256 niveles de gris (8 bit)
Relación S/R	> 10 bit
MTF total	20% a la Frec. de Nyquist

- b) Detector

Tipo	TI TC104	CCD lineal
Geometría de pixel	Cuadrada	
Tamaño de pixel	10,7 * 10,7 µm	
Separación de pixels	10,7 µm	
Cantidad de pixels	1 línea * 3456 pixels	
Número de sensores usados	4	

Una de las principales tareas del proyecto AMS es la selección del sensor CCD y su caracterización, actividad necesaria para la elección del sensor destinado a ser usado en el modelo final de vuelo.

Para cumplimentar dicha tarea, es necesario ejecutar los siguientes pasos:

- a) Selección del tipo de sensor.
- b) Diseño e implementación del sistema de ensayos de sensores CCD.
- c) Caracterización del sensor.
- d) Estudio de los resultados.

El sensor seleccionado fue un TC104 de Texas Instruments Inc. y se pueden encontrar los criterios de selección en Ref. [1]. El diseño e implementación del sistema de ensayo de sensores de imagen CCD es el tema tratado en este trabajo, el cual será discutido extensamente. Se obtuvieron como resultado un conjunto de mediciones y procesos preliminares de las cuales es posible obtener conclusiones muy interesantes.

## 2. ASPECTOS TECNICOS DE LA TECNOLOGÍA CCD.

El CCD de imagen basa su operación en la capacidad de almacenar cantidades finitas de carga eléctrica, paquetes de electrones fotogenerados, en una celda de almacenamiento [2]. Esta celda, es en realidad un pozo de potencial en el sustrato, producido por causa de una tensión aplicada al electrodo metálico (compuerta) colocado sobre el aislante de SiO<sub>2</sub>, que cubre al sustrato de Si. El pozo de potencial desarrollado bajo la superficie del electrodo, confina a los portadores minoritarios fotogenerados, formando así, un verdadero paquete de cargas. Este paquete, puede ser transportado, ubicando celdas de almacenamiento adyacentes entre sí, por ejemplo en una línea, y aplicando tensiones alternadas a los electrodos contiguos de manera de generar pozos de potencial sincrónicos en el sustrato.

De esta manera el paquete de carga es transferido desde la zona fotodetectora hasta el detector de carga ubicado al final de la línea de transporte. Debido a que los paquetes de carga suelen tener distinto tamaño, la línea de celdas de almacenamiento puede considerarse como un registro de desplazamiento analógico.

La carga es transferida de una celda a la contigua dado el solapamiento de los pozos de potencial, que forman un canal de depleción (zona de inversión), en donde los portadores pueden desplazarse, en gran parte, por corrimiento eléctrico. (fig.1)

Como puede verse el CCD provee en forma casi directa, las tres fases necesarias para la obtención de una imagen. Estas son: a) la fotogeneración y almacenamiento de carga, b) el transporte de los portadores y c) la detección de la carga. El tamaño del paquete (la densidad de carga) constituye una medida de la energía incidente en la superficie del sensor, durante un período de exposición determinado.

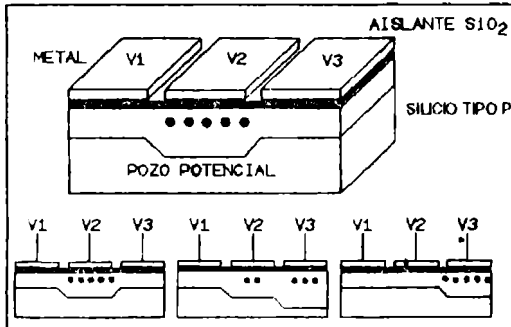


Figura 1 - CCD PRINCIPIO DE FUNCIONAMIENTO -

En realidad, el CCD debe su nombre a la forma de transporte de carga, y en principio su aplicación no está restringida a la captación de imágenes, sino a todo tipo de usos en donde sean necesarios registros de desplazamiento de señales analógicas, tales como líneas de retardo, procesamiento de señales y memorias analógicas. Más aún, en sus orígenes, y debido a su alto grado de integrabilidad, los CCD fueron diseñados para funcionar como memorias digitales en computadoras, reemplazando a discos y tambores magnéticos a los cuales superaba sobradamente en el tiempo de acceso a la información [3]. A poco de observar su capacidad de almacenar y desplazar, ya no niveles discretos de carga (como se requería en aplicaciones digitales) sino niveles analógicos (o paquetes de cargas), el solo agregado de elementos fotodetectores del mismo tipo MIS, dio como consecuencia la versión foto-sensora motivo de nuestro estudio. Lo esencialmente novedoso, con respecto

a otros tipos de sensores, lo constituye, por lo tanto, su capacidad de transporte.

## 3. CARACTERÍSTICAS TECNICAS DEL TI TC104.

El TI TC104 es un dispositivo CCD de imagen lineal de 3456 elementos. Incorpora tecnología MOS de fase virtual, es decir, monofásico, lo que implica una operación sencilla, con sólo tres relojes de control [4].

En la figura 2 se muestra un diagrama de bloques interno del TC104. La línea de elementos sensores consiste en 3456 áreas fotosensibles de 10,7 micrones de lado y separadas entre sí en 10,7 micrones. Los fotones incidentes (de energías comprendidas entre las correspondientes a long. de onda entre 450 y 1100 nm.) generan pares hueco/electrón en el cristal de Si. La cantidad de carga acumulada en cada elemento de imagen, es función lineal de la luz incidente y del tiempo de integración. Existen 8 elementos ubicados al principio y al final de la línea que están aislados de la luz incidente mediante una metalización opaca (black pixels) y se utilizan como referencia oscura. Dos elementos de referencia blanca (white reference) se inyectan a través de sendos diodos al final de cada canal de transporte con una amplitud aproximada del 70% de la máxima amplitud de la señal de salida posible (saturación).

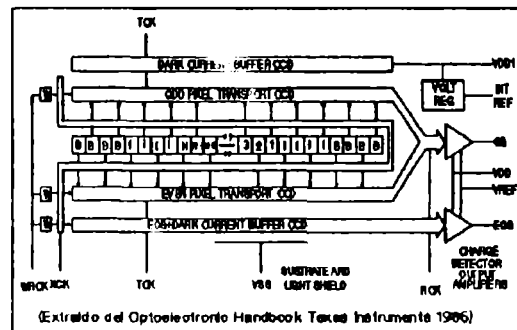


Figura 2 - DIAGRAMA EN BLOQUES DEL TC104

La puerta de transferencia es una estructura adyacente a la línea de elementos fotosensibles. Los paquetes de carga acumulados en los elementos de imagen son transferidos a los registros CCD de transporte por medio del reloj de transferencia (XCK). La puerta de transferencia, no solo controla el pasaje de electrones desde los fotodiodos al registro de desplazamiento, sino también controla el tiempo de integración durante el cual se permite la acumulación de cargas en los fotodiodos.

Existen dos registros de transporte CCD, uno a cada lado de la línea de elementos fotosensibles y a los que se conectan a través de las puertas de transferencia en forma alternativa (fotodiodos pares a un registro CCD e impares al otro). Ambos registros transportan secuencialmente los paquetes de carga hacia el final de los canales en donde se encuentra ubicado el detector - amplificador de cargas. Este proceso está controlado por un solo reloj (TCK) que tiene un Nro de ciclos, en el período de integración, igual a la mitad del número total de elementos de imagen. El transporte separado par/impar, al reducir la cantidad de celdas de transporte, permite una eficiencia de transporte de carga (CTE) de aproximadamente 0,99999 para ambos canales, pero produce un patrón dependiente del nivel de señal, cuando se ilumina al CCD con intensidad de luz constante (campo plano).

La detección de los paquetes de carga se realiza a través de la capacidad de transición de un diodo polarizado inverso y pre-cargado a una tensión de referencia ( $V_{ref}$ ). El potencial en el diodo varía linealmente con la cantidad de carga de la señal. Este potencial es aplicado a un amplificador MOS seguidor de tensión de dos etapas, para producir la señal de salida (OS). Adicionalmente, un transistor de reset, manejado por el reloj de reset (RCK), recarga la capacidad del diodo detector antes de la llegada de un nuevo paquete de carga desde los registros de transporte.

El rango dinámico está especificado en un valor típico de 1000:1, sobre el ruido RMS típico, y la corriente oscura produce una tensión equivalente de 5mV (sobre 600mV de señal máx.) a temperatura ambiente.

La MTF característica especificada por el fabricante, decrece para longitudes de ondas cortas y es mejor que 0,45 para la Frec. de Nyquist con luz pancromática en el espectro visible. La capacidad de pozo lleno (saturación) está especificada entre los 600 Ke<sup>-</sup> y 1 Me<sup>-</sup>, mientras que la sensibilidad típica es de 2mV/(microJ/cm<sup>2</sup>) en el rango de 400 a 850 nm.

#### 4. LABORATORIO DE ENSAYO DE SENSORES CCD

Como ya se mencionó anteriormente, el sistema para ensayos de sensores CCD de imagen fue diseñado y construido para satisfacer las necesidades de calificación y calibración de los sensores CCD que debían ser instalados en el instrumento AMS. Debido a que la selección del sensor (TI TC104) había sido hecha con anterioridad a la instalación del laboratorio, éste, fue diseñado para cumplir con los requisitos funcionales de este sensor, especialmente en lo referido a los relojes de control. Por ello, para usar el sistema con otros tipos de sensores, es necesario alterar algunos de sus parámetros tales como tensiones de ref., frecuencias de los relojes, amplitud de los pulsos, etc.; aunque en general, la filosofía del sistema y buena parte de la física de éste (sistemas ópticos, instrumentos, electrónica y software) pueden ser reconfigurados fácilmente para adaptarse a sensores de futuro uso.

El sistema, como se muestra en la figura 3, está compuesto por cuatro grandes módulos: Banco óptico, Electrónica de adquisición y control, Instrumentación y Procesamiento de la información.

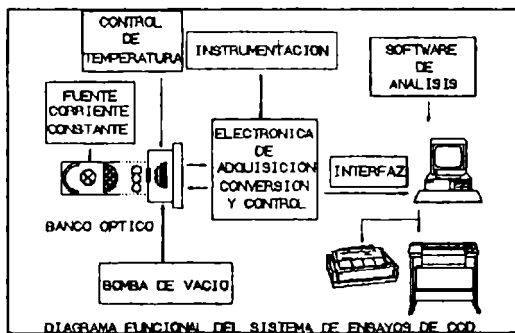


Figura 3 -DIAGRAMA EN BLOQUES LABORATORIO CCD

En el banco óptico se produce un haz de luz homogéneo (campo plano) de temperatura color constante, que incide en el CCD. La señal de video, producida por el CCD, es adquirida, procesada analógicamente y convertida en formato digital por el módulo de electrónica; el cual adicionalmente, suministra las señales de control necesarias para el funcionamiento del CCD. La señal

digital, una vez transformada a un formato conveniente, se transmite a la computadora. El procesador, almacena, analiza, gráfica y prepara reportes de la información de video y sus particularidades. Por intermedio del módulo de instrumentación, es posible monitorear, en tiempo real, los parámetros del CCD, como así también monitorear y controlar los parámetros ambientales del CCD.

#### 4.1. BANCO OPTICO

El banco óptico (fig.4) está formado por un ensamble base sostén, compuesto por 4 varillas, donde el eje óptico pasa por el centro de un cuadrado determinado por las varillas, con una apertura máxima de 100 mm y una longitud de 2500 mm. En uno de los extremos del banco, se ubica la fuente de luz compuesta por una lámpara halógena de cuarzo de 250 W. y una temperatura color de 3200 °K, una lente condensadora de número f bajo y un espejo esférico con recubrimiento de protección. Este conjunto produce un haz de luz paralelo de distribución normal. La lámpara, se alimenta con una fuente de corriente constante, que permite la regulación del flujo luminoso, siendo el máximo aprox. 10.000 lúmenes. Para evitar degradaciones en la medición de la MTF del sensor, al haz luminoso, se le extrae el infrarrojo térmico por medio de dos filtros (absorción y reflexión). El sistema se completa con un conjunto de difusores y diafragma de 4 a 50 mm, que permiten la formación de un campo de luz plano de intensidad regulable.

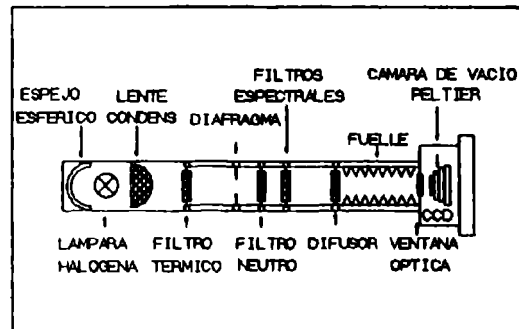


Figura 4 - BANCO OPTICO -

En el otro extremo se encuentra el compartimiento que contiene al CCD bajo ensayo. Este consta de una ventana óptica, una placa de montaje para el CCD (donde también se ubica el pre-amplificador), un conjunto refrigerante Peltier de tres etapas y un sensor de temperatura. El compartimiento es estanco de manera de poder hacer vacío o hacer circular gas inerte, para mantener una atmósfera limpia.

El sistema óptico, se completa con una variada cantidad de dispositivos ópticos y mecánicos necesarios para los diversos ensayos. Entre aquellos es conveniente mencionar un conjunto de filtros neutros calibrados, usados en los ensayos de linealidad; conjunto de filtros espectrales de interferencia, usados en ensayos de eficiencia cuántica; ranura calibrable, mesa x-y calibrable y patrón de barras (USAF) todos ellos usados en mediciones de MTF.

#### 4.2. ELECTRONICA DE ADQUISICION Y CONTROL

En la fig.5 se muestra un diagrama en bloques del módulo de electrónica de adq. y control. Las principales características, son:

- 8 bit de resolución (256 DN)
- Tiempo de integración controlable de 3.75 ms a 3.75 seg.
- Tiempo de pixel ajustable de 1µs a 1ms.
- Bajo ruido (< que 1DN en 10 bit)
- Amplio rango de control de la tensión de las señales de control.
- Filtrado de la señal de video por el método del doble muestreo correlacionado.
- Memorización de una línea de CCD por medio de RAM de 4 Kby.

En los siguientes párrafos se detallan los aspectos sobresalientes de este módulo.

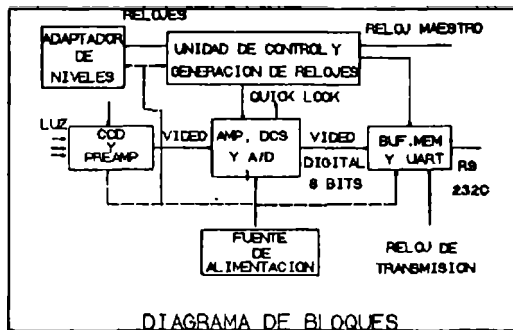


Figura 5 - DIAGRAMA EN BLOQUES ELECTRONICA -

#### 4.2.1 PREAMPLIFICADOR.

Para evitar ruidos, en la misma placa en la que se instala el sensor, también va montado el primer amplificador.

El elemento activo, es un amplificador operacional de alta velocidad, bajo ruido y bajo offset. La señal de video del CCD ingresa al operacional a través de un acoplamiento de alterna. El nivel de referencia es restituído en una etapa posterior por medio del proceso de correlacionado doble de la señal.

#### 4.2.2. GENERACION DE RELOJES.

El TC 104 requiere para su funcionamiento de cuatro relojes:

**XCK:** Reloj de transferencia. Produce la transferencia de la carga acumulada en los elementos fotosensibles a sus correspondientes celdas CCD. El periodo de este reloj, determina el tiempo de integración en los fotodiodos.

**TCK:** Reloj de transporte. Este reloj, realiza el transporte secuencial de los paquetes de carga de ambos registros CCD hacia el detector/amplificador de salida.

**RCK:** Reloj de reset. Este, elimina la carga del diodo detector de salida para permitir la detección de un nuevo paquete. El periodo de este reloj es igual al tiempo de pixel.

**WRCK:** Reloj de referencia blanca. Produce la inyección de una carga de referencia al final de la línea de ambos canales de transporte.

Todos los relojes, son generados a partir de un reloj maestro. Esto permite que variando la frecuencia de este único reloj, se varíen en forma sincrónica todos los relojes de comando, manteniendo sus relaciones y de esta manera se puede ajustar el tiempo de exposición entre 3,75 ms y 3,75 seg y consecuentemente el tiempo de pixel entre 1µs y 1ms.

Los sensores CCD manifiestan una gran sensibilidad a los niveles de tensión y a los flancos de las señales de comando. Por ello se provee de ajustes independientes tanto para las tensiones (0 a +15 para nivel alto y -15 a 0 para nivel bajo) como para los flancos de los relojes.

#### 4.2.3. RUIDO DE RESET

Una fuente importante de ruido en los CCD es el referido como ruido de reset. Este se explica como una incertidumbre de tensión que se presenta en un capacitor que se carga a través de una llave y se debe, principalmente, a la integración del ruido térmico producido en la resistencia serie de carga. Durante el reset, la capacidad del diodo detector se carga a una tensión de referencia a través de la resistencia, produciendo una tensión de ruido térmico igual a  $KT/C$ . Cuando el paquete de carga es sentido por el amplificador, la tensión en el terminal de salida, cae a partir de  $V_{ref}$ , una magnitud DV, la cual es proporcional a la cantidad de carga de la celda detectada. Al no haber certeza del valor de  $V_{ref}$ , tampoco la habrá en el de DV.

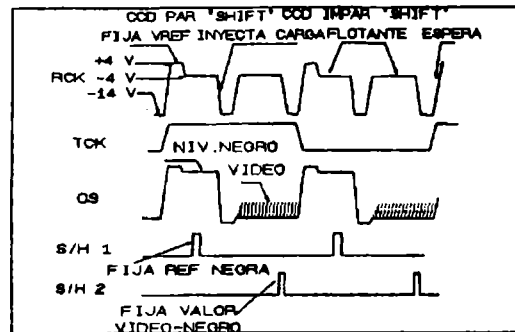


Figura 6 - DIAGRAMA DE TIEMPOS -

Una forma de eliminar el ruido de reset, es hacer uso de una técnica de filtrado denominada doble muestreo correlacionado [4].

El reloj de reset realiza normalmente dos funciones: el flanco ascendente fija (clamp) al diodo detector a una tensión de referencia ( $V_{ref}$ ) y en el flanco descendente, se libera al diodo de  $V_{ref}$  (unclamp) y se le transfiere el próximo paquete de cargas disponible, produciendo un cambio en su tensión. De esta manera, no hay posibilidades de implementar el doble muestreo de la señal debido a que no existe una separación, en tiempo, entre el momento de liberación del diodo y el de inyección de carga. Por ello, se hizo necesario implementar un reloj de reset de tres niveles, para separar las funciones de clamp y unclamp de la inyección de carga. El reloj de reset, de tres niveles, está dividido funcionalmente en cinco etapas (fig.6)

- 1- Clamp. Se fija al diodo detector a  $V_{ref}$ .
- 2- Float. Se aísla al diodo, tanto de  $V_{ref}$  como del paquete de cargas. Se toma la primera muestra a la salida.
- 3- Inyección. Se transfiere al diodo el paquete de cargas correspondiente.
- 4- Flotante. Nuevamente el diodo está desconectado tanto de  $V_{ref}$  como de las celdas CCD, pero su carga ha cambiado debido a la inyección de la secuencia anterior. Durante este periodo, se toma la segunda muestra a la salida, para ser digitalizada.
- 5- Wait. Aquí el nivel de la señal es el mismo que durante la inyección. El RCK debe permanecer en este estado durante la transición del TCK.

La señal resultante de la primera muestra, es retenida en un amplificador de retención (sample & hold) y cuando la segunda muestra es ingresada, ambas se restan de manera de minimizar el ruido de reset (de 400 e<sup>-</sup> a 150 e<sup>-</sup>). Como ventaja adicional, este método provee la restauración de continua, necesaria para la conversión A/D.

#### 4.2.4. CONVERSION A/D Y MEMORIA

La señal, luego de pasar por el correlacionador, es amplificada por un op-amp. de ganancia y offset variables y luego digitalizada por un conversor A/D de alta precisión (ADC-825, 8 bit, lus y no linealidad de +/- 1/2 Lsb).

La señal de video digital es transferida a una memoria de almacenamiento transitorio, en donde se almacena una línea de video (3790 pixel) en donde está la señal de video más las referencias y pixels de aislación.

La memoria RAM de 4 Kby, es llenada continuamente con la información de video, en sincronismo con la frecuencia de línea y bajo requerimiento de un pedido de transferencia, desde la computadora, realiza la serialización y transferencia a través de un UART.

#### 4.3. CONTROL DE TEMPERATURA E INSTRUMENTACION.

La temperatura del CCD bajo prueba se controla a través de un dispositivo termoeléctrico del tipo Peltier. Este consta de dos partes: el Peltier propiamente dicho, de tres etapas, en cuyo lado frío, se asienta el CCD, y el control de temperatura. El rango de ajuste, a temperatura ambiente, es de -50°C hasta +50°C aproximadamente, con ajustes de 0.3°C, rango suficiente para la prueba de CCDs.

Para realizar la observación en tiempo real de la señal de video, se usa un osciloscopio de almacenamiento digital, lo que permite memorizar y hacer copias en papel de distintas vistas de la señal de video.

Para realizar mediciones de la intensidad de la luz, se usa un radiómetro con cabezal detector de semiconductor (sens. 3.5 E-09 W) en un rango de 400/700 nm.

#### 4.4. PROCESAMIENTO DE LA INFORMACION.

El módulo de procesamiento, tiene la función de analizar la información de video producida por el CCD y generar reportes tanto gráficos como analíticos, que servirán para una correcta evaluación del sensor.

Este módulo, se divide en dos partes: hardware y software.

##### 4.4.1. HARDWARE

Se usa un sistema de cómputos, con la configuración siguiente:

- Procesador de 16 bit PC-AT con:
  - 1 MB de memoria lect/escr.
  - Co-procesador aritmético de punto flotante
  - 80 MB de almacenamiento masivo en disco rígido
  - 1.2 MB en disco flexible de 5 1/4"
  - Pantalla gráfica de 14" con resolución de 640 x 350 en 16 colores.
  - Dos interfases series tipo Rs-232C
  - Interfaz paralelo tipo Centronix
- Impresora de matriz de puntos, 136 columnas, 216 cps y caracteres gráficos.
- Plotter tamaño A1-A2 8 plumas 40 cm/seg y resolución de 0.013 mm.

##### 4.4.2. SOFTWARE DE ANALISIS

El Soft ha sido desarrollado en lenguaje Pascal y se encuentra estructurado en varias sub-rutinas, llamadas

Unit.

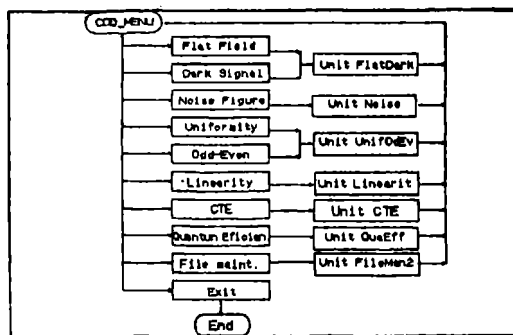


Figura 7 - DIAGRAMA EN BLOQUES DEL SOFTWARE -

En la fig.7 se encuentra el Diagrama general de bloques del menú de CCD. Este, posibilita la medición y la consiguiente calificación del sensor. La información es procesada, según el tipo de ensayo, y el resultado se presenta en pantalla en forma numérica y gráfica. Si la medición es correcta, se procederá a grabar los datos ya elaborados en un archivo permanente.

#### 5. CALIFICACION DEL CCD TIPO TI TC 104

A modo de ejemplo y para probar el sistema y los procedimientos de ensayo, se realizaron pruebas de calificación del TC 104, tales como:

- Figura de ruido.
- Linealidad.
- Respuesta al campo plano.
- Comportamiento del patrón par/impar.
- Uniformidad de pixel.
- Sensibilidad a la variación de los parámetros.

##### 5.1. FIGURA DE RUIDO.

Este ensayo provee información acerca de los siguientes parámetros:

- Factor de conversión K.
- Ruido total en ausencia de señal (no iluminación).
- Rango dinámico.
- Análisis de ruido.

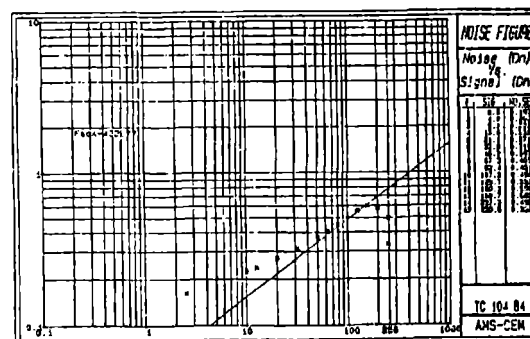


Figura 8 - CARACTERÍSTICA SEÑAL A RUIDO -

En la figura 8 puede observarse una gráfica de la señal vs. ruido. Se observan nitidamente dos efectos al

primero, para altas señales, el ruido es asintótico a una recta con pendiente 1/2 y es debido a la incertidumbre del atrapamiento de carga. Este proceso es estadístico, y cumple aproximadamente con la distribución de Poisson y por lo tanto la desviación estándar será igual a (valor medio de señal)<sup>1/2</sup>.

El otro efecto es el notado a bajas señales en donde predomina el ruido de lectura, o sea el ruido inherente al transporte de cargas, la detección y el ruido de la electrónica. Cerca del máximo de la curva, se observa un decaimiento del ruido, debido a que el CCD se acerca a la saturación y por ende al blooming.

### 5.2. LINEALIDAD

En este ensayo, se mide la linealidad de la señal de salida, con respecto al nivel de iluminación. En la fig.9 se muestra el gráfico de linealidad del canal par.

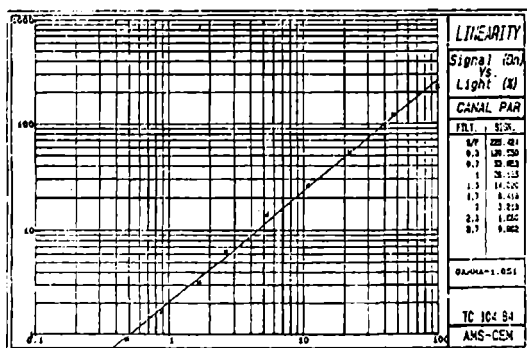


Figura 9 - LINEALIDAD -

### 5.3. RESPUESTA AL CAMPO PLANO.

Este ensayo mide cualitativamente las características del sensor, a la iluminación constante.

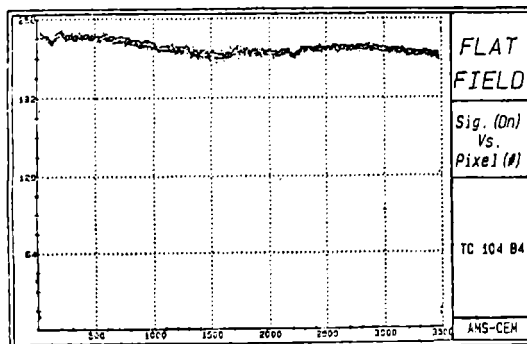


Figura 10 - CAMPO PLANO -

En la fig. 10 puede verse un gráfico de campo plano en donde un eje indica el nivel de señal en DN y en el otro el Nro de pixel correspondiente. Las irregularidades, principalmente, se deben a la no uniformidad radiométrica de los pixels. El decaimiento de la señal hacia los últimos pixels, se debe a la ineficiencia de transferencia del canal CCD. En la fig. 11, se muestra un histograma del campo plano en donde se observa el efecto par/impar, (doble pico), y el decaimiento de señal por ineficiencia del transporte (curva no simétrica).

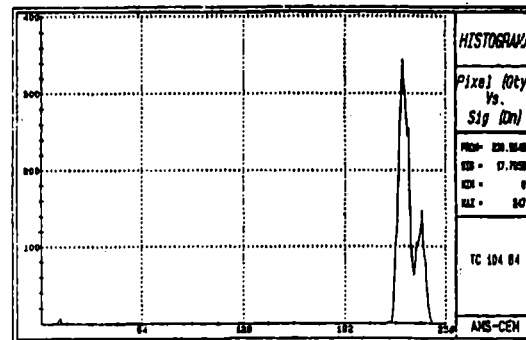


Figura 11 - HISTOGRAMA -

### 5.4. DESBALANCE Y UNIFORMIDAD

El desbalance (efecto par/impar), se debe a la diferente ganancia de ambos canales. En la fig.12 se ve una gráfica de la diferencia de los canales par e impar vs. el valor medio de la señal. En este caso se ve una variación lineal y con una pendiente casi cero, aunque es posible encontrar sensores con pendientes positivas o negativas. Se observa además que el comportamiento del sensor es fuertemente dependiente de las tensiones y flancos del reloj TCK.

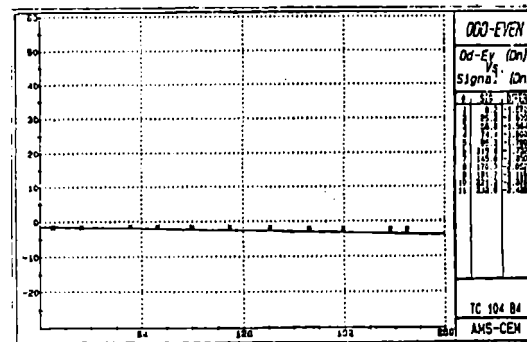


Figura 12 - DESBALANCE -

En la fig.13 se muestra una gráfica de la no uniformidad de los pixels, en donde se presenta, la variación estadística que sufre un mismo pixel, a los diversos niveles de iluminación. Puede verse que es lineal, aunque a altos niveles de iluminación se nota un decaimiento, producido por ciertas anomalías observadas en algunos TC104 cerca de la zona de saturación.

Estos parámetros, desbalance y uniformidad, se usan para generar los datos de calibración del sensor, por lo que es importante, que se mantengan lineales dentro del rango dinámico del sensor, para que los datos de corrección, sean los menos posibles.

### 5.5. SENSIBILIDAD A LA VARIACION DE LOS PARAMETROS

Los ensayos anteriores se hicieron a 450 Kc/s de frecuencia de pixel, coincidente con la velocidad de pixel, estimada para el AMS, y a una temperatura de 25°C. Con respecto a los niveles de las tensiones de los relojes, se nota, que tanto el XCK y el WRCK no tienen influencia notable en el funcionamiento del TC104, de manera que es posible mantenerse en los rangos especi-

ficados por el fabricante. Los niveles alto y bajo del TCK influyen en el ruido de lectura y en la CTE. debido a inyección de carga espúrea desde el sustrato. Los niveles del RCK influyen fundamentalmente en el ruido de lectura, pero su influencia, proviene del establecimiento del punto óptimo de trabajo del doble muestreo correlacionado. Se nota una fuerte influencia de las pendientes de los flancos del TCK con respecto a la linealidad del desbalance par/impar. La temp. de operación, influye en la corriente oscura, generada en el sustrato, de manera que ésta, se incrementa al incrementarse aquella.

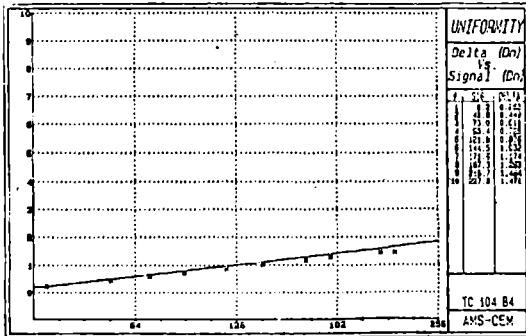


Figura 13 - UNIFORMIDAD -

## 6. CONCLUSIONES.

En el presente trabajo se pretendió mostrar un sistema de ensayos de sensores CCD de imagen, como así también algunas de las pruebas que se deben realizar para calificarlos para su uso en barredores. El sistema presentado es de uso particular a un tipo de sensores, el TC104 de Texas Instr. aunque la metodología de trabajo, es aplicable a cualquier sensor lineal de imagen. Como puntos sobresalientes se pueden mencionar: el filtrado por doble muestreo correlacionado, el cual efectivamente reduce el ruido de reset; el uso de computadora, lo que estandariza la medición y provee un excelente método de documentación; y el soft del sistema, el cual brinda una precisa y sencilla metodología para el análisis de los parámetros del sensor.

Quizás la crítica más severa que se le puede hacer al sistema aquí presentado, es su baja resolución radiométrica (256 niveles). Esto influye, especialmente a las mediciones de ruido del sensor, con la consabida pérdida de precisión en la determinación del piso de ruido y en el rango dinámico. Esta deficiencia, se compensa, en parte por la alta resolución matemática y estadística del soft de análisis.

Por último, cabe la alternativa de instalar el sistema completo en una placa impresa, incorporada a un sistema PC, convirtiendo a este sistema en un laboratorio compacto de fácil instalación.

## 7. REFERENCIAS.

- [1] Seige P. Yelós J. Mercado G. Alcalde A. Grasso A. AIRBORNE MULTISPECTRAL SCANNER - PROJECT PLAN, CNIE/DLR, 1988.
- [2] Jespers editor , SOLID STATE IMAGING, Northroopf, 1976.
- [3] Patterson D. Séguin C. "Design Considerations for Single-Chip Computers of the Future" IEEE Transactions on Computer, VOL C 29 No 2 , Feb 1980, Pag. 108/116.
- [4] OPTOELECTRONIC COMPONENT HANDBOOK, Texas Instr. Inc. 1986.
- [5] Stuart F. Bass D. PRELIMINARY EVALUATION OF COOLED TC 101, Kitt Peak National Observatory, 1983.
- [6] MEOSB Phase B study, DFVLR, 1984.

## 8. BIOGRAFIAS

Alejandro T. Grasso: Ingeniero en Electrónica por la Universidad Tecnológica Nacional Mendoza en 1981. Desde entonces, se desempeña en la Comisión Nacional de Investigaciones Espaciales habiendo trabajado en experimentos científicos con globos estratosféricos. Actualmente se desempeña como ingeniero de cámara en el proyecto AMS, siendo su responsabilidad el desarrollo electrónico y calificación del sensor del proyecto.

Gustavo J. Mercado: Ingeniero en Electrónica UTN Mendoza 1981. Responsable del procesamiento de la información del proyecto AMS CNIE.

Héctor Raimondo: Ingeniero en Electrónica Universidad de Mendoza 1978. Responsable del software de cámara, proyecto AMS.CNIE.

Juan B. Yelós: Ingeniero en Electrónica y en Electricidad Univ. de Mza, 1974. Director Científico proyecto AMS CNIE.



## UNIDAD PARA CONTROL DE CORTES EN PAPEL

Alejandro Suárez S. y Oscar Muñoz O.  
Dpto. de Electrónica, Universidad Técnica Federico Santa María  
Casilla 110-V, Valparaíso - CHILE  
Tel. 660176 Fax: 665010

### RESUMEN

Esta unidad de control de cortes está diseñada para satisfacer la necesidad de una industria de zona (V Región), la que se encarga del suministro del papel necesario para el envase de productos. Dicho envase está compuesto por dos tipos de elementos: uno es la envoltura propiamente tal, con su correspondiente diseño, y el otro es el sello de dicho envase.

La entrega de estos dos tipos de papel es por medio de rollos. Para el caso de las envolturas, cada rollo posee 4 diseños a lo ancho, lo que significa indicar 4 cortes a lo ancho. En cambio, en el de sellos se tiene 17 diseños a lo ancho, o sea, 17 cortes. Los rollos no tienen errores considerables en la ubicación de estos cortes. Debido a la velocidad de giro, le es imposible al operador percatarse de la falla de los cortes en algunas de las columnas. Este equipo detector de cortes debe comunicar inmediatamente al operador cuando hay falla, e indicar qué cuchilla (o cuchillas) está fallando.

Las acciones correctivas las puede llevar a cabo el operador completamente, o parcialmente, con ayuda de esta unidad, para detener el proceso. Además, esta unidad posee otras facilidades de programación de las condiciones de borde del proceso.

### A UNIT TO CONTROL PAPER CUTTING

#### ABSTRACT

This unit has been designed to control the paper cutting in an industry which produces paper wrappings for several other companies. The wrapping includes the brapping itself and a paper seal.

The product is delivered in rolls. The pattern which repeats along each wrapping roll is composed of four different designs printed, side by side, requiring four cuts. On the other hand the seal rolls have seventeen different designs, i.e. seventeen cuts are required. Due to the speed at which the rolls rotate it is not easy for the operator to check the quality of the cutting. The equipment reported in this paper inform the operator as soon as a cutting fault occurs, indicating which cutting blade is failing.

Corrective action can be either fully or partially performed by the operator assisted by this unit to stop the whole process. In addition, this unit has other programming facilities for the border conditions of the process.

### INTRODUCCION

Se presenta el diseño de una unidad para control de cortes en papel, para cortes específicos que se realizan en rollos de papel con la función de servir de guía en el corte final.

Para este caso particular de aplicación, se consideraron dos tipos básicos de diseño gráfico por cada rollo de papel. Cada diseño se presenta constantemente a lo largo del rollo. Un diseño se repite 4 veces a lo ancho del rollo y el otro 17 veces. Para indicar donde realizar el corte final por diseño gráfico, se generan pequeños cortes parciales, 4 en uno y 17 en el otro. Debido a la velocidad con que pasa el papel, el operador no puede percatarse de la falta de estos cortes, aunque sea en tramos largos.

La idea de esta unidad es poder detectar constantemente la presencia de estos cortes y cuando no existan por un periodo programable de tiempo (N° de cortes/minuto) comunicar al operador qué cuchillas están fallando.

### I. DESCRIPCION ESPECIFICA DEL TRABAJO

La unidad de detección de cortes en tiras de papel, como su nombre lo dice, detecta los cortes que tienen el papel en sus distintas columnas, y para ello consta de un cilindro que posee cúpulas parabólicas de vidrio (4-5 mm de diámetro, sobresaliendo 0,7 a 1.0 mm, por arriba de la superficie del cilindro), las que se han distribuido en coincidencia con las hileras de cortes. Cuando el papel pasa por el cilindro, las sobretensiones que producen las cúpulas abren los cortes. En este momento un haz de rayos infrarrojos pasa a través del corte, que es captado por un receptor, que genera pulsos por corte. Luego un equipo electrónico lo amplifica, acumula, integra y procesa junto con otros nueve cortes posibles, por revolución del cilindro impresor y por columna de corte.

El cilindro de corte en uno de sus costados tiene acoplado un fototransistor debajo de la cúpula de vidrio; y en el lateral correspondiente de la torre está instalado el emisor de infrarrojo. Este conjunto genera un pulso por revolución del cilindro que genera los cortes; este pulso se denomina pulso de referencia o pulso patrón, contra el cual puede programarse el número de pulsos originados por los cortes consecutivos desde cero a nueve por cada banda o columna de corte.

Para evitar señales erróneas que correspon-

dan a cortes mal hechos, es decir, para quitar un poco de sensibilidad al sistema, se diseñó el circuito de forma tal que se pueda programar el número de fallas consecutivas permitidas (entre 0 a 9 veces) de modo que la falla del mal corte se repita en la columna correspondiente entre cero a nueve veces para que el equipo actúe avisando el error.

## II. ETAPA SENSORA

Los elementos que constituyen esta etapa son: un emisor de radiación infrarroja y un receptor o detector del rayo infrarrojo (fototransistor).

El diodo de infrarrojo se encuentra ubicado sobre una torre en frente del rodillo por encima del papel, en cambio el fototransistor se encuentra ubicado dentro del rodillo pero justamente en frente del elemento infrarrojo. La distancia de separación entre el diodo y el fototransistor es de aproximadamente de 5 a 6 mm.

La etapa sensora se divide en: Transmisión y Recepción - Amplificación.

### II.1. Transmisión

Consiste básicamente en transmitir un pulso periódico de aproximadamente 10 KHz, por medio de un diodo infrarrojo TIL38. El circuito utilizado es el siguiente (Fig. II-1):

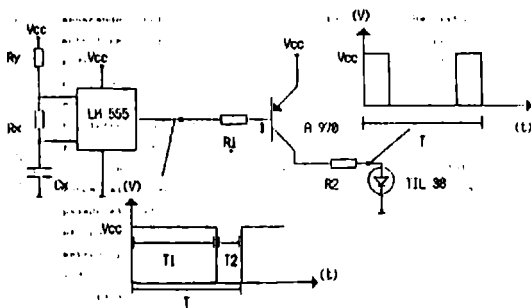


Fig. II-1 Circuito de etapa transmisora de pulsos.

### II.2. Recepción - Amplificación

El número de pulsos que detecte la célula fotosensible antes que se cierre el paso del haz o haya pasado el corte, dependerá de la velocidad con que se mueva el papel. Para este caso la velocidad del papel es aproximadamente de 150 metros por minutos, sólo podrá captar aproximadamente tres a cinco pulsos por cada corte del papel.

El fototransistor, que es capaz de detectar estos 3 a 5 pulsos, envía esta señal hacia una etapa comparadora, que se activará cuando el nivel de tensión de los pulsos corresponda a pulsos que hayan atravesado por la abertura del corte, debido a las

características del papel, que permite el paso de pulsos sin haber cortes pero de menor tensión. Luego esta señal se dirige hacia un monoestable, el cual se activa con el primer pulso de llegada, generándose un pulso de aproximadamente 500 [ns], de modo que se activará con un octavo pulso de llegada consecutivo. De aquí el pulso se dirige a la etapa procesadora.

La figura II-2 muestra el circuito en cuestión.

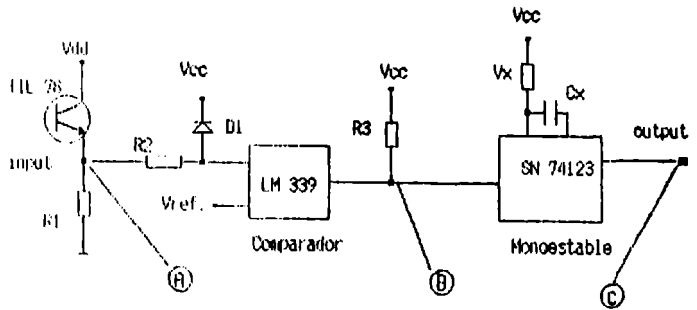


Fig. II-2 Circuito de Recepción y Amplificación.

La figura II-3 es un diagrama temporal de distintos puntos del circuito anterior.

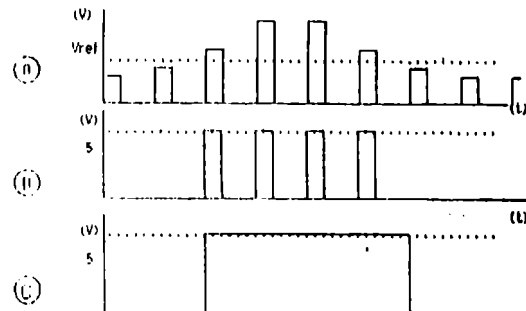


Fig. II-3 Diagrama temporal del circuito de la figura II-2.

## III. ETAPA DE PROCESAMIENTO

Esta etapa está encargada de procesar señales correspondientes a cortes en las tiras de papel, que provienen de la etapa de sensores; las cuales son recibidas a través de los registros de entrada.

Posee además otra entrada que recibe un pulso de control, el cual genera periódicamente cada una determinada cantidad de cortes en el papel (pueden ser de 1 a 9). El número de cortes que debiese tener cada columna del papel entre pulsos de control, deberá ser ingresada por el operador en el display número 1. En el display número 2 se ingresa el número de errores consecutivos que se le permite al equipo de cuchillas. Datos que también deberán ser ingresados al inicio del proceso por el operador.

La figura III-1 muestra el diagrama de bloques del circuito.

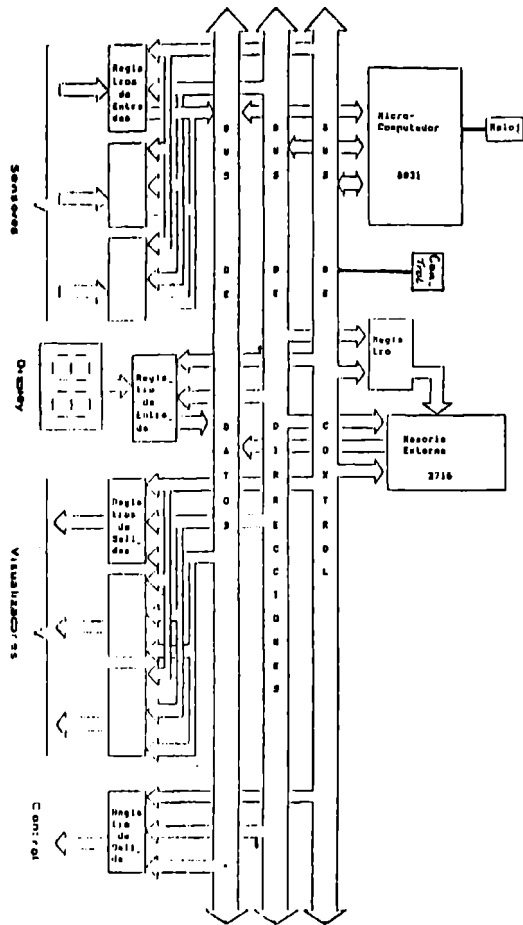


Fig. III-1 Etapa de procesamiento.

En esta etapa se distinguen:

- Unidad Central de Proceso: En base al microprocesador 8031, que concentra en una pastilla la CPU, memoria, generador de reloj y las expansiones de entrada y salida. Se utiliza la interrupción 0 (cero) como la entrada de la señal de control, la interrupción 1, como la entrada de los pulsos que equivalen a cortes en las tiras de papel.
- Reloj: Utiliza un cristal de 12 MHz.
- Memoria: Como memoria de programa utiliza la EPROM INTEL 2716.
- Puertas de Entrada y Salida: Están formadas por latches conectados al bus de datos y con una lógica de habilitación de acuerdo al valor asignado a la puerta. Aquí se destacan las etapas de ingreso de datos (programados por el usuario), visualizables en displays, otra etapa es la de

indicadores correspondientes a cada una de las columnas de cortes en el papel y que deben indicar la posición exacta de la columna en falla si esto sucediere. Otra etapa importante es la de respuesta del sistema hacia el medio externo: una interfaz sonora, salida de relé; además cuenta con la posibilidad de 5 puertas de salida en caso de necesitar activar otra señalización.

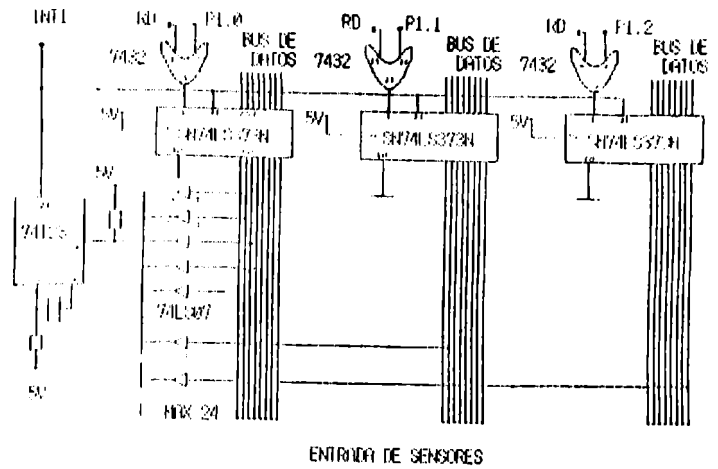


Fig. III-2 Interfaz de entrada de sensores.

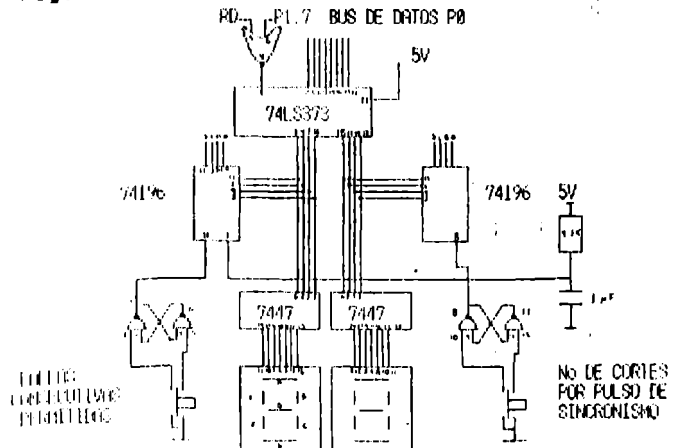


Fig. III-3 Interfaz entrada de datos.

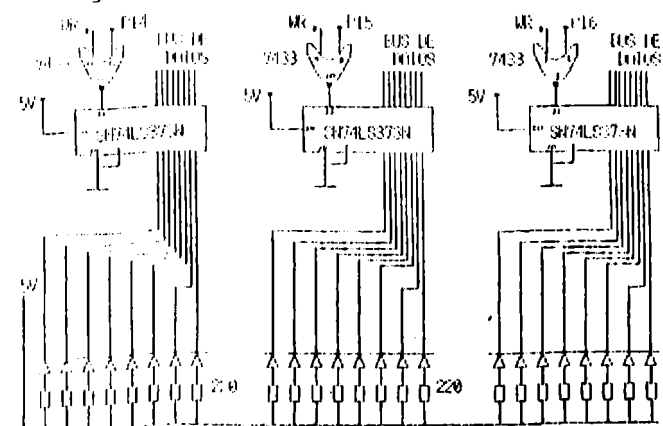


Fig. III-4 Interfaz salida de visualizadores.

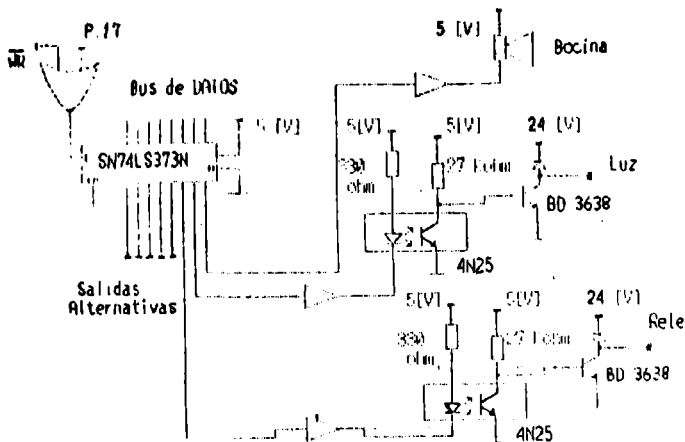


Fig. III-5 Interfaz de respuesta.

#### IV. PROGRAMA PRINCIPAL

Está diseñado para trabajar con dos posibilidades, el operador deberá elegir una de ellas e indicársela al sistema, según la opción que se requiera. La primera es trabajar con papel de envase, 4 columnas a lo ancho. La segunda es para trabajar con papel para el sello (17 columnas a lo ancho). Ambas opciones deben realizar en sí las mismas funciones, que son:

1. Almacenar en registros especiales el número de cortes que posee cada una de las columnas por pulso de control; además el número de errores consecutivos permitidos por columna.
2. Limpiar registros y localizaciones de memoria utilizadas.
3. Habilitar interrupciones.
4. Permanecer en estado de espera hasta que se produzca alguna interrupción.
5. Cada vez que se active la rutina de servicio de interrupción 1, correspondiente a cortes en el papel, debe reconocer a qué columna corresponde y contabilizarlo en la localización de memoria interna correspondiente a esa columna.
6. Cada vez que se activa la Rutina de Servicio de Interrupción 0, correspondiente al Pulso de Control, debe comparar el pulso recibido por cada columna con el número programado por el operador.

Si el sistema detecta que el número de errores sobrepasa el número permitido, el programa debe cesar su ejecución e indicarle al operador cuáles fueron las columnas en las que se detectaron errores.

#### Rutinas de interrupción

##### - Rutina de Servicio de Interrupciones 0 (RSIO)

Esta rutina se utiliza cada vez que recibe el pulso de control. Debe

comparar el número de cortes del papel que tiene cada columna por cada pulso de control con el número que debería tener. De haber diferencia, contabiliza un error, hasta que estos sobrepasen el número de errores permitidos; en dicho caso entrega al operador la ubicación de las columnas que se encuentran fallando. El programa se queda en un estado de Loop, esperando un reset general.

##### Rutina de Servicio de Interrupciones 1 (RSI1)

Esta se activa cada vez que el sistema detecta un corte en las columnas de papel, tiene la misión de contar todos los cortes que poseen estas columnas por pulsos de control. Luego guarda este número en una localización de memoria específica. Tiene dos opciones: envases y sellos.

#### V. SISTEMA DE PRUEBA

El sistema de prueba se implementó con el fin de probar experimentalmente el diseño realizado. Este sistema cumple con la velocidad real aproximada de 190 metros por minuto del papel; cuenta con tres rodillos y una mesa soporte, dispuesto como lo muestra la figura V-1.

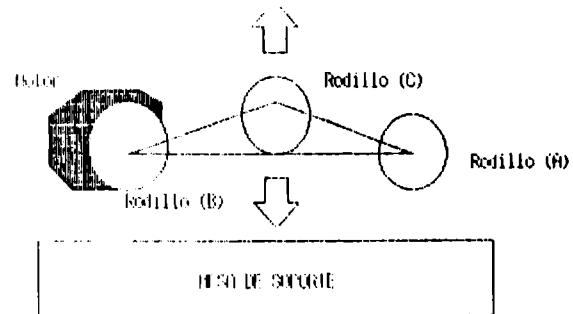


Fig. V-1 Diagrama del sistema de prueba.

El rodillo C es el más importante, ubicado en medio de los rodillos A y B, tiene la posibilidad de deslizarse verticalmente para ajustar el ángulo del papel, y con esto regular la abertura de los cortes. El diagrama muestra el rodillo C, con los respectivos elementos: diodo emisor y foto-transistor.

Además de esto se implementó un programa de prueba que trabaja con una sola columna de cortes pero que cumple la misma finalidad del programa principal. El pulso de control se genera cada un determinado número de cortes, y está puesto dentro del rodillo C al igual que el detector de cortes.

Respecto del Programa de Prueba es un compendio del programa principal. Este programa está formado por dos subprogramas totalmente independientes uno del otro. El primero de ellos está diseñado para contabilizar el número de cortes que posee la tira de papel por pulso de control; el resultado lo entrega a través de un display. El segundo, se asemeja al programa principal.

Contabiliza el número de cortes que posee la tira de papel por pulso de control y, compara este resultado con un número entregado inicialmente por el operador, que es el número correcto de cortes que debe tener el papel. Si no es el esperado, contabiliza errores. Suma errores consecutivos hasta que sean iguales al número máximo de errores permitidos, en cuyo caso avisa al operador.

#### CONCLUSIONES

El uso de sensores infrarrojos permite que el sistema de medición no esté en contacto con el proceso mismo, además hace al equipo poco sensible a la luz ambiental. Para solucionar el problema de perturbaciones constantes de luz infrarroja, se recurre a un tren de pulso con características especiales.

El uso de un rodillo transparente y móvil permite disminuir fuertemente el efecto de calentamiento del rodillo por roce. Pero tiene el inconveniente de tener que construir un rodillo con características especiales.

El uso de un procesador dedicado, como el 8031, deja abierta, a posterior, la posibilidad de conectar este equipo con una unidad central, mediante comunicación serial (RS-232).

#### REFERENCIAS

- Manual INTEL de la familia del microprocesador 8031. 1985.
- "The TTL Data Book". Manual National 1984.
- "Optoelectronics Designer's Catalog". Hewlett-Packard. 1982.

#### NOTA BIOGRAFICA

Alejandro Suárez S., Ing. Civil Electrónico, UTFSM, 1975. Magister en Electrónica, UTFSM, 1983. Actualmente Académico del Departamento de Electrónica de la UTFSM.

Oscar Muñoz O., Ing. Ejecución Electrónico, con mención en Sistemas Digitales y Comunicaciones, UTFSM, 1990.

## DESARROLLO DE INSTRUMENTACION PARA MEDICION DE HUMEDAD RELATIVA

Nicolás Beltrán<sup>1</sup>, Patricio Castro<sup>1</sup>, Víctor Fuenzalida<sup>2</sup>, Carlos Grahmann<sup>2</sup>

(1) Departamento de Ingeniería Eléctrica

(2) Departamento de Física

Universidad de Chile

Casilla 412-3, Santiago

### RESUMEN

El progreso en la última década de las tecnologías de control y automatización, ha provocado un aumento en la demanda por nuevos sensores confiables y compatibles con sistemas de control basados en computador. La presión por desarrollar nuevos sensores se ha traducido en una exploración sobre las características sensitivas de los diferentes materiales que puedan producir una señal eléctrica frente a un cambio de las condiciones ambientales.

En este trabajo presentamos resultados tanto del desarrollo de un microsensor capacitivo con estructura MIS (Metal-Aislador-Semiconductor) sensible a los cambios de humedad como del desarrollo del sistema electrónico que procesa la señal proporcionada por el sensor.

El dieléctrico del microsensor es una capa muy delgada de titanato de bario cuya permitividad dieléctrica es sensible frente a variaciones de humedad. Un cambio en la permitividad dieléctrica produce un cambio de la capacidad del microsensor, el que es detectado por la variación de la frecuencia de un oscilador. Un circuito detecta esta variación de frecuencia almacenándola en memoria donde es convertida por el microprocesador del sistema, en una dirección de una tabla look-up, que permite inferir el valor de la humedad relativa correspondiente. Una característica importante del sensor es que la variación de capacidad proporcional al cambio de humedad relativa, se estabiliza en pocos segundos haciendo factible tener lecturas del comportamiento del ambiente prácticamente en tiempo real.

Se discuten los resultados de la caracterización física y eléctrica del sensor como del comportamiento del sistema de instrumentación concluyéndose que el sistema desarrollado junto con mostrar características de funcionamiento confiables, demuestra que es factible la producción de tecnologías avanzadas en nuestro país.

### ABSTRACT

The continuous progress in automation and control technologies observed in the last decade, has increased the demand for new reliable sensors. The pressure for developing new sensors has augmented the interest for the research on the sensitivity characteristics of different materials which could provide an electrical signal as a response to a change of the ambient conditions.

In this work we present results of both developments: a MIS (metal-insulator-semiconductor) capacitive microsensor which is humidity sensitive and the

electronics system for the sensor signal processing.

The microcapacitor dielectric is a thin barium titanate film whose dielectric permittivity changes with humidity. As a consequence, a change of the microsensor capacitance is observed producing a shift of the frequency of an oscillator. The frequency change is processed and stored in memory where it is converted by a microprocessor into a look-up table memory address. This address stores the relative humidity value which is directly related to the frequency shift of the oscillator and is further displayed. After a humidity change the microsensor highlights a stable capacitance within a few seconds, making feasible on-line humidity control.

The results of the physical and electrical characterization of the microsensor are discussed and the performance of the instrument is evaluated. It is concluded that the designed system is reliable and that is feasible in our country to develop advance technology instrumentation.

### INTRODUCCION

El enorme interés por sensores de estado sólido producido por el progreso de las tecnologías de automatización en los últimos años, se ha traducido en un fuerte aumento de la demanda de estos dispositivos. Estudios de mercado efectuados a fines de la pasada década, predicen un crecimiento anual de la demanda de sensores entre el 10% y el 15% para un mercado mundial proyectado para 1992, en alrededor de 300 millones de dólares, sólo para el ítem de sensores con cerámicas avanzadas [1].

Como consecuencia de la presión por obtener nuevos sensores, se ha generado un enorme esfuerzo de investigación sobre las características sensitivas de diferentes materiales que, frente a un cambio de una o más variables físicas de su entorno, producen una señal eléctrica como respuesta.

Este trabajo resume los resultados tanto del desarrollo de un sensor microcapacitivo utilizando titanato de bario como dieléctrico, como del diseño del sistema de procesamiento de la señal asociada. El titanato de bario (BaTiO<sub>3</sub>), es una cerámica ferroeléctrica, de elevada constante dieléctrica que varía frente a cambios de humedad. La variación de la permitividad, debido a la humedad del ambiente, provoca un cambio de la capacidad del microcondensador, el que es detectado y procesado por un circuito electrónico desplegando en una pantalla, el valor de la humedad relativa del ambiente en que se encuentra el sensor. Es preciso señalar que la humedad relativa no es una medida de la cantidad de vapor de agua en el aire, sino que es la razón entre la cantidad de vapor de agua

del ambiente a una cierta temperatura, a la cantidad máxima de vapor de agua que el aire puede tener a esa temperatura.

La característica más relevante del instrumento diseñado y que lo diferencia de sus similares disponibles en el mercado, es que no sólo permite seguir las variaciones de la humedad ambiente, sino que también permite controlarla a un cierto valor prefijado. En efecto, el circuito basado en un microprocesador, al comparar el valor de humedad relativa prefijado con el valor de la humedad detectada por el sensor, puede generar una señal de control que active o desactive los dispositivos humidificadores o calefactores y así mantener el valor de humedad relativa deseado. El instrumento diseñado con estas características, encuentra aplicación en la industria de pinturas, industria de alimentos, salas de cuidado intensivo en hospitales, o bien, en cámaras de conservación de frutas.

#### EVAPORACION ULTRARRAPIDA (flash-evaporation)

Diversas técnicas se han utilizado en el depósito de películas delgadas de titanato de bario: RF Sputtering [2], e-beam evaporation y flash-evaporation [3]. En el desarrollo de este trabajo utilizamos esta última técnica, debido básicamente a que modificando un equipo evaporador convencional disponible, podíamos implementarla adecuadamente.

Para ello fue diseñado un sistema dosificador controlado por la presión interior de la cámara de evaporación [4], lográndose el depósito de capas delgadas de titanato de bario por la evaporación grano a grano del material cerámico mientras cae sobre un filamento de tungsteno incandescente.

#### TRABAJO EXPERIMENTAL

Capas de titanato de bario fueron depositadas mediante evaporación ultra-rápida (flash evaporation), sobre sustratos de Silicio de 2" de diámetro, los que previamente fueron sometidos a un proceso de limpieza química, de acuerdo al proceso estándar de limpieza de la industria de semiconductores. Los sustratos de tipo p, <100> con resistividad del orden de 10  $\Omega$ -cm fueron instalados en un portamuestra de un equipo evaporador de vacío VEECO 401, a una altura aproximada a 30 cm por encima del filamento. El sistema dosificador [4] del titanato de bario, consiste de dos barras de hierro soldadas en un flange de acero inoxidable no magnético al que se ha acoplado un vibrador. El vibrador es una placa de hierro de 0.8 mm de espesor unida al borde superior de una de las barras. El alimentador del material pulverizado es un canal de molibdeno en forma de V unido a la placa como se muestra en la Figura 1. Este alimentador está protegido con una lámina de tantalio para evitar que se caliente por exceso de radiación. El extremo inferior de este alimentador se encuentra a alrededor de 10 mm sobre el filamento que normalmente es de tungsteno.

Eléctricamente el vibrador es activado por una bobina que está fuera de la cámara de vacío del equipo y que rodea a una de las barras de hierro. El circuito magnético se cierra a través del sistema vibrador dentro de la cámara siendo crítico el entrehierro, el que es ajustado empíricamente. Si el entrehierro es muy grande, la potencia requerida calienta excesivamente la bobina. Por el contrario, si es muy pequeño, la placa vibrante se fija a la barra y no se producen

vibraciones. La bobina está energizada directamente de la red variándose la amplitud del voltaje de alimentación.

Las muestras dentro de la cámara fueron llevadas hasta una presión base igual a  $2 \times 10^{-4}$  Pa, produciéndose una elevación de la presión cuando los granos de titanato de bario eran evaporados, hasta llegar a una presión igual a  $1.4 \times 10^{-3}$  Pa.

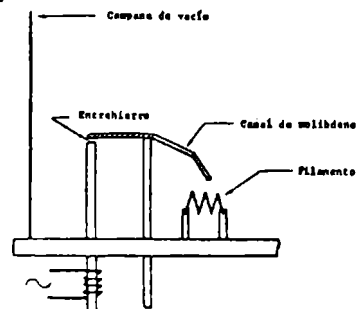


Figura 1. Diagrama esquemático del sistema vibrador

#### CARACTERIZACION FISICA DE LAS CAPAS

Las capas fueron caracterizadas mediante microscopía electrónica, espectroscopía Auger, elipsometría y análisis por difracción de rayos X. En la Figura 2 se muestran fotografías obtenidas en el análisis bajo microscopio electrónico (SEM) de las capas preparadas [5]. En la muestra de la fotografía obtenida, bajo 4000 aumentos, se aprecia la textura granular de la superficie. Esta textura es básica para la retención de las moléculas de agua que causan la variación de la permitividad dieléctrica de la capa.

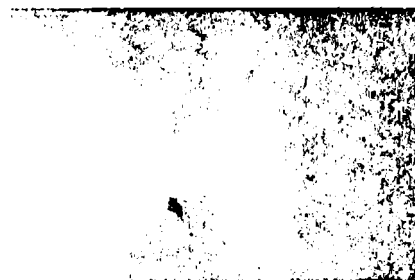


Figura 2. Fotografía obtenida en el microscopio electrónico (SEM) bajo 4000 aumentos.

Las capas fueron también analizadas químicamente hacia el interior de ellas, mediante espectroscopía Auger [6]. La figura 3 muestra el espectro obtenido en una de las muestras. Claramente se observa una contaminación de C en la superficie que disminuye significativamente hacia el interior de la capa. Es preciso señalar que con el propósito de disminuir esta contaminación de C observada desde los primeros depósitos, una trampa catalítica fue instalada en la línea de vacío del equipo evaporador. Estos resultados claramente indican la utilidad prestada por la trampa en la disminución de la contaminación de C.

La medición de espesor mediante elipsometría con microspot ( $\lambda = 632.8$  nm) mostró resultados consistentemente alrededor de los 450 nm, espesores que son apropiados para la aplicación deseada.

Finalmente, análisis por difracción de rayos-X

[6] en las capas depositadas muestran señales correspondientes a la estructura del titanato de bario.

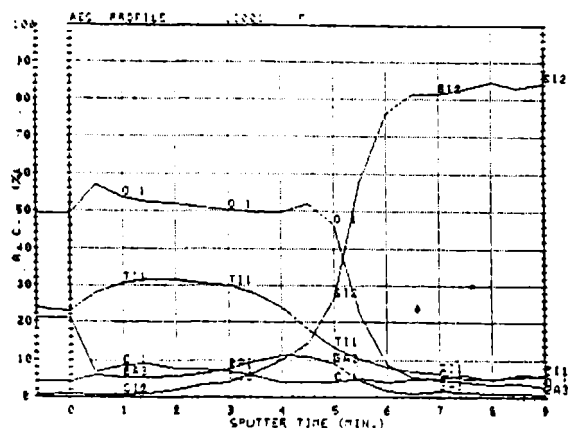


Figura 3. Espectro Auger obtenido en una muestra después de realizar un tratamiento térmico a 750 C por 1 min.

#### CARACTERIZACION ELECTRICA

El comportamiento del titanato de bario como dieléctrico en estructuras M-I-S (Metal-Aislador-Semiconductor) fue caracterizado mediante mediciones de capacidad HFCV (high frequency capacitance voltage), a una frecuencia de 1 MHz. Esta caracterización sobre la estructura MIS, que desde el punto de vista eléctrico conforma un condensador, permite verificar tanto la calidad del dieléctrico, como también su respuesta a cambios de condiciones ambientales.

#### TRABAJO EXPERIMENTAL

Para realizar esta caracterización, fabricamos microcondensadores de áreas comprendidas entre 0.2 y 2.0 mm<sup>2</sup> aproximadamente, utilizando una máscara metálica para definir el electrodo de la compuerta.

Los sustratos empleados en estos microcondensadores fueron de Si, tipo p, 10 Ohm-cm que recibieron el proceso de limpieza estandar de la industria de semiconductores. Las obleas fueron instaladas en la planta de vacío, llevadas a la presión base y evaporadas durante 120 minutos.

Los electrodos fueron formados depositando aluminio sobre la capa de titanato de bario a través de una máscara metálica para definir el electrodo superior y sobre toda la parte posterior de la oblea para definir el segundo electrodo.

Los microcondensadores fueron medidos utilizando una estación de prueba conectada a un medidor de capacidad Boonton 72BD. La frecuencia de medición fue de 1 MHz y al condensador se le aplicó un voltaje de polarización entre -5V y +5V a una tasa de variación de 0.03 V/seg. En la Figura 4 se muestra una curva típica obtenida con estos condensadores, donde claramente el dispositivo muestra los distintos regímenes de la estructura MIS bajo voltaje de compuerta aplicado (acumulación, transición e inversión). Por otra parte, al aplicar un cambio de la humedad ambiente en los alrededores del portamuestra de la estación de prueba,

fueron observados cambios de la capacidad medida de cada uno de los microcondensadores mostrando sensibilidad a las variaciones de humedad. Los tiempos de respuesta al estímulo son del orden de los milisegundos mientras que los tiempos de recuperación están en el orden del segundo. Esta observación es interesante puesto que un dispositivo que presenta estos tiempos de respuesta permite realizar control en línea de la humedad ambiente. No obstante en algunas muestras fue observado que la aplicación de voltajes de polarización de compuerta del orden de  $\pm 3$  Volts generaba cierta conducción. Este fenómeno puede estar originado en inhomogeneidades de la capa delgada, produciéndose conducción por ruptura eléctrica en las zonas con los espesores más delgados.

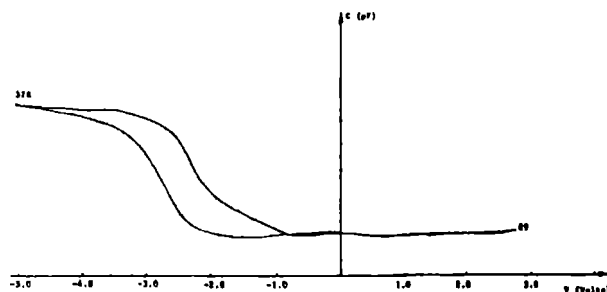


Figura 4. Curva CV obtenida en un microcondensador fabricado utilizando una capa delgada de titanato de bario como dieléctrico.

#### COMENTARIOS

La histéresis mostrada por esta curva está probablemente relacionada con las características ferroeléctricas de la capa de titanato de bario, lo que constituiría una prueba independiente de que la capa depositada corresponde efectivamente al compuesto estequiométrico. Como los sustratos utilizados son tipo p, el desplazamiento del voltaje de umbral de inversión hacia los valores de voltajes negativos no es bien entendida en este momento.

La sensibilidad mostrada a los cambios de humedad en estos dispositivos es indicativa de lo promisorio de las características de la capa depositada por esta técnica. Es preciso sin embargo, mejorar la homogeneidad de ellas de modo que las imperfecciones no contribuyan al deterioro de las características dieléctricas de las capas por ruptura eléctrica de ellas. En todo caso, es necesario más análisis para llegar a una conclusión firme.

#### SISTEMA PROCESADOR DE LA SENAL DEL SENSOR

La señal generada por el sensor, permite monitorear y controlar los niveles de humedad relativa de un determinado ambiente, a través de un Sistema Mínimo basado en un microprocesador Z-80. El programa a ejecutarse está almacenado en dos memorias EPROM 2764 de 8k \* 8, mientras que los datos a procesar son guardados en dos memorias RAM 6116 (RAM de 2k \* 8). Cada vez que se requiere una petición de memoria (lectura o escritura), ella es decodificada por dos circuitos 74LS138 (decodificadores de 3 a 8).

El sistema consta de una Interfaz Periférico Programable en base al integrado 8255, que puede pro-



gramarse en tres modos de operación. En el primer modo (Modo 0), cada grupo de doce pines de I/O es programado en conjuntos de cuatro, definiendo grupos de entrada o salida. En el Modo 1, la programación puede hacerse de tal modo se tienen ocho líneas de entrada o salida, mientras que de las cuatro restantes tres son usadas para señales de "handshaking" y control de interrupciones. El Modo 2 es un modo de bus bidireccional que utiliza ocho líneas.

El control del teclado y display se realiza con el integrado 8279 que es una interfaz programable de propósito general con un módulo de teclado y otro de display. El módulo de teclado provee de una interfaz para el recorrido de una matriz de 64 contactos. El módulo también ofrece una interfaz hacia un arreglo de sensores o teclado controlado por una señal de "strobe". Las entradas son acondicionadas en 8 caracteres de modo FIFO que activan una salida de interrupción a la CPU.

El módulo de display provee de una interfaz para dígitos de siete segmentos o bien para otras tecnologías de display de uso amplio. La 8279 tiene una RAM de 16\*8 que puede ser organizada en dos de 16\*4 y que es cargada o interrogada por la CPU. La memoria permite los formatos de entrada derecha e izquierda y la lectura o escritura pueden ser realizadas con auto-incremento de las direcciones de la RAM.

Finalmente la Interfaz Programable de Comunicación está constituida por la USART 8251, que como es conocido, acepta caracteres desde la CPU en formato paralelo y luego los convierte en un flujo de datos seriales para transmisión realizando también la operación inversa. La Figura 5 muestra un diagrama de bloques del sistema.

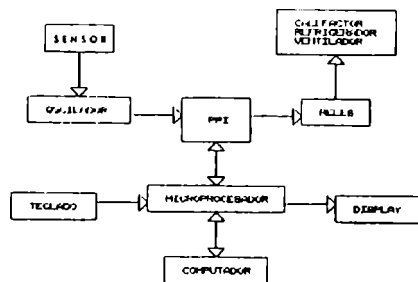


Figura 5. Diagrama de bloques del sistema de procesamiento de la señal del sensor.

#### OPERACION

El hardware diseñado permite dos entradas de sensores distintos, uno de humedad relativa y otro de temperatura. Como dispositivo de medida de la temperatura se utiliza una RTD (Resistance Temperature Detector), cuya respuesta puede considerarse lineal dentro de un intervalo amplio de temperaturas.

El dispositivo de detección de humedad relativa es un microcondensador de estructura MIS descrito más arriba, que al ser conectado al instrumento queda en paralelo con el condensador externo de un circuito integrado LM555. Los comparadores de este circuito sensan la variación de voltaje del condensador externo en paralelo con el sensor y los cargan y descargan entre los niveles de referencia, generando de esta ma-

nera una señal de frecuencia de alrededor de 50 Khz, de acuerdo con la siguiente ecuación:

$$f = \frac{1.44}{(R1 + 2R2) (C // C_{sensor})}$$

donde R1, R2 y C son componentes externos. La amplitud de la señal del oscilador varía entre 1/3 y 2/3 del voltaje de alimentación.

La salida del oscilador alimenta un conjunto de cuatro contadores 74193 en cascada. Esta configuración permite una capacidad de hasta 65.536 cuentas que son ingresadas a dos puertas de la PPI 8255 (PA y PB). La mitad de las salidas de la puerta PC son utilizadas como señales de control (reset de los contadores, habilitación de los osciladores y multiplexión de sus salidas), mientras que los cuatro bits restantes de esta puerta son utilizadas para activar los circuitos de potencia que alimentan a calefactores, humidificadores, enfriadores, etc.

La ventaja de esta configuración es que los sensores pueden ser conectados sin necesidad de interfaz y sin la utilización de convertidores A/D u otros circuitos complejos acondicionadores de señal. En relación a este punto, el valor de las mediciones no depende de variaciones en el voltaje de alimentación o del comportamiento no lineal de los componentes, deficiencias potenciales que se encuentran en la utilización de canales análogos. Si se utilizan canales análogos para recibir la señal, los circuitos puente de los que los sensores son parte, producen señales de bajo nivel que deben ser filtradas y amplificadas. Por otra parte los filtros y amplificadores disipan potencia, varían con la temperatura ambiente y usualmente necesitan fuentes distintas de alimentación. En comparación el diseño de este instrumento es simple, confiable, flexible y con características más completas que sus equivalentes en el mercado para la medición y control de la humedad relativa.

#### RESULTADOS

La medición de humedad relativa con el instrumento diseñado se basa en la detección de la frecuencia de un oscilador que depende del valor de la capacidad del sensor. La calibración de la capacidad del sensor en función de la humedad relativa se realizó en la Cámara Climática de la Dirección de Meteorología de Chile. Para ello el sensor MIS fue instalado dentro de la cámara climática y el valor de frecuencia del oscilador en hexadecimal, fue contrastado con la lectura de un psicrómetro de dos termómetros instalado dentro de la cámara. La humedad fue variada entre el 5% y el 95% a una temperatura constante obteniéndose las variaciones de capacidad mostrada en la curva de la Figura 6.

El aumento de la sensibilidad del sensor para los valores altos de humedad relativa podría estar originada en la activación de dos mecanismos paralelos de adsorción: adsorción química y adsorción física de moléculas de agua en los bordes de grano de la capa de titanato de bario. A valores de humedad relativa más bajas la permitividad dieléctrica estaría sólo afectada por la adsorción física de las moléculas de agua en los poros superficiales. Esta observación sugiere en todo caso más estudio, para llegar a entender adecuadamente el proceso.

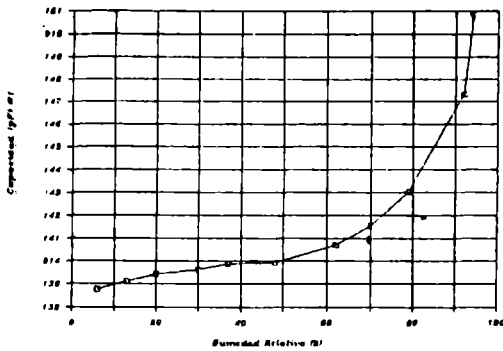


Figura 6. Variación de la capacidad del sensor MIS en función de la humedad relativa. La curva de calibración fue realizada en la cámara climática de la Dirección de Meteorología de Chile.

#### CONCLUSIONES

Los resultados obtenidos en este trabajo muestran la factibilidad de usar el titanato de bario en aplicaciones de sensores de humedad relativa. Los sensores fabricados exhiben sensibilidad a variaciones de humedad en un rango desde el 5% al 95% a temperatura constante.

El instrumento diseñado para procesar la señal presenta un comportamiento satisfactorio dentro de las especificaciones, caracterizándose además por su modularidad y simplicidad en su interfaz con el sensor. Por otra parte, es un instrumento versátil que puede ser utilizado en otras aplicaciones donde el sensor cambie por ejemplo su conductividad, frente a un estímulo del medio ambiente. El prototipo realizado en base a un microprocesador Z-80, provee las señales de salida suficientes para controlar en un cierto valor prefijado a una determinada variable.

La instrumentación desarrollada en este trabajo no sólo ha mostrado ser confiable en la medición de humedad relativa sino que demuestra también la factibilidad de desarrollar en nuestro país, instrumentación avanzada.

#### AGRADECIMIENTOS

Este trabajo fue financiado en parte por la Fundación Andes bajo el contrato C-10083. La participación en el trabajo de laboratorio de la Srta. Jacqueline Villar y de los Sres. Marcelo Pérez y Mauricio Pilleux es reconocida.

#### REFERENCIAS

- [1] L. M. Sheppard. Ceramic Bulletin, American Ceramic Society, Vol. 68, 9, 1989.
- [2] OGBS.N.Chen, E.S. Ramakrishnan, R.S. Huang, W.W. Grannemann. A new thin-film humidity microsensor. IEEE Electron Device Letters, EDL-5 Vol.11 (1984) pp 452-453.

- [3] J.R. Slack, J.C. Burfoot. Flash evaporation of ferroelectric thin films. Thin Solid Films, Vol.6 (1979) pp 233-237.
- [4] V. Fuenzalida, N.Beltrán, C. Grahmann, M.Pérez. Pressure controlled feeding system for vacuum flash evaporation. J.Vac. Sci. Technol. A 7(6), Nov/Dec 1989.
- [5] Mediciones realizadas por cortesía del Dr. Germán Piderit. Laboratorio de Química Analítica. Instituto de Investigación y Ensayo de Materiales (IDIEM).
- [6] Mediciones realizadas por cortesía del Dr. Jorge Santiago-Avilés. Solid State Sensor Laboratory. University of Pennsylvania. Filadelfia. EE.UU.

Nicolás Beltrán Maturana, recibió el título de Ingeniero Civil Electricista de la Universidad de Chile en 1974. En 1981 recibió el grado de Master of Electrical Engineering y en 1985 el de Doctor in Applied Sciences, ambos de la Katholieke Universiteit Leuven en Bélgica. Entre 1975 y 1979 trabajó en el Laboratorio de Dispositivos de Estado Sólido y Circuitos Integrados del Instituto Venezolano de Investigaciones Científicas (IVIC), Caracas, Venezuela. En 1985 se reincorporó a la U. de Chile como académico del Grupo de Sistemas Digitales y Electrónica. Sus áreas de interés son tecnología de sensores e instrumentación avanzada. El Dr. Beltrán es miembro del IEEE, ACCA y American Ceramic Society.

Patricio Castro Sánchez, Egresado de Ingeniería Civil Electricista de la Universidad de Chile en 1991, trabaja actualmente en su memoria de título. Ha realizado proyectos de Instrumentación para Mekatron y Fabricación. Sus áreas de interés son Sistemas de Instrumentación Avanzada y Aplicación de Microprocesadores a Sistemas de Control.

Victor Fuenzalida Escobar, recibió el grado de Magister en Física de la Universidad de Chile en 1981 y el de Doctor-Ingeniero de la Universität der Bundeswehr, Alemania en 1985. Desde 1985 es académico de Jornada Completa del Laboratorio de Materia Condensada del Departamento de Física de la Universidad de Chile. Sus áreas de interés son Cerámicas Superconductoras y Películas de Capas Delgadas. El Dr. Fuenzalida es miembro de la American Physical Society.

Carlos Grahmann Knoll, recibió su título de Ingeniero en Telecomunicaciones (Electrónica) de la Universidad de Buenos Aires en 1959. Realizó estudios de Física de Sólidos en la Universidad de Buenos Aires y Física Sólido Experimental en Uppsala, Suecia en 1964. En 1976 fue becario de la OEA en el MIT (National Magnet Laboratory). Desde 1968 es Profesor de la Universidad de Chile en el Departamento de Física. Sus áreas de interés son Cerámica Superconductoras de alto TC y Películas Delgadas.

**XI**

**ROBOTICA**

## BOCKPERT: PLANIFICACION DE TAREAS DE ROBOTS MEDIANTE SISTEMAS EXPERTOS BASADOS EN REGLAS

**Autor:** Ing. Marisa R. DE GIUSTI

Investigador Asistente, Comisión de Investigaciones Científicas de la Pcia. de Buenos Aires.  
Calle 24 Nro. 709 - (1900) LA PLATA - Argentina. Tel: 54-21.24.31.52

**Resumen:** Al programarse distintas tareas a realizar por un Robot suele requerirse la ejecución de ciertas habilidades típicas, así como el empleo de conocimientos sobre el universo de trabajo y las formas de modificarlo. BOCKPERT describe las primeras experiencias realizadas en la integración de un lenguaje basado en reglas con un lenguaje estructurado convencional orientado al control de Robots, y ha elegido como caso de estudio al mundo de los bloques, constituido por una mesa sobre la cual se encuentran cubos de idénticas dimensiones a los cuales es posible apilar y desapilar uno respecto a otro, y donde existe un robot capaz de manipular los bloques de a uno por vez.

BOCKPERT detalla las soluciones encontradas en la realización de un sistema de resolución jerárquico de planes mediante el lenguaje OPS83; esta solución presenta especial interés por el hecho que los módulos elaborados mediante este lenguaje pueden ser 'enganchados' ('linked') con módulos desarrollados en otros lenguajes, y en particular con "C", para el cual se ha desarrollado toda una biblioteca de control de Robots. Las expansiones naturales del problema estudiado incluyen el análisis de estabilidad para bloques de distintas formas, peso y dimensiones, y la consideración del transporte de estructuras compuestas por más de un bloque por vez.

**Abstract:** This paper relates about BOCKPERT, a software development in OPS83 for easy generation of robot planning. A primer and general approach is typified by STRIPS (Stanford Research Problem Solver). Although this approach is able to solve the task in a great variety of worlds it suffer from a major drawback: lack of efficiency. There are practical limits on the amount of time and storage available for the tree search, so to obtain a system that can speed up problem solving capability to handle complex tasks, the second implementation in OPS83 is NOAH (Network Of Actions Hierarchies). OPS83 offers the important facility of its capabilities to interact with conventional programmings in C.

**Palabras Clave:** ROBOTS - SISTEMAS EXPERTOS - PLANIFICACION AUTOMATICA DE TAREAS -

**Keywords:** ROBOTS - EXPERT SYSTEMS - AUTOMATIC TASK PLANNING.

### INTRODUCCION

La programación de tareas robóticas complejas exige la utilización de medios de alto nivel capaces de satisfacer con eficiencia los siguientes requerimientos:

- **Simplicidad:** la programación de la tarea por parte del ingeniero de planta debe ser sencilla y exigir sólo la especificación de un objetivo global, con la ayuda de una sintaxis apropiada.
- **Portabilidad:** ejecutar un programa de tareas no debe requerir un medio ambiente de trabajo particular.
- **Robustez:** con una tasa de anomalías relativamente elevada, es necesario que el programa a nivel objetivo sea capaz de reconocer y recuperarse en tiempo real de todas las fallas que pueden producirse durante el curso de ejecución de la tarea.

Las técnicas y métodos de inteligencia

artificial resultan sumamente aptos para implementar sistemas con estas características, y el empleo de sistemas expertos basados en reglas ofrece una solución conveniente; este artículo analiza distintas formas de encarar el problema de la generación de planes, para secuenciar las acciones a ejecutar por un actuador robótico que debe cumplir con una tarea compleja.

El modelo empleado es el mundo de los bloques, que posee las siguientes características:

- es un modelo suficientemente simple que facilita elaborar y validar rápidamente distintos algoritmos.
- es a su vez lo suficientemente complejo como para justificar la utilización de reglas.

El mundo de los bloques es un universo constituido por una mesa sobre la cual se encuentran bloques (cubos de idénticas dimensiones), a los que es posible apilar uno sobre otro y desapilar, y un robot capaz de manipular los bloques de a uno por vez. Este modelo presenta como expansiones naturales el análisis de condiciones de estabilidad ante bloques de distintas formas y dimensiones, y la posibilidad de trasladar más de un bloque por vez [6].

Cuando se trata de resolver problemas complejos, la generación lineal de planes mediante acciones primitivas ejecutables por el manipulador obliga a tener que analizar un número enorme de operaciones, por lo que se hace imprescindible el uso de una estructura jerarquizada que consiste en:

- una primer etapa lineal, que busca una solución general del problema haciendo abstracción de las acciones elementales necesarias. Esta solución resulta en un esqueleto de plan constituido de macro-acciones, y por ello no directamente ejecutables.
- una segunda etapa iterativa donde las macro-acciones son descompuestas paso a paso en planes de menor jerarquía, hasta la obtención de un plan final compuesto sólo por acciones primitivas. En cada nivel, los conflictos y redundancias eventuales deben ser detectados y resueltos, para disminuir el espacio de soluciones y por lo tanto la explosión combinatoria.

La SECCION I de este artículo describe qué es un plan de acción lineal y que un plan de acción jerárquico, la SECCION II ejemplifica la operación de un sistema llamado STRIPS para resolver planes de acción lineales, la SECCION III relata la operación de un sistema llamado NOAH para la resolución de planes de acción jerárquicos, y la SECCION IV la implementación de sistemas lineales y jerárquicos mediante el lenguaje OPS83.

### SECCION I

#### PLANES DE ACCION LINEALES:

Un plan de acción lineal busca generar secuencias correctas de acciones primitivas, ejecutables directamente, a realizar por el manipulador: para describir el estado del universo se emplea una estructura de datos que queda formalizada por una secuencia de predicados donde estos predicados no son independientes. Las acciones posibles del robot quedan modelizadas por tres listas:

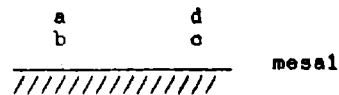
Lista de precondiciones: se trata de una expresión simbólica que debe satisfacer el estado actual para que la regla sea aplicable;

Lista de disminuciones: se trata de todos los predicados que la aplicación de la regla hace desaparecer;

Lista de agregados: se trata de todos los predicados que la aplicación de la acción hace aparecer dentro de la estructura de datos.

Por ejemplo, dada la situación:

manipulador



la descripción del universo está dada por la lista de predicados:

*bloque(a), bloque(b), bloque(c), bloque(d)*  
*mesa(mesa)*  
*sobre(a,b), sobre(d,c), limpio(a), limpio(d),*  
*sobremesa(b), sobremesa(c)*  
*manolibre.*

La acción 'desapilar(a,b)', responsable de tomar con la mano del Robot al bloque 'a' de sobre el bloque 'b', queda definida por:

Lista de precondiciones:

*bloque(a), bloque(b)*  
*sobre(a,b)*  
*limpio(a)*  
*manolibre*

Lista de disminuciones:

*sobre(a,b)*  
*limpio(a)*  
*manolibre*

Lista de agregados:

*sosteniendo(a)*  
*limpio(b).*

Un plan de acción lineal debe dar una secuencia de acciones de control que transformen un dado estado inicial del modelo del mundo en otro estado en el cual el objetivo es posible.

STRIPS comienza su operación intentando probar el objetivo deseado, si no logra completar la prueba extrae una "diferencia" entre el estado inicial y el estado objetivo indicando un conjunto de sentencias que pueden ayudar a completar la prueba. De este modo busca un operador "relevante" que agregue al modelo alguna de las sentencias que están en la diferencia, (por ejemplo si en la diferencia se incluye una dada posición de un brazo robótico se agrega el operador de desplazamiento que permita lograrlo).

Una vez seleccionado el operador sus precondiciones constituyen el sub-objetivo a lograr: si las precondiciones se cumplen en el estado actual, ese subobjetivo se cumple y el operador puede usarse para conseguir un nuevo estado del modelo.

Este método de resolución continúa hasta que en el estado logrado se cumple el estado objetivo, momento en que el conjunto de operadores a través de los cuales se arriba a esta situación es la solución deseada.

#### PLANES DE ACCION JERARQUICOS:

Cuando se trata de resolver problemas complejos, es frecuente verse obligado a generar y validar una enorme cantidad de planes de acción lineales compuestos por gran

número de acciones primitivas. Ello lleva a la generación de una masa de información a veces inmanejable, tanto por requerimientos de memoria como por tiempo de proceso, referida como 'explosión combinatoria'.

Se utiliza entonces otra política de planificación llamada jerárquica, consistente en una primer etapa que deja de lado los detalles y busca una solución general del problema; esta solución, esqueleto abstracto del plan, está constituida de macro-acciones no directamente ejecutables, las que son luego despiezadas paso a paso hasta la obtención de un plan primitivo, compuesto de acciones primitivas.

La solución jerárquica genera "niveles" de planes cada vez más detallados, y en cada nivel los conflictos eventuales son detectados y resueltos, con lo que es posible disminuir el espacio de soluciones y por lo tanto la explosión combinatoria.

## SECCION II

### STRIPS: Stanford Research Problem Solver

STRIPS es uno de los primeros sistemas desarrollados para la generación de planes lineales, y trabaja con dos elementos:

- 1.-La situación actual del mundo de los bloques, que va evolucionando a partir de la situación inicial hasta arribar a la deseada.
- 2.-Una pila en la cual el sistema ubica en el instante inicial el objetivo a conseguir.

Cuando el tope de la pila es una conjunción de predicados, Strips agrega encima cada predicado de la conjunción. Cuando el vértice de la pila es un único predicado, STRIPS busca si puede ser deducido de la situación actual, y en ese caso el predicado es retirado de la pila. Si, no es así, STRIPS busca una acción que tenga en su lista de agregados al predicado que se encuentra al tope del stack, la ubica y luego agrega al tope del stack la lista de sus precondiciones.

Sea por ejemplo el siguiente problema:

<u>Situación inicial</u>	<u>Situación deseada</u>
sobremesa(a)	sobre(c,a) y sobre(b,d)
sobremesa(c)	y sobremesa(a)
sobremesa(d)	y sobremesa(d)
manolibra	
limpio(b)	
limpio(c)	
limpio(d)	

Como primer paso la conjunción del predicado es subdividida:

sobre(c,a)  
sobre(b,d)  
sobremesa(a)  
sobremesa(d)

El tope de la pila en este caso *sobre(c,a)* no se corresponde con la situación actual, por lo que STRIPS busca una acción

idónea a agregar.

*Apilar(c,a)* es la única acción posible, y antes de agregar la acción se agregan sus tres precondiciones:

limpio(a)  
sosteniendo(c)  
limpio(a) y sosteniendo(c)  
apilar(c,a)  
sobre(b,d)  
sobremesa(a)  
sobremesa(d)  
sobre(c,a) y sobre(b,d) y sobremesa(a) y sobremesa(d)

STRIPS en el curso de su trabajo va creando un grafo donde cada nodo representa un estado particular de la estructura de datos. En el caso de varias acciones posibles STRIPS determina el nodo a desarrollar de acuerdo a una estrategia de control, donde las implementaciones más eficaces de STRIPS utilizan una estrategia heurística.

## SECCION III

### NOAH: (Network Of Actions Hierarchies):

A diferencia de STRIPS, NOAH es un sistema de elaboración de planes que toma como entrada un plan de nivel jerárquico N (1 es el nivel de abstracción más elevado), y genera a su salida un plan detallado al nivel N+1. La gama operatoria se denomina SOUP (Semantics Of Users Problem).

Sea la siguiente situación:

<u>Situación inicial</u>	<u>Situación deseada</u>
sobremesa(a)	sobre(b,c) y sobre(a,b)
sobremesa(b)	y sobremesa(c)
limpio(b)	
limpio(c)	

Las SOUP aquí utilizadas son las siguientes:

limpio(x)  
macro acción

es reemplazada por:

limpio(y) --> apoyar-en-mesa(y)  
macro acción      acción primitiva

Esta gama operatoria puede interpretarse de la siguiente manera: para tener accesible al bloque x es necesario tener accesible al bloque y que se encuentra sobre él y colocarlo sobre la mesa (se nota aquí el carácter recursivo de la definición).

sobre(x,y)

es reemplazada por:

limpio(x)  
macro acción      **ponersobre(x,y)**  
limpio(y)  
macro acción      primitiva

Esta gama significa que para poder poner x sobre y, es necesario tener accesibles a x y

\* y y ubicar x sobre y. Como no hay ninguna razón para realizar una acción *limpio* primero que la otra ambas se dicen paralelas.

Las acciones que ya están realizadas en el estado actual se denominan acciones fantasma y aparecen desplegadas hasta el final.

En cada nivel se estudian los conflictos de precedencia por ejemplo:

```
apoyar (a,b) y
apoyar (b,c)
```

La primera destruye la precondition *limpio (b)* de la segunda. NOAH detecta este conflicto y lo resuelve realizando el siguiente secuenciamiento:

```
limpio (a)
limpio (b)*          apoyar (a,b)**
limpio (b)*          apoyar (b,c)**
limpio (c)*
```

Las dos acciones fantasma son redundantes pudiéndose suprimir una de ellas.

```
limpio (a)
limpio (b)*          apoyar (a,b)**
limpio (b)*          apoyar (b,c)**
limpio (c)*
```

Cuando el plan sólo contiene acciones fantasma o primitivas es ejecutable. En este ejemplo el resultado final sería:

```
apilar-en-mesa (c)
apilar (b,c)
apilar (a,b)
```

Y este plan resulta óptimo.

#### SECCION IV

#### SISTEMA EXPERTO DE GENERACION DE PLANES LINEALES

En OPS83 se ha implementado un sistema de generación de planes lineales siguiendo la metodología de STRIPS. El operador da en forma interactiva un estado inicial del mundo de los bloques y un estado final deseado, y el programa le responde con la secuencia ordenada de acciones a ejecutar.

Para este caso en particular del mundo de los bloques se manipulan dos clases: la clase bloque y la clase objetivo, donde los atributos de la clase bloque son el nombre del bloque involucrado y el bloque que está encima del mismo. La clase objetivo es del tipo apoyar (encima de otro bloque o de la mesa), el estado (en-curso o satisfecho), el atributo encima, así como el género del objetivo (principal o secundario).

Las reglas involucradas incluyen cuatro versiones diferentes de apoyar(x,y) que permiten atender los objetivos siguientes:

- apoyar1 (x,y): corresponde al caso donde el objetivo fijado ya existe en la situación actual.
- apoyar2 (x,y): corresponde a al caso en que el objetivo a lograr es posible sin acciones intermedias (x no tiene nada encima, y no tiene nada encima).
- apoyar3 (x,y): corresponde al caso en que el bloque de apoyo(x) tiene encima otro bloque distinto (z) del que se desea poner sobre él (y). En este caso se crea un nuevo objetivo de tipo apoyar-en-mesa para el bloque z. Este objetivo es de género secundario.
- apoyar4 (x,y): corresponde a apoyar (y) tiene encima otro (z). Esta versión crea nuevamente un nuevo objetivo (de género secundario) de tipo apoyar-en-mesa para el bloque z.

Del mismo modo se han previsto tres versiones de la regla apoyar-en-mesa (x):

- apoyar-en-mesa1 (x): corresponde al caso donde el objetivo ya está realizado en la situación actual.
- apoyar-en-mesa2 (x): corresponde al caso en que esto no se cumple en la situación actual pero el bloque no tiene otro encima.
- apoyar-en-mesa3 (x): corresponde al caso en que esto no se cumple en la situación actual y el bloque a apoyar en mesa (x) tiene otro encima (y). Esta nueva situación crea un objetivo secundario del tipo apoyar-en-mesa para el bloque y.

#### SISTEMA EXPERTO DE GENERACION DE PLANES JERARQUIZADOS:

Se ha desarrollado también un sistema tipo NOAH mediante el lenguaje OPS83. Al igual que en el caso anterior el operador da un estado inicial del mundo y un estado objetivo, y el programa devuelve un número del nodo, su nivel, su tipo, la coordenada temporal, el bloque involucrado, si la acción es fantasma, macro o primitiva, secuenciando ordenadamente los operadores necesarios para arribar al estado objetivo.

En esta implementación se han seguido los lineamientos del generador NOAH para lo cual en OPS83 se usó la siguiente tipología:

- Clase fin: (sin atributos) esta clase permite, especificar un comportamiento procedural a nivel de sistema. Este hecho (fin) es creado en primer lugar en la base de conocimientos y será explotado por la regla que da la autorización de crear, por expansión de los nodos de nivel n, el nivel jerárquico n+1.
- Clase bloque: idem que en el caso anterior, los atributos son el nombre y el campo abajo.
- Clase nodo: esta clase es utilizada para crear, dentro de la base de conocimientos, los nodos que representan los planes de acción en los diversos niveles jerárquicos. Los atributos correspondientes son: *Nombre* (de acuerdo al nivel), *Tipo* (apoyar, limpio y apilarsobre), *Estado* (a desarrollar o

desarrollado), *Forma* (macro, primitiva y fantasma), *Nivel* (nivel jerárquico al que el nodo pertenece), *coordenada temporal* (abscisa del nodo dentro del recurso procedural ya que las acciones no son instantáneas),

- **Bloquea y abajo:** Estos atributos son los relacionados con el nodo en cuestión.
- **Nivel:** Esta clase posee un atributo que representa el nivel jerárquico del plan en curso de elaboración. Esta elaboración se hace, de hecho, por expansión del nivel justo superior (jerárquicamente).

#### Las Reglas de Expansión

Las reglas de expansión tienen como objetivo implementar las gamas operatorias correspondientes a las macro acciones de tipo *apoyar y limpiar*. Asimismo existe una pseudo expansión para las acciones primitivas de *apilar sobre*, donde se desarrolla una acción *apilar sobre* (que es indesarrollable por ser primitiva), copiándola en el nivel siguiente.

Para la expansión de los nodos *limpio (x)*, se encuentran tres versiones que se corresponden una a una con las definidas para el plan lineal.

Para la expansión de los nodos de tipo *apilar sobre*, la regla es copiarlos al nivel en curso de elaboración.

Por lo que concierne a los nodos de tipo *apilar (x,y)* se encuentran tres versiones:

- **Expansión1 de *apilar(x,y)*:** corresponde al caso en que la acción ya está realizada en la situación actual. La expansión transforma por lo tanto el nodo de forma "macro" del nivel *l* a un nodo de forma "fantasma" en el nivel *l+1*;
- **Expansión2 de *apilar(x,y)*:** corresponde a la gama operatoria de la macroacción *apilar (x,y)* detallada en ( )
- **Expansión3 de *apilar(x,y)*:** consiste en volver a copiar un nodo "fantasma" (ya realizado en la situación actual) dentro del plan en curso de elaboración.

#### Las reglas de crítica

Estas reglas resuelven en cada nivel los diversos conflictos que pueden aparecer. Las reglas de crítica atacan los problemas de precedencia y redundancia. Los problemas de precedencia se refieren a la correcta secuenciación de las tareas con el fin de no deshacer acciones previamente realizadas y las de redundancia impiden realizar más de una vez una acción (ver ejemplos de este mismo artículo).

#### CONCLUSIONES:

Lo hasta aquí realizado es el paso inicial para la generación de tareas complejas a realizar por un manipulador. Este primer paso ha sido sin embargo de una gran utilidad para

la comprensión de los algoritmos y del modo de operación del OPS83.

#### REFERENCIAS

- [1] Gaspart, P. "Langages de Programmation de la Robotique". HERMES, FRANCE. *Traité des Nouvelles Technologies, série Robotique*, 1987, Chapitres 2,3,4 et 5, p.15-189.
- [2] Latombe, J.C. "Une Analyse Structurée d'Outils de Programmation pour la Robotique". Séminaire International: Langages et Méthodes de Programmation des Robots Industriels. FRANCE, INRIA, Juin 1979, p.5-22.
- [3] Mazer, E., & Lozano-Perez, T. "The Structure of an Interpreter for Task-Level Robot Programs". *Proceedings of the 3rd. International Conference on Advanced Robotics, ICAR'87, FRANCE, IFS/Springer Verlag/INRIA, October 1987, p.399-410, Versailles.*
- [4] Selfridge, M. & Vannoy, W. "A Natural Language Interface to a Robot Assembly System. *IEEE Journal of ROBOTICS AND AUTOMATION*, Vol. RA2 No.3, September 1986, p.167-170.
- [5] Forgy "OPS83 User's Manual".
- [6] Lee, C.S., Gonzalez, R.C., & Fu, K.S. "Tutorial On Robotics". *IEEE Computer Society*, C.N.EHO207-1, 1983.
- [7] Fikes, and Nilsson. "N.J.STRIPS: a new approach to the application of theorem proving to problem solving" *Artificial Intelligence 2* (1971), 189-208.
- [8] Wilkins David. Hierarchical planning. Definition and implementation, SRI technical note N\* 370, Dec. 20 1985, SRI international.

#### BIOGRAFIA

Marisa Raquel DE GIUSTI: Nacida en Gualeguay, Entre Ríos, Argentina, en 1956. Recibida de Ingeniero en Telecomunicaciones en la Universidad Nacional de LA PLATA en 1980. En ese año ingresó como Becaria de la Comisión de Investigaciones Científicas de la Provincia de Buenos Aires. Actualmente es miembro de la Carrera del Investigador de esa Institución, y lidera una línea de Investigación en Ingeniería de Manufactura e Ingeniería de Calidad. Sus áreas de interés son SIMULACION Y MODELIZACION DE SISTEMAS, REDES DE PETRI, y SISTEMAS EXPERTOS APLICADOS A LA PRODUCCION.



## C\_BOC: LENGUAJE PARA LA PROGRAMACION DE ROBOTS

Ing. Marisa R. DE GIUSTI (1) e Ing. Guillermo A. JAQUENOD (2)

(1) Comisión de Inv. Científicas de la Pcia. de Bs. As. (2) Universidad Nacional de La Plata.  
Calle 24 N.709 - (1900) LA PLATA - ARGENTINA; Tel: 54-21-24.31.52; email: [marisa@pir.edu.ar](mailto:marisa@pir.edu.ar)

**Resumen:** Este artículo describe a C\_BOC, una herramienta de software desarrollada para facilitar la tarea de programación de procesos complejos a realizar por un Robot. En estas instancias, la programación por enseñanza gestual es ineficiente, y es necesario contar con un lenguaje de programación de alto nivel. C\_BOC permite al programador del Robot el empleo del lenguaje "C" con todas sus posibilidades en cuanto a estructuras de control y tipos de variables, y le brinda además ciertas funciones que hacen al cálculo y planificación de trayectorias, a la atención en tiempo real de los lazos de control, y al manejo de errores de ejecución.

**Palabras Clave:** ROBOTS - LENGUAJES DE PROGRAMACION - PROCESOS EN TIEMPO REAL

**Abstract:** This paper relates about C\_BOC, a software library developed for easy programming of a manipulator task in a "C" environment. In front of complex tasks, teaching programming shows to be very hard, making necessary a high level programming tool. C\_BOC enables the programmer to use all the resources of the "C" language, adding a full set of functions for trajectory planning and computing, real time servoing and error processing.

**Keywords:** ROBOTICS - PROGRAMMING LANGUAGES - REAL TIME PROCESSES

### INTRODUCCION

Cuando una aplicación robotizada requiere la programación de procesos complejos o la incorporación de capacidad sensorial, la enseñanza gestual (teaching) es sumamente ineficiente y engorrosa, siendo necesario contar con un lenguaje de programación de alto nivel [1, p.347].

Ante esta situación, caben varias posibles soluciones [2], [3], [4]:

a) El desarrollo de un lenguaje totalmente nuevo, con una sintaxis orientada a la programación de Robots, tal como WAVE [5], [6], VAL [7], AML [8], AL [9] o similares.

b) La modificación de un lenguaje existente para orientarlo hacia aplicaciones de Robótica. Este es el caso de AUTOPASS desarrollado en base a una porción del PL/I [10]. [11, p.326].

c) El desarrollo de funciones que potencien un lenguaje de programación existente, tal como es el caso del PasRo [12] (orientado al lenguaje PASCAL), definiendo nuevas instrucciones para cálculo y planificación de trayectorias, atención en tiempo real de los lazos de control, o manejo de errores de ejecución, así como nuevas estructuras de datos para declarar posiciones u orientaciones.

El desarrollo de C\_BOC corresponde a la última alternativa, y permite al programador del Robot el empleo del lenguaje "C" [13], con todas sus posibilidades en cuanto a

estructuras de control y tipos de variables, facilitando con ello la creación de programas de automatización complejos.

A costa de pérdida de generalidad, y a fin de aprovechar al máximo los limitados recursos de hardware, este sistema ha sido pensado para el control mediante un microcomputador tipo PC\_XT de un Robot experimental servocontrolado de cinco grados de libertad llamado BOC\_5, desarrollado en la Facultad de Ingeniería de la Universidad Nacional de La Plata. Esta solución permite los siguientes beneficios:

a) **Facilidad de implementación:** el empleo de un lenguaje convencional preexistente (en este caso TurboC [14]) permite disminuir el tiempo de puesta en marcha del sistema completo, dado que sólo es necesario verificar la corrección de las nuevas funciones agregadas. Por otra parte, este desarrollo no requiere modificar el compilador original, sino solamente agregar al módulo de 'start-up' el llamado a una función que instale tareas sincrónicas de control invisibles al usuario, active los elementos de hardware necesarios para controlar al Robot, y realice las acciones de inicialización mecánica del Robot, todo ello antes que ese módulo transfiera el control al `main()`.

b) **Facilidad de aprendizaje:** el empleo de un lenguaje "standard" como es el "C" simplifica el proceso de aprendizaje, al contarse con abundante bibliografía.

c) Comodidad de aprendizaje: el uso de un ambiente de programación sumamente amigable al operador facilita el uso de este recurso de programación.

d) Potentes estructuras de datos y de control: las características de lenguaje procedural estructurado moderno propias del lenguaje C permiten al operador la definición de nuevas estructuras de datos, así como el uso de variadas estructuras de control. La posibilidad de encapsular datos, limitando su acceso desde otros módulos, permite además excelentes niveles de abstracción. En este aspecto está prevista la futura modificación de este desarrollo para ampararse en un compilador de C++ [15].

e) Sistemas multi-lenguaje: la posibilidad de generar módulos reubicables (.OBJ) compatibles con los producidos por otros lenguajes para PC, permite el enganche ("linking") de procesos desarrollados en C\_BOC con los desarrollados mediante lenguajes de Inteligencia Artificial, tales como Turbo\_Prolog[16] u OPS83 [17].

#### RECURSOS DE PROGRAMACION DISPONIBLES

C\_BOC permite al programador el empleo sin restricciones de todos los recursos disponibles en el lenguaje C, de acuerdo a la definición de Kernighan [13], tales como:

- Tipos de datos standard
- Tipos de datos estructurados
- Definición de nuevos tipos de datos
- Instrucciones de control del flujo del programa
- Instrucciones aritméticas y lógicas de datos y direcciones
- Gran variedad de funciones de biblioteca

A los que C\_BOC incorpora:

- Nuevos tipos de variables: para definir transformaciones, estado del robot, puntos de trayectoria, etc.
- Funciones de comando mecánico: aptas para determinar los movimientos de las articulaciones y la pinza del Robot.
- Funciones para cálculo y almacenamiento dinámico de trayectorias: para la resolución 'en línea' de trayectorias.
- Rutinas de activación sincrónica: para el control de posición de las articulaciones del Robot.

#### NUEVOS TIPOS DE VARIABLES

##### Tipos de Variables Accesibles al Usuario:

En C\_BOC se definen tipos de variables asociadas a descripciones geométricas del universo de trabajo, así como relativas a la estructura física del Robot. Entre ellas están:

a. vector posición: su definición es:

```
typedef struct {
    int x;int y;int z;
} vector_posicion;
```

y representa un arreglo unidimensional de tres elementos <x,y,z>, que definen las coordenadas cartesianas de un punto. La unidad de descripción es la décima de milímetro (0.004"), pudiéndose representar un universo de trabajo de 6,5x6,5x6,5 metros.

b. vector orientación: su definición es:

```
typedef struct {
    int azimut;int elevacion;int giro;
} vector_orientacion;
```

y representa un arreglo unidimensional de tres elementos <a,b,c>, que definen los tres ángulos de Euler de una orientación espacial. La unidad de descripción es la diezmilésima de radián (aprox.20 segundos de arco).

c. posición: su definición es:

```
typedef struct {
    vector_posicion lugar;
    vector_orientacion puntero;
} posicion;
```

y representa una posición completa en el espacio, definida por un punto y una orientación.

d. transformación: su definición es:

```
typedef float transformacion[4][4];
```

y representa una transformación de traslación y rotación expresada en coordenadas homogéneas, mediante 16 elementos de punto flotante.

e. joints: su definición es:

```
typedef float joints [NUM_DOF];
```

e indica el valor de las articulaciones del Robot.

##### Variables Definidas para Uso del Sistema:

a. controller: cada uno de los actuadores de las distintas articulaciones del Robot está asociado a un controlador propio, cuyas características están definidas mediante una estructura de tipo controller, de la siguiente manera:

```
static struct {
    int Kprop;      Ganancia Proporcional
    int Kint;       Ganancia Integral
    int Kderiv;    Ganancia Derivativa
    int sumatoria; Termino Integral
    int Pos_Des;   Posicion deseada
    int pos_N[4];  Posiciones anteriores
    int anti_windp; Zona no-integral
    int pos_FC1;  Limite Carrera 1
    int pos_FC2;  Limite Carrera 2
    int alterna;  Alterna agregada
    int frecuencia; Frec. de alterna
} controller [NUM_DOF];
```

En esta versión de C\_BOC todos los controladores son del tipo PID (Proporcional + Integral + Derivativo) [1,16], con el agregado de la verificación 'en línea' de los fines de carrera, la limitación opcional de

la operación del integrador para errores mayores a un dado margen ('anti-windup reset'), y la posibilidad de adicionar una señal de control alterna de amplitud y frecuencia seleccionables para la compensación de errores de rozamiento estático. Esta estructura de datos no es accesible directamente desde el programa sino a través de funciones de acceso específicas que previenen su mal uso.

b. OTRAS: además de las ya descritas, existen variables solo accesibles por el programa de interrupciones y modificables mediante rutinas especiales, para definir el tipo de pinza (gripper\_type) y sus dimensiones (gripper\_length), de calibración de los sensores (offset\_1...offset\_6), etc.

#### FUNCIONES DE COMANDO MECANICO

La diferencia fundamental entre la operación de un lenguaje convencional y un lenguaje para Robots, radica en que éste tiene por objetivo primario el control en tiempo real del movimiento de un dispositivo mecánico (el Robot), en tanto el objetivo de aquél es la realización de cálculos o el tratamiento de datos.

En el caso del C\_BOC, el movimiento del Robot es tipo 'Point-to-Point', dado que el desplazamiento es particionado en segmentos, donde la trayectoria entre los extremos de un segmento puede ser obtenida mediante interpolación lineal en el espacio cartesiano o en el espacio de las articulaciones.

Las funciones de movimiento disponibles en C\_BOC son:

- a. *unsigned boc\_stat (void);*  
Esta función retorna una palabra de 16 bits con el estado actual del Robot, mediante los siguientes indicadores:
- estado de una acción de movimiento (en ejecución, o detenido): 1 bit.
  - estado de los fines de carrera: 12 bits.
  - posición de los dedos del gripper (válido para el caso de gripper neumático): 1 bit.
  - alimentación de energía: 1 bit.
  - pulsador de 'hombre muerto': 1 bit.
- b. *int get\_pos (posicion\* posact);*  
Esta función permite que el programa usuario cargue la variable apuntada por *posact* con la posición actual del Robot. El valor retornado por la función es idéntico al de la función *boc\_stat()*.
- c. *int jmove (posicion\* destino, int velocidad, int precision);*  
Esta función espera que el Robot termine con movimientos pendientes, calcula una interpolación lineal en el espacio de articulaciones desde la posición actual a aquella indicada como destino, y activa la iniciación del movimiento del Robot, que resulta por tanto una trayectoria espacial con forma cicloidal. El movimiento se realiza siguiendo un perfil trapezoidal de velocidad (aceleración, velocidad constante y frenado [19]) cuyo máximo está determinado por el parámetro 'velocidad' y se considera

terminado cuando el error al destino está dentro de la franja definida por el parámetro 'precision'. Es importante notar que esta función retorna el control al programa usuario cuando activa el movimiento y no cuando el movimiento termina, permitiendo que el programa realice acciones concurrentes con la ejecución de la trayectoria [18]. Esta función devuelve números negativos como códigos de error si la posición destino es inalcanzable.

- d. *int lmove (posicion\* destino, int velocidad, int precision);*  
Esta función es similar a la función anterior, sólo que el movimiento se realiza siguiendo una trayectoria lineal en el espacio cartesiano [20]. Esta función devuelve números negativos como códigos de error si la posición destino o alguno de los puntos intermedios es inalcanzable.
- e. *int jmovrel (posicion\* delta, int velocidad, int precision);*  
Similar a *jmove()*, solo que *delta* no define una posición destino sino un desplazamiento relativo a la posición actual.
- f. *int lmovrel (posicion\* delta, int velocidad, int precision);*  
Similar a *lmove()*, solo que *delta* no define una posición destino sino un desplazamiento relativo a la posición actual.
- g. *int track (posicion\* punto);*  
Esta función determina que el sistema sincrónico de posicionamiento del Robot mantenga como posición objetivo aquella apuntada por *punto*. Esta función es de utilidad para incorporar al Robot el guiado basado en sensores [18,21], así como para el desarrollo de funciones de comando manual. Esta función devuelve números negativos como códigos de error si la posición elegida es inalcanzable.
- h. *int setgrippos (unsigned apertura);*  
Esta función determina que el software de control sincrónico posicione los dedos del 'gripper' del Robot con la *apertura* elegida (en el caso de dedos activados neumáticamente el valor '0' se interpreta como dedos cerrados, y cualquier otro valor como dedos abiertos). Esta función devuelve números negativos como códigos de error si esa posición es inalcanzable.
- i. *int getgrippos (void);*  
Esta función permite que el software del usuario se informe de la posición actual de los dedos del gripper.
- j. *int desconectar (void);*  
Esta función determina que se realice la desconexión de la potencia al Robot. Esta función tiene por fin permitir la realización de acciones de recuperación de errores con intervención de operadores externos y manteniendo las exigencias de seguridad. El pulsador de "HOMBRE MUERTO" genera por hardware un efecto similar al de esta función.

k. *int conectar (void);*

Esta función determina que se realice la reconexión de potencia al Robot. Esta función retorna un código de error si por alguna razón el Robot no puede ser colocado en modo operacional (P.Ej: ausencia de energía eléctrica, sensores de posición fuera de rango, etc.).

l. *int set\_salida (int num\_salida, int valor)*

Usada para la interfase mediante entradas/salidas digitales entre el Robot y su ambiente, actúa sobre la variable global 'port\_salidas', que es escrita en la puerta física de salida en la interrupción sincrónica. Retorna (-1) si el valor de 'num\_salida' o el de 'valor' no son válidos.

m. *int get\_salida (int num\_salida)*

Permite que el programa del usuario conozca el estado de la puerta física de salida. Retorna (-1) si el valor de 'num\_salida' no es válido.

n. *int get\_entrada (int num\_entrada)*

Permite que el programa del usuario conozca el estado de la puerta física de entrada. Retorna (-1) si el valor de 'num\_entrada' no es válido.

#### FUNCIONES DE CALCULO POSICIONAL

Además de las funciones de movimiento, se han desarrollado funciones para facilitar la realización de operaciones aritméticas sobre variables de posición. Estas funciones son:

u. *int joint\_posio (joints \* articulaciones,  
                  posicion \* lugar);*

Dado un valor de las articulaciones del Robot, esta función permite saber a qué posición del espacio corresponde. La función devuelve números negativos como códigos de error si el valor de articulaciones definido no corresponde a un rango válido del Robot.

b. *int posic\_Joints (posicion \* lugar,  
                  joints \* articulaciones);*

Dada una posición en el espacio, esta función indica cuáles son los valores en las articulaciones del Robot que permiten posicionarlo en ese punto. Esta función devuelve números negativos como códigos de error si la posición definida es inalcanzable.

c. *float distancia (vector\_posicion \* punto1,  
                  vector\_posicion \* punto2);*

d. *void vsum (const vector\_posicion \*v1,  
          const vector\_posicion \*v2,  
          vector\_posicion \*suma)*

Suma de dos vectores de posición: carga el resultado en un tercer vector

e. *void vres (const vector\_posicion \*minuendo,  
          const vector\_posicion \*sustendo,  
          vector\_posicion \*resta)*

Resta de dos vectores de posición: carga el resultado en un tercer vector

f. *int calc\_traye\_lin (posicion \*p\_salida,  
                  posicion \*p\_llegada,*

*int velocidad,  
int precision,  
int tipo);*

Dadas dos posiciones cualesquiera, esta función permite realizar el cálculo anticipado de aquellos puntos que componen una trayectoria lineal que los une y almacenarlos en forma permanente en la memoria de trayectorias dinámicas o estáticas (según el valor de 'tipo'). Si esta trayectoria ya ha sido calculada previamente la función retorna inmediatamente el control al programa del usuario. En el caso de trayectorias dinámicas, esta función permite asegurarse que una dada porción de trayectoria sea ejecutada sin esperas de cálculo intermedias incluso la primera vez.

g. *int calc\_traye\_joint (posicion \*p\_salida,  
                  posicion \*p\_llegada,  
                  int velocidad,  
                  int precision,  
                  int tipo);*

Similar a *calc\_traye\_lin*, sólo que para trayectorias en el espacio de articulaciones.

h. *int cargar\_estaticas (const char \* nomb);*

i. *int salvar\_estaticas (const char \* nomb);*

Estas funciones permiten almacenar y recuperar desde disco las trayectorias estáticas calculadas. Su uso al comienzo y al fin de un programa permite que posteriores ejecuciones no pierdan tiempo en repetir cálculos.

#### CALCULO Y ALMACENAMIENTO DINAMICO DE TRAYECTORIAS.

Al igual que en el caso del PasRo, la estrategia empleada para el cálculo de las trayectorias es su realización EN LINEA, a fin de permitir que tanto las posiciones de salida como las de llegada puedan ser variables resultantes de la ejecución del programa. Sin embargo, y como diferencia fundamental con el PasRo, en C\_BOC se emplea la siguiente estrategia:

\* existen trayectorias definidas como 'estáticas', que una vez calculadas permanecen indefinidamente en memoria.

\* existen trayectorias de *almacenamiento dinámico*, que permanecen en memoria en tanto que el lugar que ocupan no sea requerido, y cuya eliminación es determinada en base a una cola circular de antigüedad.

Con este esquema, cada vez que el programa debe calcular una trayectoria realiza las siguientes acciones:

- verifica si esa trayectoria no ha sido calculada con anterioridad y aún reside en memoria. Si la trayectoria es estática la ejecuta directamente, si es dinámica anota su uso como reciente y luego ejecuta el movimiento.
- si debe calcular la trayectoria, a medida que calcula se solicita memoria al sistema de asignación dinámica, dando de baja si es

necesario a las trayectorias más antiguas, y finalmente anota las características de esta trayectoria en la cola de trayectorias recientes.

Para la realización de estas acciones, las rutinas de manejo de memoria incorporadas en las funciones de movimiento mantienen las siguientes estructuras de datos:

- Lista de trayectorias recientes: en esta lista se almacena la descripción de aquellas trayectorias de tipo dinámico, en el orden en que éstas son calculadas o cargadas en memoria; la descripción de una trayectoria contiene la posición de salida, la posición de llegada, el tipo de interpolación, la velocidad máxima permitida y la posición en memoria del primer segmento de trayectoria.
  - \* Incorporar una nueva trayectoria significa agregar su descripción a la cabeza de la lista y marcar en la tabla de ocupación de memoria los segmentos de memoria ocupados.
  - \* borrar una trayectoria para liberar memoria significa eliminar el último elemento de la lista y marcar en la tabla de ocupación de memoria los segmentos de memoria liberados.
  - \* ejecutar una trayectoria preexistente significa sacar su descripción del lugar que ocupa en la lista y llevarla al primer lugar, sin alterar la tabla de ocupación de memoria.
- Lista de trayectorias estáticas: en esta lista se almacena la descripción de aquellas trayectorias definidas como de tipo estático. Una trayectoria estática permanece siempre en memoria, no importa cuál sea su antigüedad, lo que permite garantizar la inmediatez en el tiempo de respuesta para ejecutar una trayectoria. Es de notar que tanto las trayectorias estáticas como las dinámicas comparten la misma memoria de trayectorias, y su creación es similar; la única diferencia radica en qué lista de trayectorias se anota su creación.
- Tabla de ocupación de memoria: esta tabla contiene un mapa de la ocupación de segmentos de memoria. Cada bit de esta tabla representa un bloque de 1024 bytes de la memoria de trayectorias, que puede estar ocupado ('1') o no ('0') por una trayectoria válida. La magnitud de esta Tabla está asociada a la memoria disponible en el sistema de cómputo (tanto en la sección base como en una eventual memoria extendida (EMS)).
- Memoria de trayectorias: esta memoria, segmentada en bloques de 1024 bytes, permite almacenar trayectorias de no importa que duración, mediante una estructura del tipo 'lista encadenada'. En el caso del primer bloque de una trayectoria, se reservan 8 bytes para almacenar información sobre la cantidad de bloques que la componen, la cantidad de puntos válidos del último bloque, y el

puntero de encadenado; y en los restantes bloques sólo se reservan 4 bytes para almacenar el puntero de encadenado. Dado que para definir los seis grados de libertad del Robot se requieren 12 bytes, cada bloque permite almacenar 85 puntos de trayectoria, que a una frecuencia de provisión de consignas de 20 por segundo significa 4 segundos de trayectoria.

#### RUTINAS DE ACTIVACION SINCRONICA

A fin de controlar la operación de los elementos mecánicos del Robot, en C\_BOC se ha modificado el modulo de 'start\_up' del compilador, responsable de inicializar variables y registros, agregando una función que modifica la frecuencia de la interrupción sincrónica de la PC (*clock-ticks*) y la lleva a 960 Hz, sin dejar de atender cuando corresponde a la rutina propia de la PC. Cada vez que se activa la interrupción sincrónica se atiende a uno de los seis lazos de control de posición, con lo que la frecuencia efectiva de resolución del servocontrol de cada motor es de  $960/6 = 160$  Hertz. A su vez, cada ocho atenciones de un lazo se actualiza la posición deseada y se realiza una interpolación lineal en el espacio de los sensores de la posición actual a la deseada, con lo que la frecuencia de provisión de consignas a cada articulación es de  $160/8 = 20$  consignas por segundo. En cuanto al lugar de donde buscar las consignas, ello está definido por una palabra de estado que puede valer:

**TRAYR:** cuando se buscan las consignas de una trayectoria ya existente en memoria. En este caso se toma una nueva consigna y se actualizan los punteros correspondientes.  
**HOLD:** cuando se termina de ejecutar una dada trayectoria y no hay nueva trayectoria por seguir, o esta aún no ha sido calculada.  
**TRACK:** cuando el Robot realiza el 'tracking' de una posición permanentemente actualizada por el programa del usuario en base a la información de un dado sensor.

#### CONCLUSIONES

Sin ser original, este enfoque de la programación del Robot encara la solución a dos problemas, habituales en los manipuladores industriales:

- a) el uso de lenguajes "ad hoc": es común que cada marca e incluso cada modelo de manipulador posea 'su' lenguaje de programación, el que a su vez suele promocionar como características destacables algunas de las propiedades típicas en un lenguaje convencional. Esto provoca el desaprovechamiento de la experiencia adquirida por un programador, y restricciones en las prestaciones esperables del programa.
- b) el empleo de procesadores especiales: salvo algunos casos, tales como algunos manipuladores IBM, la mayoría de los Robots industriales poseen procesadores de control y de programación especializados, y en muchos

casos con microprocesadores técnicamente obsoletos.

El enfoque de este trabajo es plantear la solución de estos problemas a partir del uso de un procesador comercial estándar y un lenguaje de programación convencional, con la ventaja adicional de su fácil actualización y migración a lenguajes mas evolucionados, como es en nuestro caso el C++.

Como elemento original, C\_BOC incorpora el manejo dinámico de la memoria de trayectorias y dos clases distintas de posibles trayectorias, con el resultado de acelerar la operación del Robot, sin limitar la versatilidad del programa.

#### REFERENCIAS

- [1] Lee, C.S., Gonzalez, R.C., & Fu, K.S. "Tutorial On Robotics". IEEE Computer Society, C.N.EHO207-1, 1983.
- [2] Gaspard, P. "Langages de Programmation de la Robotique". HERMES, FRANCE. Traité des Nouvelles Technologies, série Robotique, 1987, Chap. 2, ..., 5, p.15-189.
- [3] Latombe, J.C. "Une Analyse Structurée d'Outils de Programmation pour la Robotique". Séminaire International: Langages et Méthodes de Programmation des Robots Industriels. FRANCE, INRIA, Juin 1979, p.5-22.
- [4] Mazer, E., & Lozano-Perez, T. "The Structure of an Interpreter for Task-Level Robot Programs". Proceedings of the 3rd. International Conference on Advanced Robotics, ICAR'87, FRANCE, IFS/Springer Verlag/INRIA, October 1987, p.399-410, Versailles.
- [5] Paul, R. "WAVE: A Model Based Language for Manipulator Control". USA, Society of Manufacturing Engineers, Technical Paper MR.76-615, p.10-17, Dearborn, MI, 1976.
- [6] Selfridge, M., & Vannoy, W. "A Natural Language Interface to a Robot Assembly System". IEEE Journal of ROBOTICS AND AUTOMATION, Vol. RA2 No.3, Sept. 1986, p.167-170.
- [7] Shimano, B. "VAL: An Industrial Robot Programming and Control System". Séminaire International: Langages et Méthodes de Programmation des Robots Industriels. FRANCE, INRIA, Juin 1979, p.47-59.
- [8] IBM. "AML/Entry Version 3 User's Guide". IBM Manufacturing System Software Library, 1984.
- [9] Binford, T. "The AL Language for Intelligent Robot". Séminaire International: Langages et méthodes de programmation des Robots Industriels. FRANCE, INRIA, Juin 1979, p.73-88.
- [10] Will, P. "Very High Level Languages for Robots". Séminaire International: Langages et Méthodes de Programmation des Robots Industriels. FRANCE, INRIA, Juin 1979, p.23-46.
- [11] Lieberman, L.I. & Wesley, M.A. "AUTOPASS: An Automatic Programming System for Computer Controlled Mechanical Assembly". IBM Journal of Research and Development, Vol.21, No.4, 1977, p.321-333.
- [12] Blume, C. & Jakob, W. "PasRo: Pascal for Robots". GERMANY, Springer-Verlag 1985.
- [13] Kernighan, B.W. & Ritchie D.M. "The C Programming Language". USA, Prentice Hall Inc., 1978.
- [14] Borland "TurboC Version 2.0". Borland International.
- [15] Stroustrup, B. "The C++ Programming Language", USA, Addison-Wesley, 1986.
- [16] Borland "TurboProlog Owner's Handbook". Borland International.
- [17] Forgy "OPS83 User's Manual".
- [18] Geschke, C.C. "A System for Programming and Controlling Sensor-Based Robot Manipulators". University of Illinois-Urbana, Report R-837, UILU-ENG 78-2230, December 1978.
- [19] Paul, R. "Manipulator Cartesian Path Control". IEEE Transactions on Systems, Man and Cybernetics, Vol. SMC-9, N.11, November 1979, p.702/711.
- [20] Taylor, R. "Planning and Execution of Straight Line Manipulator Trajectories". IBM Journal of Research and Development, Vol.23, N.4, July 1979, p.263-264.
- [21] Feddema, J.T. & Mitchell, O.R. "Vision-Guided Servoing with Feature Based Trajectory Generation". IEEE Transactions on ROBOTICS AND AUTOMATION, Vol.6 No.5, October 1989, p.691-700.

#### BIOGRAFIAS

MARISA R. DE GIUSTI: nacida en Gualaguay, Entre Ríos, Argentina, en 1956. Recibida de Ingeniero en Telecomunicaciones en la Universidad Nacional de La Plata en 1980. En ese año ingresó como Becaria de la Comisión de Investigaciones Científicas de la Provincia de Buenos Aires. Actualmente es miembro de la Carrera del Investigador de esa Institución, y lidera una línea de investigación en Ingeniería de Manufactura e Ingeniería de Calidad. Sus áreas de interés son SIMULACION Y MODELIZACION DE SISTEMAS, REDES DE PETRI, y SISTEMAS EXPERTOS APLICADOS A LA PRODUCCION.

GUILLELMO A. JAQUENOD: nacido en La Plata, Buenos Aires, Argentina, en 1954. Recibido de Ingeniero en Telecomunicaciones en la Universidad Nacional de La Plata en 1977. En ese año ingresó como Becario de la Universidad y luego del Consejo Nacional de Investigaciones Científicas (CONICET) donde llegó a ser miembro de la Carrera del Investigador. Es Profesor Titular en esa Universidad y lidera una línea de investigación en Robótica y Automatismos Industriales. Sus áreas de interés son ROBOTICA, TRATAMIENTO DE IMAGENES INDUSTRIALES, y HARDWARE Y SOFTWARE PARA SISTEMAS DE TIEMPO REAL.

**ALGORITMOS DE NORMAS INFINITA Y CUADRATICA PARA EL CONTROL  
POR APRENDIZAJE DE UN MANIPULADOR ROBOTICO**

Juan L. Hernández Sánchez, Eugenio Garbarino Biora  
Departamento de Electrónica, Universidad Técnica Federico Santa María  
Casilla 110-V, Valparaíso - CHILE

**RESUMEN**

Se presenta el planteo, desarrollo y evaluación de algunos algoritmos de normas infinita ( $H_\infty$ ) y cuadrática ( $H_2$ ) para la minimización de la sensibilidad de un lazo de control por aprendizaje para una rótula de un manipulador robótico.

Primeramente se presenta el lazo de control robótico y se plantean enfoques y algoritmos  $H_\infty$  y  $H_2$  apropiados. Se expone luego el desarrollo de dichos enfoques y algoritmos. Finalmente, se describen y discuten algunos resultados experimentales obtenidos.

**ALGORITHMS OF INFINITE AND QUADRATIC NORMS FOR THE LEARNING CONTROL OF A ROBOTIC MANIPULATOR**

**ABSTRACT**

The formulation, development and evaluation of some infinite ( $H_\infty$ ) and quadratic ( $H_2$ ) norms for the sensibility minimizations of a learning-control loop of one joint of a robotic manipulator.

The robotic control loop is presented first, formulating then some appropriate  $H_\infty$  and  $H_2$  methods and algorithms. The development of such approaches and algorithms is expounded next. Finally, some experimentally obtained results are described and discussed.

**1. INTRODUCCION**

En este trabajo se presenta el planteo, desarrollo y evaluación experimental de algunos algoritmos de normas infinita ( $H_\infty$ ) y cuadrática ( $H_2$ ) para la minimización de la sensibilidad de un lazo de control por aprendizaje para una rótula de un manipulador robótico SCORBOT ER-III.

Estos algoritmos y resultados se insertan en y forman parte de un esquema modular multi-nivel generalizado para control inteligente y experto de máquinas robóticas desarrollado por el primer autor [1]. El presente artículo continúa, y hace alguna referencia a, trabajos previos de los autores, [2], [3] y [4], sobre control por aprendizaje de manipuladores robóticos. Temas de control por aprendizaje para manipuladores robóticos y robots industriales han sido expuestos en la literatura especializada por diversos autores, [5], [6], [7], pero con criterios de comportamiento distintos a los aportados en el presente trabajo.

Por otra parte, hay gran interés en la literatura por el desarrollo de teoría y optimización con norma infinita ( $H_\infty$ ) en sistemas lineales de control multivariables, [8], [9], [10]. El presente primer autor ha desarrollado algún trabajo en la aplicación de la teoría  $H_\infty$  a manipuladores robóticos [11], [12], para lo cual se requiere previamente alguna linealización aproximada (Taylor) o exacta, exigiendo esta última métodos matemáticos más avanzados.

Cabe agregar que, por apropiados isomorfismos, las optimizaciones temporales  $H_\infty$  y  $H_2$  pueden ser tratadas en dominios frecuenciales, y viceversa [8]. Esto permite, por una parte, reducir las optimizaciones a problemas más bien algebraicos [13] y, por otra parte, recurrir a trueques de diseño basados en ubicaciones de polos y ceros, [10], [14].

El trabajo es organizado como sigue. En la Sección 2 se presenta sucintamente el problema del control por aprendizaje de un manipulador robótico y en la Sección 3 se ilustra un diseño por asignación de polos. Un criterio de optimización  $H_\infty$  es expuesto en la Sección 4, en tanto que en la Sección 5 se expone resultados comparativos del control  $H_\infty$  y  $H_2$  del lazo rotular del manipulador. Se finaliza el trabajo con algunas conclusiones en la Sección 6.

**2. CONTROL ROBOTICO POR APRENDIZAJE**

Los modelos matemáticos que describen el movimiento de un manipulador robótico consisten en ecuaciones diferenciales altamente no-lineales acopladas, con parámetros relativamente inciertos y perturbaciones aleatorias, lo que presenta dificultades para la aplicación cabal de muchos métodos de control usuales. Esto ha llevado a la investigación de métodos de control por aprendizaje, tanto en general como para el ámbito robótico, que tratan de emular la forma en que un operador humano aprende por intentos o ensayos (lecciones) repetidos a gobernar, satisfactoria u óptimamente, procesos o máquinas aunque no conozca todos los detalles de ellos, [5], [6], [7]. En los trabajos [2], [3] y [4], los presentes autores han expuesto algunas de sus investigaciones en control robótico por aprendizaje, incluyendo resultados experimentales con rótulas -particularmente las de torso y hombro- de un manipulador revoluto Scrobot, empleando la estructura general indicada en la Fig. 1.

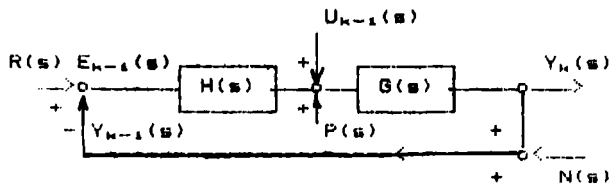


Fig. 1. Estructura vectorial de control por aprendizaje.

En la figura 1 se expresan las matrices y vectores en términos de la variable compleja  $s$  y el subíndice  $k$  denota el  $k$ -ésimo ensayo (lección) de aprendizaje. El vector  $Y(s)$  denota la posición (y orientación) de la mano del manipulador, la que ha de seguir idealmente una trayectoria prescrita por un vector de referencia  $R(s)$ , aproximándose a ésta cada vez más fielmente en cada ensayo  $k$  de aprendizaje. El error de  $Y_{k-1}$  respecto a  $R$  es designado como  $E_{k-1}(s)$ , lo que envuelve una retroalimentación ( $Y_k, Y_{k-1}$ ).  $G(s)$  es una matriz que representa un modelo del manipulador (de  $n$  rótulas o grados de libertad) y  $H(s)$  es una matriz de controlador a ser diseñada.  $U(s)$  es un vector de refuerzo de aprendizaje.  $P(s)$  y  $N(s)$  son vectores de perturbaciones, ambos supuestos aditivos. Las perturbaciones representan tanto efectos del ambiente como incertidumbres de los parámetros del manipulador (y de efectos gravitatorios, Coriolis, centrífugos y friccionales). En este trabajo se presenta sólo casos (sin rozamientos) y la Fig. 1 contiene sólo señales y funciones de transferencia escalares.

El uso de modelos lineales en estos estudios de aprendizaje es justificado tanto por consideraciones conceptuales como por resultados experimentales. En el aprendizaje para una trayectoria específica hay pocos cambios en parámetros y perturbaciones durante el transcurso de un número (usual) de lecciones y dentro de una lección particular. Ello hace válidas linealizaciones (Taylorianas u otras) en torno a trayectorias o puntos de interés, lo que se confirma con los resultados experimentales.

En los trabajos citados, los presentes autores han propuesto la siguiente estructura para el controlador  $H(s)$  de la Fig. 1:

$$H(s) = \mu_0 + \mu_1 \sum_{k=1}^{n-1} E^{-k}(s) \quad (2.1)$$

donde  $\mu_0$  y  $\mu_1$  son parámetros reales positivos y  $n-1$  un exponente entero positivo que permite graduar la convergencia de los algoritmos de control no-lineales de los autores, lo que ha sido descrito en [2], [3] y [4].

En el caso  $\mu_1 = 0$  se tendría un controlador proporcional,  $H(s) = \mu_0$ .

De la Fig. 1 se obtiene la siguiente expresión (con  $U = 0$  y  $N = 0$ ):

$$E_k(s) = [1 - H(s)G(s)]E_{k-1}(s) + P(s)G(s) \quad (2.2)$$

### 3. DISEÑO OPTIMO POR ASIGNACION DE POLOS

En los trabajos antes citados, los presentes autores obtuvieron un algoritmo que conduce al sistema, vía sucesivas lecciones, a emular la referencia, rechazando al mismo tiempo perturbaciones aditivas en la actuación. En esta Sección se incluye un ejemplo de diseño de controlador, obtenido por asignación de polos, que servirá para comparaciones con los diseños  $H_0$  y  $H_2$  de este trabajo.

Considerando  $G(s) = 1$  para la rótula del manipulador,  $n = 2$  y óptima asignación de polos, se obtiene un controlador tal que  $\mu_0 = 1$  y  $\mu_1 = 1$  en Ec. (2.1).

$$H(s) = 1 + E_{k-1}(s) \quad (3.1)$$

En forma equivalente, se obtiene [3]

$$H(z) = (2z-1)/(z-1) \quad (3.2)$$

en términos de la transformada  $Z$  (referida a  $k$ ).

El diseño (3.1) es óptimo en el sentido de que hace que  $E(s)$  tienda a cero a medida que aumenta el número de lecciones sucesivas. El diseño (3.2), de latido muerto, es óptimo respecto al aprendizaje. Estos diseños fueron también verificados experimentalmente en trabajos citados de los autores.

### 4. OPTIMIZACION DEL APRENDIZAJE CON CRITERIO $H_0$

En esta Sección se considera el diseño de un algoritmo que, en una misma lección, minimice la norma infinita,  $\|F(j\omega)\|_\infty$ , de la transferencia  $F$  desde referencia a variable controlada, en presencia de perturbación aditiva en la actuación.

En la teoría  $H_0$ , [8]-[12], para facilitar la minimización se reduce previamente el problema de interés a uno equivalente de forma estándar. En el caso de la Fig. 1 se tiene (en el caso escalar)

$$Y(s) = \frac{H(s)G(s)R(s)}{1 + H(s)G(s)} \quad (4.1)$$

y, por comparación con el problema estándar de  $H_0$ , se debe encontrar  $H(s)$  tal que

$$J = \|G(s)H(s)[1+G(s)H(s)]^{-1}\|_\infty \quad (4.2)$$

sea mínimo (con  $s = j\omega$ ). Para estabilidad, se debe tener además que  $J \leq 1$ , lo que se cumpliría automáticamente si  $G(s)$  fuera constante en el manipulador.

La Ec. (4.2) puede ser expresada además como

$$\|K(s)S(s)\| \leq 1 \quad (4.3)$$

donde  $S(s)$  es la sensibilidad del lazo de control y  $K(s)$  es una función de ponderación.



Siguiendo la teoría  $H_0$  en sus restricciones, [9] y [10], y con diseños para una lección, se elige  $K(s)$  como una función estrictamente propia en  $s$ , con lo cual se asegura que tendrá un máximo (en la frecuencia).

Al exigir que  $|S(j\omega)|_{\max}$  sea menor que  $\epsilon$ , en  $\omega = \omega_0$ , se diseña para un error de seguimiento máximo de  $\epsilon$ , en  $\omega = \omega_0$ . Maximizar  $|S(j\omega)|$  equivale a maximizar su cuadrado. En nuestro problema basta considerar la forma

$$S(s) = s/[as^2+bs+c] \quad (4.4)$$

con parámetros  $a, b, c$  a fijar o determinar. El máximo de esta  $|S(j\omega)|$ , o su cuadrado, sujeto a (4.3) está dado por

$$c/a = \omega_0^2; \quad b = 1/\epsilon \quad (4.5)$$

Para un caso general se tiene

$$S(s) = 1/[1+K(s)G(s)] \quad (4.6)$$

De la comparación de las ecuaciones (4.4) y (4.6), para  $s = j\omega$  y un  $G(j\omega)$  conocido, se obtienen las ecuaciones de diseño para  $K(s)$ , y  $H(s)$ . Para la implementación algorítmica se emplea ecuaciones de diferencia o en transformada zeta, como es usual.

#### Ejemplo

Sea una entrada senoidal con una radianfrecuencia  $\omega_0 = \pi$  y una  $G(j\omega)$  (normalizada) = 1. Se desea un error de seguimiento de 1 por ciento ( $\epsilon = 0,01$ ) a  $\omega_0 = 100 \omega_n = 100 \pi$ .

Al aplicar (4.4) - (4.6) con  $a = 1$  se obtiene

$$b = 100; \quad c = 98696 \quad (4.7)$$

Si se adopta una forma controladora PID

$$H(s) = K_0 \left[ 1 + \frac{1}{T_i s} + T_d s \right] \quad (4.8)$$

se obtienen, por igualación, los valores

$$K_0 = 79; \quad T_d = 0,0101; \quad 1/T_i = 996,93 \quad (4.9)$$

Considerando algoritmo discreto posicional para  $K(z)$  (discretización rectangular, con  $T=1$ ),  $K(z)$  resulta en:

$$K(n) = (99/98797 \cdot [E(n) + (996,93) \cdot \sum_{i=0}^n E(i) + (0,0101) \cdot (E(n) - E(n-1))]) \quad (4.10)$$

donde  $n$  denota iteración dentro de una misma lección y el divisor 98797 hace métrico el polinomio característico de lazo cerrado.

Se presentan a continuación resultados de simulación para este caso. Nótese que  $K$  es prácticamente un integrador por la magnitud de las ganancias de integración, proporcio-

nal y derivativa involucradas. Se consideran 10 lecciones,  $t$  en segundos y referencias y perturbaciones

$$r(t) = 0.1 \cdot \sin(\pi \cdot t), \quad 0.0 \leq t \leq 2.0 \quad (4.11)$$

$$p(t) = 1, \quad 1.0 \leq t \leq 1.3$$

En la Fig. 2 se muestran, respectivamente, los comportamientos del controlador "óptimo", con  $\mu_0 = 1, \mu_1 = 1$ , en curvas A y B; controlador diseñado con  $H_0$  para control en una misma lección) junto al "óptimo" (para aprendizaje lección a lección), curva C (igual a la B, pero en 1 lección).

Puede apreciarse que aunque ambos esquemas de control rechazan bien la perturbación el aprendizaje con controlador en el lazo (curvas A, B) es más lento (convergencia en dos lecciones) que el esquema con controlador en el lazo (curva C). Los resultados experimentales concuerdan con los simulados.

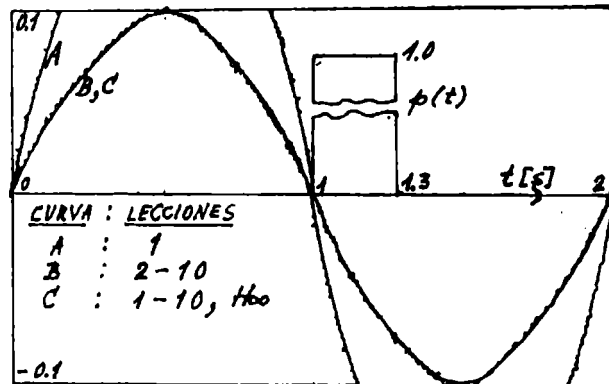


Fig. 2. Comportamientos con 1-10 lecciones.

#### 5. COMPARACION ENTRE MINIMIZACIONES $H_0$ Y $H_0$

En esta Sección se presenta una comparación entre los enfoques  $H_0$  y  $H_0$  para minimizar la sensibilidad de un lazo de control del manipulador Scorbot.

En la Fig. 1 se tiene la sensibilidad del lazo

$$S(s) = 1/[1+H(s)G(s)] \quad (5.1)$$

y se supone  $U = 0$ .

Puede observarse, de las contribuciones de  $R(s)$ ,  $N(s)$  y  $P(s)$  a la variable controlada  $Y(s)$ , la conveniencia de mantener a  $S(s)$  cercana a uno, o mucho menor que uno. Así, convendrá que:

$S(s) \approx 1$ , en frecuencias donde módulo de  $N(s)$  sea considerable;

$S(s) \ll 1$ , en frecuencias donde módulos de  $P(s)$  y  $R(s)$  sean apreciables.

En el presente caso se toma  $N(s) = 0$ , por lo cual va a interesar el minimizar  $S(s)$  donde  $P(s)$  sea apreciable. Se considerará  $P(s)$

como sinusoidal y de  $w$  igual a  $\pi$ . Entre muchos enfoques para lograr la minimización buscada de  $S(s)$ , se comparan dos:

### 5.1. Enfoque $H_2$

Consiste en minimizar la norma  $J_2$  del espacio Hardy  $H_2$ :

$$\text{Min } J_2 = (1/2 \cdot \pi) \cdot \int_{-\pi}^{\pi} |S(w)|^2 \cdot dw \quad (5.2)$$

### 5.2. Enfoque $H_\infty$

Consiste en minimizar la norma  $J_\infty$  del espacio Hardy  $H_\infty$

$$\text{Min } J_\infty = \sup |S(w)| \quad (5.3)$$

### 5.3. Minimización

Para plantear la función a minimizar,  $S(s)$ , se hace necesario el conocer  $G(s)$ . Para ello, se obtuvo la respuesta a escalón para la rótula a controlarse (hombro), Fig. 3.

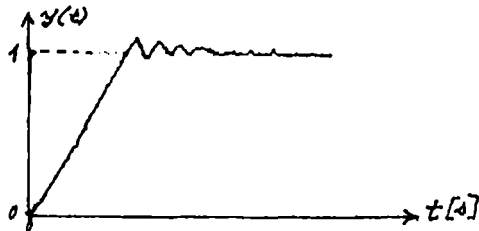


Fig. 3. Respuesta a escalón del hombro del manipulador.

La respuesta sugiere un modelo de 3er orden (con la presencia de dos polos complejos conjugados). Ante ello, se prefirió diseñar un filtro de primer orden, con constante de tiempo tal que dominase a los modos subamortiguados. Dicho filtro resultó dado por:

$$F(s) = 1/(0,001 s + 1) \quad (5.4)$$

En la Fig. 4 se muestra la respuesta a escalón del hombro, con pre-filtro incluido. Se considera que el modelo para la rótula hombro del manipulador es dado por (5.4).

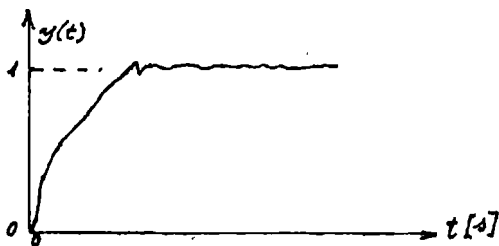


Fig. 4. Respuesta a escalón del hombro con pre-filtro.

Se estudia el caso en que  $H(s)$  corresponde a controlador PI:

$$H(s) = [Kp \cdot s + Ki]/s \quad (5.5)$$

$S(s)$  es dada entonces por

$$S(s) = \frac{(0,001 \cdot s^2 + s)}{0,001 \cdot s^2 + (1+Kp) \cdot s + Ki} \quad (5.6)$$

### 5.4. Minimización en $H_2$

Para que (5.2) converja,  $S(s)$  debe ser estrictamente propia. Para ello, multiplicamos  $S(s)$  por una función peso apropiada, tal como:

$$W(s) = 1/s \quad (5.7)$$

$W(s)$  acentúa la minimización en frecuencias bajas. También la elección de  $W(s)$  puede visualizarse como la minimización del error  $E(s)$ , cuando  $R(s)$  es un escalón [13].

El mínimo valor para  $J_2$ , con  $S^*(s) = S(s) \cdot W(s)$ , viene dada por [13]

$$J_2 \text{ min} = \frac{Kp^2 + Ki \cdot 0,001}{2 \cdot 0,001 \cdot (1+Ki)} \quad (5.8)$$

Interesa entonces minimizar (5.8), con las restricciones de elegir  $Kp$  y  $Ki$  tales que el sistema sea estable. Para ello se impone la condición simple:

$$Ki > 0, Kp > 0, Ki + Kp = 1 \quad (5.9)$$

El valor mínimo se logra reemplazando (5.9) en (5.8) y se obtiene

$$Ki = 0,999; Kp = 0,001 \quad (5.10)$$

### 5.5. Minimización en $H_\infty$

El presente caso no corresponde a un caso ideal para analizar por  $H_\infty$ , ya que  $G(s)$  no tiene ceros en el semiplano derecho, [14]. Por otra parte, con los valores (5.9) es claro que el máximo de  $|S(s)|$  es uno, independiente de  $Kp$ ,  $Kp$  ( $Kp, Ki > 0$ ). Por tanto, con ese diseño se pretende más bien introducir la idea de minimizar  $|S(s)|$ , en la frecuencia de interés, más que una verdadera minimización en  $H_\infty$  (con toda su metodología correspondiente). Se tiene

$$|S(jw)|^2 = \frac{0,001 \cdot w^2 + 1}{(Ki - 0,001 \cdot w^2)^2 + (1+Kp)^2 \cdot w^2} \quad (5.11)$$

Sujeto a las restricciones dadas por (5.9), el menor valor para (5.11) con  $w = \pi$  se logra con:

$$Kp = 1, Ki = 0 \quad (5.12)$$

### 5.6. Resultados obtenidos

En la Fig. 5 se presentan comparativamente, los resultados obtenidos al aplicar diseños en  $H_2$  y  $H_\infty$  y se observa una mayor atenuación a perturbación en el caso  $H_\infty$ . Efectivamente, se tiene

$$|S(\pi)| \approx -16 \text{ [dB]}, \text{ con } H_2,$$

$$|S(\pi)| \approx -10 \text{ [dB]}, \text{ con } H_\infty.$$

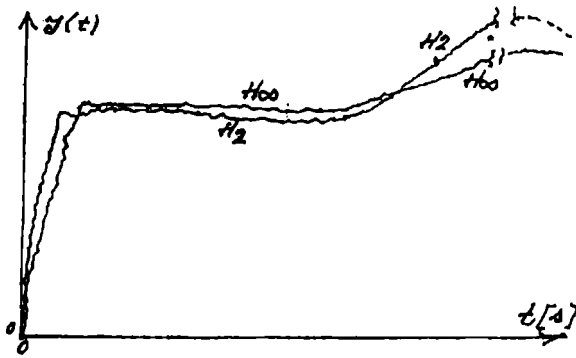


Fig. 5. Variable controlada con diseño en  $H_2$  y  $H_\infty$ .

Ello se debe a que en  $H_2$  se minimiza en un sentido promedio, mientras que en  $H_\infty$  se toma en cuenta específicamente el menor valor de  $|S(\pi)|$ .

Los resultados sugieren que, en casos en los cuales sea compatible el minimizar  $|S(w)|$  para un rango parecido de frecuencias, puede ser más conveniente el preocuparse de minimizar por  $H_\infty$ . Notar que en este caso, minimizar  $|S(w)|$  en bajas frecuencias, para buen rechazo a  $p(s)$ , resulta compatible con tener buen seguimiento, por ser  $R(s)$  un escalón.

#### 6. CONCLUSIONES

De los resultados de la Sección 4 se deduce que una combinación de control lección a lección, basado en el algoritmo indicado, y de un control en una misma lección, basado en teoría  $H_\infty$ , se obtiene una notoria mejoría en la dupla (aprendizaje/rechazo a perturbaciones) para el sistema de control completo.

Los resultados de la Sección 5 sugieren que, en ciertos casos, la minimización por  $H_\infty$  puede presentar ventajas comparativas frente a otros enfoques en lo que respecta a buen seguimiento de la referencia y con buen rechazo a perturbaciones.

Los resultados experimentales con una rótula del manipulador Scorbob concuerdan con las simulaciones previas.

#### REFERENCIAS

- [1] J. L. Hernández S., "Esquema modular multinivel generalizado para control inteligente y experto de manipuladores robóticos y telemanipuladores". VIII Congreso Chileno de Ingeniería Eléctrica, Concepción, Oct. 1989, pp. 394-399.
- [2] J. L. Hernández S., E. Garbarino G., "Control por Aprendizaje de un Manipulador Robótico", IX Seminario ACCA e IEEE, Viña del Mar, Nov. 1989, pp. 55-58.
- [3] E. Garbarino G., J. L. Hernández S., "Algoritmo de Control por Aprendizaje para un Manipulador Robótico", IV Congreso Latinoamericano de Control Automático, Puebla (México), Nov. 1990, pp. 625-629.

[4] E. Garbarino G., J. L. Hernández S., "Diseño de algoritmos de control por aprendizaje: Tres ejemplos aplicados a un manipulador robótico", Scientia (UTFSM), por aparecer, 1991.

[5] S. Kawamura et al., "Realization of Robot Motion Based on a Learning Method", IEEE Trans. on Systems, Man & Cybernetics, SMC-18, N° 1, 1988, pp. 126-134.

[6] F. Bondi et al., "On the Iterative Learning Control Theory for Robotic Manipulators", IEEE J. of Robotics & Automation, RA 4, N° 1, 1988, pp. 14-22.

[7] R. Shoureshi et al., "Optically Driven Learning Control for Industrial Manipulators", IEEE Control Systems Magazine, Vol. 9, N° 6, 1989, pp. 21-26.

[8] B. A. Francis, A Course in  $H_\infty$  Control Theory, Springer-Verlag, 1986.

[9] G. Zames, B. A. Francis, "Feedback, Minimax Sensitivity, and Robustness", IEEE Trans. on Automatic Control, AC-28, May 1983, pp. 585-601.

[10] J. S. Freudenberg, D. P. Looze, "An Analysis of  $H_\infty$  Optimization Design Methods", IEEE Trans. on Automatic Control, AC-31, March 1986, pp. 194-200.

[11] J. L. Hernández S., "Teoría  $H_\infty$  en manipuladores robóticos", IX Seminario ACCA-IEEE, Viña del Mar, Nov. 1989, pp. 103-107.

[12] J. L. Hernández S., "Diseño de controladores multivariables de norma  $H_\infty$ ", IX Congreso ACCA, Pucón, Oct. 1990, pp. 371-376.

[13] J. McCausland, Introduction to Optimal Control, John Wiley, New York, 1970.

[14] J. Freudenberg, D. Looze, "Right Half-Plane Poles and Zeros and Design Tradeoffs in Feedback Systems", IEEE Trans. in Automatic Control, AC-30, N°6, June 1985, pp. 555-565.

#### NOTAS BIOGRAFICAS

Juan L. Hernández Sánchez es Ingeniero Civil Electricista de la UTFSM, Valparaíso, Chile, Ph.D. in Electrical Engineering de University of Pittsburgh, EE.UU. Se desempeña como Profesor Titular e Investigador en la Universidad Técnica Federico Santa María (UTFSM), Valparaíso.

Eugenio Garbarino Giora. Ingeniero Civil Electrónico UTFSM, Valparaíso. Actualmente sigue estudios de postgrado en Inglaterra.

## SIMULACION DE UN AUTOMATA APRENDIZ DIGITAL

Pedro Arzau, Helmuth Thiemer  
Departamento de Ingeniería Eléctrica, Universidad de Chile  
Av. Tupper 2007, Santiago, Chile

### RESUMEN

En base a la teoría de autómatas aprendices estocásticos, se plantea una arquitectura jerárquica de autómatas binarios que interactúa con un medio ambiente aleatorio formado por un conjunto de profesores que evalúan las acciones generadas por el autómata. Tanto para el autómata como para el medio ambiente se proponen esquemas de hardware requeridos para su realización mediante dispositivos de lógica programada.

Esta arquitectura jerárquica consiste en un árbol binario, en la que cada nodo del árbol corresponde a un autómata de dos estados. Estos autómatas modifican sus estados de acuerdo a un algoritmo de aprendizaje lineal, discreto, recompensa-castigo. Frente a cada acción generada por este árbol de autómatas, el medio ambiente responde en forma aleatoria de acuerdo a un cierto valor esperado que representa la función objetivo del sistema. Esta respuesta es utilizada por los autómatas para actualizar sus estados internos.

Para la evaluación del comportamiento de esta arquitectura se simula el hardware diseñado, considerando estructuras jerárquicas de hasta tres niveles que son capaces de generar hasta 8 acciones. Uno de los parámetros fundamentales para esta evaluación es el castigo promedio recibido por los autómatas del árbol. Los resultados de las simulaciones muestran que existe aprendizaje en los casos en que los valores esperados de los profesores, que conforman el medio ambiente, sean claramente distintos entre sí.

Del estudio se concluye que el sistema aprende en la medida que exista una función objetivo bien definida y que es posible realizar autómatas binarios mediante hardware relativamente sencillo.

### ABSTRACT

Based on the stochastic learning automata theory an hierarchical architecture of an automaton is proposed. The actions generated by this automaton are evaluated by a random environment. A circuit for the automaton and the simulated environment is designed.

The hierarchical architecture of the automaton is formed by a binary tree in which each node is a two-state automaton. These binary automata modifies his states using a linear, discretized, reward-penalty algorithm. For each action generated by the automaton the environment responds randomly in accordance with a probabilistic distribution function with a known average value. With this response of the environment the automaton modifies his internal states until the global objective of the system is reached.

The hardware design of a three level hierarchical structure, which can generate up to 8 actions, is simulated and the learning capability of the automaton is demonstrated for the case of well defined objective.

### INTRODUCCION

En anteriores trabajos realizados por los autores en relación a autómatas aprendices, se analizó y planteó un modelo jerárquico de autómatas aprendices estocásticos basado en una arquitectura de árbol binario [1]-[3], empleando sólo autómatas de dos estados. La metodología para la construcción del árbol de autómatas consiste en utilizar como unidades elementales (nodos) a Autómatas Estocásticos de Estructura Variable (A.E.E.V.), cada uno con 2 estados. Cada A.E.E.V. incorpora un Algoritmo de Aprendizaje del tipo lineal y discreto con modelo-P (señales de entrada son binarias (0 ó 1)), y una función para calcular el valor máximo de las probabilidades de estado.

El sistema con el cual el árbol interactúa (Medio Ambiente Aleatorio (M.A.A.)), está formado por un conjunto de profesores que evalúan las respuestas seleccionadas por los A.E.E.V..

### DISEÑO DIGITAL DEL ARBOL DE AUTOMATAS APRENDICES

El diagrama de bloques para un A.E.E.V. de dos estados se muestra en la figura 1.

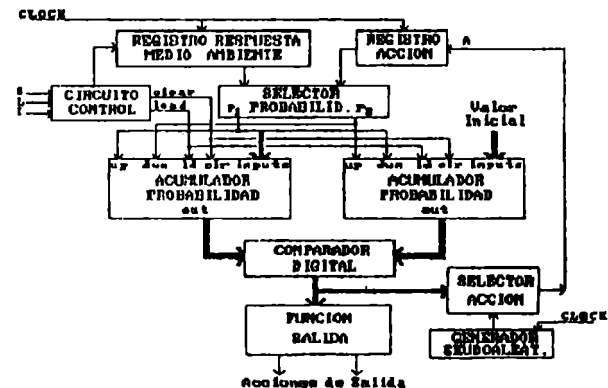


Figura 1 Diagrama circuital de un AEEV

El autómata consta fundamentalmente de dos acumuladores de probabilidad complementarios realizados en base a "contadores Up/Down". La cuenta de cada contador se relaciona directamente con la probabilidad asociada a cada estado (o acción). Estos contadores están interconectados de manera que si uno incrementa (decrementa) su cuenta, el otro la disminuye (aumenta) en la misma proporción, manteniéndose la suma constante.

La acción actual (A) se retiene en el Registro Acción y la respuesta del Medio Ambiente (S) se retiene en el Registro Respuesta Medio Ambiente (S=1 o S=0 para recompensa o castigo, respectivamente). Con estas dos señales se selecciona, a través del selector de probabilidades, la acción a la cual se le aumenta

(o disminuye) su probabilidad en desmedro (o en beneficio) de la probabilidad asociada al otro estado.

El estado cuya probabilidad es máxima, se selecciona mediante un comparador digital y, a través de un circuito selector de estado, se activa la línea de salida correspondiente a la acción del autómata. Este circuito selector de estado también se activa si la cuenta de alguno de los contadores ha alcanzado el valor equivalente a una probabilidad unitaria, es decir, si se ha alcanzado el objetivo.

El circuito del autómata incluye, además, los bloques funcionales necesarios para su activación e inicialización. Ellos son un circuito de control que carga ambos acumuladores de probabilidad con el mismo valor inicial (50%) y un generador de números pseudoaleatorios, que permite seleccionar al azar una acción inicial. Estos circuitos y el circuito selector A.E.E.V. son habilitados a través de la señal de activación L.

El circuito del medio ambiente aleatorio está formado por un conjunto de profesores, cada uno de los cuales está constituido por un generador pseudoaleatorio (figura 2) cuyo valor medio representa la función objetivo. Este valor medio se especifica mediante un coeficiente del generador pseudoaleatorio.

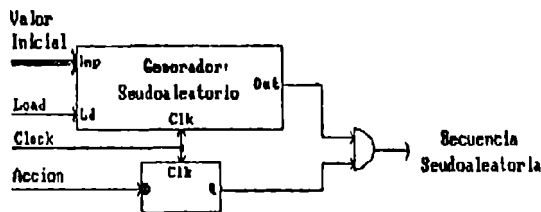


Figura 2 Circuito de un profesor pseudoaleatorio

En base a estos modelos circuitales básicos del A.E.E.V. y del medio ambiente aleatorio, es posible configurar un árbol jerárquico de autómatas, en el cual las acciones del último nivel son evaluadas por un conjunto de profesores que caracterizan la función objetivo del árbol.

En la figura 3, se muestra el esquema de un árbol de dos niveles con cuatro acciones en su último nivel. Cada acción es evaluada por un profesor cuya respuesta afecta a todos los autómatas del árbol. De esta forma, la acción correspondiente al profesor con mayor valor esperado, será favorecida en promedio con un mayor número de recompensas.

Inicialmente todas las probabilidades asociadas a los estados de los autómatas tienen igual valor (probabilidad uniforme). El autómata del primer nivel selecciona una acción inicial al azar mediante el generador pseudoaleatorio y activa con ello uno de los autómatas del segundo nivel. Este, a su vez, selecciona una de sus acciones, también al azar, la cual interactúa con el medio ambiente. Esta acción es evaluada por el profesor correspondiente y su respuesta, ya sea de recompensa o castigo, es recibida por todos los autómatas del árbol. De esta forma, si la respuesta es una recompensa (castigo) se aumenta (disminuye) la probabilidad de los estados involucrados en la trayectoria del árbol, entendiéndose por

trayectoria aquel conjunto de acciones seleccionadas desde el primer nivel al último.

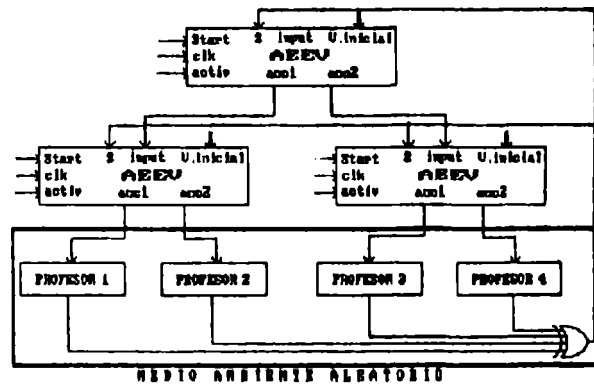


Figura 3 Esquema de un sistema jerárquico de AEEV's

#### SIMULACION DIGITAL DEL SISTEMA JERARQUICO DE AEEV'S

Para la simulación de este diseño digital se utilizó el software de simulación digital MICROLOGIC II, versión 2.12. Este simulador es del tipo interactivo, con facilidades de ingreso de diagramas circuitales y verificación de retardos en compuertas. Este programa puede manejar circuitos con hasta 8000 compuertas y procesar eventos a una tasa de 1000 por segundo en un microcomputador de 6 Mhz. Posee capacidades de salida gráfica de alta resolución a impresora o plotter, así como una biblioteca de componentes que incluye desde inversores hasta unidades aritméticas lógicas [5].

Basado en la biblioteca de componentes de MICROLOGIC II, se construyó y simuló los siguientes circuitos, principalmente:

- acumulador de probabilidad
- registros de almacenamiento
- comparador de 8 bits
- selector de probabilidad
- selector de acción
- generadores de secuencias pseudoaleatorias
- autómata estocástico de estructura variable
- profesores aleatorios (medio ambiente)
- sistema jerárquico de autómatas

Para cada uno de estos circuitos se realizaron múltiples pruebas de funcionamiento (lógica de diseño, retardos, señales de salida, estímulos de entrada, etc.). Adicionalmente, se crearon nuevas componentes que no existían en la biblioteca original.

Con el objeto de facilitar la evaluación de la arquitectura propuesta, se desarrolló un programa para la interpretación de las señales digitales que arroja el simulador. Este programa contiene las siguientes opciones:

- conversión digital-analógica
- conversión serie-paralelo
- coeficientes de castigo
- probabilidades en una trayectoria del árbol
- castigo esperado del sistema jerárquico
- probabilidad de generación de una secuencia
- probabilidad de estado de un autómata del árbol

### Análisis de resultados de las simulaciones

Se analiza el comportamiento (en términos de convergencia) de distintas configuraciones de sistemas jerárquicos de autómatas bajo diferentes condiciones de operación y simulación (variación de las semillas de los generadores pseudoaleatorios). Se discuten las principales formulaciones para determinar: probabilidades de estado de un autómata, probabilidades de trayectoria en un árbol, coeficientes de castigo, castigo esperado del sistema jerárquico.

#### Probabilidad de Estado

Es la probabilidad que el autómata permanezca en un determinado estado en algún instante de tiempo. La actualización en el tiempo de esta probabilidad la realiza el algoritmo de aprendizaje.

En la figura 4 se muestran las curvas de probabilidad de estado para el autómata raíz de un árbol con 2 autómatas. Notar que ambas curvas son complementarias en el sentido que si en cada instante ellas se suman, el valor resultante es la unidad.

Para cada autómata de un árbol es posible observar que estas curvas de probabilidad de estado siguen una tendencia con el transcurso del tiempo. Si la convergencia de esta probabilidad es al valor unitario (100%) entonces significa que el estado (o acción), asociado a tal componente probabilística, es el más probable de ser seleccionado en el próximo instante de tiempo.

Si se calcula el valor esperado de una de estas componentes probabilísticas se observa que la variación es pequeña en el inicio de la simulación, aumentando con el transcurso del tiempo. El origen de esta tendencia proviene de que el sistema intenta estabilizarse en algún estado (acción) de modo de incrementar la probabilidad de tal estado.

#### Probabilidad de Trayectoria

Corresponde a la probabilidad de elegir un conjunto de acciones en el árbol desde el primer al último nivel. Esta probabilidad de trayectoria se calcula como:

$$q_k(t) = p_1(t) * p_2(t) * \dots * p_N(t) \quad (1)$$

donde  $p_i(t)$  es la probabilidad del estado seleccionado por el autómata en el nivel  $i$  y el instante  $t$  ( $N$  es el número de niveles del árbol), y ' $k$ ' es la trayectoria en estudio (existen tantas trayectorias como número de acciones en el último nivel del árbol).

La figura 5 grafica un conjunto de curvas de probabilidad de trayectoria asociado a las distintas trayectorias de un sistema jerárquico con 2 autómatas y 3 acciones en el último nivel.

La convergencia al valor unitario de una de estas probabilidades indica que la correspondiente trayectoria es la más probable de ser elegida en el próximo ciclo de operación. En este caso también se verifica que la suma de las curvas, en cada instante de tiempo, resulta ser el valor unitario. La explicación de esto último radica en que un único autómata con  $h^2$  acciones es equivalente a un sistema jerárquico de  $h$  niveles donde cada autómata del sistema tiene  $r$  acciones (6).

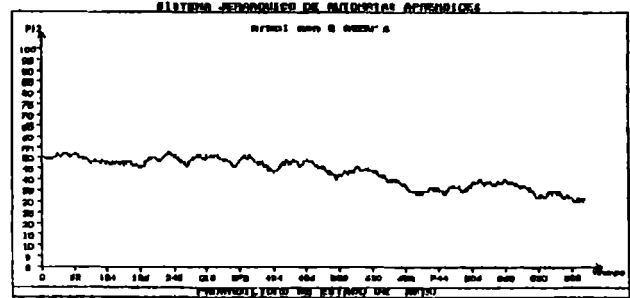
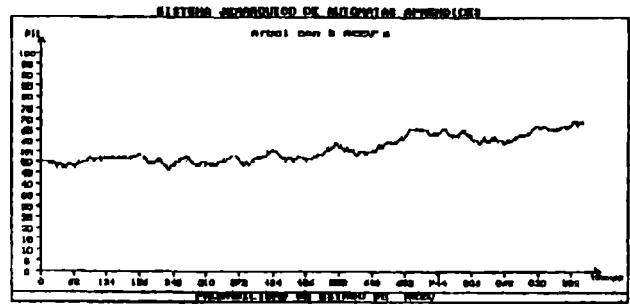


Figura 4 Probabilidad de estado para el autómata raíz en un árbol binario con 2 acciones.

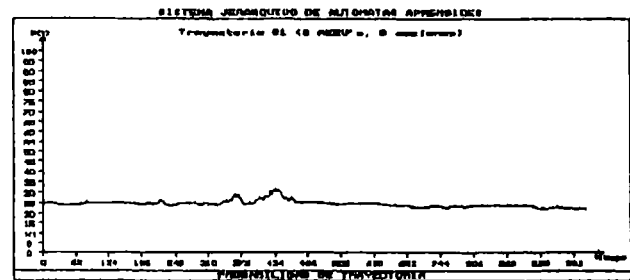


Figura 5 Probabilidades de Trayectoria en sistema jerárquico de 2 AEEV's y 3 acciones de salida

La tendencia del valor esperado de las curvas de probabilidad de trayectoria de la figura 5 presenta un comportamiento similar a las curvas de probabilidad de estado. La razón de esto radica en que la probabilidad de trayectoria tiene una dependencia funcional con las probabilidades de estado de acuerdo con la ecuación (1). Si los valores de las componentes de probabilidad de estado de una trayectoria son pequeños entonces la correspondiente probabilidad de trayectoria será aún más pequeña pero siguiendo la tendencia de las probabilidades de estado.

### Coefficientes de Castigo

Un coeficiente de castigo  $c_i$  es definido como la probabilidad que el medio ambiente aleatorio (estacionario) genere un '1' si la acción seleccionada en el último nivel del árbol fue  $b_i$  en algún instante de tiempo. El cálculo de  $c_i$  se determina como la razón entre el número de veces que la acción  $b_i$  recibió un castigo del medio ambiente y el número total de veces que tal acción interactuó con el medio ambiente.

Los resultados obtenidos de las simulaciones con árboles de distinto número de autómatas [4] muestran que los coeficientes de castigo en cada uno de esos esquemas se distribuyen de manera no uniforme, existiendo un único coeficiente cuyo valor es máximo, en cada árbol analizado. El valor de un coeficiente de castigo se interpreta como un porcentaje del tiempo de aprendizaje durante el cual la correspondiente acción fue castigada por el medio ambiente. Así, por ejemplo, un coeficiente pequeño podría indicar que la acción asociada fue poco castigada o bien que tal acción fue seleccionada en escasas oportunidades por el sistema y que durante esos instantes recibió castigos.

Los coeficientes de castigo, en una determinada configuración jerárquica están directamente relacionados con la distribución de 1's del generador pseudoaleatorio que representa al profesor que evalúa la respectiva acción.

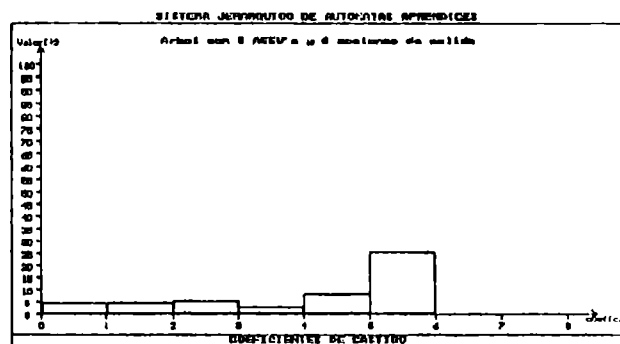


Figura 6 Coeficientes de castigo para un sistema Jerárquico con 5 autómatas.

### Probabilidad del generador pseudoaleatorio

Esta probabilidad se calcula como el cociente entre el número de 1's en una secuencia binaria y el número total de dígitos en tal secuencia. En la figura 7 se ha graficado la probabilidad de un generador pseudoaleatorio grado 5. Se observa que esta probabili-

dad tiende al 50%, significando con ello que tanto 0's y 1's en tal secuencia tienden a distribuirse de manera uniforme.

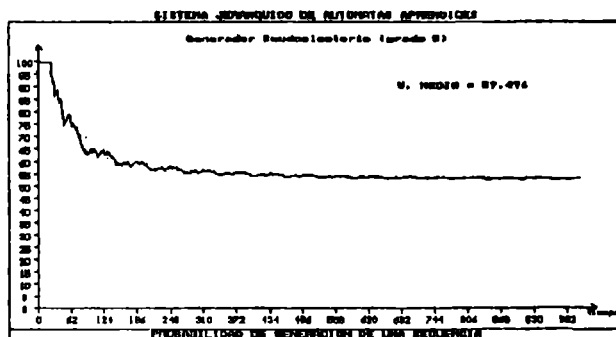


Figura 7 Probabilidad de generación de una secuencia binaria (generador grado 5)

### Castigo Esperado de un Sistema Jerárquico

Según la definición formulada por K.S. Narendra y M.A.L. Thathachar, el castigo esperado en el instante  $t$  se expresa como:

$$M(t) = \sum_{i=1}^n q_i(t) * c_i \quad (2)$$

donde  $q_i(t)$  es la probabilidad de la trayectoria  $i$  y  $c_i$  es el correspondiente coeficiente de castigo. A través de este parámetro es posible cuantificar la cantidad promedio de castigos recibidos por los autómatas en un instante determinado [8].

La figura 8 muestra las curvas para el castigo esperado en función del tiempo para distintas configuraciones de sistemas jerárquicos. La línea segmentada en cada caso indica el valor de  $M(t)$  en el instante  $t=0$  ( $M_0$ ). El valor  $M_0$  corresponde al castigo esperado en la situación de una elección de las acciones al azar (probabilidades de estado de los autómatas es uniforme en el instante inicial).

Los criterios para decidir si un sistema aprende o no, están relacionados básicamente con el valor  $M_0$  y el mínimo coeficiente de castigo de la configuración. Si durante el tiempo que dura el aprendizaje, los valores de  $M(t)$  son mayores que  $M_0$  entonces se dice que el sistema no aprende. Por el contrario, si la tendencia de  $M(t)$  es mantenerse bajo  $M_0$  entonces el aprendizaje es expeditivo. Por otro lado, si la tendencia de  $M(t)$  es al valor del coeficiente mínimo del sistema entonces se dice que el aprendizaje es óptimo. Si tal tendencia está acotada por el coeficiente mínimo de castigo más un parámetro  $\epsilon > 0$  entonces el aprendizaje es  $\epsilon$ -óptimo.

En las curvas de la figura 8 se muestran situaciones en que el sistema es: expeditivo (2 autómatas); no aprendiz (3 autómatas); y  $\epsilon$ -óptimo (6 autómatas).

Para las simulaciones realizadas, se investigó el efecto de variar la semilla de los generadores pseudoaleatorios incorporados a los autómatas y a los

profesores (medio ambiente). Los resultados obtenidos al variar la semilla de los generadores estudiados (grados 5, 7 y 17) muestran que el valor medio de la secuencia generada oscila con una tendencia ascendente a medida que aumenta el valor de la semilla. Tal tendencia está relacionada con la distribución de 0's y 1's en la semilla [7].

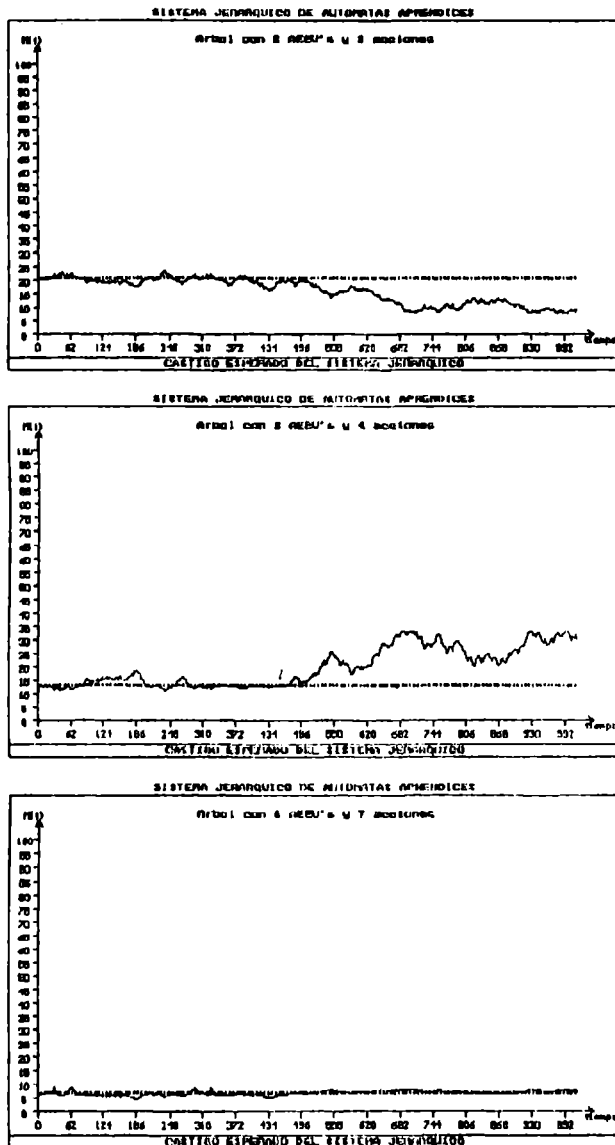


Figura 8 Curvas de aprendizaje en sistemas jerárquicos

Si los valores medios de algunos profesores no presentan grandes diferencias entonces el castigo esperado tiende a tomar valores mayores que  $M_0$ . Esto provoca que el sistema elija una acción que no es la correcta, con lo cual el sistema no aprende.

Si existen discrepancias significativas en el valor medio de los profesores entonces la tendencia de  $M(t)$  es hacia  $M_0$ , indicando con ello que el sistema

logra alcanzar el objetivo deseado (aprende).

Lo interesante de destacar aquí es que la variación de la semilla de los generadores pseudoaleatorios permite modificar el comportamiento del sistema de modo que pueda existir aprendizaje.

### CONCLUSIONES

En la presente investigación se ha planteado un modelo de hardware para un sistema jerárquico de autómatas aprendices y su correspondiente simulación digital. El diseño se basa en una arquitectura tipo árbol binario donde cada nodo corresponde a un autómata estocástico de estructura variable de dos estados (acciones), siendo esta configuración equivalente a la de un único autómata con un número de acciones igual al número de acciones del último nivel del árbol.

La simulación digital del modelo ha permitido mostrar la factibilidad de incorporar este esquema en sistemas donde existe incertidumbre en las mediciones de las variables involucradas.

La desventaja del esquema propuesto está referida a la no flexibilidad para modificar de manera directa el algoritmo de aprendizaje y sus correspondientes parámetros. Sin embargo, sin grandes dificultades de diseño es posible replantear uno de los circuitos para permitir incluir algoritmos lineales del tipo re-compensa-inacción ( $L_{r-1}$ ) o inacción-castigo ( $L_{i-p}$ ).

Lo destacable de este trabajo se refiere a la simplicidad del modelo y su correspondiente diseño de hardware, especialmente en cuanto a operaciones aritméticas. En esta configuración sólo se realiza el conteo (incremento o decremento) de cantidades enteras eliminándose el problema del manejo de operaciones en punto flotante, como ocurre con algoritmos no lineales o híbridos.

El diseño y análisis de algunos generadores pseudoaleatorios constituyó un punto esencial de este trabajo. Tanto el medio ambiente como los autómatas aprendices incorporan tales generadores de modo de permitir la pseudoaleatoriedad que se requiere en estos modelos. De las simulaciones realizadas con estos generadores se puede concluir que es posible variar el valor medio de las secuencias generadas mediante el control de la semilla del generador.

Los resultados de las simulaciones para el comportamiento de los sistemas jerárquicos muestran que tales sistemas aprenden en un intervalo dado/de tiempo. La tendencia del comportamiento es hacia esquemas expeditivos y  $\epsilon$ -óptimos comprobándose los planteamientos teóricos revisados en [4].

El efecto de alterar el valor medio de los profesores (a través de sus semillas), se refleja en las curvas de aprendizaje del sistema. Si los valores medios de los profesores presentan discrepancias significativas entonces el sistema aprende y se selecciona aquella acción que ha recibido la menor cantidad de castigos del medio ambiente. Por el contrario, si los valores medios de los profesores no se diferencian mucho entre sí entonces el sistema tiende a elegir distintas acciones a medida que transcurre el tiempo



(el sistema no aprende).

Futuras investigaciones en el campo del aprendizaje con autómatas deberían considerar aplicaciones prácticas del diseño aquí propuesto, como es el caso de los sistemas de control estocásticos.

El número de compuertas lógicas básicas empleado en este diseño hace pensar que este tipo de sistema de hardware puede ser integrado en Dispositivos Lógicos Programables (logrando con ello una disminución en el tiempo de respuesta del sistema).

#### AGRADECIMIENTOS

Esta investigación ha contado con el apoyo de CONICYT (proyecto FONDECYT 89-1134), Fundación ANDES y O.E.A. (proyecto multinacional de Microelectrónica e Informática).

#### REFERENCIAS

- [1] P. Arrau, "Análisis y Simulación de Autómatas Aprendices", Memoria para optar al título de Ingeniero Civil Electricista, 1987
- [2] H. Thieme, P. Arrau, "Modelos circuitales de Autómatas Estocásticos", Anales del IX Seminario y IV Taller de la Asociación Chilena de Control Automático, II Seminario Internacional del capítulo de SC y EI del IEEE, Viña del Mar, Chile, Noviembre 1989, pp. 78-82.
- [3] H. Thieme, P. Arrau, "Hardware Design of Hierarchical System Using Stochastic Learning Automata", Proceedings 3rd. International Symposium on Artificial Intelligence, ITESM, Monterrey, México, Octubre 1990, pp. 176-180
- [4] P. Arrau, "Modelo de un Sistema Jerárquico de Autómatas Aprendices Estocásticos", Tesis para optar al grado de Magister en Ingeniería Eléctrica, Universidad de Chile, 1991.
- [5] Spectrum Software, "MICROLOGIC II, Digital Design and Simulation Program", User manual, 1987.
- [6] M.A.L. Thathachar & K.R. Ramakrishnan, "A Hierarchical System of Learning Automata", IEEE Trans. on Systems, Man & Cybernetics; Vol. SMC-11, No 3, Mar. 1981, pp. 236-241.
- [7] S.J. Ribeiro, "Random Pulse Machines", IEEE Trans. Electronic Computer, Vol EC-16, No 3, Jun 1967, pp. 261-276.
- [8] K.S. Narendra & M.A.L. Thathachar, "Learning Automata - A Survey", IEEE Trans. on Systems, Man & Cybernetics, Vol. SMC-4, No 4, July 1974, pp. 323-334.

Helmuth Thieme W. Nacido en Hamburgo, Alemania. Ingeniero Civil Electricista, Universidad de Chile, 1975. Académico del Departamento de Ingeniería Eléctrica, Universidad de Chile, desde 1970. Areas de trabajo: Sistemas Digitales y Electrónica, Sistemas de Procesamiento Paralelo y Distribuido, Robótica.

Pedro Arrau F. Nacido en Los Angeles, Chile. Ingeniero Civil Electricista y Magister en Ingeniería Eléctrica, Universidad de Chile, 1987, 1991. Académico del Departamento de Ingeniería Eléctrica, Universidad de Chile, Areas de interés: Sistemas de Aprendizaje y Sistemas Digitales.

RED DE NEURONAS PARA LA AUTO-ORGANIZACION DE  
LAS PROPIEDADES FUNCIONALES DE LA CORTEZA  
MOJORA

Antonio Glaría Bengoechea  
Departamento de Fisiología Normal y  
Patológica  
Universidad de Valparaíso  
Casilla 92-V. Teléfono 281953. Valparaíso.  
Chile

RESUMEN

Se presenta un modelo de auto-organización de las propiedades del cortex motor que podría utilizarse en el control de manipuladores robotizados. Inicialmente se usa el modelo de Kohonen para simular dicho proceso.

Se sabe que las características funcionales de las neuronas del cortex motor del mono son el resultado de un proceso de auto-organización guiado por movimientos espontáneos.

Se busca simular procesos de auto-organización más elaborados que los actuales, cuya resultante concuerde con observaciones no consideradas aún:

i. Las neuronas presentan actividad máxima para movimientos en direcciones específicas en los planos del espacio.

ii. La distribución de estas "neuronas de orientación" es uniforme para todas las direcciones, independientemente de la distribución temporal de los movimientos.

La conservación de esta independencia permitiría lograr "procesos de aprendizaje" más generales para la red neuromimética.

Si bien la simulación muestra que el modelo de Kohonen auto-organiza las neuronas de orientación, el resultado indica una dependencia de la distribución de las neuronas de orientación con la distribución temporal de movimientos.

Se busca neutralizar los efectos de la distribución temporal. Se obtiene resultados preliminares promisorios al ligar funcionalmente la plasticidad de los neuromimos con la frecuencia de los movimientos espontáneos.

ABSTRACT

A self-organizing model of motor cortex properties is presented. It could be used to control the movements of a robotized manipulator. Kohonen model is initially applied to simulate the process.

It is well known that the functional characteristics of motor cortex neurons in adult monkeys are the result of self-organizing processes guided by spontaneous movements.

More elaborated self-organizing processes, which consider new experimental data, are explored.

i. The neurons present maximal activity to movements in specific directions within the spatial planes.

ii. The distribution of "directional neurons" is uniform in all the directions, independently of the temporal distribution of the guiding movements.

Conservation of this independence would allow to obtain more general "learning processes" of a neuro-mimetic network.

Although the simulation shows that Kohonen model self-organizes the directional cells, the result denotes a clear dependence of the neuronal distribution with the temporal distribution of guiding movements.

A method is looked for in order to neutralize the effects of the temporal distribution. Preliminary suggesting results were obtained when neuron plasticity was functionally related to the frequency of spontaneous movements.

INTRODUCCION

El modelo neuromimético de los mapas topológicos de Kohonen ha sido utilizado exitosamente para el control de los movimientos de brazos manipuladores [1,2].

Este tipo de modelo presenta ventajas respecto de modelos clásicos ya que solo requiere de las coordenadas visuales y/o propioceptivas del punto a alcanzar, las que activan directamente los actuadores que desencadenan los movimientos. Los últimos, en cambio, necesitan además "referencias sobre la trayectoria a seguir" así como, a menudo, "el cálculo de un modelo geométrico inverso basado sobre la resolución de un sistema de ecuaciones no lineales" antes de la realización de cualquier movimiento [2].

La necesidad de una fase de "aprendizaje" de los sistemas neuromiméticos de control es una desventaja obvia frente a los controladores clásicos. Cualquier forma de optimización del aprendizaje resulta, por lo tanto, de interés.

Los registros electrofisiológicos de actividad unicelular en la corteza motora del mono adulto, en la zona que cartografía la musculatura asociada a los movimientos de la articulación del hombro, han demostrado la existencia de neuronas que presentan actividad máxima para movimientos en direcciones específicas en cada uno de los planos definidos por los grupos musculares

que controlan el movimiento de dicha articulación.

La dirección del movimiento en el espacio 3-D puede ser predicha por la combinación lineal de actividades de estas neuronas [3].

Estos registros señalan, además, que la distribución de estas neuronas "de orientación" es uniforme para todas las direcciones, independientemente de la distribución temporal de los movimientos espontáneos que guiaron la auto-organización [4].

La experiencia en neurofisiología sugiere que estos hallazgos son válidos para las neuronas corticales que comandan los grupos musculares de cualquier articulación.

En este trabajo se busca un modelo de auto-organización de las propiedades funcionales de la corteza motora que de cuenta de ambos fenómenos: la aparición de las neuronas de orientación y la uniformidad de la distribución de dichas células.

Para ello se modifica el modelo de las cartas topológicas de Kohonen [5]. Se explora el comportamiento del modelo al agregar una relación funcional simple entre la plasticidad de las neuronas en proceso de auto-organización y el tiempo transcurrido entre dos movimientos espontáneos idénticos.

Los resultados muestran una mejoría sistemática, aunque leve, en la neutralización de los efectos de una distribución temporal no uniforme de los movimientos espontáneos.

A medida que dicha neutralización aumenta, el grado de especialización del "aprendizaje" de la red debería disminuir ya que se mejorarían las capacidades de generalización del modelo.

Estos resultados sugieren que, desde un punto de vista biológico, mecanismos de habituación [6] se activan durante la fase de auto-organización.

#### METODOLOGIA

El modelo de los mapas topológicos de Kohonen utiliza dos capas de neuronas formales o neuromimos, la capa "cortical", que se auto-organizará como la de las neuronas de orientación, y la de las células efectoras que representan, en este trabajo, a las motoneuronas bajas del sistema nervioso.

La capa de células corticales está constituida por una red bidimensional. Los valores de las entradas a esta capa serían las coordenadas de posición del codo transformadas por un proceso sensorial.

Las transformaciones sensoriales corresponderían a aquellas impuestas por la manera que se organizan los propioceptores musculares y articulares y/o los receptores retineanos [1].

El número de motoneuronas está determinado por la dimensionalidad del espacio de trabajo sobre el que opera la articulación. Cada motoneurona tiene como entradas la actividad ponderada de todas las células de corticales. La salida de las motoneuronas indica el ángulo de flexión de la articulación del hombro en cada uno de los planos definidos por los grupos musculares que efectúan los movimientos.

Al aplicar el modelo a un manipulador, el número de motoneuronas aumenta dependiendo de el número de servomecanismos instalados en él. En este caso convendría especializar grupos de motoneuronas para las distintas rótulas del manipulador.

La conectividad desde las células corticales hacia las motoneuronas, y vice-versa, es completa. Hay, además, inhibiciones laterales en la capa cortical.

El aprendizaje tiene lugar a dos niveles. Por una parte un proceso de auto-organización, que genera las células de orientación, tiene lugar en la capa cortical. Por la otra, una regla de aprendizaje por corrección de error [7] se aplica en la uniones sinápticas de las motoneuronas.

La auto-organización se desarrolla como consecuencia de la realización iterativa de un conjunto de movimientos espontáneos con retroalimentación sensorial. El conjunto de movimientos se simula por "protocolos musculares" que activan directamente a las motoneuronas.

Durante la auto-organización se selecciona secuencialmente, dentro de cada iteración, y para cada movimiento, una célula "blanco" de la capa cortical. Esta corresponde a la célula cuyos pesos estén "más próximos", en el sentido Euclideo, a la representación sensorial de las coordenadas de cada movimiento espontáneo.

La célula blanco así seleccionada, y una cierta vecindad dentro de la capa de las células corticales, modifican los pesos de sus aferencias. El ajuste de la célula blanco se "difunde" a su vecindad. Estas modificaciones dependen, de:

-la diferencia entre el vector de la representación sensorial de las coordenadas del movimiento y el vector que se construye a partir del valor de los pesos al momento del ajuste.

-una "función de plasticidad" que, por una parte, disminuye el tamaño de la vecindad y, por la otra, aumenta la plasticidad en el transcurso temporal. Esta función está dada por:

$$\text{Beta} = I(t) \exp(-d^2/2s^2(t))$$

donde  $d$  representa la distancia numérica entre la célula blanco seleccionada para cada movimiento y la célula de la vecindad hacia la que difunde la modificación de los pesos.

Por otra parte,  $t$  representa, de manera discreta, el tiempo normalizado de simulación. Este se mide contabilizando el número de iteraciones que permiten la ejecución del conjunto de movimientos espontáneos durante el proceso de auto-organización. La duración total del proceso está representada por un número predefinido de iteraciones.

$I(t)$  y  $s(t)$  son funciones lineales de  $t$  que parametrizan Beta. Ellas se ajustan de modo que en la primera iteración se modifiquen de manera semejante los pesos de todas las células de una vecindad y que en la última iteración solo los pesos de la célula "blanco" sean modificados [5].

En la capa de las motoneuronas los pesos se ajustan de modo de disminuir el error entre el movimiento espontáneo y el movimiento que se hubiera producido si hubiese sido realizado bajo control cortical.

Los protocolos musculares gatillan colecciones de movimientos espontáneos que se repiten total o parcialmente en períodos temporales fijos durante el proceso de auto-organización.

La repetición parcial de la colección de movimientos simula la selección de sub-espacios "predilectos", dentro del espacio de trabajo, sobre los cuales se va "focalizando" la acción del sujeto cuya corteza motora se simula.

En una de las opciones de las simulaciones los movimientos se focalizan hacia el sub-espacio de la extrema derecha que se obtiene de dividir el espacio de trabajo en cuatro partes iguales. En este "cuarto" del espacio de trabajo -en el sentido de 1/4, y no de compartimento- los movimientos espontáneos son cuatro veces más frecuentes que en el extremo izquierdo [8].

El repertorio de cada conjunto de movimientos de los protocolos musculares se distribuye semi-aleatoriamente sobre el espacio de trabajo de modo de permitir la exploración espacialmente uniforme de éste.

Tal como era de prever, el modelo de Kohonen utilizado muestra una clara dependencia de la distribución final de las neuronas de orientación respecto de la distribución temporal de movimientos; después de la auto-organización, las neuronas corticales que controlan los movimientos hacia el extremo derecho del espacio de trabajo están sobrerrepresentadas. Esto implica una "representación" heterogénea del espacio de trabajo en el córtex motor.

En un trabajo anterior [9] se intentó neutralizar los efectos de distribuciones temporales no uniformes sobre la auto-organización de las células corticales. Para ello se estableció un mecanismo de fijación de los pesos de la capa cortical, antes del término del proceso. Si bien los resultados

mostraron que el modelo era capaz de auto-organizarse, la regla de fijación explorada se manifestó inadecuada para el logro del segundo objetivo buscado.

Adicionalmente, estos resultados sugerían que el ligar funcionalmente la plasticidad de la capa cortical a la frecuencia de presentación de los movimientos permitiría neutralizar los efectos de distribuciones temporales no uniformes.

En una primera aproximación se juzgó razonable introducir una relación funcional simple entre la plasticidad y la frecuencia de ejecución de los movimientos espontáneos.

La variable  $t$  de la función de plasticidad se moduló mediante un coeficiente diferencial,  $c$ , de modo que dependa de la frecuencia de ejecución de cada movimiento espontáneo.

Dado que la frecuencia de ejecución de los movimientos aparece, en la simulación, controlada por el valor de la coordenada  $x$  de los movimientos [9],  $c$  se evalúa según:

$$c = T_{max}/(T_{max} - 3) \text{ si } 0,00 < x < 0,25,$$

$$c = T_{max}/(T_{max} - 2) \text{ si } 0,25 < x < 0,50,$$

$$c = T_{max}/(T_{max} - 1) \text{ si } 0,50 < x < 0,75,$$

$$\text{finalmente, } c = 1 \text{ si } 0,75 < x < 1,00,$$

donde  $T_{max}$  es el número fijo de períodos en cuyo seno se desarrolla el proceso de auto-organización.

Con esto se logra que a medida que los movimientos se hacen menos frecuentes, se adelante el valor de la función de plasticidad hacia el correspondiente a períodos próximos cada vez más lejanos. Se mantiene los valores convencionales para los movimientos más frecuentes.

Dado que la plasticidad aumenta y la vecindad disminuye a lo largo del tiempo, esto equivale a simular una relación indirecta entre la función de plasticidad y la frecuencia de ejecución de los movimientos.

Un tipo similar de relación ha sido observado en los seres vivos durante fenómenos de habituación [6].

## RESULTADOS Y CONCLUSIONES

Las distancias Euclidianas entre el vector de la representación sensorial de las coordenadas de cada movimiento y cada uno de los vectores que se construyen a partir del valor de los pesos sinápticos de la capa de células de orientación se calculan luego de finalizados varios procesos de auto-organización.

En la Tabla I se presenta los promedios de siete simulaciones de las distancias medias obtenidas para movimientos sobre los cuartos extremos y centrales a la izquierda y a la derecha del espacio de trabajo.

Se ilustra los valores obtenidos para los cinco vectores de peso más próximos a cada vector de movimientos.

Se define una situación control que se obtiene de aplicar protocolos musculares con distribución temporal uniforme de los movimientos. Se evalúa los resultados del modelo de Kohonen convencional y de modelo modificado.

Cuarto extrema izquierda  
(Frecuencia 1/4)

Vecindad	Control		Modelo de Kohonen			
	Pr.	DE.	Convencional		Modificado	
	Pr.	DE.	Pr.	DE.	Pr.	DE.
0	0,00	0,00	0,19	0,02	0,17	0,02
1	0,07	0,01	0,21	0,02	0,19	0,02
2	0,08	0,01	0,22	0,02	0,20	0,02
3	0,10	0,02	0,23	0,01	0,22	0,02
4	0,11	0,02	0,24	0,01	0,23	0,2

Cuarto centro izquierda  
(Frecuencia 2/4)

Vecindad	Control		Modelo de Kohonen			
	Pr.	DE.	Convencional		Modificado	
	Pr.	DE.	Pr.	DE.	Pr.	DE.
0	0,00	0,01	0,08	0,03	0,08	0,03
1	0,07	0,02	0,10	0,03	0,09	0,04
2	0,09	0,02	0,11	0,03	0,11	0,04
3	0,10	0,02	0,12	0,04	0,12	0,03
4	0,11	0,03	0,13	0,04	0,13	0,04

Cuarto centro derecha  
(Frecuencia 3/4)

Vecindad	Control		Modelo de Kohonen			
	Pr.	DE.	Convencional		Modificado	
	Pr.	DE.	Pr.	DE.	Pr.	DE.
0	0,00	0,00	0,01	0,01	0,02	0,00
1	0,05	0,01	0,04	0,01	0,04	0,01
2	0,07	0,01	0,05	0,01	0,05	0,01
3	0,08	0,01	0,06	0,01	0,06	0,01
4	0,09	0,01	0,07	0,01	0,07	0,01

Cuarto extrema derecha  
(Frecuencia 4/4)

Vecindad	Control		Modelo de Kohonen			
	Pr.	DE.	Convencional		Modificado	
	Pr.	DE.	Pr.	DE.	Pr.	DE.
0	0,00	0,00	0,01	0,01	0,01	0,01
1	0,07	0,01	0,06	0,01	0,06	0,01
2	0,09	0,01	0,07	0,01	0,07	0,01
3	0,10	0,01	0,08	0,01	0,08	0,01
4	0,12	0,01	0,10	0,01	0,10	0,01

Tabla I

Los resultados ilustrados muestran una mejoría sistemática, aunque leve, del modelo de Kohonen modificado, en relación al convencional. Esta mejoría queda claramente de manifiesto en los resultados de auto-organizar las células de orientación que se guían por movimientos espontáneos hacia el cuarto del extremo izquierdo del espacio de trabajo. En este sub-espacio la frecuencia de presentación de movimientos espontáneos está reducida a un cuarto respecto de aquella del sub-espacio de la extrema derecha.

En los sub-espacios a la derecha de él no se manifiestan cambios significativos ya que el modelo de Kohonen no muestra efectos muy marcados por la aplicación de protocolos musculares temporalmente no uniformes.

Se puede concluir que la estrategia de ligar funcionalmente la plasticidad con la frecuencia de ejecución de movimientos espontáneos en un modelo neuromimético de cartas topológicas, como el propuesto por Kohonen, resulta adecuada para neutralizar los efectos de una distribución temporal no uniforme sobre la distribución de las células de orientación.

REFERENCIAS

- [1] Coiton Y, Bihodes JC, Velay JL, Roll JP. "Sensorimotor coordination of multi-sensory inputs" Anales de la International Conference on Neural Networks, (IJCNN, San Diego), 1988
- [2] Vieules P. "Commande d'un bras manipulateur par une réseau neuro-mimetique" Informe de Stage de l'Ecole Supérieure d'Ingénieurs de Marseille en el Laboratoire des Neurosciences Fonctionnelles de Marseille. 1988.
- [3] Georgopoulos AP, Schwartz AB, Kettner RE. "Neuronal population coding of a movement direction". Science Vol. 233: 1416-1419. 1986.
- [4] Caminiti P, Johnson PB, Urbano A. "Making arm movements within different parts of space, dynamic aspects in the primate motor cortex". J. Neurosci. Vol. 10(7): 2039-2056. 1990
- [5] Keller M, Fogelman-Soulie F. "Cartes topologiques et application en reconnaissance d'images d'électrophorèse". Neuro-Nîmes. Nîmes. EC2 Editeur. 403-411: 1988
- [6] Kandel E. "Les petits systèmes de neurones" Pour la science. Vol. 25: Novembre: 37-50. 1979
- [7] Widrow B, Hoff ME. "Adaptive switching circuits" Institute Radio Engineers. Western Electronic show and convention. Convention records. Vol. (4): 96-104. 1960
- [8] Gloria-Bengoechea A, Burnod Y. "Self-Organization of the functional characteristics of motor cortex neurons distributions: a modified Kohonen network to neutralize the temporal statistics of spontaneous movements" Anales de la International Conference on Artificial Neural Networks (ICANN-91, Helsinki, Junio). En prensa. 1991
- [9] Gloria-Bengoechea A. "Auto-organisation des distributions des caractéristiques fonctionnelles des neurones corticaux pour une représentation de l'espace 3-D" Memoria para optar al DEA de Ciencias

Cognitivas de la Universidad Paris 6 y  
de la Escuela de Altos Estudios en  
Ciencias Sociales de París,  
Septiembre 1990.

#### BIOGRAFIA DEL AUTOR

Antonio Glaría Bengoechea (1949). Obtiene el título de Ingeniero Civil Electrónico de la Facultad de Electrotécnica de la U.T. Federico Santa María (Noviembre de 1975), el grado de MSc en Ingeniería Biomédica de la Facultad de Medicina de la Universidad de Newcastle-upon-Tyne, Inglaterra, en Mayo de 1983 y el diploma DEA en Ciencias Cognitivas de la U. de París 6 y de la Escuela de Altos Estudios en Ciencias Sociales de París, Francia, en Septiembre de 1990. Actualmente realiza su tesis de Doctorado en esta disciplina. Areas de interés: Ingeniería Biomédica, Neurociencias y Sistemas Neuro-miméticos de procesamiento paralelo distribuido.

# SENSOR DE LABORATORIO PARA CONTROL DE FUERZA EN ROBOTICA

Carlos M. Schugurensky  
Instituto de Automática, Universidad Nacional de San Juan  
Av. Libertador San Martín 1109 (o), 5400 San Juan, Argentina

## RESUMEN

La incorporación de la realimentación sensorial en los algoritmos de control y planificación en robótica, requiere su verificación experimental. Para ello es necesario desarrollar herramientas de laboratorio acordes con la complejidad y grado de avance de las tareas de investigación.

Para el ensayo de una articulación robótica que interactúa con el medio aplicando o recibiendo fuerzas (pares), se ha diseñado un instrumento que consiste en una celda de carga con el elemento elástico de base tipo viga en voladizo, con una zona de sección reducida. La deformación que se produce en la zona de sección reducida al aplicar un par, se mide con bandas extensiométricas.

Instalado sobre el eje de salida de un conjunto motor-reductor, el sensor permite generar una señal proporcional al par o fuerza actuante. Este instrumento se utilizará para el ensayo de estrategias de control de fuerza, control de impedancia (fuerza/movimiento), telemanipulación con realimentación sensorial y otras. A partir de este diseño es posible desarrollar otros instrumentos de laboratorio similares, con capacidad sensorial ampliada, para el control de fuerza en estructuras robóticas con mayor número de grados de libertad.

## ABSTRACT

The integration of sensory data feedback in robotic control and planning algorithms requires experimental testing. With this aim is necessary to design laboratory tools according to the complexity and the level reached by the research work.

To test a robotic joint which interacts with the environment, exerting or withstanding forces (torques), was designed an instrument which consist in a load cell with the spring element like a cantilever beam with a reduced cross-section. The strain in the reduced section zone is measured with strain gages. The sensor is mounted on the output shaft of a motor-reductor set and it produces a signal proportional to the acting torque or force. This instrument is applied in force control strategies testing, impedance control (force/movement) and telemanipulation with sensory feedback.

The experience obtained with this design will help us to develop similar laboratory instruments, with enlarged sensorial capacity, to be applied in force control of robotic structures having more degrees of freedom.

## INTRODUCCION

La robótica avanzada se define como la operación autónoma de manipuladores mecánicos, controlados por computadora, en situaciones y ambientes que no pueden ser preprogramados. Estos sistemas deben basarse necesariamente en la realimentación sensorial y, en el comportamiento adaptable.

La automatización programable no ha podido aún realizar una utilización intensa de la información sensorial para mejorar o permitir la realización de tareas complejas por parte de manipuladores mecánicos controlados por computadora. Esto se debe a que diversos aspectos de interés son todavía objeto de intensas investigaciones y desarrollos, tales como:

- El desarrollo de los transductores apropiados para la generación de las señales de

fuerza, cupla, proximidad, visión, tacto, etc.

- El preprocesamiento y la transmisión de los datos sensados.
- La interpretación de los datos.
- La fusión multisensorial.
- La incorporación de la realimentación sensorial en los algoritmos de planificación y control en una estructura jerárquica que permita el funcionamiento en tiempo real.

Para la realización de estudios en este campo, a continuación de la etapa de simulación, son necesarias herramientas de experimentación en el laboratorio. El sensor presentado en este artículo es un instrumento simple y económico que permite la verificación experimental de planteos de control de fuerza en robótica, así como el desarrollo de experiencia en la generación y utilización de información sensorial.

## ANTECEDENTES

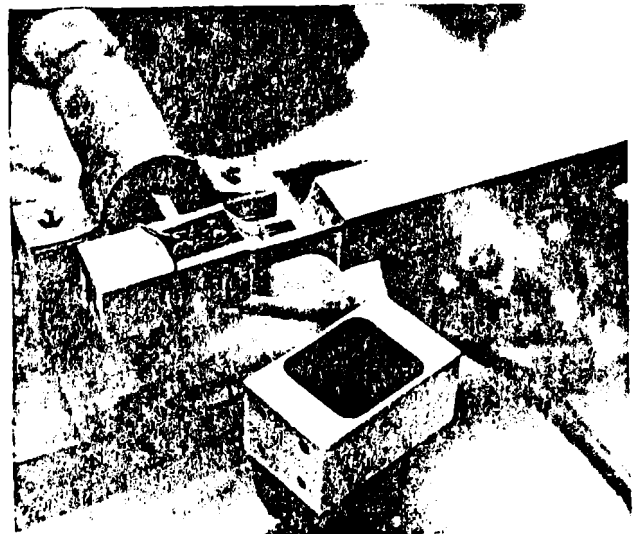
Las razones básicas para usar manipuladores son desplazar objetos y aplicar fuerzas. En términos generales la manipulación mecánica consiste en la ejecución repetitiva de dos acciones:

- 1) El posicionamiento y la orientación espacial del extremo operativo con relación a un objeto o al ambiente.
- 2) La orientación de los elementos móviles del extremo operativo (dedos) de tal manera que contacten, desplacen o liberen el objeto de una manera deseada.

Estas acciones se especifican a partir de la definición de la tarea que se pretende realizar. Cuando el extremo operativo no tiene capacidad manipulativa propia o destreza, la acción 2 resulta muy simple y permite generar señales mecánicas o eléctricas de interacción del manipulador directamente o a través del objeto con el medio. La acción 1 se convierte entonces en la acción principal a controlar siguiendo diversos métodos de control. Uno de ellos es el control de fuerza [6], que consiste en posicionar el extremo operativo, realizando las correcciones necesarias de la trayectoria predefinida, mediante el control de los actuadores que mueven las articulaciones del robot en función de las fuerzas de interacción con el entorno que aparezcan durante la tarea. Este método se denomina también acomodación activa.

Los actuadores articulares consisten en un sistema motor-reductor. Cuando los coeficientes de reducción son elevados, los movimientos articulares son irreversibles y se obtienen solamente accionando cada motor con su tensión de alimentación. No es posible, en ese caso, mover un brazo robótico ejerciendo fuerzas sobre su extremo operativo salvo cuando existe un sensor que detecta las fuerzas aplicadas y genera señales que se procesan para operar los motores articulares. Realizando un control de fuerza puro es posible mover un manipulador robótico con mecanismos no reversibles para, por ejemplo, el aprendizaje guiado de trayectorias.

El sensor diseñado es un instrumento de laboratorio que, instalado sobre el eje de salida de un conjunto motor-reductor permite aplicar un par y generar una señal proporcional al mismo. Este instrumento será aplicado en la realización de experiencias en control de fuerza o par ejercido sobre el medio, en control de impedancia (relación fuerza/movimiento), en telemanipulación (utilizando dos sistemas similares interconectados) y en otros esquemas experimentales que puedan surgir de las tareas de investigación y desarrollo. Se presenta en este artículo un método de diseño que permite calcular este tipo de sensor para diferentes valores máximos de fuerza (par) y rigidez.



Fotografía 1. Sensor de fuerza instalado en el eje de salida de un conjunto motor-reductor. Se aprecia en primer plano otro transductor de fuerza en desarrollo.

## DESCRIPCION DEL SENSOR. DEDUCCION DE LAS ECUACIONES DE DISEÑO.

El sensor esta construido a partir de una barra de 19x19 mm de sección transversal y 240 mm de longitud, de aluminio extruido comercial. Asumimos para el diseño que tiene un módulo de Young  $E$  de 7000 Kgf/mm<sup>2</sup>.

Como se observa en la Fotografía 1, se distinguen en el sensor tres zonas: la zona I a la izquierda tiene 40 mm de longitud, es la zona destinada a la fijación del sensor en el eje de salida del reductor y a la colocación de los terminales de salida del circuito puente de Wheatstone para medición. Tiene un orificio de 10 mm de diámetro para insertar el eje y un tornillo de fijación.

La zona II central tiene 28 mm de longitud. Esta longitud se fija principalmente a partir de las dimensiones de las bandas extensiométricas a utilizar. Es la zona en la que se han reducido notablemente las dimensiones de la sección transversal con el objeto de concentrar y aumentar allí las deformaciones superficiales que se producen en la barra cuando al sensor se le aplica una fuerza o par. En el centro de las caras superior e inferior están adheridas las bandas extensiométricas que miden la deformación. Es posible adherir dos bandas en cada cara y conectarlas formando un circuito puente completo de tal manera que sus variaciones aumenten el desequilibrio del puente y por lo tanto la tensión de salida. En este caso se ha adherido una banda en cada cara y el puente se completa con dos resistores fijos. Se obtiene la mitad de la tensión de salida que en el



puente completo. Es posible deducir [5] que:

$$U_a/U_e = 1/2 \cdot k \cdot \epsilon \quad (1)$$

donde :  $U_a$  : tensión de salida del circuito puente.

$U_e$  : tensión de alimentación del circuito puente.

$k$  : factor de banda.

$\epsilon$  : deformación superficial.

Es posible deducir [2] [3], que la deformación superficial es:

$$\epsilon = 6 \cdot F \cdot x / E \cdot b \cdot t^2 \quad (2)$$

donde :  $F$  : fuerza aplicada en un punto extremo izquierdo.

$x$  : distancia entre el punto de aplicación de la fuerza y el punto central de las bandas extensiométricas.

$E$  : módulo de elasticidad

$b$  : ancho de la zona II donde están adheridas las bandas.

$t$  : espesor de la zona II.

La zona III de la derecha tiene 172 mm de longitud. Esta longitud se fija de acuerdo a la distancia necesaria para actuar sobre el medio, tratando que sea lo menor posible para reducir su peso propio. Con el mismo objeto esta ahuecada desde su extremo derecho con un orificio de 10 mm de diámetro y 150 mm de longitud. Dicho orificio no reduce considerablemente el momento de inercia de la sección transversal que debe ser mucho mayor que el de la sección de la zona II para que sus deformaciones sean despreciables.

El sensor se diseña especificando también la rigidez  $K = F/DT$  donde  $DT$  es la flecha en el punto de aplicación de la fuerza. Con el objeto de obtener una expresión para la flecha, que sea útil para el diseño del sensor, se hacen las siguientes suposiciones simplificatorias:

- El sensor está empotrado en el extremo izquierdo de la zona II.
- La zona II tiene sección constante.
- No se producen deformaciones en la zona III.

Con base en estas suposiciones la elástica del sensor y su diagrama de momentos flectores están representados en la Figura 1.

En la Figura 1, para pequeñas deformaciones, se cumple que:

$$D\theta = \theta \cdot L_e$$

$$DT = D + D\theta$$

También se cumple que :

$$A = F \cdot (L + L_e)$$

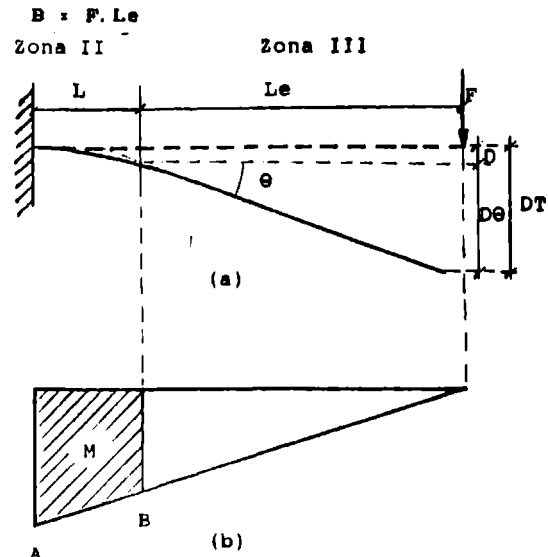


Figura 1. (a) Elástica simplificada del sensor.  
(b) Diagrama de momentos flectores.

Se demuestra [2] que:

$$\theta = \text{Area } M / E \cdot I_z$$

$$D = G \cdot \text{Area } M / E \cdot I_z$$

$$I_z = b \cdot t^3 / 12$$

donde :

$I_z$  : Momento de inercia de la sección con respecto al eje transversal.

$G$  : Distancia del centro de gravedad del Area M al extremo flectado B de la zona II.

Se demuestra que :

$$G = L \cdot (2A + B) / 3 \cdot (A + B)$$

Sustituyendo todos los valores indicados en la ecuación de la flecha total  $DT$  en el punto de aplicación de la fuerza, se obtiene:

$$DT = \frac{12 \cdot F \cdot L}{E \cdot b \cdot t^3} \left[ \frac{L \cdot (3 \cdot L_e + 2 \cdot L)}{6} + L_e \cdot (L_e + L/E) \right] \quad (3)$$

#### DISEÑO DEL SENSOR CONSTRUIDO.

Para una fuerza  $F = 3,5 \text{ Kgf}$  aplicada a 150 mm del centro de las bandas extensiométricas, se requiere una flecha máxima total menor que un mm, por lo tanto se fija  $DT = 0,9 \text{ mm}$ . En este caso la rigidez será  $K = 3,9 \text{ Kgf/mm}$ . Fijamos una deformación máxima para el aluminio  $\epsilon = 800 \mu\text{m/m}$ .

Siendo  $(L_e + L/2) = 150 \text{ mm}$  y  $L = 28 \text{ mm}$ , se obtiene  $L_e = 136 \text{ mm}$ .  
De las ecuaciones (2) y (3) se obtiene:

$$b \cdot t = 562.5 \text{ mm} \quad \text{y} \quad b \cdot t = 4 \cdot 212.2 \text{ mm}$$

Luego  $t = 7.49 \text{ mm}$  y  $b = 10.026 \text{ mm}$

Este método de diseño permite calcular las dimensiones de la sección de la zona II para diferentes condiciones de fuerza y rigidez. El material elástico a utilizar: aluminio, acero u otro, también puede elegirse en función de la deformación máxima que admite con comportamiento lineal, para obtener dimensiones apropiadas para la sección reducida.

#### PROCESAMIENTO DE LA SEÑAL

Se ha diseñado y construido una plaqueta que contiene un circuito de ajuste de cero del circuito puente de medición. Dicha plaqueta contiene también dos fuentes de alimentación de elevada estabilidad con base en el MC 1469, un amplificador con base en el ICL 7606, un filtro activo de segundo orden con frecuencia de corte en 10 Hz y un circuito de ajuste del nivel de la tensión de salida.

La señal así procesada esta en condiciones de conectarse a una entrada analógica de una plaqueta de interfase entradas/salidas instalada en un computador tipo PC, en el cual operan los algoritmos de control que generarán las señales de comando para el motor de la articulación robótica.

#### ENSAYO EXPERIMENTAL DEL SENSOR CONSTRUIDO

La tensión de alimentación del circuito puente fue  $U_e = 7.6 \text{ V}$ . Se equilibró el circuito puente poniendo a cero la salida  $U_a$  con el sensor apoyado en el banco de trabajo para eliminar la deformación que produce su propio peso.

A continuación se realizaron mediciones fijando el sensor en posición horizontal, sujeto con una morsa en la zona I y cargando gradualmente el extremo a 150 mm con pesas calibradas.

Los valores medidos fueron los siguientes:

F	$U_a$	La recta óptima que ajusta esos valores por mínimos cuadrados tiene la siguiente ecuación:
Kgf	mV	
0	0.16	$U_a = 0.171 + 1.776 F$
0.5	1.06	
1	1.95	
1.5	2.83	El factor de correlación es igual a la unidad y la desviación estandar es $S = 0.01 \text{ mV}$ . Se aprecia que
2	3.73	
2.5	4.63	
3	5.50	

3.5	6.40	el efecto del peso propio en la tensión de salida con el sensor en posición horizontal es equivalente a una fuerza de 96 grf apli-
4	7.26	
4.5	8.16	
5	9.04	
5.5	9.94	

cada en el mismo punto que F. Este efecto varía según la posición angular del sensor. Para tener en cuenta este efecto, el modelo matemático del sensor es el siguiente:

$$U_a = 0.171 \cdot \cos m + 1.776 F$$

Donde  $m$  es el ángulo que forma el eje longitudinal del sensor con respecto a la horizontal.

Con la misma disposición experimental descrita, se realizaron mediciones agregando un palpador instalado en el punto de aplicación de la fuerza, para medir la flecha en ese punto DT.

El palpador agrega una fuerza adicional que se suma al efecto del peso propio. La recta óptima que ajusta los valores medidos es:

$$DT = -3.31 + 26.345 F$$

donde DT se obtiene en centésimas de mm.

La fuerza que lleva DT a cero es de 126 grf. Conociendo que el efecto del peso propio es de 96 grf, se deduce que el palpador agrega 30 grf.

La rigidez está dada por la inversa de la pendiente. Su valor es:

$$K = 3.8 \text{ Kgf/mm}$$

Este valor se acerca aceptablemente al fijado en las condiciones de diseño.

Las bandas extensiométricas utilizadas son HBM LG13 3/350. Su factor de banda es  $K = 2.1$ . De la ecuación (1) se obtiene  $\epsilon = 764.18 \mu\text{m/m}$  para el punto de diseño. Este valor es aceptable frente al valor fijado en las condiciones de diseño.

#### APLICACIONES PARA CONTROL DE FUERZA EN ROBOTICA.

El conjunto motor-reductor tiene instalado un codificador óptico incremental en el extremo posterior del eje del motor. Dicho sensor genera información sobre la posición y la velocidad angular del motor. El sensor descrito en este artículo genera información de fuerza o par cuando se produce la interacción con el medio.

A partir de esas informaciones, conectando el conjunto a un computador tipo PC, se ensayan diversas estrategias de control descriptas en [6] tales como control de elasticidad, de

amortiguamiento, de impedancia y otras. Además, construyendo dos conjuntos similares codificador-motor-reductor-sensor se realizan experiencias en telemanipulación con reflexión de fuerza donde el conjunto maestro genera la posición de referencia para el control de posición del conjunto esclavo. Cuando este último interactúa con el medio, genera la consigna de fuerza para el control de fuerza del maestro produciendo así el reflejo en el maestro de la fuerza que ejerce el esclavo. Si se desea que el esclavo aplique una fuerza fijada por el maestro, cuando interactúa con el medio, se realiza un control de fuerza en el esclavo donde la referencia de fuerza proviene del sensor de fuerza del maestro. Se pasa automáticamente del control de posición al control de fuerza en el esclavo en el instante que aparece una señal en el sensor de fuerza del esclavo cuando colisiona con el medio.

#### CONCLUSIONES

El diseño y construcción del sensor presentado en este artículo, ha permitido ganar experiencia práctica y conocimientos en áreas de trabajo que sientan las bases necesarias para el desarrollo de sistemas de mayor complejidad.

Las ecuaciones de diseño obtenidas permiten construir este tipo de sensor para diferentes condiciones de trabajo.

El sensor presenta excelente linealidad y desviación estándar.

Las aplicaciones mencionadas están en desarrollo y serán detalladas en otro artículo.

Se están desarrollando otros sensores, con características particulares, como el que se aprecia en primer plano en la Fotografía 1.

Dicho sensor de fuerza es insensible, dentro de ciertos límites, al punto de aplicación de la fuerza.

#### REFERENCIAS

- [1] C. G. Perry, H. R. Lissner; "The Strain Gage Primer", New York; Mc Graw Hill, 1955, pp. 205.
- [2] S. Timoshenko; "Resistencia de Materiales", Madrid, Espasa-Calpe, 1954.
- [3] K. Ono, Y. Matamura; "A New Design For 6-Component Force/Torque Sensors", Mechanical Problems in Measuring Force and Mass; Dordrecht, Netherlands, Martinus Nijhoff Publishers, 1986.
- [4] The Technical Staff; "Strain Gage Based Transducers", Raleigh, Measurements Group, Inc., 1966, pp. 12-13.
- [5] Karl Hoffmann; "An Introduction to Measurements Using Strain Gages", Darmstadt, Hottinger Baldwin Messtechnik GmbH, 1989.
- [6] R. Suárez Feijó; "Control de fuerza en robótica", Automática e Instrumentación, Nº 185, pp. 221-235, Madrid, Noviembre 1988.

#### BIOGRAFIA

Carlos H. Schugurensky recibió el grado de Ingeniero Electricista (orientación electrónica) en 1967 en la Universidad Nacional de Tucumán, Argentina. Recibió el grado de Magister en Ingeniería Eléctrica en 1971 en la Universidad de Chile. Se ha desempeñado en docencia e investigación en la Universidad Nacional de Tucumán, Universidad del Norte (sede Arica, Chile), Universidad Nacional de Buenos Aires y Universidad Nacional de San Juan, Argentina. Actualmente se dedica al desarrollo de extremos operativos sensibles para manipuladores robóticos.

# A Parallel VLSI Architecture for Filtering and Control Applications

Walter A. dos Santos  
INPE-LIT-VIT  
CP 515, 12201 - S. J. dos Campos - SP - Brazil

Elder M. Hemerly  
CTA-ITA-IEEE  
12225 - S. J. dos Campos - SP - Brazil

**Abstract:** A high performance and cost effective VLSI multiprocessor architecture, using microcontroller and digital signal processors (DSP), is described in this work. Applications to real time Kalman filtering and adaptive control of robotic manipulators are discussed. In both cases the computational burden is shared by two DSP chips. The parallelism in the filtering and control algorithms is exploited in order to increase the computational throughput.

## I. Introduction

Several real time filtering and control applications require considerable computing power. For instance, a Kalman filter for tracking fast moving object, via radar or sonar, demands heavy computational capacity [1]. Another example requiring fast computing concerns the control of high performance industrial manipulators [2], since the control laws are rather complicated and short sampling times are required. Although optical devices will apparently deliver this much needed computing power in near future, for the time being the most effective solution seems to be the concurrent use of many VLSI processors. Besides increasing the processing power, this solution provides good cost-performance ratio and portability.

Digital Signal Processors are special purpose VLSI devices in large use nowadays, particularly in real time systems with high sampling time rates and/or very complex algorithms [3]. Some DSP's have a special internal hardware architecture with multiple fast functional units which can be pipelined to enhance system throughput, in addition to their low price. Therefore, DSP chips seem to be quite suitable for implementing time stringent and/or complicated filtering and control algorithms.

In this work we give a glimpse of the multiprocessor architecture described in Santos and Hemerly[4], which is composed by a microcontroller and two floating point DSP's, and is attached to a host microcomputer (user interface). Two applications, related to Kalman filtering and adaptive control of mechanical manipulator, are then discussed. Particular attention is dedicated to the task of rewriting the algorithms in such a way as to exhibit parallelism, so that the DSP's computing power can be fully explored. The improvement in performance, when compared to a single DSP architecture, is also evaluated.

## II. A VLSI Multiprocessor Architecture

In this section we describe briefly the multiprocessor architecture proposed by Santos and Hemerly[4], shown in Fig. 1. As suggested in Fig. 1, the proposed architecture employs a) one microcontroller PCB83C552 for task coordination, communication with a host microcomputer and self-testing; b) two TMS 32030 DSP's, with float point arithmetic, for sharing the computational load; c) AD/AD interfaces and d) an IBM-PC AT microcomputer for overall supervision, code generation and data logging. The communication between the processors is performed via shared memory and is

interrupt driven. Data protection is achieved by partitioning the addressable space in convenient sections [6]. The DSP's are operated in master mode, so as to avoid bus contention. An operational system for generating software for the proposed architecture is under development.

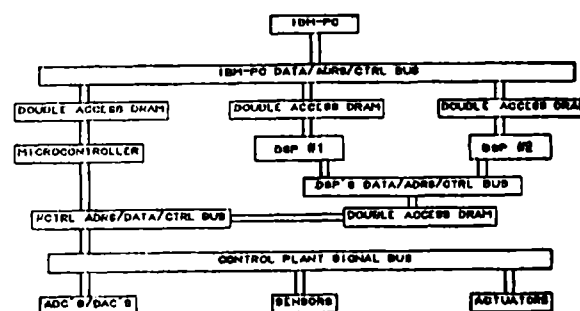


Fig. 1 - Multiprocessor architecture for filtering and control applications.

## III. The Real Time Kalman Filtering Problem

This section addresses the implementation of Kalman filters by two DSP processors. We start by optimizing the parallel structure of the Kalman filter algorithm employed by Yeh[6] in his concurrent systolic implementation. More precisely, we partition the algorithm between two DSP's working on a strongly coupled producer-consumer scheme. Shared memory mechanism is used to exchange partial results of the static decomposition of tasks, so that one DSP can compute partial results which will be employed by another DSP. The microcontroller in Fig. 1 works as an efficient interface between the DSP's and the plant, and also communicates with the host microcomputer.

### III.1- Kalman Filter

A summary of the Kalman filter problem is presented below. See [1] for details. Consider a general dynamic system

$$z(k+1) = A(k) z(k) + G(k) w(k) \quad (1)$$

and the measurement equation

$$y(k) = C(k) z(k) + F(k) v(k) \quad (2)$$

where  $z(k)$  is the  $n$ -dimensional state vector,  $A(k)$  is the  $n \times n$  dynamic matrix,  $C(k)$  is the  $m \times n$  measurement matrix,  $y(k)$  is the  $m$ -dimensional measurement vector,  $G(k)$  is the  $n \times p$  intensity matrix of the  $p$ -dimensional state noise vector  $w(k)$ , and  $F(k)$  is the  $m \times r$  intensity matrix of the  $r$ -dimensional measurement noise vector  $v(k)$ . The noises  $w(k)$  and  $v(k)$  are assumed to have the following properties, where  $\delta(k-j)=1$ , for  $j=k$ , and zero otherwise,

$$E\{w(k)\} = 0, \quad E\{w(k) w^T(j)\} = P_w(k) \delta(k-j) \quad (3)$$

$$E\{z(k) w^T(j)\} = 0, \quad E\{v(k) v^T(j)\} = P_v(k) \delta(k-j) \quad (4)$$

$$E\{z(k) v^T(k)\} = 0, \quad E\{w(k) v^T(k)\} = 0 \quad (5)$$

Under the assumption that the matrices  $A(k)$ ,  $C(k)$ ,  $P_w(k)$  and  $P_v(k)$  are known, the Kalman filter is given by the following equations [1], for  $k=1, 2, \dots$ ,

$$\hat{z}(k|k-1) = A(k-1) \hat{z}(k-1|k-1) \quad (6)$$

$$P(k|k-1) = A(k-1) P(k-1|k-1) A^T(k-1) + G(k-1) P_w(k-1) G^T(k-1) \quad (7)$$

$$P^{-1}(k|k) = P^{-1}(k|k-1) + C^T(k) (F(k) P_v(k) F(k))^{-1} C(k) \quad (8)$$

$$\bar{K}(k) = P(k|k) C^T(k) (F(k) P_v(k) F(k))^{-1} \quad (9)$$

$$\hat{y}(k|k-1) = y(k) - C(k) \hat{z}(k|k-1) \quad (10)$$

$$\hat{z}(k|k) = \hat{z}(k|k-1) + \bar{K}(k) \hat{y}(k) \quad (11)$$

with initial conditions

$$\hat{z}(0|0) = \hat{z}(0), \quad P(0|0) = P(0) \quad \text{or} \quad P^{-1}(0|0) = P^{-1}(0) \quad (12)$$

The vector  $\hat{z}(k|k)$  represents the optimal estimate of  $z(k)$  based on the measurement sequence  $\{y(1), y(2), \dots, y(k)\}$ . The matrices  $P(k|k)$  and  $P(k+1|k)$  are the covariance matrices associated with the estimation errors  $\hat{z}(k|k) - z(k)$  and  $\hat{z}(k+1|k) - z(k+1)$ , respectively.

### III.2- Parallel Implementation

In this section we describe how the previous Kalman filter equations can be partitioned so that the computational burden can be distributed between two DSP processors. At first, the main parts of the algorithm are identified, as shown in Table 1. Next, all precedence relations are unveiled, as depicted in Fig. 2.

TABLE 1 - Partitioning of the Kalman filter equations in tasks.

Task	Description
T1	$A(k-1) P(k-1 k-1) A^T(k-1)$
T2	$G(k-1) P_w(k-1) G^T(k-1)$
T3	$P(k k-1) = T1 + T2$
T4	$C^T(k) (F(k) P_v(k) F(k))^{-1}$
T5	$T4 \cdot C(k)$
T6	$P^{-1}(k k) = T3 \cdot T5$
T7	$\hat{z}(k k-1) = A(k-1) \hat{z}(k-1 k-1)$
T8	$\hat{y}(k k-1) = y(k) - C(k) \hat{z}(k k-1)$
T9	$P^{-1}(k k) = T6 + T5$
T10	$\bar{K}(k) = T9 \cdot T4$
T11	$\hat{z}(k k) = T7 + T10 \cdot T8$

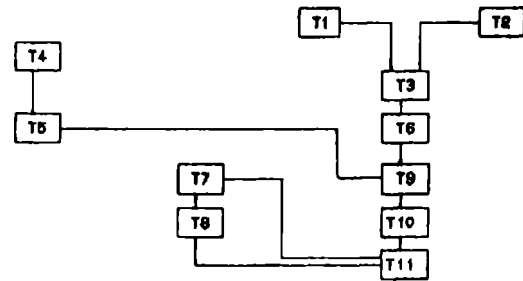


Fig. 2 - Precedence relations in the Kalman filter algorithm, for the tasks described in Table 1.

The number of time units (multiple of processor clock cycle) necessary to evaluate each step of the Kalman filter algorithm is shown in Table 2 for two different implementations: serial evaluation (only one DSP) and parallel evaluation (both DSP's active). The results displayed in Table 2 were obtained under the following assumptions: a) arithmetic operations take an equal evaluation time whether multiplications or additions are performed; this is particularly true for modern DSP's with specialized hardware to evaluate multiplication and addition; b) all operations are carried out serially inside DSP's; this hypothesis may be false for some modern DSP's, where multiplications and additions can be performed in parallel; c) evaluation of matrix inversion relies on LU decomposition; hence if  $n$  is the matrix order it takes  $n^3$  steps [7]; d) overhead due to common and/or private memory access was disregarded.

TABLE 2 - Time units necessary to evaluate the Kalman filter equations.

Stage of the KF Algorithm	Serial Evaluation	Parallel Evaluation
$A(k-1) \hat{z}(k-1 k-1)$	$2n^2 - n$	0 (Parallel with T4)
$A(k-1) P(k-1 k-1) A^T(k-1) + G(k-1) P_w(k-1) G^T(k-1)$	$4n^3 - 3n^2 + 2n^2 p + 2np^2 - np$	$2n^3 - 3n^2/2 + n^2 p + np^2 - np/2$
$P^{-1}(k k-1) + C^T(k) (F(k) P_v(k) F(k))^{-1} C(k)$	$m^3 + n^3 + 2r^2 m - rm + 2m^2 r - m^2 - 2nm^2 + 2n^2 m - nm$	$m^3 + n^3 + 2r^2 m - rm + 2m^2 r - m^2 - 2nm^2 + 2n^2 m - nm$
$P(k k) C^T(k) (F(k) P_v(k) F(k))^{-1}$	$n^3 + 2n^2 m - nm$	$n^3 + 2n^2 m - nm$
$y(k) - C(k) \hat{z}(k k-1)$	$2nm$	0 (Parallel with T5)
$\hat{z}(k k-1) + \bar{K}(k) \hat{y}(k)$	$2nm$	$2nm$
Total number of time units	$6n^3 + m^3 - n^2 p + 2np^2 - np + 2r^2 m + 2m^2 r - m^2 - rm + 2nm^2 + 4n^2 m + 2nm$	$3n^3 + m^3 - 3n^2/2 + n^2 p + np^2 - np/2 + 2r^2 m + 2m^2 r - m^2 - rm + 2nm^2 + 4n^2 m$

The best improvement in computational throughput achievable with parallel evaluation, when compared with serial evaluation, is obviously 200%. From Table 2 we see the actual improvement approaches this upper bound as the state vector dimension,  $n$ , increases. On the other hand, the speedup is severely degraded if the measurement vector dimension  $m$  increases, since the Kalman filter algorithm possesses low degree of parallelism with respect to measurement processing using two DSP's. This could be circumvented by using a third DSP.

For providing a comparison of the two DSP's activities and relative timings when implementing the tasks in Fig. 2, in a parallel fashion, we consider the particular example in which we have a 5 state filter with 5-dimensional state noise ( $n=p=5$ ), and a 3-dimensional measurement vector with 3-dimensional measurement noise ( $m=r=3$ ). Under the same assumptions as in Table 2, the two DSP's activities, with corresponding timings, are represented by the Gantt chart in Fig. 3. For this example, the improvement in computational throughput, when compared with serial evaluation, is about 145%.

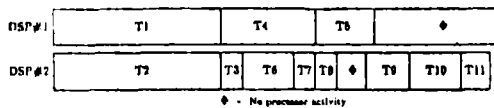


Fig. 3 - Gantt chart for the task graph in Fig. 2, with  $n=p=5$  and  $m=r=3$ .

It should be noticed that DSP programming can be fully optimized if parallel multiplication and ALU operations are exploited. In this case the evaluation times in Table 2 can be reduced still further.

#### IV. Adaptive Control of Robotic Manipulators

The literature proposing adaptive control strategies for robotic manipulators is voluminous. See, for instance, [2] and [8] for details and comments about the benefits of using adaptive strategies for designing high performance manipulator control systems. However, the literature describing real time implementations is scant, see [9] for details. The main problem here seems to be connected with the complexity of the related algorithms, and some multiprocessor architectures have been proposed recently to meet the computational requirements [5], [10].

In this section we describe an application of the multiprocessor architecture shown in Fig. 1, proposed by Santos and Hemery[4], to the adaptive control problem of mechanical manipulators. More precisely, we consider, due to its effectiveness, the adaptive strategy using feedforward [11]. The block diagram of the resulting control system is shown in Fig. 4.

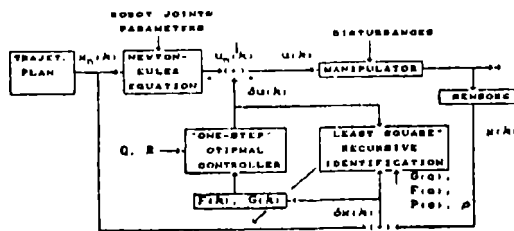


Fig. 4 - Adaptive control with feedforward for robotic manipulators.

The control signal  $u(k)$  applied to the manipulator is composed by two terms:  $u_n(k)$  stands for the nominal control, which is generated by means of the manipulator inverse model, and  $\delta u(k)$  represents the control correction, so as to compensate modelling errors and dynamic variations. The computation of  $\delta u(k)$  requires the real time identification of the manipulator dynamics. In this work we employ the Recursive Least Squares method for parameter estimation, and  $P(0)$  in Fig. 4 stands for the covariance matrix. Once the parameters

are estimated, we can calculate the matrices  $G(k)$  and  $F(k)$ , see Fig. 4, which characterize the linearized state space model. Finally, we design the controller, which in our case is of the quadratic type, with weighting matrices  $Q$  and  $R$ . See [11] for details.

In Table 3 we have the number of operations required for implementing the adaptive controller shown in Fig. 4.

TABLE 3 - Number of operations for evaluating the adaptive controller in Fig. 4.

Feedforward Adaptive Controller	Multiplications	Additions
Newton-Euler Formulation	$117n - 24$	$103n - 31$
Least Squares Estimation	$30n^2 + 8n + 1$	$30n^2 + 3n - 1$
Control Algorithm	$8n^3 + 2n^2 + 30$	$9n^3 - n^2 - n + 18$
Total number of operations	$8n^3 + 32n^2 + 5n + 40$	$8n^3 + 29n^2 + 2n + 40$

In order to implement the adaptive controller with feedforward in the multiprocessor architecture proposed in Fig. 1, we balance the computational load as shown in Table 4.

TABLE 4 - Assignment of tasks for implementing the adaptive controller shown in Fig. 4.

Processor	Scheduled Tasks
IBM-PC microcomputer	User interfacing, object-code downloading, supervision
Microcontroller	Plant-DSP's-IBM/PC interfacing, trajectory planning
DSP's	Feedforward adaptive control algorithm computation

#### V. Conclusions

Applications of a multiprocessor VLSI architecture to filtering and control problems were considered in this work. In particular, applications to real time Kalman filtering and the adaptive control of robotic manipulators were discussed. Both algorithms were analysed and scheduled off-line so as to maximise parallelism and avoid deadlock. The speedup obtained by using two DSP's in the Kalman filter implementation was calculated as a function of the dynamic system complexity. The multiprocessor architecture used in this work is undergoing prototyping and real time applications will be reported elsewhere.

#### ACKNOWLEDGMENT

This work was supported in part by FAPESP (Fundação de Amparo à Pesquisa do Estado de São Paulo), under grant 91/1009-0.

#### References

- BROWN, R.G. - "Introduction to Random Signal Analysis and Kalman Filtering", John Wiley & Sons, New York, 1983.
- TOSUNOGLU, S. & TESAR, D. - "State of Art in Adaptive Control of Robotic Systems", *IEEE Trans. on Aerospace and Electronic Systems*, V. AES-24, No. 5, Sep. 1988.
- TAN, J. and KYRIAKOPOULOS - "Implementation of a Tracking Kalman Filter on a Digital Signal Processor", *IEEE Trans. Ind. Electronics*, Vol. 35, No. 2, May, 1988.

- [4] SANTOS,W.A. & HEMERLY,E.M. - "Arquitetura Multiprocessadora Heterogênea Aplicada ao Controle Adaptativo de Manipuladores Robóticos", *Anais da Jornada EPUSP/IEEE em Sistemas de Computação de Alto Desempenho*, São Paulo, pp. 27-34, Nov., 1990.
- [5] KABUKA,M.R.; GLASKOWSKY,P.N. and MIRANDA,J. - "Microcontroller-Based Architecture for Control of a Six Joints Robot Arm", *IEEE Trans. Ind. Electronics*, V. 1E-35, No. 2, May 1988.
- [6] YEH, H. G. - "Systolic Implementation on Kalman Filters", *IEEE Trans. Acust. Sign. Proc.*, Vol. 36, No. 9, September, 1988.
- [7] DAHLQUIST, G. & BJÖRCK, A. - "Numerical Methods", Prentice Hall Inc., New Jersey, 1974.
- [8] FU,K.S.; GONZALEZ,R.C. and LEE,C.S.G. - "Robotics: Control, Sensing, Vision and Intelligence", McGraw-Hill, Singapore, 1987.
- [9] YOO,D.S.; CHUNG,M.J. and BIEN,Z. - "Real-Time Implementation and Evaluation of Dynamic Control Algorithms for Industrial Manipulators", *IEEE Trans. Ind. Electronics*, Vol. 38, No. 1, February, 1991.
- [10] AHMAD,S. & LI,B. - "Robot Control Computation In Microprocessor Systems with Multiple Arithmetic Processors Using a Modified DF/HHS Scheduling Algorithm", *IEEE Trans. on Syst. Man and Cybern.*, V. SMC-19, No. 5, Sep./Oct. 1989.
- [11] LIU,M.H. & LIN,W. - "Multivariable Self-Tuning Control with Decoupling for Robotic Manipulator", *IEE Proc.*, V. 135, No. 01, January, 1988.

# Assessment of Adaptive Control Strategies for Industrial Manipulators

Luiz A.H.G. de Oliveira  
Elder M. Hemery

Instituto Tecnológico de Aeronáutica  
CTA-ITA-IEEE  
12225 - S. J. dos Campos - SP - Brazil

**Abstract:** In this work we provide an assessment of adaptive control strategies, of the self tuning and model reference types, for mechanical manipulators. In particular, these strategies are compared with a conventional non-adaptive controller. The assumptions, benefits and limitations of the adaptive strategies are then discussed. The main points are highlighted via realistic simulations on a robotic manipulator with three degrees of freedom.

## I. Introduction

Several control strategies have been proposed for controlling high performance robotic manipulators, see, for instance [1]-[3]. The main difficulty here is connected with the non-linear and complex structure of the dynamic models of these manipulators [1]. Two basic approaches have been followed so as to meet this difficulty: the non-adaptive approach, which usually requires the cancelling of the non-linear dynamic and thus a precise model, and the adaptive approach, which is particularly promising since it does not require full a priori knowledge of the manipulator dynamics. See [1] and references therein.

Although there is a vast literature concerning the adaptive control problem of industrial manipulators [2],[4]-[6], few works address fundamental questions such as the benefits of adaptive control vis-à-vis non-adaptive control strategies. Besides, usually not even the adaptive strategies are compared, as far as performance and tuning of design parameters are concerned.

In this work we consider a robotic manipulator with three degrees of freedom and design two representative adaptive strategies to it, one based on the certainty equivalence principle and the other using reference model. We also design a non-adaptive controller, namely an optimal PID controller, for the manipulator and then compare the performance of the three controllers. Difficulties associated with the tuning of the design parameters in the adaptive strategies are also discussed.

This work is organized as follows. In section II we present a summary concerning the modelling of robotic manipulators. In section III we design an adaptive controller of the certainty equivalence type, more precisely a generalized minimum variance self tuning controller. The design of an adaptive controller using reference model is also described. In section IV an optimal PID controller is designed using a nominal model of the manipulator, thereby enabling us to compare the performance of non-adaptive and adaptive controllers. Finally, in section V results for typical tracking and pick-and-place tasks are presented and discussed.

## II. Modelling of Robotic Manipulators

The dynamics of robotic manipulators can be described by a set of differential equations relating generalized forces (forces or torques) applied to the joints with the generalized positions  $\Theta$  (angle for rotational joints and linear displacement for prismatic joints), velocities  $\dot{\Theta}$  and accelerations  $\ddot{\Theta}$ , as a function of geometric and dynamic parameters.

By using the Lagrangian formulation we can write the following dynamic equation for a manipulator with rigid links and  $n$  degrees of freedom [1],

$$T = F(\Theta) \ddot{\Theta} + C(\Theta, \dot{\Theta}) \dot{\Theta} + G(\Theta) \Theta \quad (1)$$

where

$T \in \mathbb{R}^n$  - Generalized forces  
 $F(\Theta) \in \mathbb{R}^{n \times n}$  - Inertia matrix  
 $C(\Theta, \dot{\Theta})$  - Matrix of inertia forces due to centrifugal and Coriolis accelerations  
 $G(\Theta)$  - Matrix of gravity loads

Hence, by defining the state vector  $x \in \mathbb{R}^{2n}$ ,

$$x^T = [ \Theta^T \mid \dot{\Theta}^T ] = [ \Theta_1 \dots \Theta_n \mid \dot{\Theta}_1 \dots \dot{\Theta}_n ] \quad (2)$$

equation (1) can be rewritten in the state space form

$$\dot{x} = \begin{bmatrix} 0 & I \\ -F^{-1}(\Theta)G(\Theta) & -F^{-1}(\Theta)C(\Theta, \dot{\Theta}) \end{bmatrix} x + \begin{bmatrix} 0 \\ -F^{-1}(\Theta) \end{bmatrix} T \quad (3)$$

The parameters in (3) depend not only on the manipulator dynamic and geometric parameters (mass, inertia, link lengths), but also on the actual positions and velocities of the joints. This renders the state equation non-linear and coupled, thereby explaining why performance requirements, such as good transient response and small steady state error, are difficult to be achieved. Moreover, usually some parameters in (3) can not be calculated so easily, and this suggest the use of adaptive control strategies.

## III. Design of Adaptive Controllers

In this section we discuss the design of two adaptive controllers for robotic manipulators, namely, the generalized minimum variance self tuning control and the adaptive technique using reference model.

### III.1 - Generalized Minimum Variance Self Tuning Control

The basic procedure here consists in estimating recursively the parameters of the manipulator model, based on input-output data, and then calculating the control law using those parameters. Usually we estimate the controller parameters directly, and not the manipulator parameters, so as to avoid the solution of a diophantine equation in real time [7]. In this case the self tuning algorithm is said to be in the implicit form.



For designing the self tuning controller we employ the MISO(multiple input-single output) structure used by Liu and Lin[4], since it simplifies the estimation problem and can cope with the coupling between the manipulator links. We start by defining the output vector  $y(t) \in \mathbb{R}^n$  as

$$y(t) = [I_n \mid 0_n] x(t) \quad (4)$$

where  $I_n$  and  $0_n$  are the identity and null matrix of order  $n$ . It is also convenient to define the tracking error

$$\delta y_i(t) = y_i(t) - y_i^d(t), \quad i=1,2,\dots,n \quad (5)$$

where  $y_i^d(t)$  stands for the reference signal for the  $i$ th joint of the mechanical manipulator.

Now, for each joint we consider the model

$$A_i(q^{-1}) \delta y_i(t) = q^{-k_i} B_i(q^{-1}) u_i(t) + \sum_{j \neq i} q^{-k_{ij}} B_{ij}(q^{-1}) u_j(t) + h_i + W_i(t), \quad i=1,2,\dots,n \quad (6)$$

where

- $q^{-1}$  - backward shift operator:  $q^{-1}y(t)=y(t-1)$ ;
- $u_i(t)$  - control variable of  $i$ th joint;
- $k_i$  - delay time at  $i$ th joint;
- $k_{ij}$  - delay time from  $u_j(t)$  to  $\delta y_i(t)$ , with  $k_{ij} > k_i$ , for  $j=1,2,\dots,i-1,i+1,\dots,n$ ;
- $h_i$  - term including gravity effects and modelling errors;
- $W_i(t)$  - Gaussian white noise;
- $Z_i(q^{-1})$  - polynomial in the form  $Z_i(q^{-1})=z_{i,0}+z_{i,1}q^{-1}+\dots+z_{i,n_i}q^{-n_i}$ ,

and  $a_{i,0}=1$ ,  $b_{i,0} \neq 0$ .

The control cost for the  $i$ th joint is given

$$J_i = E[(P_i(q^{-1})\delta y_i(t+k_i))^2 + (R_i(q^{-1})u_i(t))^2] \quad (7)$$

where  $P_i(q^{-1})$  and  $R_i(q^{-1})$  are polynomials with degrees  $n_{p_i}$  and  $n_{r_i}$  respectively, and  $p_{i,0}=1$ . It can be shown, see [4], that the control  $u_i(t)$  which minimizes (7) coincides with the control which minimizes the cost

$$J_i = E[\phi_i^2(t+k_i)] \quad (8)$$

where

$$\phi_i(t+k_i) = P_i(q^{-1})\delta y_i(t+k_i) + Q_i(q^{-1})u_i(t) \quad (9)$$

with  $Q_i(q^{-1})=(r_{i,0}/b_{i,0})R_i(q^{-1})$ . Therefore, the optimal control is given by

$$H_i(q^{-1}) u_i(t) + \sum_{j \neq i} H_{ij}(q^{-1}) u_j(t+k_{ij}) + G_i(q^{-1}) \delta y_i(t) + \gamma_i = 0 \quad (10)$$

where

$$P_i(q^{-1}) = A_i(q^{-1})F_i(q^{-1}) + q^{-k_i}G_i(q^{-1}) \quad (11)$$

$$\gamma_i = q^{-k_i}F_i(q^{-1})h_i \quad (12)$$

$$H_i(q^{-1}) = F_i(q^{-1}) B_i(q^{-1}) + Q_i(q^{-1}) \quad (13)$$

$$H_{ij}(q^{-1}) = F_i(q^{-1}) B_{ij}(q^{-1}) \quad (14)$$

Since the coefficients of the polynomials  $A_i(q^{-1})$ ,  $B_i(q^{-1})$  and  $B_{ij}(q^{-1})$  depend, in a complex way, on the manipulator dynamics, we suppose the polynomials in (10) are unknown. We then estimate these coefficients via the recursive least squares(RLS) algorithm and solve the adaptive version of (10), namely the version obtained by replacing the polynomials in (10) by their estimates. In order to estimate these parameters we notice that, from (9) and (11), we can write

$$\phi_i(t) = H_i(q^{-1})u_i(t-k_i) + \sum_{j \neq i} H_{ij}(q^{-1}) u_j(t-k_{ij}) + G_i(q^{-1}) \delta y_i(t-k_i) + \gamma_i + F_i(q^{-1})W_i(t) = \phi_i^T(t-k_i)\Psi_i(t) + \epsilon_i(t) \quad (15)$$

where

$$\begin{aligned} \phi_i^T(t-k_i) = & [u_1(t-k_i), u_1(t-k_i-1), \dots, u_1(t-k_{i1}), u_1(t-k_{i1}-1), \dots, \dots, \\ & u_{i-1}(t-k_{ii-1}), u_{i-1}(t-k_{ii-1}-1), \dots, u_{i+1}(t-k_{ii+1}), u_{i+1}(t-k_{ii+1}-1), \dots, \\ & \dots, u_n(t-k_{in}), u_n(t-k_{in}-1), \dots, \delta y_1(t-k_i), \delta y_1(t-k_i-1), \dots, 1] \quad (16) \end{aligned}$$

and

$$\begin{aligned} \Psi_i^T = & [h_{1,0}, h_{1,1}, \dots, h_{1,0}, h_{1,1}, \dots, \dots, h_{i-1,0}, h_{i-1,1}, \dots, h_{i+1,0}, \\ & h_{i+1,1}, \dots, \dots, h_{in,0}, h_{in,1}, \dots, \epsilon_{i,0}, \epsilon_{i,1}, \dots, \gamma_i] \quad (17) \end{aligned}$$

Therefore, for estimating  $\Psi_i$  we can use the RLS, namely

$$\hat{\Psi}_i(t) = \hat{\Psi}_i(t-1) + K_i(t) (\phi_i(t) - \phi_i(t-k_i)\hat{\Psi}_i(t-1)) \quad (18)$$

$$K_i(t) = M_i(t-1)\phi_i^T(t-k_i) (\alpha_i + \phi_i(t-k_i)M_i(t-1)\phi_i^T(t-k_i))^{-1} \quad (19)$$

$$M_i(t) = (1 - K_i(t) \phi_i(t-k_i)) M_i(t-1) / \alpha_i \quad (20)$$

where  $\alpha_i$  is a forgetting factor. The block diagram of the resulting adaptive control system is shown in Fig. 1.

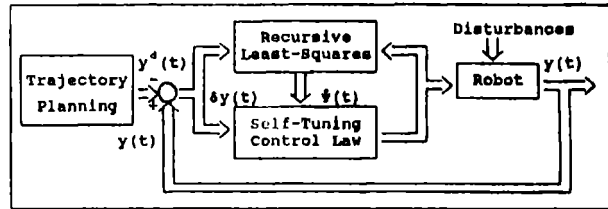


Fig. 1 - Block diagram of the self tuning controller.

### III.2 - Model Reference Adaptive Controller for Robotic Manipulators

Basically, the problem here is to design an adaptive controller so that the manipulator follows, as closely as possible, a given reference model, typically of the second order and time invariant type. This is achieved by state feedback with appropriate gains, which are adjusted adaptively. Usually the adaptive laws are derived from stability arguments, such as Lyapunov stability criterion [8], which will be the approach employed here.

In order to simplify notation, we rewrite (3) as

$$\dot{x}(\tau) = A(x,\tau) x(\tau) + B(x,\tau) T(\tau) \quad (21)$$

with

$$A = \begin{bmatrix} 0 & I \\ -F^{-1}(\theta,\tau)G(\theta,\tau) & -F^{-1}(\theta,\tau)C(\theta,\dot{\theta},\tau) \end{bmatrix}, \quad B = \begin{bmatrix} 0 \\ -F^{-1}(\theta,\tau) \end{bmatrix} \quad (22)$$

The block diagram related to the model reference adaptive controller for the manipulator modelled by (22), where the coefficients of  $A(\cdot)$  and  $B(\cdot)$  are unknown, is shown in Fig. 2.

The control signal  $u(\tau) \in \mathbb{R}^n$  is given by

$$u(\tau) = - [K_p(\tau) \mid K_v(\tau)] x(\tau) + K_u(\tau) r(\tau) = -K_x(\tau) x(\tau) + K_u(\tau) r(\tau) \quad (23)$$

where  $r(\tau) \in \mathbb{R}^n$  is the reference signal, and  $K_p$ ,  $K_v$ ,  $K_u \in \mathbb{R}^{n \times n}$  are adjustable gains. Then, from (23) and Fig. 2, we get the closed loop dynamics

$$\begin{aligned} \dot{x}(\tau) = & (A(x,\tau) - B(x,\tau)K_x(\tau)) x(\tau) + B(x,\tau) K_u(\tau) r(\tau) \triangleq \\ & A_{CL}(x,\tau) x(\tau) + B_{CL}(x,\tau) r(\tau) \quad (24) \end{aligned}$$

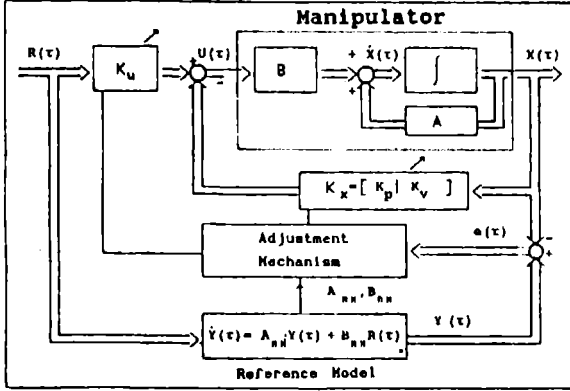


Fig. 2 - Model reference adaptive controller for robotic manipulator.

In Fig. 2 the reference model is described by the state space model

$$\dot{y}(\tau) = A_{RM} y(\tau) + B_{RM} r(\tau) \quad , \quad \text{with } A_{RM}, B_{RM} \in \mathbb{R}^{2n \times 2n} \quad (25)$$

and the error between model and manipulator states is given by

$$e(\tau) = y(\tau) - x(\tau) \quad (26)$$

Consider now the Lyapunov function

$$L = e^T(\tau) P e(\tau) + \text{Trace} \left( (A_{RM} - A_{CL}(e, \tau)) F_A^{-1} (A_{RM} - A_{CL}(e, \tau)) + \text{Trace} \left( (B_{RM} - B_{CL}(e, \tau)) F_B^{-1} (B_{RM} - B_{CL}(e, \tau)) \right) \right) \quad (27)$$

where  $P, F_A^{-1}, F_B^{-1} \in \mathbb{R}^{2n \times 2n}$  are positive definite matrices. Then, by imposing  $\dot{L} < 0$  and considering  $A_{CL}(e, \tau) \approx A_{RM}, B_{CL}(e, \tau) \approx B_{RM}$ , as in [5] we can show that

$$A_{RM}^T P - P A_{RM} = -Q, \quad Q \in \mathbb{R}^{2n \times 2n} \text{ positive definite} \quad (28)$$

$$\dot{K}_u(\tau) = K_u(\tau) B_{RM}^T F_B^{-1} F_A^{-1} P e(\tau) r^T(\tau) \quad (29)$$

$$\dot{K}_x(\tau) = [ \dot{K}_p(\tau) \mid \dot{K}_v ] = -K_u(\tau) B_{RM}^T F_A^{-1} P e(\tau) x^T(\tau) \quad (30)$$

with  $B_{RM}^T = (B_{RM}^T B_{RM})^{-1} B_{RM}^T$ .

Finally, we specify the reference model structure and matrices  $Q, F_A$  and  $F_B$ , which are design parameters. As usual, we select the reference model so that the control system behaves as  $n$  decoupled second order subsystems. Hence, we rewrite (25) as

$$\dot{y}(\tau) = \begin{bmatrix} 0 & I \\ -W & -V \end{bmatrix} y(\tau) + \begin{bmatrix} 0 \\ W \end{bmatrix} r(\tau), \quad W, V \in \mathbb{R}^{n \times n} \quad (31)$$

where

$$W = \text{diag}(w_1^2, w_2^2, \dots, w_n^2), \quad V = \text{diag}(2\xi_1 w_1, 2\xi_2 w_2, \dots, 2\xi_n w_n) \quad (32)$$

with  $\xi_i$  and  $w_i$  standing for the damping factor and natural frequency of  $i$ th subsystem.

Finally, in order to simplify the control law we select  $Q$  as the identity  $2n \times 2n$  matrix, and define

$$F_A = G_x \begin{bmatrix} 0 & I \\ 0 & I \end{bmatrix}, \quad F_B = G_u \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & I \end{bmatrix}, \quad G_x \text{ and } G_u - \text{scalar gains} \quad (33)$$

With these definitions, the adaptation mechanism (29)-(30) can be rewritten as

$$\dot{K}_u(\tau) = G_u K_u(\tau) [ W^{-2} \mid W^{-1}V^{-1} + W^{-2}V^{-1} ] e(\tau) r^T(\tau) \quad (34)$$

$$\dot{K}_x(\tau) = G_x K_x(\tau) [ W^{-2} \mid W^{-1}V^{-1} + W^{-2}V^{-1} ] e(\tau) x^T(\tau) \quad (35)$$

In this work we consider only digital implementation. Hence (34)-(35) are discretized via Euler rule, namely,

$$K_u(t+1) = K_u(t) + T G_u K_{wv}(t) r^T(t) \quad (36)$$

$$K_x(t+1) = K_x(t) + T G_x K_{wv}(t) x^T(t) \quad (37)$$

where  $T$  is the control sampling time and

$$K_{wv}(t) = K_{ij}(t) [ W^{-2} \mid W^{-1}V^{-1} + W^{-2}V^{-1} ] e(t) \quad (38)$$

## IV. Optimal Digital PID Controller for Manipulators

In this section we design a conventional PID controller for robotic manipulators, so as to compare the performance of adaptive and non-adaptive controllers. For the sake of fairness, we design an optimal conventional controller.

The block diagram related to the optimal design of PID controllers for robotic manipulators is shown in Fig. 3.

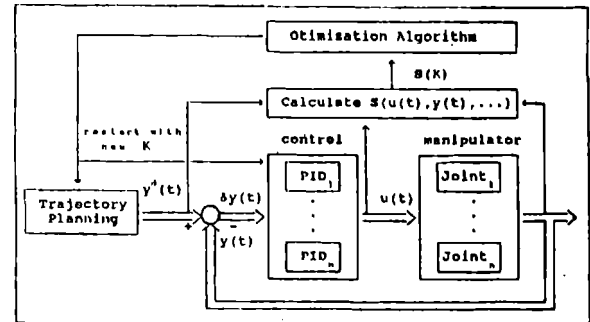


Fig. 3 - Optimal design of digital PID controllers for manipulators.

The digital PID controller structure used here is derived from the continuous version by forward approximation, see [9], i.e.,

$$u_i(t) = u_i(t-1) + K_{pi}(e_i(t) - e_i(t-1)) + K_{ii}e_i(t) + K_{di}(e_i(t) - 2e_i(t-1) + e_i(t-2)) \quad (39)$$

and the cost function used here is similar to that employed by [10], namely,

$$S = \sum_{i=1}^N \left( R_1 \sum_{t=1}^N \delta y_i^2(t) + R_2 \sum_{t=1}^N (\delta y_i(t) - \delta y_i(t-1))^2 + R_3 \sum_{t=1}^N (\delta y_i(t) - 2\delta y_i(t-1) + \delta y_i(t-2))^2 + R_4 \sum_{t=1}^N u_i(t) + R_5 \sum_{t=1}^N EP_i + R_6 \sum_{t=1}^N EF_i \right) \quad (40)$$

where  $N$  is the number of sampling times required by a given task,  $R_1 - R_6$  are weighting factors,  $EP_i$  is the maximum tracking error and  $EF_i$  is the final tracking error of the  $i$ th joint, respectively. The problem now boils down to the appropriate selection of weighting factors  $W_j - W_6$ , followed by the numerical minimization of (40), with respect to

$$K = [ K_{p1} \ K_{d1} \ K_{i1} \mid \dots \mid K_{pn} \ K_{dn} \ K_{in} ], \quad K \in \mathbb{R}^{3n} \quad (41)$$

In this work we employ Hooke and Jeeves[11] direct search method for minimizing (40), since it require only function evaluations. This evaluation can either be done via simulation, if we have a good enough manipulator model, or by monitoring the manipulator itself.

## V. Results

For comparing the performance of the aforementioned controllers, we considered simulations on a manipulator with three degree of freedom, ITA-IEMP, whose Denavit-Hartenberg (D-H) parameters are shown in Table 1, and inertia parameters are listed in Table 2 (lengths in metres and, mass in kg and inertia in kg.m<sup>2</sup>). See [12] for details.

Table 1 - D-H parameters of the ITA-IEMP manipulator.

Joint	a <sub>i</sub> (m)	b <sub>i</sub> (m)	α <sub>i</sub> <sup>0</sup>	θ <sub>i</sub> <sup>0</sup>
1	0,0	0,23	90°	θ <sub>1</sub>
2	0,3	0,0	0°	θ <sub>2</sub>
3	0,3	0,0	0°	θ <sub>3</sub>

Table 2 - Inertia parameters of the ITA-IEMP manipulator.

Joint	1	2	3
m <sub>i</sub>	19.2	2.1	4.0
x <sub>C<sub>i</sub></sub>	0.0	-0.105	-0.096
y <sub>C<sub>i</sub></sub>	0.0	0.0	0.0
z <sub>C<sub>i</sub></sub>	0.0	0.0	0.008
I <sub>xx<sub>i</sub></sub>	0.0	0.007	0.005
I <sub>yy<sub>i</sub></sub>	0.36	0.042	0.21
I <sub>zz<sub>i</sub></sub>	0.0	0.24	0.21
I <sub>xy<sub>i</sub></sub>	0.0	0.0	0.0
I <sub>xz<sub>i</sub></sub>	0.0	0.0	0.13
I <sub>yz<sub>i</sub></sub>	0.0	0.0	0.0

The control sampling time employed in the simulations was T=10ms, and a fourth order Runge-Kutta algorithm was used for integrating the manipulator dynamics.

Two typical tasks performed by manipulators were considered, namely, tracking and pick-and-place. Whereas in pick-and-place tasks the manipulator has to reach a given position without regard to intermediary positions, in the tracking case the whole trajectory is of interest.

### V.1 - Tracking Task

The trajectory considered is a circumference describe by  $y^2 + (z - 0.24)^2 = 0.3^2$ ,  $x=0.34$ , in metres, which is to be completed by the gripper of the manipulator in 4 seconds. In order to assess how the controllers react when there is a sudden variation in the manipulator dynamics, at time  $\tau=2$  seconds we suppose a 2kg load is placed at the gripper.

The design parameters used in the self tuning controller were  $\alpha_i=0.95$ ,  $n_{\alpha_i}=2$ ,  $n_{\beta_j}=1$ ,  $n_{\beta_{ij}}=0$ ,  $k_i=1$ ,  $k_{ij}=2$ ,  $P_i(q^{-1})=1-0.2q^{-1}$  and  $Q_i(q^{-1})=0.005$ , for  $i=1,2,3$ . The initial conditions used were  $\dot{\Psi}_i(0)=0 \dots 0$  and  $M_i(0)=10^4 I$ , where  $I$  is the 7x7 identity matrix, for  $i=1,2,3$ . During the first 5 control steps we actually applies a pseudo random binary sequence with amplitude  $\pm 10N.m$ , in all joints.

In the MRAC design we employed  $w_1=w_2=w_3=5.0$  rad/s,  $\xi_1=\xi_2=\xi_3=1.0$ ,  $G_u=2000.0$  and  $G_x=4000.0$ , and the initial conditions were

$$K_u(0) = \begin{bmatrix} 1.8 & 0.1 & 0.1 \\ 2.0 & 7.9 & 2.7 \\ 0.5 & -0.8 & 5.6 \end{bmatrix}, K_x(0) = \begin{bmatrix} 8.0 & 0.5 & 0.2 & 0.0 & 0.5 & 0.1 \\ -4.7 & 8.0 & -7.3 & 0.6 & 9.0 & 3.5 \\ -0.3 & 2.1 & 1.2 & -0.8 & 4.0 & 9.8 \end{bmatrix}$$

As far as the optimal PID controller is concerned, the following parameters were used:  $K_{p1}=130.0$ ,  $K_{i1}=0.5$ ,  $K_{d1}=18.0$ ,  $K_{p2}=345.0$ ,  $K_{i2}=0.6$ ,  $K_{d2}=18.0$ ,  $K_{p3}=115.0$ ,  $K_{i3}=0.5$ ,  $K_{d3}=25.0$ .

The results are summarized in Figures 4.a-4.c.

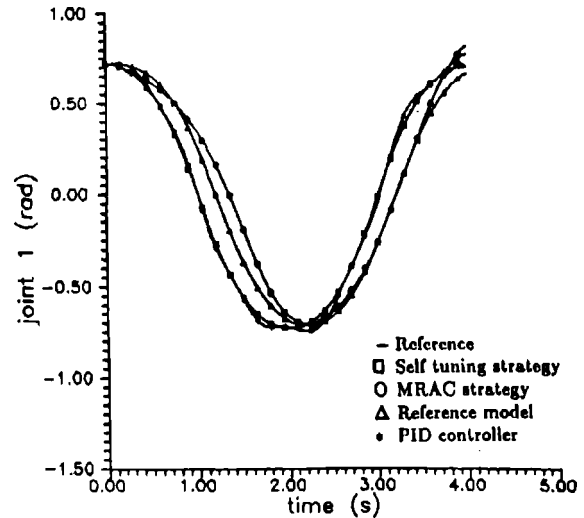


Fig. 4.a - Behaviour of joint 1, for the tracking task.

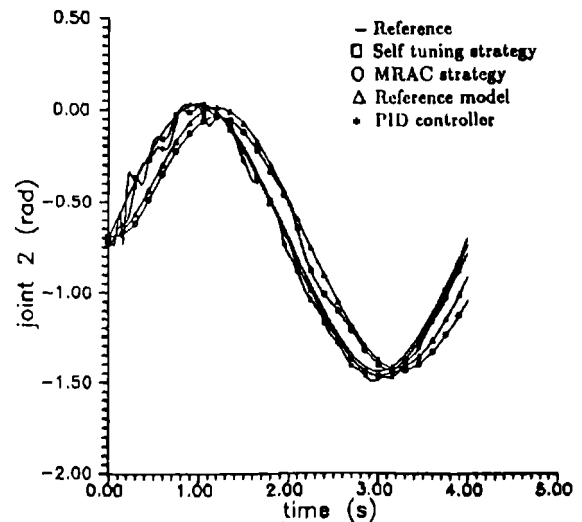


Fig. 4.b - Behaviour of joint 2, for the tracking task.

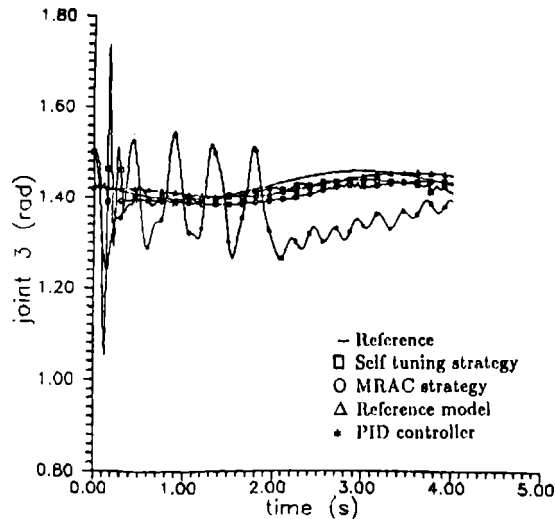


Fig. 4.c - Behaviour of joint 3, for the tracking task.

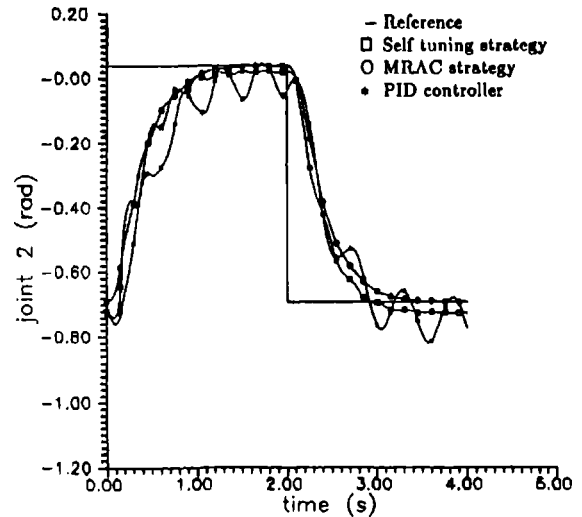


Fig. 5.b - Behaviour of joint 2, for the pick-and-place task.

### V.2 - Pick-and-Place Task

The trajectory is described by P1-P2-P3, where  $P_1=(0.34,0.30,0.24)$ ,  $P_2=(0.34,0.054)$  and  $P_3=P_1$ , in metres, and must be completed in 4 seconds. As in section V.1, at time  $t=2$  seconds we suppose a 2kg load is placed at the gripper.

The design parameters and initial conditions used in the adaptive controllers were the same as in section V.1. Regarding the PID controller, the following parameters were obtained from the optimization procedure:  $K_{p1}=153.0$ ,  $K_{i1}=0.08$ ,  $K_{d1}=86.0$ ,  $K_{p2}=308.0$ ,  $K_{i2}=0.3$ ,  $K_{d2}=4.3$ ,  $K_{p3}=131.0$ ,  $K_{i3}=0.05$ ,  $K_{d3}=43.5$ .

The results are summarized in Figures 5.a-5.c.

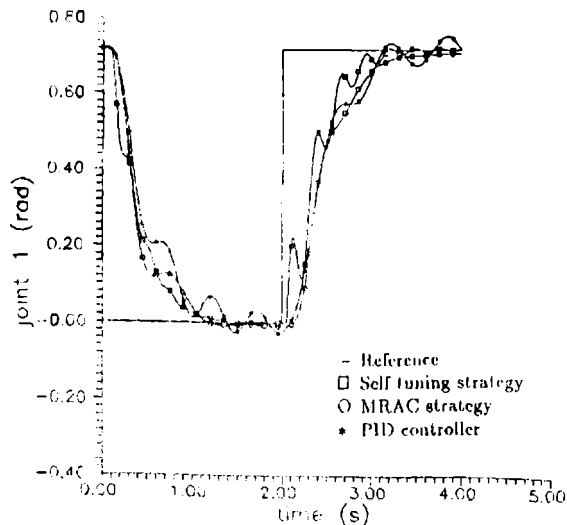


Fig. 5.a - Behaviour of joint 1, for the pick-and-place task.

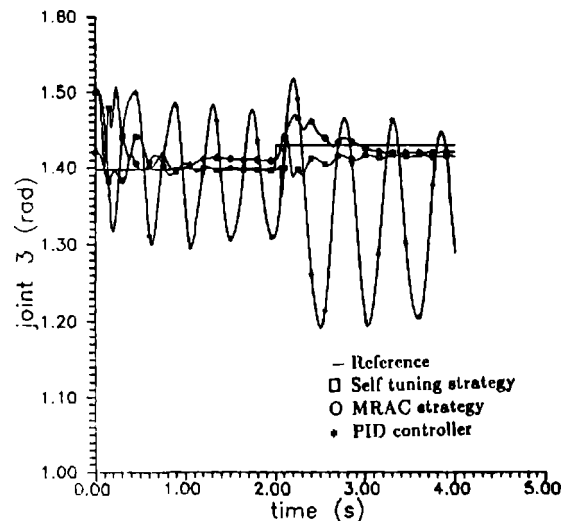


Fig. 5.c - Behaviour of joint 3, for the pick-and-place task.

### V.3 - Discussions

We consider first some difficulties associated with the design. For designing the PID controller we need a nominal model of the manipulator. Additionally, the PID parameters have to be tuned for every particular task. Indeed, this was the case in the tasks considered in sections V.1 and V.2. As far as the design of the self tuning controller is concerned, there is no way of evaluating beforehand if the polynomials  $P_i(q^{-1})$  and  $Q_i(q^{-1})$  will provide good performance. Therefore, some trials are needed here. Regarding the MRAC design, the dynamics of the adaptation mechanism depends on the dynamics of the reference model, as indicated by (38). So, if the reference model is fast, the adaptation will be slow, and vice-versa. The dynamics of the adaptation mechanism depends also on the fixed gains  $G_U$  and  $G_X$ , as in (36), (37), whose selection must be a trade off between speed of response and disturbance rejection.

Regarding the limitations, the adaptive design using reference model shows some delay in the response, as illustrated by figures 4.a-4.c. This lagging can be reduced if we select a faster reference model. In

pick-and-place tasks this lagging is not restrictive. In the self tuning design we have to select  $P_i(q^{-1})$ ,  $Q_i(q^{-1})$  and T properly, otherwise the identified model may be non-minimum phase and then the control signal will be large. It should also be recalled that in the self tuning formulation the noise appears naturally, whereas in the MRAC approach the model is deterministic. The implication here is as follows: in the self tuning case the adaptation gains converge to zero, unless we use some schemes such as variable forgetting factor or covariance matrix resetting [7]. In the MRAC case the adaptation gains do not converge to zero, but then the control system may be sensitive to noise.

As far as the simulations are concerned, the following remarks are in order:

- Particularly in the joint 3, the performance of the PID controller is degraded when there is load variation. See figures 4.c and 5.c. This has already been explained above.
- For the tracking task the MRAC design presented the worst performance, due to the lagging aforementioned.
- Due to the fact that the adaptation gains do not converge to zero in the MRAC design, its performance in Fig. 5.b is better than that achieved with the self tuning strategy. In order to improve the performance of the self tuning controller we could use some heuristic approaches, such as variable forgetting factor or resetting the covariance matrix.
- The transient in the self tuning design, Fig. 4.c, is due to the fact that during the first 5 steps we applied a PRBS to the manipulator, so as to get reliable parameter estimates before closing the control loop.
- The PID performance could be improved by using gain scheduling, i.e., by tuning the PID parameters for several operating conditions and selecting the best parameters on line.
- Joint 1 is not too sensitive to dynamics variation. See figures 4.a and 5.a. So, a PID controller could be used here, whereas the other two joints would be controlled adaptively.
- Regarding computational requirements, the self tuning controller is the most demanding, since the number of parameters to be identified depends on the degrees of the polynomials in (6) and  $P_i(q^{-1})$ ,  $Q_i(q^{-1})$ .

## VI. Conclusions

Two adaptive control strategies for mechanical manipulators were compared in this work, via realistic simulations. The assumptions, benefits and limitations of these strategies were discussed. A procedure for designing optimal digital PID controllers was also proposed in this work and employed for designing a PID controller, which was used for comparing the performance of adaptive and non-adaptive strategies.

Real time implementations of the controllers discussed in this work will be published elsewhere.

## References

- [1] FU, K. S.; GONZALES, R.C. and LEE, C.S.G. - "Robotics: Control, Sensing, Vision, and Intelligence", McGraw-Hill, Singapore, 1987.
- [2] TUSUNOGLU, S.; TESAR, D. - "State of the Art in Adaptive Control of Robotic Systems", *IEEE Trans. on Aerospace and Electronic Systems*, Vol. 24, No. 5, pp. 552-561, 1988.
- [3] YOO, D.S.; CHUNG, M.J. and BIENZ, - "Real-Time Implementation and Evaluation of Dynamic Control Algorithm for Industrial Manipulators", *IEEE Trans. Ind. Electronics*, Vol. 38, No. 1, February, 1991.
- [4] LIU, M-II. and LIN, W. - "Multivariable Self-tuning Control with Decoupling for Robotic Manipulators", *IEE Proc.*, Vol. 135, No. 1, pp. 43-48, 1988.
- [5] WHYTE, H. D. - "Practical Adaptive Control of Actuated Spatial Mechanisms", *Proc. of the IEEE Conf. on Robotics and Automation*, pp. 650-655, 1985.

- [6] YOUNG, K. K. D. - "A Variable Structure Model Following Control Design for Robotics Applications", *IEEE Journal of Robotics and Automation*, Vol. 4, No. 5, pp. 556-561, 1988.
- [7] GOODWIN, G.C. and SIN, K.S. - "Adaptive Filtering, Prediction and Control", Prentice-Hall, Englewood Cliffs, New Jersey, 1984.
- [8] LANDAU, I. D. - "Adaptive Control: The Model Reference Approach", Marcel Dekker, New York, 1979.
- [9] ÅSTRÖM, K. J. and WITTENMARK, B. - "Computer Controlled Systems: Theory and Design", Prentice-Hall, Englewood Cliffs, New Jersey, 1987.
- [10] CHEN, Y. - "Parameter Fine-Tuning for Robots", *IEEE Control Systems Magazine*, pp. 35-40, Feb. 1989.
- [11] HOOKE, R. and JEEVES, T. A. - "Direct Search Solution of Numerical Problems", *Journal A.C.M.*, Vol. 8, No. 2, pp. 212-220, 1961.
- [12] OLIVEIRA, I.A.H.G. - "Estudo de Desempenho de Controladores Adaptativos para Manipuladores Robóticos", MsC.Thesis, ITA, São Paulo, 1991.

# SISTEMA DE VISION USANDO RAM OPTICA

FRANCISCO WATKINS O.                      NELSON IBARRA A.

UNIVERSIDAD DE SANTIAGO DE CHILE  
DEPARTAMENTO DE INGENIERIA ELECTRICA  
Casilla 10233 Stgo.

## RESUMEN

En este trabajo, se presenta el diseño y construcción de una cámara digital en base a una RAM DINAMICA. Esta RAM dinámica es denominada también RAM OPTICA, la cual tiene una ventana que le permite recibir una imagen y transformarla en señales eléctricas.

Las celdillas son de un tamaño muy pequeño por lo cual es necesario contar con una lente de alta resolución a fin de obtener imágenes de buena calidad (El área útil de este dispositivo es aproximadamente de 2x8 mm). Esta cámara es controlada por un microcomputador SINCLAIR SPECTRUM, el cual es capaz de recibir la imagen captada por la cámara, procesarla y presentarla en un monitor de video.

La RAM OPTICA está conectada al microcomputador mediante una interfaz paralela, la cual permite controlar la RAM y obtener las señales generadas por una determinada imagen. Esta RAM, es una RAM DINAMICA por lo que se debe ser refrescada.

## ABSTRACT

This work introduces the design and implementation of a digital camera based on a dynamic RAM. This RAM has an upper window, that allows to project and image on it. This image is transformed by the RAM in electrical signals.

The cells or pixels of this optic RAM and the active area are very small, which makes it necessary to have a high resolution lens, in order to obtain good quality images.

The camera built with this RAM is controlled by a SINCLAIR SPECTRUM microcomputer which receives the image grab by the camera, storing in its memory for future processing and showing the image, on the screen. Also can it store the image in a magnetic tape connected to the computer.

The camera is connected to the computer through a parallel interface, which allow to control the optic RAM.

## 1. INTRODUCCION

En este trabajo se entrega el funcionamiento básico de la RAM óptica, principios de diseño del sistema, descripción del software diseñado y se discute problemas de implementación y conclusiones acerca de sus características y usos de este tipo de dispositivo.

El hardware diseñado y construido, incluye la cámara, un circuito interfaz entre cámara y computador y un circuito Disco ROM, el cual se encarga de transferir automáticamente el software de manejo a

microcomputador.

El software se encarga de transferir la imagen captada por la cámara, a la RAM del microcomputador. Esta información en RAM, es procesada para ser presentada en la pantalla del computador. Se incluye además, rutinas de almacenamiento y lectura de imagen, en cinta magnética, así como la posibilidad de observar la última imagen capturada.

El objetivo de este trabajo consiste en diseñar y construir una Cámara Digital basada en elementos de estado sólido (Optic RAM), controlada por un microcomputador.

Con esta cámara, se puede capturar una imagen y llevarla a la memoria del microcomputador ZX Spectrum, donde se hace posible su procesamiento.

El microcomputador lee los pixels provenientes de la cámara y los almacena en la memoria RAM, para su posterior procesamiento.

## 2. Diagrama en Bloques

La figura 1, presenta un diagrama en bloques del sistema de Visión Robótica. El detalle de cada uno de los bloques se explica a continuación.

El objetivo de este sistema es permitir al usuario a través de la cámara digital, obtener la representación de una imagen en forma binaria, la cual es susceptible de ser leída por el microcomputador para su posterior procesamiento. Entre estos procesamientos está el mostrar la imagen en la pantalla o en un monitor o bien el uso de esta información para detectar algunas características útiles, como contornos, diámetros, áreas, etc.

De la figura 1, podemos observar que a partir del usuario, tenemos el software de interfaz y el software de procesamiento. El software de interfaz, corresponde a un programa en lenguaje BASIC del microcomputador ZX SPECTRUM, fabricado por SINCLAIR, a través del cual interactúa el sistema con el usuario, pudiendo de ésta forma el usuario definir la labor a realizar por el microcomputador dentro del sistema de visión.

El software de procesamiento, corresponde a rutinas en lenguaje de máquina o assembler Z-80. El procesamiento que realizan corresponde al traspaso de la imagen capturada por el elemento sensor a la RAM del microcomputador y de ésta a la pantalla del monitor.

La interfaz de entrada-salida tiene la misión de entregar a la cámara digital, la información proveniente del microcomputador. Esta información puede ser de dos tipos:

- a) Activa el elemento sensor y procede al traspaso hacia el microcomputador de la imagen captada.

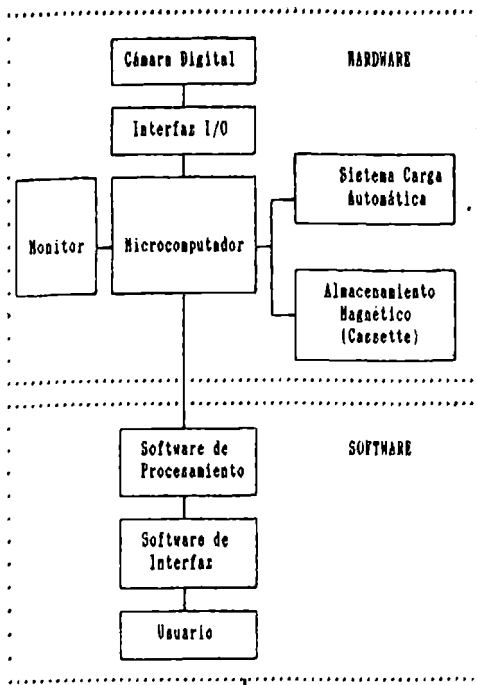


Figura 1 Diagrama en bloques sistema completo

- b) Indica a la lógica de control de la cámara que comienza un estado de espera y que refresque al elemento sensor en un estado predeterminado, dejándolo preparado, para un próximo ciclo de lectura.

Esta interfaz facilita además el traspaso de la información proveniente de la cámara digital, hacia el microcomputador.

El sistema de carga automática o disco ROM, tiene la característica de almacenar el software de procesamiento y de interfaz, en una memoria EPROM y cumple la función de traspasar este software a la memoria RAM del microcomputador a gran velocidad, evitando así la demorosa carga desde cinta magnética.

El sistema de almacenamiento magnético, tiene la finalidad de poder almacenar en cinta magnética (cassette) la información correspondiente a las imágenes captadas, pudiendo de esta forma poder recuperar estas imágenes para un procesamiento posterior.

El bloque más importante corresponde a la cámara digital, la cual consta de un lente Pentacon, de distancia focal 50 mm y de una tarjeta electrónica, en la cual va inserto el elemento sensor de imágenes y la lógica de control, que es la que en definitiva permite que este sensor cumpla su objetivo. El sensor comercialmente se conoce como OPTIC RAM [1] (RAM OPTICA), el cual electrónicamente es similar a una RAM Dinámica (DRAM), pero con características que lo facultan para ser empleado en sistemas de visión.

### 3. ELEMENTOS DEL SISTEMA

En este capítulo se presenta el diseño del hardware de cada una de las etapas que comprende el sistema completo. Antes de desarrollar cada etapa, procederemos a dar

una completa descripción del funcionamiento de ésta, así como de los principales elementos que la componen.

#### 3.1 Cámara digital

Físicamente corresponde a una caja de aluminio de 23 cms. de largo, 13 cms. de alto y 7 cms. de ancho. En la parte frontal se ha puesto la lente marca Pentacon de distancia focal  $f = 50$  mm y que originalmente corresponde a una cámara fotográfica marca Praktica, al interior de esta caja, tenemos la tarjeta electrónica, en la cual va inserto el elemento sensor de imágenes.

El sensor de imágenes empleado en este trabajo comercialmente se conoce como IS32 Optic RAM [1] (RAM óptica IS32) y se presenta en la figura 2, este sensor es fabricado por Micron Technology, Inc.

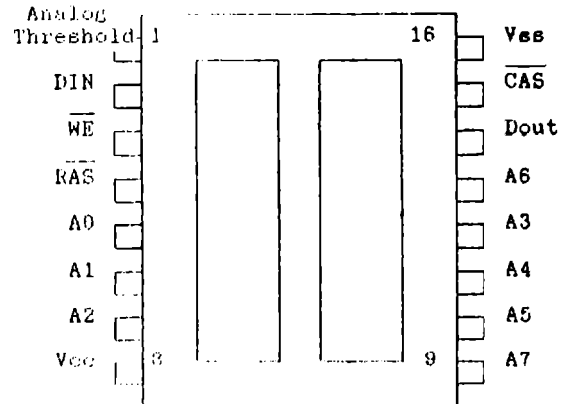


Figura 2. Sensor Imágenes IS32 Optic RAM

Sus principales características se destacan a continuación:

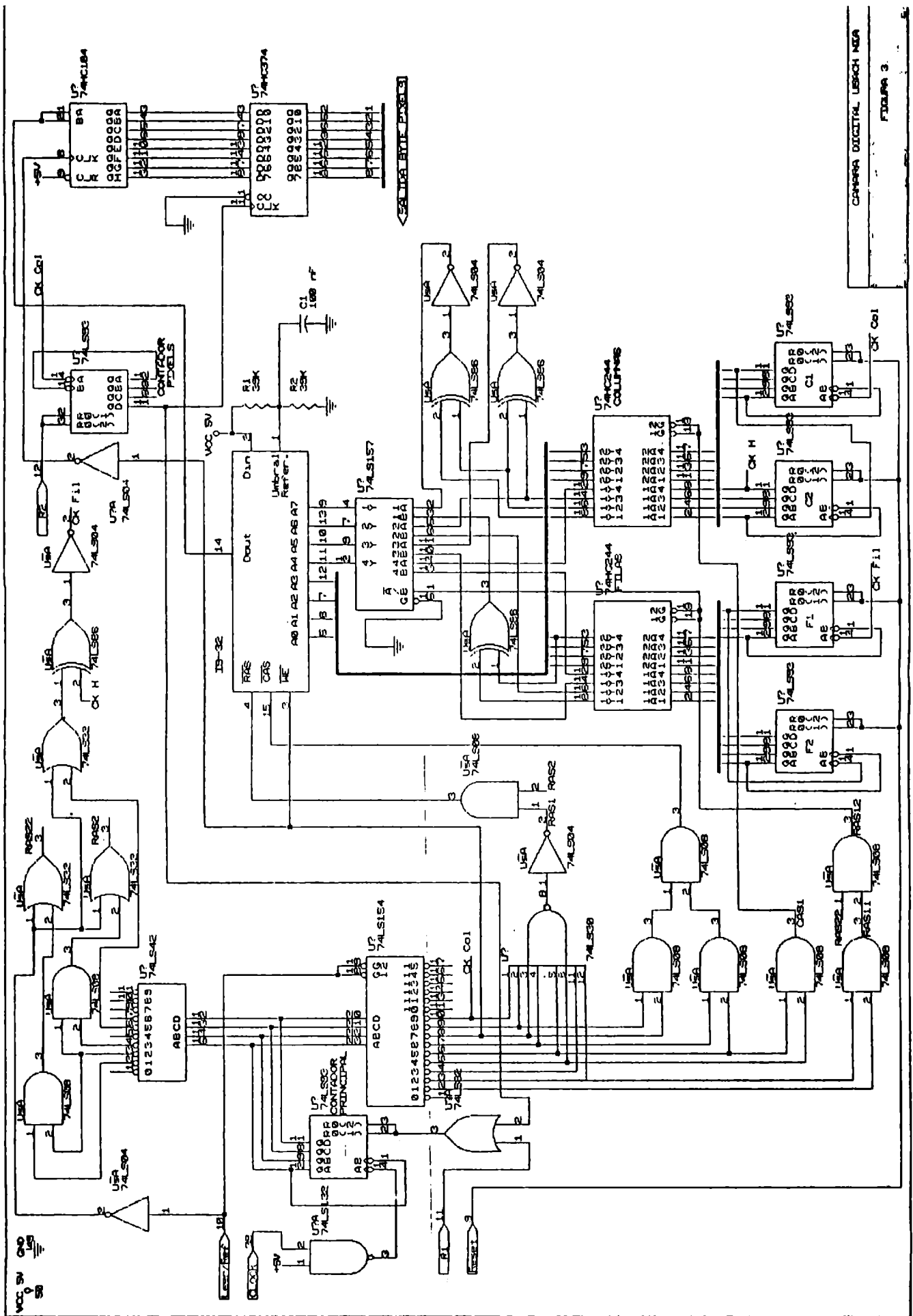
- Dos arreglos de  $128 \times 256$  elementos (pixels).
- 32.768 elementos sensibles a la luz por arreglo.
- Sensibilidad a la luz ajustable.
- Velocidad de lectura variable.

#### 3.2. Descripción General Optic RAM

El sensor de imágenes IS32 Optic RAM es un dispositivo de estado sólido, capaz de sensor una imagen y traducirla en señales digitales compatibles con las de un computador. Cada uno de los dos arreglos de este chip contiene 32.768 sensores dispuestos en 128 filas por 256 columnas, estos sensores son condensadores sensibles a la luz. Aplicaciones típicas utilizan sólo uno de los arreglos, puesto que los arreglos están separados por una "zona muerta" de ancho 120 micrones.

El sensor de imágenes Optic RAM, se diferencia de una DRAM (Dynamic RAM) porque en la parte superior del encapsulado lleva una capa de vidrio en vez de la capa opaca usada en los chips de memoria, además, la conexión del pin 1, que normalmente no es usado, se emplea para el ajuste opcional de un umbral de referencia, el cual permite variar la sensibilidad a la luz de los sensores.

Los bits o pixels que entrega la Optic RAM, son "0" o "1", por lo cual la imagen es traducida en blanco y negro, sin niveles de





gris.

### 3.2.1. Teoría de Operación

El sensor de imágenes Optic RAM opera al enfocar la luz reflejada por un objeto, sobre los 32.768 elementos sensibles a la luz (a los cuales nos referiremos como bits o pixels) de uno de los arreglos. La luz que llega a un elemento, provocará que el condensador (sensor), el cual es inicialmente cargado a 5 volts (+V), se descargue hacia 0 Volts. El condensador se descargará a una razón proporcional a la intensidad y duración en que es expuesto a la luz.

Para determinar si un elemento en particular es blanco o negro, debemos leer la dirección de fila y columna apropiada, asociada con la ubicación física de ese elemento en particular (referirse al punto 3.2.3). El sensor de imágenes Optic RAM, lee el valor del voltaje del condensador y realiza una comparación digital entre el voltaje del condensador y el voltaje de umbral prefijado en el pin 1. Dout (salida de dato) es puesto a NEGRO, si el voltaje en el condensador está sobre el punto de umbral. Dout es puesto a BLANCO si el voltaje está bajo el umbral.

Un pixel BLANCO indica que el sensor fue expuesto a una intensidad luminosa suficiente para descargar el condensador pasado el nivel de umbral. Un pixel NEGRO indica que la intensidad luminosa no fue suficiente para descargar el condensador pasado del umbral, por lo tanto, éste retiene su carga y es leído como NEGRO.

El otro factor significativo, que afecta la descarga de los condensadores sensibles a la luz, es el tiempo durante el cual el condensador es expuesto a la luz. Este periodo de tiempo es medido desde la exposición inicial de un elemento hasta el momento en que este elemento en particular es leído o refrescado. El acceder cualquier pixel dentro de una fila provoca que la fila completa sea refrescada. Con esto, todas las celdas en una fila, que no han caído bajo el umbral se ponen a 5 volts y todas las celdas que han caído bajo el umbral, se ponen a 0 volts.

La combinación de la intensidad de luz y la velocidad de lectura (la cantidad de tiempo que los elementos son expuestos antes de ser leídos) determinarán el tiempo óptimo para el sensor de imágenes. Así mientras más rápido los elementos son leídos, mayor es la intensidad de la luz requerida.

Como el chip sensor de imágenes Optic RAM, entrega representaciones de imágenes en blanco y negro, si quisiéramos imágenes con niveles de gris, se podrían obtener promediando múltiples muestras, usando éstas diferentes voltajes de umbral o variando la velocidad de lectura de cada una. Cambiando el voltaje de umbral y manteniendo la imagen y la intensidad de luz constantes, las salidas producidas durante cada lectura no cambiarán donde los pixels son definitivamente blancos o negros.

Los cambios se notarán donde la imagen es gris y el monto de luz reflejada llegando a los condensadores produce un voltaje proporcional, cercano al voltaje de umbral.

El valor nominal del umbral con el pin 1 abierto, es de 2,4 volts. Este umbral puede ser ajustado via pin 1 entre 1,5 volts

y 3,0 volts. El fabricante sugiere que la capacidad de obtener imágenes con niveles de gris, sea llevada a cabo variando la velocidad de lectura antes que ajustando el voltaje de umbral, puesto que de esta forma se pueden obtener imágenes con niveles de gris más precisas.

### 3.2.2 Topología

Otro factor importante a considerar, es que el direccionamiento lógico del Chip IS32 Optic RAM no corresponde al posicionamiento físico de las celdas en el chip. Con esto, si una imagen es obtenida del sensor de imágenes Optic RAM, direccionando las filas y columnas en forma lineal (por ejemplo, creciente 0,0 a 127,255), la imagen se verá "borrosa", porque los pixels estarán levemente desplazados en la matriz gráfica. Para solucionar este problema, se deberá realizar una transformación de direcciones lógicas a físicas.

La respuesta a esta topología, por parte del fabricante es que uno de los primeros objetivos al diseñar un circuito integrado de bajo costo, como el IS32 Optic RAM, es el de minimizar su tamaño físico. Para lograr este objetivo, las celdas en el sensor de imágenes Optic RAM, están posicionadas según un patrón entrelazado, con esto se le da al chip mayor poder de resolución que si sus celdas fuesen puestas linealmente.

Toda la comunicación entre cámara digital y microcomputador se realiza a través del circuito de interfaz, el cual está constituido por una interfaz del tipo paralelo, este circuito se detallará en el diseño del circuito de interfaz.

El circuito construido, funciona en forma independiente de la tarea que esté realizando el microcomputador, para lo cual emplea la siguiente lógica: espera del microcomputador que se le inicialice, con esto si se quiere leer imagen, el circuito periódicamente a una frecuencia determinada por el reloj del microcomputador, irá entregando a éste, un byte de información, que contiene el estado de ocho pixels, los cuales va leyendo columna a columna, hasta completar una fila, para poder continuar con la siguiente fila y así leer el arreglo completo de la Optic RAM, con esto el microcomputador sin realizar operaciones mayores, va almacenando byte a byte la información correspondiente a la imagen capturada. Ahora si no se envía un comando de lectura de imagen o al finalizar éste, el circuito quedará en un estado que permite refrescar la Optic RAM a una frecuencia adecuada.

Para realizar todo esto, el circuito emplea el reloj del microcomputador, con lo cual se genera en el circuito mismo, las direcciones de fila y columna decodificadas y todos los comandos necesarios para realizar el ciclo de lectura, así se simplifica el sincronismo en la lectura de bytes conteniendo los pixels de información. A continuación, se detalla el diseño final de la cámara digital.

### 3.2.3 Diseño Final de la Cámara Digital

Este, básicamente corresponde al último circuito descrito, salvo que para obtener el resultado esperado se tuvo que combinar el hardware con el software, debiendo incluirse un par de líneas de control adicionales

enviadas desde el microcomputador, analizando el diagrama unilíneal del circuito final que se presenta en la figura 3, se explicará el por qué de cada línea de control y la finalidad de los elementos que lo componen.

Si observamos el circuito de la figura 3., vemos que existen cuatro (4) líneas de entrada, llamadas Leer/Ref, Reset, R1 y R2, estas señales de entrada son las que se emplean para obtener el sincronismo necesario en la lectura de los bytes de información provenientes de la Optic RAM.

Este circuito emplea el reloj del microcomputador, para accionar la lógica de lectura de la Optic RAM, se ha diseñado así para poder realizar con facilidad la lectura de los bytes de información, ya que estarían sincronizados con la ejecución de comandos por parte del microcomputador.

### 3.3 Interfaz Entrada/Salida

Esta interfaz es la encargada de comunicar el microcomputador con la cámara digital. Puesto que se requiere enviar 4 señales simultáneamente y recibir un byte de pixels, la interfaz que más acomoda, es del tipo paralelo y en este trabajo se emplea la Interfaz Paralelo Programable de Entrada-Salida, conocida como PPI (INTEL 8255).

Esta interfaz posee tres puertas bidireccionales (A, B y C), que se pueden programar como entrada o salida. Para satisfacer nuestros requerimientos, se necesita sólo 2 de las 3 puertas, las puertas a emplear serán la B y la C.

Como se podrá observar en el desarrollo del software, la PPI se programa de tal forma que las puertas A y B serán puertas de entrada, mientras que la puerta C será de salida.

En la figura 4, se muestra el significado de cada bit de la puerta B y en la figura 5 los de la puerta C.

Pixel más significativo    Pixel menos significativo

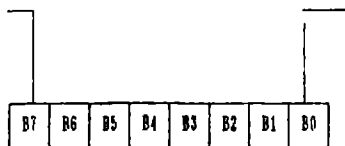


Figura 4

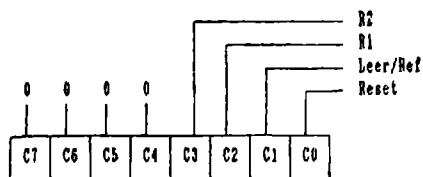


Figura 5

Para direccionar las distintas puertas de la PPI, se emplean los dos bits más significativos (A6 y A7) del bus de direcciones (direcciones de 8 bits para instrucciones IN y OUT) con la restricción de que los bits A0 al A5 sean "1". [2]

Las direcciones para las puertas de la PPI se describen en la tabla 3.1

Tabla 3.1

Direcciones puertas PPI

Puerta	Dirección	Hex
A	63	3F
B	127	7F
C	191	BF
Reg Control	255	FF

Se dejó habilitadas algunas líneas adicionales provenientes del microcomputador, como salida, con el fin de que este circuito de interfaz sea lo más completo posible y pueda servir para otros usos, dentro de estas líneas, está el reloj del microcomputador (CLOCK), que se emplea en la cámara digital.

Esta tarjeta de interfaz en su salida irá conectada a la cámara digital y su entrada irá a un bus madre, que es el bus generalizado de salida del microcomputador.

### 3.4 Sistema de Carga Automática (Disco ROM)

Este circuito tiene la finalidad de reemplazar a la cinta magnética como sistema principal de almacenamiento. Con esto se quiere decir, que el software de desarrollo ya no se cargará desde la cinta, sino que desde el Disco ROM, nombre que se le ha dado a esta tarjeta, por sus cualidades de velocidad y precisión en el traspaso de la información al microcomputador, constituyéndose en un Disco Duro para éste.

Básicamente el Disco ROM, está compuesto de una EPROM, donde se almacena el programa a ser transferido al microcomputador, más una lógica adicional para facilitar este propósito.

El funcionamiento del Disco ROM, es bastante sencillo, consiste en inhibir la ROM interna del microcomputador, de tal forma que la EPROM ocupe su lugar y por ende, se ejecuten los programas grabados en ésta.

En la EPROM, se graban los programas que deseamos ejecutar, más una pequeña rutina de inicialización y traspaso de los programas a la RAM del microcomputador. La rutina de inicialización, permite además, devolver el control del microcomputador a la ROM interna.

### 3.5 Implementación del Bus Madre

Tanto el circuito de interfaz como el de Disco-ROM, deben ser conectados a los buses de datos, direcciones y de control del microcomputador. Estos buses se encuentran disponibles en la parte posterior del microcomputador, en un conector de borde a doble faz, con 28 pines por cara, con la configuración detallada en la figura 3.12.

### 4. Diseño del Software

De la figura 2.1 podemos observar que, el software se divide en Software de Interfaz y Software de Procesamiento. Se discutirá en primer lugar el Software de Interfaz, puesto que el Software de Procesamiento se ha diseñado respondiendo a las necesidades del Software de Interfaz.

El objetivo principal del Software de Interfaz, es permitir al usuario interactuar tanto con la cámara digital, como con los sistemas de almacenamiento y procesamiento, a través de sencillos comandos a ingresar, como respuesta a las alternativas planteadas

en un Menú de Trabajo. El Software de Interfaz se ha desarrollado en lenguaje BASIC del microcomputador ZX-SPECTRUM.

El Software de Procesamiento, se ha desarrollado en lenguaje Assembler del microprocesador Z-80, que es el microprocesador que emplea el ZX SPECTRUM. La finalidad de este software es ejecutar, con la rapidez del micropro-cesador las rutinas creadas, para satisfacer el Software de Interfaz, que son esencialmente de lectura de imagen y representación en pantalla de la imagen capturada.

#### 4.1 Software de Interfaz

Como ya se mencionó, su objetivo es comunicar al usuario, con el sistema de visión completo. Esto se lleva a cabo, a través de un programa en lenguaje BASIC, que al ejecutarlo, muestra en pantalla un Menú, similar a que se presenta a continuación:

LEER IMAGEN	(L)
VISUALIZAR IMAGEN	(I)
ALMACENAR IMAGEN	(A)
RECUPERAR IMAGEN	(R)
MAPEAR MEMORIA	(M)

#### 4.2 Software Disco ROM

Este software es el que se encarga de realizar la transferencia del software de interfaz y del software de procesamiento, a la RAM del microcomputador SINCLAIR, y luego retomar el control a la memoria ROM interna, con el fin de poder emplear las rutinas del sistema operativo del microcomputador.

Este software es básicamente una rutina de inicialización, que permite retomar el control del procesamiento al sistema operativo, después de transferir los programas desde la EPROM hacia la RAM del microcomputador, bajo el control de la EPROM.

A partir del diagrama de flujo para el software Disco ROM de la figura 4.5, del listado en assembler para esta rutina, y que para ejecutar este software, debemos aplicar un Reset al Z-80, lo que cambia el modo de operación de las interrupciones, en primer lugar se debe inhibir éstas, para luego retomar el modo en que trabaja normalmente el microcomputador.

#### 5. Conclusiones y Proyecciones

Después de las pruebas realizadas al sistema completo, podemos decir que se ha cumplido satisfactoriamente el objetivo de este trabajo, el cual era diseñar y construir una cámara digital en base a elementos de estado sólido y controlado por un microcomputador, además de toda la circuitería necesaria para el eficiente funcionamiento de este sistema.

Esta apreciación se fundamenta en la flexibilidad de concepción del sistema, subdividido en etapas, tanto para el hardware como para el software. Esto facilita el empleo de las diferentes etapas hardware (como son, el bus madre, el circuito de interfaz, y el de Disco ROM) en otros trabajos, puesto que éstas se han diseñado, como de propósito general y no dedicado, como se puede observar, ya que se han sacado a los conectores de salida, el mayor número de líneas posible, a fin de permitir el empleo de estos circuitos en otros sistemas.

Se destaca también el uso de software, para el diseño de circuitos impresos (SMARTWORK), el empleado para dibujar los

planos de los circuitos lógicos (ORCAD) y el usado para realizar los diagramas de flujo y de tiempos (FLOW).

Dentro de las proyecciones de este trabajo, podemos mencionar, el incorporar esta cámara a un Robot a fin de que éste pueda ser empleado en algún proceso de selección de piezas o permita al Robot seguir una trayectoria, de acuerdo a la imagen capturada por la cámara digital.

Otra alternativa, es que el Robot sea usado para desplazar la cámara digital, dentro de un texto, para llevar a memoria, trozos de éste, y realizar un procesamiento, tendiente al reconocimiento de caracteres. Estos usos se detallan en los papers incluidos en el Apéndice C.

La principal dificultad encontrada en el estudio de las proyecciones de este sistema, se fundamenta en la limitada capacidad de memoria del microcomputador empleado (48 kb en RAM), que además se debe compartir con el software de interfaz y el de desarrollo. Esta dificultad la encontramos puesto que para que el sistema sea eficiente en el procesamiento, debe procesar las imágenes en la medida que las va capturando, es decir, en tiempo real. Para realizar esto, se requiere de sistemas rápidos de procesamiento de la información (que por imagen son 32 Kbits).

Sin embargo, este sistema está capacitado para realizar algún tipo de procesamiento grueso de una imagen, como lo es el determinar el borde de una pieza, o la densidad de pixels diferentes en una imagen (lo cual permitiría dar una idea del tamaño del objeto observado).

#### 6. Referencias

- [1]. MICRON TECHNOLOGY, INC., "IS32 OPTIC RAM"
- [2]. Berk A.A., "Practical Robotics and Interfacing for the Spectrum", 1ª edición, Granada, Great Britain, 1984.
- [3]. ZX SPECTRUM, CIRCUIT DIAGRAM (ISSUE 6A)
- [4]. Bishop G., "Spectrum Interfacing and Projects", 1ª edición, Mc Graw-Hill, London, 1983.
- [5]. MICRONEYE, Operator's Manual, MICRON TECHNOLOGY, INC.
- [6]. Fernández S.O., "Diseño y Construcción de Interfaz para Robot tipo Cilíndrico", Trabajo de Titulación, USACH, 1989.
- [7]. Vickers S. y Bradbeer R., "Sinclair ZX Spectrum Basic Programming", 1ª edición, Investrónica, Madrid, 1982.

Francisco Watkins O.: Titulado como Ingeniero Civil Electricista en 1974, UNIVERSIDAD DE SANTIAGO DE CHILE. Master en Ciencias en 1983, Universidad de Manchester (UMIST), Inglaterra.

Actualmente se desempeña como profesor asociado en el Departamento de Ingeniería Eléctrica de la Universidad de Santiago de Chile.

Sus áreas de interés son Control, Robótica e Inteligencia Artificial.

Nelson Ibarra A.: Ingeniero Civil electricista de la UNIVERSIDAD DE SANTIAGO en 1991. Sus áreas de interés son la robótica y comunicaciones digitales. Actualmente se desempeña como proyectista en ENTEL.

## CONTROLE DE ROBÔS MANIPULADORES UTILIZANDO PROCESSAMENTO PARALELO

Marcus de Aguiar Dias  
Marconi Kolm Madrid  
Adilson Sakaht Ohfugt  
Álvaro Geraldo Badan Palhares

Laboratório de Robótica  
DSCE/FEE UNICAMP  
Cx.Postal 6101  
CEP 13081 - Campinas - SP

### RESUMO

Em geral os manipuladores disponíveis comercialmente apresentam um sistema de controle centralizado e com algoritmos simples de controle de juntas e de trajetórias. Assume-se que as juntas estão desacopladas, negligenciando-se termos como forças de Coriolis, centrífuga e da gravidade. Para melhorar o desempenho de robôs manipuladores, a capacidade de processamento tem que ser aumentada, pois estes algoritmos devem ser processados em tempo-real. O Laboratório de Robótica do DSCE optou por desenvolver um controlador que apresenta características de processamento paralelo, constituído de um sistema descentralizado hierárquico de controle digital com processadores dedicados para cada junta, para processamento paralelo de algoritmos mais sofisticados. Este trabalho apresenta as características da arquitetura paralela do *Hardware* e a filosofia de funcionamento deste controlador.

**Palavras Chave:** Robótica, Processamento paralelo em controle de Processos

### INTRODUÇÃO

O controle dos movimentos dos manipuladores constitui um problema complexo por diversos motivos. Por um lado, o movimento da estrutura mecânica se realiza através de movimentos de rotação e translação de suas juntas que devem ser controladas simultaneamente, caracterizando um problema de controle multivariável, e cujo acoplamento dinâmico dificulta o controle independente das mesmas, e por outro lado, o comportamento dinâmico da estrutura articulada é fortemente não-linear, e dependente das

### ABSTRACT

The manipulators commercially available have in general centralized control system with simple joint and trajectory control algorithms. They assume that joints are decoupled, eliminating Coriolis, centrifugal and gravity forces. To improve the performance of robot manipulators, the computing capacity have to be increased, because this algorithms must be processed in real-time. The Robotics Laboratory of DSCE opted for developing a controller that presents parallel processing characteristics, constituted by one decentralized system of hierarchical digital control with dedicated processors at each joint, for parallel processing of more sophisticated algorithms. This paper presents the characteristics of hardware parallel architecture and the philosophy of the controller operation.

**Key Words:** Robotics, Parallel Processing in Control of Processes.

condições operativas. Além disso existe o problema da limitação do tempo para processamento de algoritmos de controle de trajetórias com transformações de coordenadas. Condições estas que devem ser levadas em conta pela estratégia de controle escolhida.

O desenvolvimento dos microprocessadores, cada vez mais versáteis, rápidos e precisos tem tornado possível a utilização de técnicas avançadas de controle de movimentos de manipuladores. Em muitos casos torna-se necessária a utilização de estruturas a multi-microprocessadores em forma hierarquizada para conseguir realizar o grande volume de cálculos que estas estratégias necessitam, com processamento independente nas juntas, caracterizando um processamento paralelo a partir da geração das referências.

Muitas são as estruturas a multi-microprocessadores que podem ser utilizadas para controle de robôs [Klafter 1987], [Graham 1987], [Zheng 1986], [Bestaoui 1989].

Klafter apresenta uma arquitetura onde existe uma interface de comunicação de alta velocidade entre o controlador central e os outros módulos de "hardware". Neste sistema são utilizados processadores separados para cada junta, que necessitam somente dos dados de referência e de sincronização do sistema central, os quais são transmitidos através do barramento comum. Outra característica é a sua modularidade, ou seja, o barramento permite o acoplamento de outros circuitos, por exemplo um sistema de visão. Mas isto só é possível através da utilização de dispositivos de comunicação que possibilitem a integração desses módulos, o que pode ser muito difícil e caro de implementar.

Graham também propõe uma estrutura de controle hierárquica que consiste de um sistema *Organizador* que tem a função de comandar e coordenar a operação do sistema global, uma unidade de visão que tem a função de realimentar a posição do efetuador, uma de sensoramento que tem a função de captar os sinais das juntas, um coordenador do braço com dois microcontroladores, um para controlar a posição das juntas 1 à 3, outro para controlar a orientação através das juntas 4 à 6, e mais o efetuador.

Zheng propõe uma arquitetura para controlar os torques aplicados em tempo-real no controle dinâmico de um robô. Utiliza um sistema a multi-microprocessadores composto de um microcontrolador central e um grupo de microcontroladores satélites para dividir o cálculo do modelo dinâmico através da formulação de Newton-Euler. Cada satélite controla uma junta, e o controlador central calcula os torques a serem aplicados. O "software" é o mesmo para todas os microcontroladores satélites. Este esquema é flexível e modular adaptando-se a grande variedade de configurações dinâmicas dos manipuladores. No entanto, não foram citados detalhes da comunicação e nem sobre o ambiente de operação do robô. O esquema de comunicação com linhas entre todos os processadores geralmente é muito difícil de ser implementado.

Bestaoui propõe fazer controle hierárquico com observadores descentralizados. Divide o cálculo das equações de Newton-Euler entre as juntas, alocando processadores dedicados para realizar a observação e o controle. O microprocessador central sincroniza a operação de todos os microprocessadores e calcula os torques nominais. Esta estratégia pode requisitar microcontroladores com grande capacidade de cálculo principalmente para os observadores, devemos lembrar contudo, que para variáveis como posição, velocidade e aceleração, e torque existem sensores que podem descartar o uso de observadores para tais variáveis.

## ARQUITETURA PROPOSTA

Nota-se que as arquiteturas apresentadas na literatura têm semelhança em alguns pontos como; Arquiteturas a multi-microprocessadores como um meio de aumentar a capacidade de processamento; dividem a tarefa de controle do manipulador em subtarefas de modo a obter processamento paralelo; e utilizam processadores dedicados ao controle das juntas.

O controlador que propusemos será integrado a uma

estrutura mecânica com cinco graus de liberdade rotacionais e uma garra com movimento translacional para prensão de objetos, os atuadores são servo-motores de corrente contínua a imã-permanente acionados por meio de recortadores de quatro quadrantes. Os sensores das juntas são codificadores ópticos incrementais, tacômetros analógicos, potenciômetros e resistores "shunt".

Projetamos e construímos uma estrutura hierárquica de controle a multimicroprocessadores, cujo diagrama de blocos é mostrado na Figura 1 [Marcus 1991]. A idéia básica é alocar microcontroladores para o controle de cada junta do manipulador liberando ao máximo o Micro Mestre para as tarefas de interface homem-máquina e geração de referências para controle de trajetórias. Outra consideração importante é a possibilidade de se acoplar até dez microcontroladores no barramento, podendo-se com isto construir outros circuitos para propósitos específicos, por exemplo, para um sistema de visão. A estrutura do denominado CPR1 (Controlador Programável de Robôs 1), representado pelos blocos dentro das linhas pontilhadas na Figura 1, pode ser subdividida em três partes principais, Sistema Mestre, Barramento Expandido e Microcontroladores dedicadas com finalidades específicas.

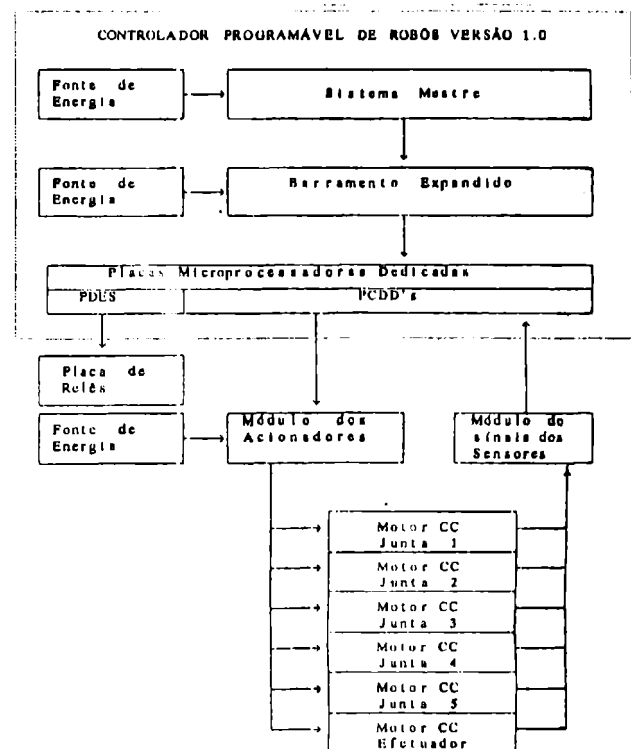


Figura 1: Arquitetura do Controlador

## Estrutura do Micro Mestre

O Sistema Mestre é composto de unidades de disco rígido (30 Mbytes) e flexível (2 floppy disks) para armazenamento de arquivos e programas; expansão de memória RAM (2 Mbytes) para armazenamento de dados em massa de forma rápida; e uma placa de interface para geração e controle dos sinais do barramento. Estando baseado num computador compatível com o IBM-PC/AT/286, com a interface colocada em um de seus "Slots".

## Estrutura do Barramento

O barramento é um componente importante no desenvolvimento de sistemas distribuídos, pois é através dele que os processadores comunicam-se entre si. Existem muitos barramentos padrões para interligação destes tipos de sistemas, porém com as ferramentas disponíveis a utilização de um barramento padrão não atenderia os requisitos de velocidade necessários para operar todo o sistema em tempo-real. Optamos por dar ao Micro Mestre total controle sobre o funcionamento dos microcontroladores dedicados (Figura 2). Existem sinais de requisição de barramento para cada microcontrolador acoplado a ele. Quando o sistema Mestre necessita enviar dados ou programas para estes microcontroladores deve enviar um sinal de requisição de barramento ("BUSREQ") e então poderá acessar a memória e dispositivos de E/S do circuito em questão. Este barramento é dividido em sinais de controle, sinais de endereços, sinais de dados e sinais de alimentação. Os sinais de controle, de dados e de endereços provenientes do Micro Mestre formam o barramento auxiliar, e são transmitidos através de "Flat Cables" ao circuito de Amplificação de Barramento, que, transmite os sinais com potência adequada para o barramento principal, e a fonte de energia fornece os sinais de alimentação para os microcomputadores diretamente por linhas do barramento principal.

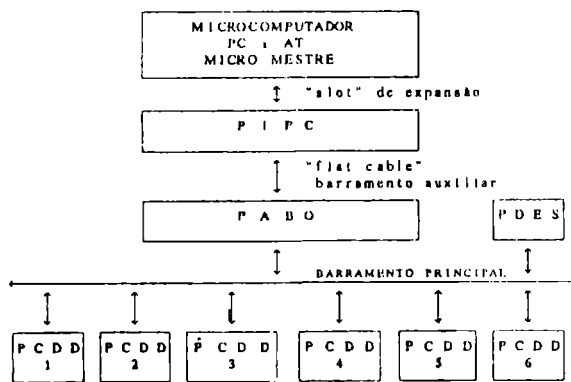


Figura 2: Diagrama de Blocos do CPR1

## Microcontroladores Dedicados

Estes microcontroladores são acopladas ao barramento principal sendo seis placas para controle distribuído digital direto (PCDD's) veja a Figura 3, e uma para controle das entradas e saídas digitais (PDES).

São funções das Placas de Controle Digital Direto: aceitar a programação e controlar a junta de acordo com sinais de referências do Micro Mestre através de um programa monitor e de acordo com o algoritmo escolhido para a junta; armazenar variáveis de interesse para análise de desempenho; converter a realimentação dos valores das variáveis das juntas da forma analógica para digital, quando necessário e, calcular o ângulo de comutação para os reforçadores. O microcontrolador para tratamento das entradas e saídas digitais deve aceitar programação através de um programa monitor via Micro Mestre; controlar o ambiente do robô segundo algoritmo enviado, sendo responsável pelo sistema de segurança do manipulador, monitorando os sensores que indicam a invasão do espaço operacional do manipulador; e também deve avisar

o sistema Mestre quando ocorrerem problemas nas juntas ou no ambiente de trabalho.

Como os microprocessadores aplicados em controle geralmente se encontram em ambientes ruidosos, e podem necessitar de grandes extensões de cabos para transmissão de sinais de comunicação, é necessário amplificar os sinais dos barramentos de endereços, de dados e de controle. Por isso o CPR1 tem circuitos denominados Amplificadores de Barramentos dos microcontroladores.

Os barramentos dos microcontroladores estão interligados ao Micro Mestre pelo barramento de comunicação. Para evitar conflitos de dados nos barramentos, optou-se por desacoplar os sinais de comunicação por meio de amplificadores "tri-states" denominados de Amplificadores de Barramento Externo. Portanto, os sinais para os componentes gerais dos microcontroladores são controlados pelos amplificadores de barramento desses microcontroladores e pelos amplificadores do barramento externo. Existe um circuito lógico que evita que estes dois circuitos sejam acionados simultaneamente, o que causaria conflito entre o barramento do Micro Mestre e o barramento do microcontrolador local.

O CPR1 utiliza 16 kbytes de EPROM reservadas para as rotinas de interrupção, programa monitor e subrotinas básicas utilizadas pelo programa principal que é armazenado pelo Micro Mestre na memória RAM de cada microcontrolador. A memória RAM além de armazenar o programa principal reserva áreas para dados enviados pelo Mestre e áreas de armazenamento de variáveis geradas pela própria junta (realimentação dos valores das variáveis dos sensores, sinal de erro, sinal de controle calculado para velocidade, posição e esforço, etc ...).

As realimentações das variáveis de estado do sistema e os algoritmos de controle devem ser cíclicos com períodos pré-estabelecidos. Para que isto aconteça pode ser necessária a inclusão de temporizadores programáveis na estrutura do microcontrolador digital dedicado. No CPR1 existem três canais de temporização programáveis internos e três externos gerados pelo Micro Mestre e que podem ser utilizados para sincronizar a operação de todo o sistema.

O controlador de Interrupção interrompe a operação normal do processador e direciona-o para executar uma rotina que requer uma atenção urgente. No CPR1 temos oito canais de interrupção, três reservados para as temporizações internas e três para as temporizações externas, um para o conversor A/D e um para expansão.

## Microprocessadores Utilizados

O CPR1 utiliza microprocessadores Z80 da Zilog de 8 bits, sendo que as razões para esta escolha são seu baixo custo, simplicidade e facilidade de aquisição e com desempenho satisfatório para os objetivos propostos [Madrid, Badan 1988]. Entretanto pode-se utilizar outros processadores no projeto de novas placas desde que se preserve a filosofia de comunicação implementada.

## TESTES COM A ARQUITETURA PARALELA DE CONTROLE

Para realizar os testes de desempenho do CPR1 foi montado um circuito de acionamento de uma junta, especificamente o de prensão da garra. Com este sistema foi possível verificar que as funções do "Hardware" estão funcionando e operando de acordo com as especificações do projeto. O controle implementado a nível de junta objetivou testar somente o "Hardware", e foi utilizado um algoritmo

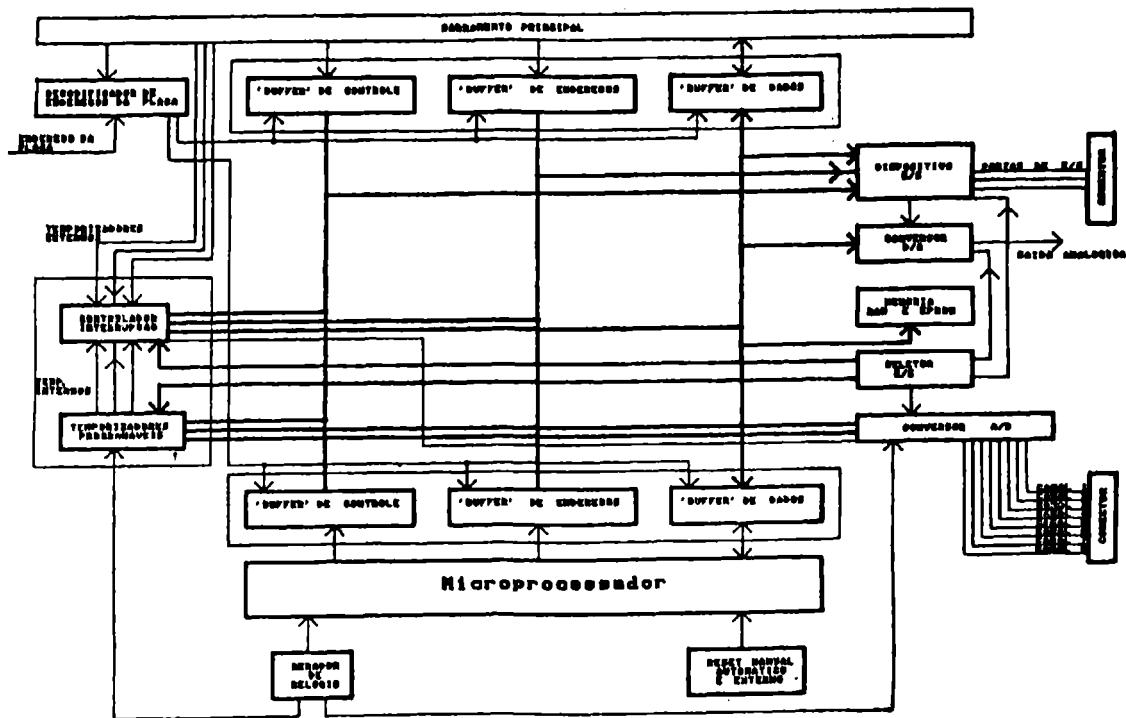


Figura 3: Microcontroladores Dedicados

de controle PID para a junta com a determinação heurística dos parâmetros do controlador pelo operador, e transmissão de sinais através do Mestre com utilização de um programa de interface homem-máquina desenvolvido em linguagem C.

Além do teste de conjunto foram levantados alguns dados do sistema, principalmente relativos a tempos gastos para comunicação entre o Micro Mestre e as placas dedicadas, pois, esta foi a maior preocupação durante a fase de projeto, uma vez que este sistema foi preparado para operar em tempo real. A saber:

- Tempos das rotinas de comunicação;
- Temporizações com os "Jumpers" de "Wait state";
- Temporizações máximas obtidas com os temporizadores;
- Ruídos observados;
- Barramento.

#### Tempos para Comunicação

Um fator muito importante na análise do desempenho do sistema é o tempo gasto para o Micro Mestre enviar e receber dados para as placas processadoras dedicadas. Iremos apresentar o tempo gasto para enviar lotes de dados:

- Tempo gasto para enviar/receber um dado:

$$T_{\text{médio}} = 23,5 \mu\text{s}$$

- Tempo gasto para enviar/receber 16 kbytes dados:

$$T_{\text{médio}} = 268 \text{ ms}$$

Como existe um procedimento de verificação se o dado é consistente ou não, os números obtidos acima são

valores médios, uma vez que a rotina em caso de insucesso na comunicação realiza até dez tentativas, no máximo, para certificar-se que a transferência do dado foi correta. Os testes indicam que a quantidade de falhas ocorridas durante a transmissão/recepção é muito baixa certamente abaixo de 1/1000, com até dez tentativas em caso de insucesso praticamente eliminamos os problemas de erros nas comunicações, cabe também citar que as comunicações são realizadas no formato de mensagem INTEL Intellec 8/MDS.

Usamos como critério prático nos testes, que o tempo máximo para processamento do algoritmo de controle de posição, deve ser pelo menos três vezes menor que a constante de tempo mecânica da junta. Observamos que este tempo deve ser escolhido de maneira a preservar o sincronismo de amostragem entre todas as juntas, sempre levando em consideração que atrasos de transporte muito grandes podem levar a instabilidades no controle.

#### Temporizações Resultantes com os "Jumpers" de "Wait State"

Os dispositivos de E/S das placas escravas são lentos quando comparados com a velocidade de processamento do Micro Mestre, para evitar problemas de funcionamento os sinais para estes dispositivos são acrescentados de ciclos de máquina. As temporizações resultantes foram:

- J1 ==> 83  $\mu\text{s}$
- J2 ==> 166  $\mu\text{s}$
- J3 ==> 249  $\mu\text{s}$
- J4 ==> 332  $\mu\text{s}$
- J5 ==> 415  $\mu\text{s}$
- J6 ==> 498  $\mu\text{s}$

Os testes indicaram um funcionamento correto dos dispositivos de E/S a partir de J2.

### Temporizações Máximas Obtidas

As temporizações são efetuadas por meio de um circuito contador de 16 bits programável, ou seja, o circuito conta com uma frequência definida (500 kHz) até atingir o valor programado. Pode-se portanto dividir esta frequência por valores que vão desde 1 até 65536. Com isto os algoritmos de controle podem ter um tempo de operação variando de 2  $\mu$ s (1 ciclo) até aproximadamente 131,1 ms (65536 ciclos).

Para operação com o algoritmo de controle implementado utilizamos um canal de temporização ajustado para 40 ms, uma vez que verificamos que este algoritmo tem um tempo de processamento de 4 ms.

As placas dedicadas a controle permitem até três ciclos temporizados para alocação de rotinas, possibilitando um algoritmo de controle com até três rotinas independentes, por exemplo uma rotina de controle de corrente, uma rotina de controle de velocidade e uma rotina para controle de posição. Os resultados obtidos com o controle de uma junta indicam que o conjunto, temporizadores mais controlador de interrupção, opera corretamente. O sistema também foi testado para interrupções aninhadas (interrupção dentro de outra interrupção), pois o algoritmo de controle da junta, que é ativado utilizando-se um canal de interrupção, apresenta uma conversão A/D que somente é ativada por meio de uma interrupção indicando o final de conversão.

### Ruídos Observados

Uma das principais dificuldades encontradas durante a fase de implementação do sistema foi a necessidade de diminuição do nível de ruído nos sinais digitais e principalmente nos circuitos conversores A/D.

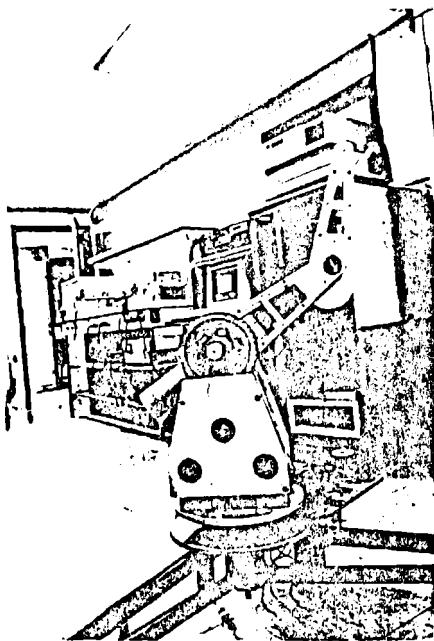


Figura 4: Hardware Usado nos Testes

Foram utilizados circuitos de filtragem em toda a extensão do barramento principal entre os sinais de alimentação e terra, o que possibilitou reduzir o nível de ruído destes sinais, inicialmente em torno de 0.4v, para cerca de 100mV. Nos circuitos analógicos o ruído se manteve na faixa dos 10mV o que define a perda de um bit de informação.

Outras modificações que estão sendo efetuadas para melhorar ainda mais o desempenho são citadas a seguir: - Separação física dos circuitos analógicos dos digitais em cada microcontrolador; - Separação da malha de terra, com junção somente nos terminais da fonte de alimentação; - Construção de um suporte metalizado aterrado entre as placas digitais. - E a confecção das circuitos em placas de circuito impresso, (o protótipo foi montado em "Wire-Wrapp").

O "Hardware" utilizado para os testes pode ser visto na Figura 4.

### CONCLUSÕES

Testes obtidos a nível de juntas indicam uma precisão de décimos de milímetros com o algoritmo de controle utilizado. Somente após a conclusão do programa Monitor do Micro Mestre e de todo o "Hardware" de Aclonamento é que poderemos analisar o desempenho em termos de geração de trajetória, precisão e repetibilidade do manipulador.

É importante ressaltar que o principal objetivo inicialmente proposto, foi alcançado, pois está implementado, além do "Hardware", um programa Monitor, que torna possível transferir programas de controle do Micro Mestre para as juntas com auxílio de um programa de interface homem-máquina, fazendo com que o controlador da junta opere em memória RAM, e possibilitando captar dados resultantes do processamento armazenados pelo próprio programa de controle em memória RAM. Com isto pode-se efetivamente transferir programas genéricos para as juntas, realizar movimentos e após captar dados para análise do desempenho do movimento efetuado. Fatos que mostram versatilidade do sistema

### REFERÊNCIAS

- [1] Y.D.M. Bestaoui; "Decentralised PD and PID Robotics Regulators" IEE Proceedings, vol. 136, n<sup>o</sup> 4, pp. 133-145, 1989.
- [2] M. A. Dias; "Controlador Programável a Multi-microprocessadores para Controle Hierárquico de Robôs", Tese de Mestrado - FEE/DSC/UNICAMP, Junho 1991.
- [3] J.H. Graham; "Computer Architecture for Robotics and Automation", Gordon and Breach Science Publishers, New York, 1987.
- [4] R.D. Klafter, T.A. Chmielewski, M. Negin; "Robotic Engineering an Integrated Approach", Prentice Hall, Englewood Cliffs, 1989.



[5] M. K. Madrid, A. G. Badan Palhares; "Controle de Posição e Velocidade de Manipuladores Mecânicos com Juntas em Malha Aberta e Malha Fechada, Anais 8<sup>o</sup> CBA Belém/PA/Brasil, 1990.

[6] M.K. Madrid, A.G. Badan Palhares; "Um Sistema de Controle Digital para Movimentar Manipuladores Mecânicos", Anais 7<sup>o</sup> CBA, S.J. Campos /SP - Brasil, 1986.

[7] Y.F. Zheng, H. Hemani; "Computation of Multibody System Dynamics by a Multiprocessor Scheme", IEEE Trans. on Systems, Man and Cybernetics, Vol. SMC-16 n<sup>o</sup> 1, 1986.

#### BIBLIOGRAFIA

Marcus de Aguiar Dias. Mestre em Engenharia Elétrica (Automação) em 1991 pela UNICAMP - Campinas - SP - Brasil. Atualmente Trabalha na IBM-Brasil Sumaré - SP - Brasil. Área de Atuação: Robótica.

Marconi Kolm Madrid. Mestre em Engenharia Elétrica (Automação) em 1988 pela UNICAMP. Doutorando em Engenharia Elétrica pela mesma Universidade (Automação). FEE/DSCE. Área de Atuação: Robótica.

Adilson Ohfugi Sakuhl. Mostrando em Engenharia Elétrica pela UNICAMP (Automação). Área de Atuação: Robótica.

Álvaro Geraldo Badan Palhares. Doutor em Engenharia Elétrica (Automação) pela UNICAMP. Professor Adjunto da Faculdade de Engenharia Elétrica da UNICAMP desde 1973. Chefe do Laboratório de Robótica - DSCE/FEE/UNICAMP. Áreas de Atuação: Controle de Acionamento Elétrico, Robótica.

**XII**

**EDUCACION EN INGENIERIA**

**CALCULO DE TRANSITORIOS EN SISTEMAS ELECTRICOS  
MEDIANTE DISCRETIZACION DE ECUACIONES DIFERENCIALES**

Nelson Morales O.      Juan Molina C.

Universidad de Chile  
Departamento de Ingeniería Eléctrica  
Casilla 412-3 - Santiago - Chile

**RESUMEN**

Se presenta un software computacional desarrollado para su utilización en computadores PC XT/AT, capaz de solucionar circuitos eléctricos de parámetros concentrados en régimen transitorio, incluyendo elementos acoplados y no lineales.

El método utilizado consiste en la discretización de las ecuaciones diferenciales básicas que caracterizan cada elemento eléctrico pasivo y la aplicación del método de análisis nodal para plantear una ecuación matricial cuya solución entrega los voltajes de nodo del circuito en un instante dado. Este planteamiento se repite luego de cada incremento de tiempo durante el lapso de estudio del transitorio.

Se ilustra en esta publicación la aplicación del software al estudio de sobretensiones transitorias en redes monofásicas y trifásicas, en particular para ilustrar transitorios provocados por energización de equipos y por ferro-resonancia.

**ABSTRACT**

A software for PC XT/AT, for solving transients of lumped parameters electric circuits, including coupling and non linear elements, is presented.

The procedure consists on the discretization of basic differential equations proper of each passive electric element and the nodal method applied to form a matrix equation. The solution of the latter equation gives the node voltages at any time  $t$ . This procedure is repeated for each time during transient period.

In this paper, the software is applied to evaluate overvoltages in monofasic and trifasic circuits, in particular to show transients generated by energization of equipment and ferro-resonance.

**1. INTRODUCCION**

Las metodologías a aplicar en el estudio del comportamiento de circuitos eléctricos son diversas y tienen directa relación con el objetivo perseguido y por supuesto con la naturaleza del circuito.

La resolución de circuitos usando computadores tiene por finalidad aliviar el trabajo cuando dichos circuitos son muy complejos y particularmente cuando contienen elementos acoplados o no lineales, los cuales siempre han provocado complicaciones de cálculo. Adicionalmente, las facilidades gráficas disponibles actualmente en PC, permiten la visualización de formas de onda, apoyo pedagógico muy atractivo en el análisis de redes.

Nuestro enfoque apunta al análisis computacional del régimen transitorio de un sistema eléctrico de potencia; no obstante, también es válido para otro tipo de sistemas cuya modelación de circuito sea concorde.

En esta área, en el plano nacional se ha informado del desarrollo de programas para cálculo de sobretensiones en sistemas lineales radiales o enmallados, monofásicos o trifásicos, usando el método de Bergeron [1], [2]. A nivel internacional, el programa de mayor generalidad y difusión es el EMTF (Electromagnetic Transient Program) o su reciente versión para PC, el programa ATP (Alternative Transient Program) [3], [4]; ambos programas son de tal envergadura, que requieren una verdadera estación de trabajo especial para su instalación y operación. Son además muy poco amistosos en cuanto al ingreso y salida de información y su intercomunicación con el usuario, dada su concepción original en lenguaje FORTRAN, para un computador MAIN FRAME.

En este trabajo se utiliza el procedimiento seguido por el EMTF, para discretizar las ecuaciones diferenciales básicas que caracterizan cada elemento eléctrico pasivo, incluyendo elementos acoplados y no lineales. El software resultante, dada su orientación específica, es mucho más reducido que el EMTF, es portable y de carácter amistoso para el usuario. Se adoptó como salida la representación gráfica de amplitud vs tiempo para los voltajes de nodo, por considerarla de mayor contenido didáctico.

**2. MODELOS MATEMATICOS DE ELEMENTOS DE CIRCUITO**

La resistencia, inductancia y capacitancia de dispositivos o equipos eléctricos, son parámetros distribuidos. Sin embargo, dependiendo de la frecuencia de los transitorios estudiados y de la extensión de la red, puede considerarse parámetros concentrados para su modelación y para el tratamiento matemático, sin pérdida de precisión en los resultados. Los modelos utilizados en este trabajo corresponden a elementos concentrados.

a) Elementos concentrados lineales

- Resistencia

La ecuación utilizada para modelar una resistencia  $R$  ubicada entre los nodos "k" y "m" de una red es:

$$I_{km}(t) = (V_k(t) - V_m(t))/R \quad (1)$$

- Inductancia

La simulación de un transiente inductivo debe considerar la historia previa del elemento, por lo que una inductancia  $L$  ubicada entre los nodos "k" y "m"

conviene caracterizarla por la ecuación integral:

$$I_{km}(t) = I_{km}(t - \delta t) + (1/L) * \int_{t-\delta t}^t (V_k(u) - V_m(u)) du \quad (2)$$

Efectuando la integración, (2) se puede escribir:

$$I_{km}(t) = (\delta t/2L) * (V_k(t) - V_m(t)) + \text{hist}_{km}(t - \delta t) \quad (3)$$

donde:

$$\text{hist}_{km}(t - \delta t) = I_{km}(t - \delta t) + (\delta t/2L) * (V_k(t - \delta t) - V_m(t - \delta t)) \quad (4)$$

La expresión (3) se puede interpretar como una resistencia equivalente de magnitud  $(\delta t/2L)$  en paralelo con una fuente de corriente de valor  $\text{hist}_{km}(t - \delta t)$ .

- Capacitancia

Para la simulación de un transiente capacitivo, la ecuación diferencial exacta de un condensador C ubicado entre los nodos "k" y "m" es:

$$I_{km}(t) = C * d(V_k - V_m)/dt \quad (5)$$

que se aproxima por:

$$I_{km}(t) = (2C/\delta t) * (V_k(t) - V_m(t)) + \text{hist}_{km}(t - \delta t) \quad (6)$$

con:

$$\text{hist}_{km}(t - \delta t) = -I_{km}(t - \delta t) - (2C/\delta t) * (V_k(t - \delta t) - V_m(t - \delta t)) \quad (7)$$

La expresión (6) también puede interpretarse como una combinación paralelo de resistencia y fuente de corriente, ambas equivalentes.

b) Elementos concentrados no lineales

- Inductancia no lineal

La presencia de hierro como núcleo de una bobina da lugar a que la inductancia de ésta no sea constante y dependa de la corriente que fluye por ella. Debido a la saturación del hierro, la característica de flujo magnético vs corriente deja de ser lineal.

Para incorporar este efecto, se considera una característica flujo-corriente linealizada en dos intervalos, como se aprecia en la Figura 1.

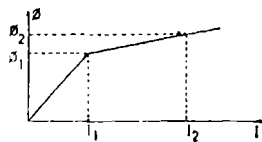


Figura 1. Linealización de la característica  $\phi - I$

Las ecuaciones en los dos tramos son:

$$\begin{aligned} I < I_1 & : \phi = \alpha I \\ I_1 \leq I & : \phi = \beta I - \phi_0 \end{aligned} \quad (8)$$

Los valores de  $\alpha$ ,  $\beta$  y  $\phi_0$  se calculan en base a dos puntos dato:  $(I_1, \phi_1)$  e  $(I_2, \phi_2)$ . Se entiende que la característica es simétrica respecto de valores negativos de flujo y corriente.

Recordando que  $v = d\phi/dt$ , la característica voltaje-corriente de una inductancia no lineal conectada entre los nodos "k" y "m" puede escribirse en cada tramo:

$$I < I_1 : \frac{V_k(t) - V_m(t) + V_k(t - \delta t) - V_m(t - \delta t)}{2}$$

$$\alpha \frac{-(I_{km}(t) - I_{km}(t - \delta t))}{\delta t} \quad (9)$$

$$I_1 \leq I : \frac{V_k(t) - V_m(t) + V_k(t - \delta t) - V_m(t - \delta t)}{2}$$

$$\beta \frac{-(I_{km}(t) - I_{km}(t - \delta t))}{\delta t} \quad (10)$$

Analizando el primer tramo, se obtiene:

$$I_{km}(t) = (\delta t/2\beta) * (V_k(t) - V_m(t)) + \text{hist}(t - \delta t) \quad (11)$$

con  $\text{hist}(t - \delta t) = I(t - \delta t) + (\delta t/2\beta) *$

$$* (V_k(t - \delta t) - V_m(t - \delta t)) \quad (12)$$

Si en el  $\delta t$  siguiente se mantiene en el mismo tramo, entonces:

$$\text{hist}(t) = (\delta t/\beta)(V_k(t) - V_m(t)) + \text{hist}(t - \delta t) \quad (13)$$

En el caso de que el punto de operación se haya desplazado al siguiente tramo, entonces:

$$\text{hist}(t) = [(\delta t/2\alpha) + (\delta t/2\alpha)] * (V_k(t) - V_m(t)) + \text{hist}(t - \delta t) \quad (14)$$

El análisis para operación en el segundo tramo es análogo.

- Resistencia no lineal

Este elemento se analiza en forma similar al anterior, con la ventaja que se trabaja directamente sobre la característica voltaje-corriente, la cual se linealiza en dos tramos, necesitándose por lo tanto la definición de dos puntos  $(I_1, V_1)$  e  $(I_2, V_2)$ .

El tramo  $I < I_1$  representa una resistencia lineal, siendo válida la expresión desarrollada anteriormente.

En el tramo  $I_1 \leq I$  se obtiene:

$$I = V/R_n + I_m \quad (15)$$

Por lo tanto, si la resistencia se encuentra trabajando en esta zona, se debe agregar una fuente de corriente de valor constante  $I_0$  y poner el valor  $(1/R_s)$  en la matriz de admitancias del circuito, siendo  $R_s$  la resistencia de saturación. El análisis es simétrico respecto de valores negativos de voltaje y corriente.

c) Elementos concentrados acoplados

- Inductancias acopladas

Considerando cuatro inductancias acopladas entre sí, conectadas entre los nodos "k<sub>i</sub>" y "m<sub>i</sub>", como lo muestra la Figura 2, las ecuaciones vectoriales son:

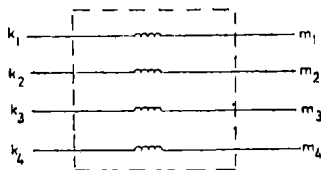


Figura 2. Esquema para inductancias acopladas

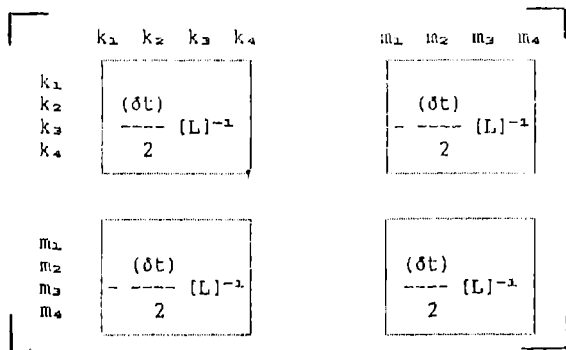
$$[I_{km}(t)] = \frac{\delta t}{2} \times [L]^{-1} \times \{[V_k(t)] - [V_m(t)]\} + [hist_{km}(t - \delta t)] \quad (16)$$

donde:  $[L]^{-1}$  es la inversa de la matriz de inductancias

$$[hist_{km}(t - \delta t)] = \frac{\delta t}{2} \times [L]^{-1} \times \{[V_k(t - \delta t)] - [V_m(t - \delta t)]\} + [I_{km}(t - \delta t)] \quad (17)$$

La contribución de estas ecuaciones a la formación de la matriz admitancia  $[Y]$  del sistema de ecuaciones nodales es de la forma:

Matriz  $[Y]$ :



Desafortunadamente, los nodos "k<sub>i</sub>" y "m<sub>i</sub>" no siempre son nodos numerados consecutivamente, provocándose con ello un problema para poder introducir la sub-matriz en la matriz  $[Y]$ , pero éste es exclusivamente un problema de programación.

El vector de historia debe ser despejado en cada instante para ser reemplazado en el vector de co-

rriente del circuito  $[I]$ . Para realizar esto deben almacenarse los nodos terminales de estos elementos, además de la matriz  $[L]^{-1}$ , lo cual representa un gran consumo de memoria.

Siempre es posible reemplazar un grupo de elementos acoplados por uno mayor de elementos desacoplados. Esto sin embargo, trae consigo serios problemas de memoria computacional, ya que son más elementos a almacenar y seguramente al buscar un circuito equivalente aumentarán los nodos de conexión, por lo que el orden de la matriz  $[Y]$  aumentará en la misma cantidad. Correspondientemente, también aumentará el tiempo de ejecución del programa.

d) Líneas de transmisión

Para líneas de transmisión se utiliza el clásico modelo  $\pi$ ; en caso de ser necesario otro modelo, esto no afecta la estructura del trabajo, siempre que este modelo se genere a partir de los elementos constitutivos básicos.

e) Transformadores

El modelo para transformadores es también el tradicional, en base a rama de magnetización y ramas de fuga para cada enrollado.

El programa por sus características de operación no contempla transformadores ideales, por lo que es necesario referir los elementos a un solo lado o trabajar en por unidad. Alternativamente, se puede emplear el modelo de inductancias acopladas.

Para modelar un transformador saturable, se modela su inductancia de magnetización con la característica no lineal adecuada.

f) Fuentes de voltaje y corriente

Las fuentes de voltaje y corriente se definen por su dependencia en el tiempo:

$$V(t) = f(t) \quad \text{o} \quad I(t) = f(t)$$

Dada la naturaleza de los circuitos a analizar, las fuentes de voltaje son posibles de conectar sólo entre un nodo y "tierra", mientras que las fuentes de corriente pueden conectarse entre dos nodos cualquiera del circuito. No obstante, mediante combinación de elementos ficticios, es posible simular una fuente de voltaje entre dos nodos.

Considerando que el objetivo del software es el análisis de transitorios en sistemas eléctricos de potencia, para definir fuentes de voltaje y corriente se han cargado las funciones más frecuentes de utilizar, esto es:

- función continua:  $f(t) = K \quad (19)$

- función paso:  $f(t) = \begin{cases} (f_{max}/\delta t) \times t & 0 \leq t < \delta t \\ f_{max} & \delta t \leq t \end{cases} \quad (20)$

- función rampa:  $f(t) = \begin{cases} 0 & t \leq t_1 \\ (f_{max}/(t_2-t_1)) \times (t-t_1) & t_1 < t \leq t_2 \\ f_{max} & t_2 < t \leq t_3 \\ 0 & t_3 < t \end{cases} \quad (21)$

- función sinusoidal:  $f(t) = f_{max} \times \sin(\omega t + \phi) \quad (22)$

- función impulso:  $f(t) = K \times (e^{-\alpha t} - e^{-\beta t})$  (23)

Nótese que  $i(t) = 0$  modela un circuito abierto y  $v(t) = 0$  modela un cortocircuito.

### 3. METODOLOGIA DE SOLUCION

La modelación de elementos descrita en el punto anterior, conduce en la siguiente etapa a estructurar la matriz de conductancias (o conductancias equivalentes) [Y] conformada por:

$Y_{ii}$  : suma de todas las conductancias conectadas directamente al nodo "i"

$Y_{ij}$  : suma de todas las conductancias ubicadas entre los nodos "i" y "j", con signo negativo

Luego, al aplicar el método de análisis nodal, el problema a resolver presenta la siguiente forma:

$$[Y] [V] = [I] \quad (24)$$

siendo [V]: vector de voltajes, que contiene todos los voltajes de nodos incógnitos

[I]: vector de corrientes, que se construye directamente a partir de las fuentes de corriente conectadas a cada nodo, o de las fuentes de corriente equivalente, si al nodo se encuentra conectada una fuente de voltaje, o tiene una historia no nula.

Para obtener el vector de voltajes, se invierte la matriz de conductancias [Y]:

$$[V] = [Y]^{-1} [I] \quad (25)$$

El vector [V] obtenido de (25) representa la solución para los voltajes de nodo del circuito en un instante dado "t". Con este vector se procede a actualizar la matriz [Y] y el vector [I], para volver a resolver el sistema en el instante "t +  $\delta t$ ". Esta secuencia debe repetirse luego de cada incremento de tiempo " $\delta t$ " durante el lapso de estudio del transitorio, motivo por el cual se hace necesaria su habilitación en un programa computacional.

Se escogió como lenguaje de programación el Turbo Pascal, por sus excelentes rutinas gráficas, ya que los resultados del programa, el valor de voltaje en los nodos del circuito en cada instante de tiempo, se visualizan mejor en forma gráfica. Adicionalmente, el manejo de pantalla permite orientar al usuario para el ingreso del modelo en forma simple, mediante la presentación de Menú de opciones. La Figura 3 muestra el menú principal de elementos y luego el menú particular de ingreso para fuentes y para inductancia no lineal. Existe menú de ingreso particular para cada elemento, como también para ingreso de datos globales de la red y para la representación gráfica de salida.

Con el fin de aprovechar los recursos de memoria limitados en Turbo Pascal, se vió la necesidad de almacenar los elementos en forma óptima, para cuyo efecto se ocupó las técnicas de almacenamiento de matrices raras. Sin embargo, para sistemas medianos y grandes, la memoria de datos del computador (RAM) se hace insuficiente para almacenar los elementos de la matriz [Y], necesaria en todo instante. Por lo tanto, este almacenamiento se hace en memoria magnética, la cual tiene un tiempo de acceso mucho menor, contribuyendo a hacer más lenta la ejecución del programa.

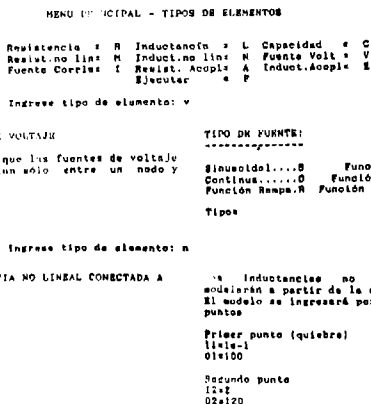


Figura 3. Menú de Pantalla

El tiempo de ejecución del programa depende fuertemente de la cantidad de nodos del sistema (ya que la dimensión de la matriz es igual al número de nodos incógnitos del circuito), del paso " $\delta t$ " y del tiempo total de estudio.

En un computador de 8 MHz con coprocesador matemático, se ha alcanzado en algunas aplicaciones tiempos de ejecución de 30 a 40 minutos. Debe acotarse que para tener un grado de precisión aceptable, se trabaja con variables de doble precisión.

El programa fue contrastado con diversos casos teóricos de solución conocida, y con circuitos reales para generación de ondas de impulso, del Laboratorio de Alta Tensión de la Universidad de Chile. [5]

### 4. ANALISIS DE ERRORES

Las resistencias son modeladas en forma exacta, por lo que una red compuesta de estos elementos es resuelta sin errores. En cambio, la ecuación diferencial que describe el comportamiento de inductancias y capacitancias se resuelve en forma aproximada y se introduce un error al aplicar la regla trapezoidal de integración. En la referencia [5] se desarrolla un análisis de tales errores, concluyéndose que el paso  $\delta t$  debe ser tal de considerar 20 puntos por ciclo, para obtener un error absoluto inferior al 1%.

Otra fuente posible de imprecisión, lo constituye el proceso de integración numérica. Dado que la regla trapezoidal filtra las corrientes de alta frecuencia en inductancias conectadas a fuentes de voltaje, amplifica los voltajes de alta frecuencia a través de inductancias en situaciones en que la corriente es forzada. Se produce un problema de "oscilaciones numéricas" en casos donde la derivada de la corriente cambia abruptamente, por ejemplo, cuando una corriente es interrumpida bruscamente por un interruptor.

Este efecto cobra gran importancia en la modelación de circuitos con inductancias saturables, ya que el paso brusco de una característica a otra sobre la gráfica " $\theta - I$ " linealizada, lleva implícito una inyección brusca de corriente.

Algo similar ocurre en el caso de los cambios bruscos de voltaje sobre una capacitancia, por ejemplo al energizar un banco de condensadores.

Brandwajn y Alvarado [4] proponen una técnica

para reducir estas oscilaciones numéricas, incorporando resistencias ficticias en paralelo con las inductancias, o en serie con las capacitancias. El valor de estas resistencias es según [4]

$$R_p = (20/3) \times (2L/\delta t) \quad \text{en paralelo con } L \quad (26)$$

$$R_s = 0,15 \times (\delta t/2c) \quad \text{en serie con } C \quad (27)$$

## 5. APLICACIONES

En primer lugar se presenta la respuesta del circuito eléctrico de la figura 4, que puede corresponder al modelo de circuito de una fuente y un equipo, frente a una sollicitación del tipo impulso.

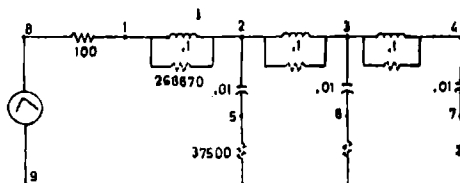


Figura 4. Circuito excitado por un impulso

Los parámetros dibujados con línea segmentada, corresponden a los que es necesario incorporar para evitar el problema de oscilaciones numéricas. Las Figuras 5 y 6 siguientes, muestran la respuesta de pantalla, en los nudos solicitados, para un impulso de 1,2/50  $\mu\text{seg}$  (asimilable a una descarga de rayo), y para un impulso de 250/2500  $\mu\text{seg}$  (modelo de una sobreten-sión de maniobra). La salida comprende la ilustración

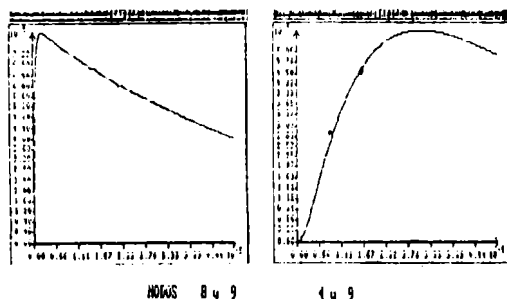


Figura 5. Respuesta para impulso de 1,2/50  $\mu\text{seg}$

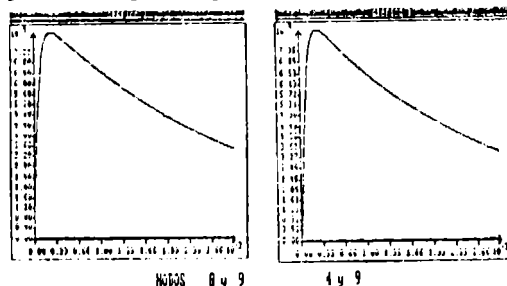


Figura 6. Respuesta para impulso de 250/2500  $\mu\text{seg}$

simultánea de tres formas de onda de voltaje entre cualquier conjunto de pares de nodos requeridos, con información de valores mínimo, máximo e instantáneo. Los pares de nodos pueden ser luego modificados, para visualizar otras formas de onda. En este caso se ha eliminado un gráfico en cada caso por problemas de espacio.

A continuación se ilustra la aplicación del software descrito al estudio del fenómeno de ferresonancia en una red eléctrica trifásica industrial. Se realiza un análisis de sensibilidad frente a variaciones de parámetros del circuito, tales como valores de elementos pasivos y magnitudes de fuentes, con el fin de encontrar un criterio para evitar la aparición de tensiones y corrientes elevadas debido a ferresonancia.

Se considera la apertura de un polo (fase abierta) en un sistema de 7,2 kV, 60 Hz. Este está formado por una alimentación en estrella, que conecta mediante un cable a un transformador con primario en delta. El cable es modelado monofásicamente por un circuito  $\pi$  equivalente con capacidad  $C_c$  a tierra y una inductancia serie  $L_m$ . Se incluye en el análisis el efecto de considerar inductancia de fuga  $L_e$  y resistencia de carga del transformador,  $R_o$ . El transformador se modela por su rama serie y su rama de magnetización, con inductancia saturable, siendo la curva  $\phi - I$  una variable del estudio. La Figura 7 muestra el modelo utilizado.

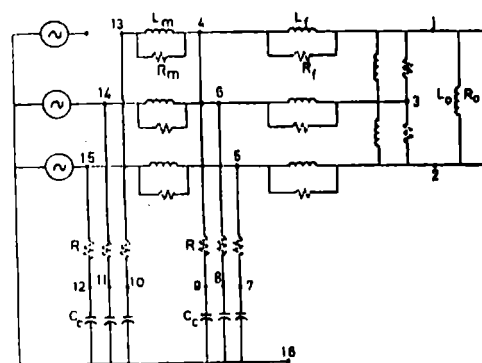


Figura 7. Modelo de parámetros concentrados para la red. Transformador en vacío.

El estudio contempla una gran cantidad de casos [5], de los cuales se presentan en esta publicación los detallados en la Tabla I. Los elementos que permanecen constantes en magnitud, son:

$E_{\text{max}}$  = voltaje efectivo entre fase y tierra = 200 V  
 $L_m$  = inductancia serie del cable = 60,3 ( $\mu\text{H}$ ) por fase  
 $I_1$  = 3,489 zona lineal de la curva de magnetización del transformador  
 $\phi_1$  = 35,239  
 $L_e$  = 5,37 [mH] inductancia de fuga del transformador

En todos los casos se ha empleado el criterio del punto 4 para evitar oscilaciones numéricas.

Caso	$I_2$	$\phi_2$	$C_c$ ( $\mu\text{F}$ )	$L_e$ [mH]	$R_o$ [ $\Omega$ ]
1	6	45	0,10	0	00
2	6	45	3,00	0	00
3	6	45	3,00	5,37	00
4	6	41	3,00	0	00
5	6	41	3,00	5,37	10 <sup>9</sup>

Tabla I. Magnitudes de los elementos del circuito

La Tabla II muestra los resultados de los diversos casos, en términos del valor cresta del voltaje sobre los distintos elementos y el de estado permanente de ferresonancia.

Caso	Voltaje máximo [KV]			Régimen permanente [KV]		
	$V_{ab}$	$V_{ca}$	$V_{bc}$	$V_{ab}$	$V_{ca}$	$V_{bc}$
1	6,8	7,2	7,2	4,8	5,1	5,1
2	90,6	89,4	93,2	17,7	17,7	17,7
3	14,2	13,7	8,1	10,0	9,7	6,0
4	42,2	43,7	42,6	5,1	5,1	5,1
5	11,6	4,9	8,1	8,2	1,8	6,0

Tabla II. Resultados computacionales del ejemplo

De la Tabla II se puede apreciar varios resultados interesantes. En los primeros casos, se muestra el efecto de la capacitancia a tierra en la generación de ferro-resonancia. Por otro lado, los casos 2 y 4 muestran la dependencia de las sobretensiones respecto de la característica no lineal de la inductancia, apreciándose que las magnitudes de las tensiones son inversamente proporcionales a los niveles de saturación de la inductancia. Finalmente, se aprecia que la incorporación de carga en el transformador tiene un efecto atenuador muy importante.

Las Figuras 8 y 9 muestran la forma de salida gráfica del programa, en dos casos representativos (caso 2 y caso 4 respectivamente)

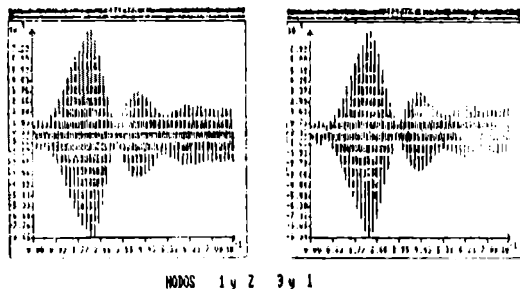


Figura 8. Voltajes entre fases del transformador (caso 2)

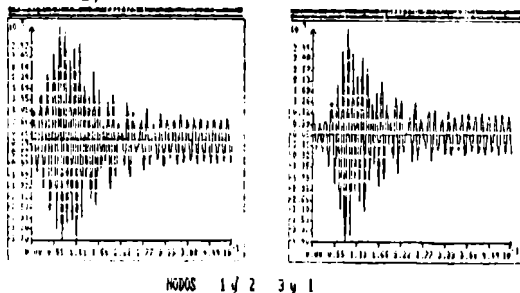


Figura 9. Voltajes entre fases del transformador (caso 4)

## 7. CONCLUSIONES

En este trabajo se ha presentado un software capaz de resolver redes eléctricas de parámetros concentrados lineales o no-lineales, incluso acopladas, pudiéndose utilizar en análisis transitorio o permanente.

El ámbito de aplicación del presente trabajo se orienta principalmente a la investigación de sobretensiones en redes industriales. Se ilustró en esta publicación las aplicaciones del programa al estudio del fenómeno de ferroresonancia y de energización de equipos.

Otras posibilidades de modelación, mediante la combinación adecuada de elementos en circuitos monofásicos y trifásicos, son:

- respuesta a función escalón, paso, rampa, impulso
- análisis de fallas (fase abierta, cortocircuito)
- efectos de impulsos de rayo y maniobra
- energización de equipo eléctrico (condensador, cable, transformador, línea corta), desconexión y reconexión.

Las ventajas del software desarrollado son básicamente dos, primero: su portabilidad, ya que para utilizarlo no es necesario instalar el programa en el computador, sino que su ejecución se puede realizar desde diskettes; segundo, la ilustración gráfica de los voltajes en función del tiempo, que permite comprender y visualizar claramente los fenómenos transitorios.

## AGRADECIMIENTOS

Este trabajo ha sido realizado gracias al aporte otorgado por FONDECYT al proyecto clave 90-1234.

## REFERENCIAS

- [1] Arias, Miguel y Sanhueza, Hernán: "Cálculo digital de sobretensiones empleando el método de Bergeron" Anales IV Congreso Chileno de Ingeniería Eléctrica, Universidad de Santiago de Chile, Agosto 1981, Vol. I, pp. 144 - 158.
- [2] Arias, M.; Sanhueza, H.; Alruiz, J.; Martínez, L.: "Cálculo de sobretensiones en sistemas trifásicos" Anales V Congreso Chileno de Ingeniería Eléctrica, Universidad Católica de Valparaíso, Agosto 1983, Vol. I, pp. 23 - 34.
- [3] B. P. A.: "Electromagnetic Transients Program, Theory Book" Bonneville Power Administration, August 1986.
- [4] L. E. C.: "Alternative Transients Program, Rule Book" Leuven EMTP Center, 1987, Belgium.
- [5] Molina, J.: "Cálculo de transitorios en sistemas eléctricos mediante discretización de Ecuaciones Diferenciales. Aplicación al fenómeno de Ferroresonancia" Memoria de Ingeniero Civil Electricista, Universidad de Chile, Agosto 1990.

Nelson Morales Osorio, Ingeniero Civil Electricista, Universidad de Chile, 1975. Académico del Grupo de Alta Tensión y Dieléctricos del Departamento de Ingeniería Eléctrica de la Universidad de Chile.

Juan Molina Céspedes, Ingeniero Civil Electricista, Universidad de Chile, 1990. Actualmente se desempeña profesionalmente en el Gabinete de la Superintendencia de Electricidad y Combustibles, en el Área de Tarificación Eléctrica.



## DISEÑO E IMPLEMENTACION DE UN CONVERTIDOR INDIRECTO DE FRECUENCIA

A. RODRIGUEZ E. R. GUIRRIMAN C. A. VIDELA F.  
Departamento de Electrónica  
Universidad de Tarapacá  
ARICA-CHILE

### RESUMEN

Se presenta el diseño e implementación de un convertidor indirecto de frecuencia de gran utilización industrial, orientado a la enseñanza. Este convertidor consta de un rectificador puente no controlado en la entrada y un inversor trifásico modulado por ancho de pulso (PWM) en la salida. Se estudia el efecto, en la salida (carga) y en la entrada (red) del convertidor, de la aplicación de distintas técnicas de modulación en la parte inversora. Además, el convertidor se ha diseñado en forma modular de manera de permitir el estudio al cambiar la configuración del filtro de interfase entre el rectificador y el inversor. La evaluación experimental del convertidor entrega valiosa información respecto a consideraciones prácticas en filtros de enlace, circuitos de excitación y protección de MOSFET de potencia, influencia de la modulación en los armónicos de salida y entrada, y en la velocidad del motor.

### ABSTRACT

This paper presents the design of an industrial frequency converter, for educational purposes. The converter has an uncontrolled 3-phase rectifier input and a pulse-width modulated (PWM) inverter output. The effects of different inverter modulation techniques on the load and source are analysed. The experimental results give valuable information on filter links, protection and firing circuits for power MOSFET, harmonic generation and motor speed.

### INTRODUCCION

El avance tecnológico en semiconductores de potencia ha permitido desarrollar equipos de alta sofisticación y eficiencia que se usan cada vez más en la industria. Es así como el convertidor indirecto de frecuencia ocupa, actualmente un lugar destacado en cuanto al número de ellos en servicio, esto es debido principalmente a que el control de velocidad de máquinas de corriente alterna efectuado con este convertidor es muy eficiente, y presenta varias ventajas frente a las máquinas de corriente continua alimentadas por convertidor, incluso en aplicaciones dinámicas extremas. Además de la confiabilidad y rendimiento, el costo de estos equipos los hacen atractivos en las aplicaciones industriales en nuestro país. Es por esto que se hace necesario tener un convertidor de estas características en los laboratorios de las universidades, ya sea para complementar con experiencias prácticas la teoría relacionada al funcionamiento de ellos, como para determinar y evaluar su funcionamiento en condiciones anormales de

operación. De esta manera se pretende entregar un aprendizaje y entrenamiento en la operación de estos complejos equipos industriales.

### DESCRIPCION DEL EQUIPO

El convertidor indirecto de frecuencia, consta de un rectificador de diodos tipo puente y de un inversor trifásico implementado con MOSFET (Fig. 1). El rectificador puente produce una tensión continua no controlada, el inversor trifásico controla la amplitud y la frecuencia de la tensión aplicada a la carga mediante la aplicación de técnicas de modulación por ancho de pulso (PWM).

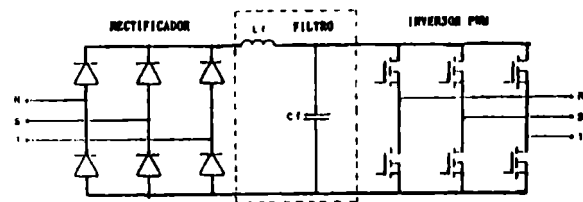


Fig.1 Convertidor indirecto de frecuencia, Rectificador-Filtro-Inversor PWM.

El filtro reduce las variaciones de la corriente y tensión continua aplicadas a la entrada del inversor, mejorando la calidad de la tensión aplicada en la carga.

El convertidor implementado permite estudiar el proceso de rectificación, inversión, y el efecto sobre la carga, al aplicar distintas configuraciones para el filtro de enlace y distintas técnicas de modulación aplicadas al inversor. Además, permite conocer y comprobar las ventajas y limitaciones de la operación de los circuitos de disparo y protección de los MOSFET de potencia.

### METODO DE CONTROL

Una de las aplicaciones más importantes que tienen los inversores está en el control de las máquinas de inducción.

Utilizando convertidores de frecuencia se pueden implementar controles de velocidad (control de voltaje y frecuencia) con distintos grados de complejidad, partiendo desde el control de lazo abierto, hasta los controles realimentados de tipo escalar y vectorial [1]. La aplicación de técnicas de modulación por ancho de pulso (PWM) permite realizar el control de voltaje y frecuencia dentro del mismo convertidor, reduciendo la magnitud de las corrientes armónicas en la carga que son la principal causa de fenómenos perturbatorios que caracterizan la interacción convertidor- máquina-convertidor.

Estas técnicas minimizan el empleo de componentes de potencia y aumentan la rapidez de respuesta del sistema. Una de las técnicas que ha predominado debido a la simplicidad de su implementación, tanto en su versión analógica, como en su versión digital es la modulación sinusoidal, figura 2 (a). Se han desarrollado técnicas de modulación con las que se obtienen mejores resultados, son las técnicas mejoradas, por ejemplo con referencia trapezoidal, figura 2 (b), cuya ventaja en comparación a la sinusoidal se obtiene al "costo" de generar terceros armónicos en los voltajes línea-neutro. Sin embargo, bajo operación balanceada y sin neutro conectado, no pueden circular corrientes de tercera armónica y así los voltajes de terceros armónicos son neutralizados [2].

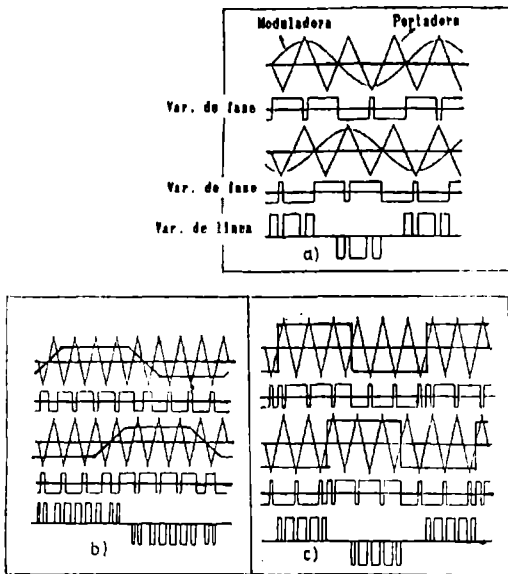


Fig. 2 Técnicas de Modulación por ancho de pulso (PWM), para moduladora:  
a) Sinusoidal  
b) Trapezoidal  
c) Cuadrada.

Para variaciones de velocidad menores a la nominal se debe mantener constante la relación Voltaje/frecuencia en el inversor, así no hay problemas de saturación en el motor y el torque se mantiene constante (región de Torque constante). Cuando el motor se opera a frecuencias mayores a la nominal, se debe mantener constante el voltaje aplicado (región de potencia constante) para que no hayan problemas de aislación en el motor, figura 3. En este caso el voltaje se mantiene constante y en su valor nominal, lo que implica que se le reduce el flujo a la máquina con lo cual disminuye el torque en el eje del motor [1]. Aquí el máximo voltaje (nominal) se obtiene operando el inversor en el modo de onda cuadrada Figura 2 (c).

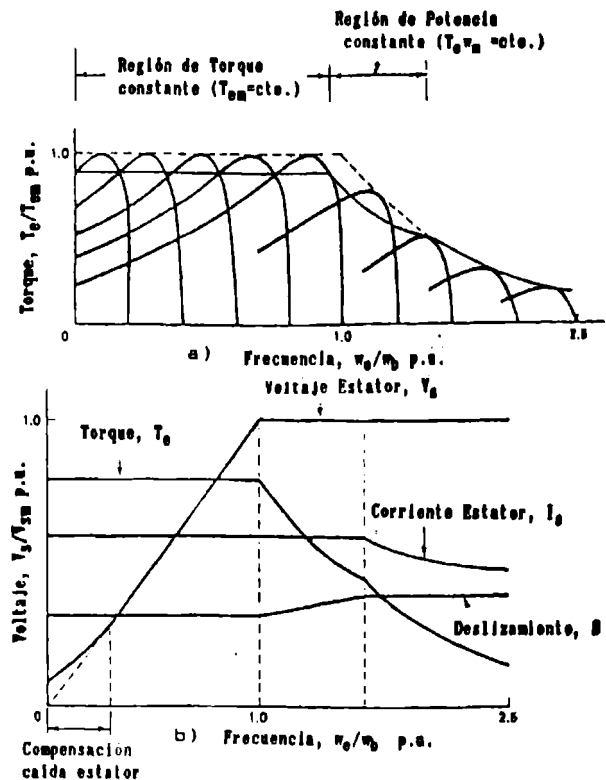


Fig. 3 Control del motor de inducción  
a) Característica Torque-velocidad con voltaje y frecuencia de alimentación variable.  
b) Relación Voltaje-frecuencia M.I.

#### DISEÑO E IMPLEMENTACION DEL CIRCUITO DE CONTROL DEL INVERSOR

En el tipo de convertidor indirecto de frecuencia implementado el control de tensión y frecuencia se efectúa en el inversor mediante la técnica de modulación por ancho de pulso (PWM). El circuito de control permite utilizar la modulación sinusoidal, trapezoidal y cuadrada. Debido a las limitaciones en la frecuencia de conmutación de los dispositivos semiconductores, la elección de cada técnica, y de la relación entre la frecuencia portadora ( $f_p$ ) y moduladora ( $f_m$ ) (Fig. 2) dependerá de la frecuencia de salida deseada [1]. Así, para las frecuencias máximas (alrededor de la nominal del motor) se utiliza la modulación cuadrada y para la frecuencia mínima se utiliza la modulación trapezoidal.

El circuito de control ha sido implementado utilizando electrónica analógica obteniéndose resultados satisfactorios en forma simple y barata.

#### RESULTADOS

Para realizar la evaluación del prototipo implementado es necesario cuantificar las variables involucradas en el

proceso de conversión, considerando la influencia que ejerce el prototipo sobre la red y la carga.

Los efectos indeseables de los armónicos generados en la red son atenuados considerablemente al usar un filtro inductivo-capacitivo [5] (Fig. 1). El filtro debe proveer una tensión continua de salida libre de ondulación (ripple) para el buen funcionamiento de la etapa inversora [4]. Si las componentes del filtro no son seleccionadas adecuadamente, la existencia de corrientes de alta frecuencia, pueden causar interferencias en equipos electrónicos cercanos, sobretodo en sistemas de comunicaciones [3]. El estudio del filtro de enlace es complejo por el amplio rango de variaciones de la frecuencia de conmutación, ancho de los pulsos y condiciones de carga [4].



Fig. 4 Corriente y tensión de entrada al inversor con carga nominal, modulación sinusoidal,  $f_o=28$  [Hz],  $f_p/f_m=15$

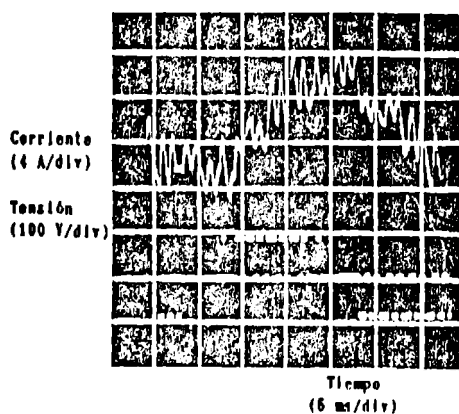


Fig. 5 Corriente y tensión de salida del Inversor con carga nominal, modulación sinusoidal,  $f_o=28$  [Hz],  $f_p/f_m=15$ .

De la evaluación del convertidor se comprueba que el dimensionamiento correcto del filtro permite obtener resultados muy satisfactorios, aún para un amplio rango de variación de la frecuencia de salida. En

efecto, de la figura 4 se observa que aún cuando la corriente de salida del filtro (corriente de entrada al inversor) varía considerablemente, su tensión de salida permanece constante. Asimismo, en la figura 5 se muestra la corriente y la tensión en el motor. De aquí se observa que la corriente de salida tiene una distorsión considerable, pero mediante el uso de las técnicas de modulación puede ser disminuida, por ejemplo aumentando la relación entre la frecuencia portadora y la moduladora; otra posibilidad para disminuir la distorsión de la corriente de salida es mediante la conexión de un filtro en la carga. Esta última solución es más compleja, ya que implica realizar un dimensionamiento en el cual intervienen muchas variables y que además, será válida para un cierto margen de frecuencia en la salida.

#### CONCLUSIONES

Se construyó un convertidor indirecto de frecuencia para utilizarlo en el Laboratorio como apoyo a la docencia e investigación. El convertidor permite efectuar control de velocidad de motores de corriente alterna y así estudiar, por ejemplo, la contaminación armónica, el ruido acústico, los circuitos de excitación y protección.

Los satisfactorios resultados obtenidos confirman que es posible construir equipos que están a la vanguardia en su método de control y en su tecnología, en forma simple y barata.

#### BIBLIOGRAFIA

- [1] B.K. BOSE; "Power Electronics and AC Drives"; Prentice-Hall, 1986.
- [2] P. D. ZIOGAS; "State of the art carrier PWM techniques: a critical evaluation", IEEE Trans. Ind. Appl., Vol. IA-34, No 2, March/April 1988.
- [3] J. RODRIGUEZ; "Convertidores estáticos de baja contaminación", VII Seminario ACCA 1988.
- [4] K. S. RAJASHEKARA; "DC Link Filter Design consideration in Three-Phase Voltage Source Inverted-Fed Induction Motor Drive System", IEEE Trans. Ind. Appl., Vol. IA- 23, No 4, July/Aug. 1987.
- [5] D. P. CONNORS; "Application considerations for AC Drives", IEEE Trans. Ind. Appl., Vol. IA-19, No 3, May/June 1983.

SISTEMA DE DESARROLLO 8031/51  
UTILIZANDO UN IBM PC-XT/AT

Roberto Cárdenas D. Carlos Arias M. Roberto Sandoval E. Jorge Bahamondez P.

Universidad de Magallanes  
Dpto. Ingeniería Eléctrica  
Casilla 113-D Punta Arenas Chile

**RESUMEN**

Este trabajo presenta un prototipo de sistema de desarrollo 8031/51, de muy bajo costo, el que se encuentra conectado con un computador personal vía puerta RS232C. El diseño permite que parte de los recursos del computador personal, puedan ser utilizados por el prototipo en las labores de depuración y puesta en marcha de sistemas de adquisición de datos y control digital. Este prototipo puede ser utilizado con fines pedagógicos.

**ABSTRAC**

This paper describes a prototype of development system for the 8031/51 CPUs, with a cheap hardware, which is connected with a personal computer using the serial port RS232-C. The design allow that the hardware of the IBM-PC can be used by the prototype at time of design of data acquisition and control system. The system can be used also as an academic aids in microprocessor labs.

**I.- INTRODUCCION**

La familia de microcontroladores 8031/51 de Intel fue diseñada para aplicaciones de control digital de forma que el hardware involucrado en una configuración de control sea mínimo. Por este motivo estos microcontroladores tienen incorporadas las siguientes unidades [1]:

- CPU de 8 bits con procesador booleano.
- Timers de 16 bits (dos).
- UART Full duplex.
- RAM interna de bajo tiempo de acceso.
- ROM (8051).
- 32 líneas de entrada y salida programable
- 5 fuentes de interrupciones, dos externas.

Además esta CPU tiene incorporadas instrucciones de multiplicación y división, las cuales son ejecutadas en un tiempo menor que la mayor parte de las CPU de 16 bits. Un resumen de los tiempos de multiplicación de varios procesadores se presenta a continuación:

<u>CPU</u>	<u>CRISTAL</u>	<u>TIEMPO</u>
8085	6.144 Mhz	400.00 uSEG.
8086/88	5.000 Mhz	14.20 uSEG.
8086/88	8.000 Mhz	8.88 uSEG.
MC68000	10.000 Mhz	7.00 uSEG.
8031/51	12.000 Mhz	4.00 uSEG.

Tabla No.1 Tiempos de Multiplicación.

La comparación se efectuó considerando multiplicaciones de iguales características para todas las CPU.

Además de las características antes mencionadas, este microprocesador posee un software orientado hacia aplicaciones de control utilizando bancos de registros y varios modos de direccionamiento, incluyendo bits a bits y búsquedas en tablas. A esto se debe agregar una alta velocidad de ejecución, ya que la mayor parte del set de instrucciones se ejecuta en un tiempo menor de 1 uSeg.

Dadas las características de la CPU 8031, es recomendable disponer de un sistema de desarrollo con el fin de implementar y depurar el Hardware y el Software, para una aplicación de control cualquiera. Para esto en el Departamento de Electricidad de la Universidad de Magallanes se desarrolló un sistema confiable de muy bajo costo, el cual tiene dos modalidades de funcionamiento:

- Sistema de desarrollo conectable a PC: Para este caso no existe necesidad de utilizar un Hardware muy elaborado, ya que las tareas de digitación, transmisión y almacenamiento de los programas se lleva a cabo en el computador, haciendo innecesario equipar al prototipo con unidades de teclado y display.

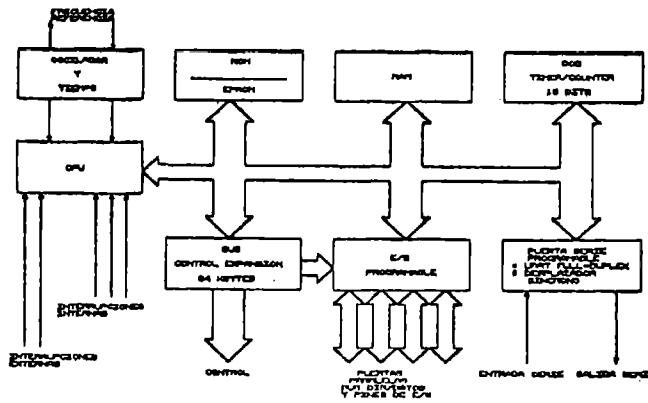


Fig. 1: Características de la Familia 8051

- Sistema de desarrollo autónomo: Para esta opción es necesario conectar al sistema unidades de teclado y display, permitiendo a este funcionar en forma independiente de un IBM-PC, pero se encarece el hardware utilizado y se pierden los recursos disponibles, a bajo costo, en el computador, como por ejemplo: Impresora, Cross-Assembler, Unidades de almacenamiento, Software de alto nivel, Pantalla etc. [2]

Los requerimiento de hardware para este sistema son los siguientes (Figura 3):

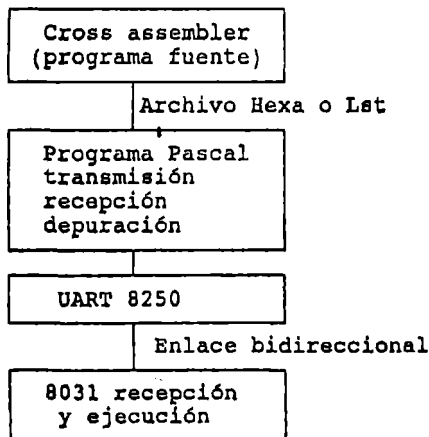
- Maxim RS232 (Driver TTL-RS232C).
- Cristal 12 Mhz.
- Dos condensadores de 30 pF.
- Un decoder 74LS138.
- Un Latch 74LS373
- Eprom 2716/2516
- Malla RC para la señal Reset.
- RAM 8155.
- RAM 6116 (opcional).
- PPI 8255 (Opcional).

II.1 SISTEMA DE DESARROLLO CONECTABLE A PC

En este caso los requisitos de hardware son bajos, utilizándose un computador IBM-PC o compatible, puerta serial RS232C, Cross-Assembler 8031/51 (Recomendable pero no estrictamente necesario) y un programa de transmisión, recepción y depuración, que fue desarrollado en lenguaje Pascal en nuestro Departamento. El diagrama de funcionamiento y la interrelación de las diferentes partes del sistema es el siguiente:

II.1.2 PROGRAMA DE TRANSMISION Y PRESENTACION

El programa de transmisión y presentación se implementó utilizando lenguaje pascal y tiene las siguientes funciones:



- Programar la puerta serie para 300 baudios, 8 bits de datos, uno de partida y uno de parada. [4]

- Leer el archivo de texto entregado por el cross-assembler del sistema. Para este caso se debe utilizar el archivo \*.lst entregado por el Cross-Assembler, pero con una leve modificación al programa, es posible usar los archivos \*.hex, o uno creado por el usuario, en el cual se encuentren los códigos hexadecimales correspondientes al programa a transmitir.

- Traducir y transmitir el programa assembler hacia el sistema de desarrollo, intercalando en él, caracteres de control tales como: [3]

Figura No.2 Pasos para la ejecución de un programa.

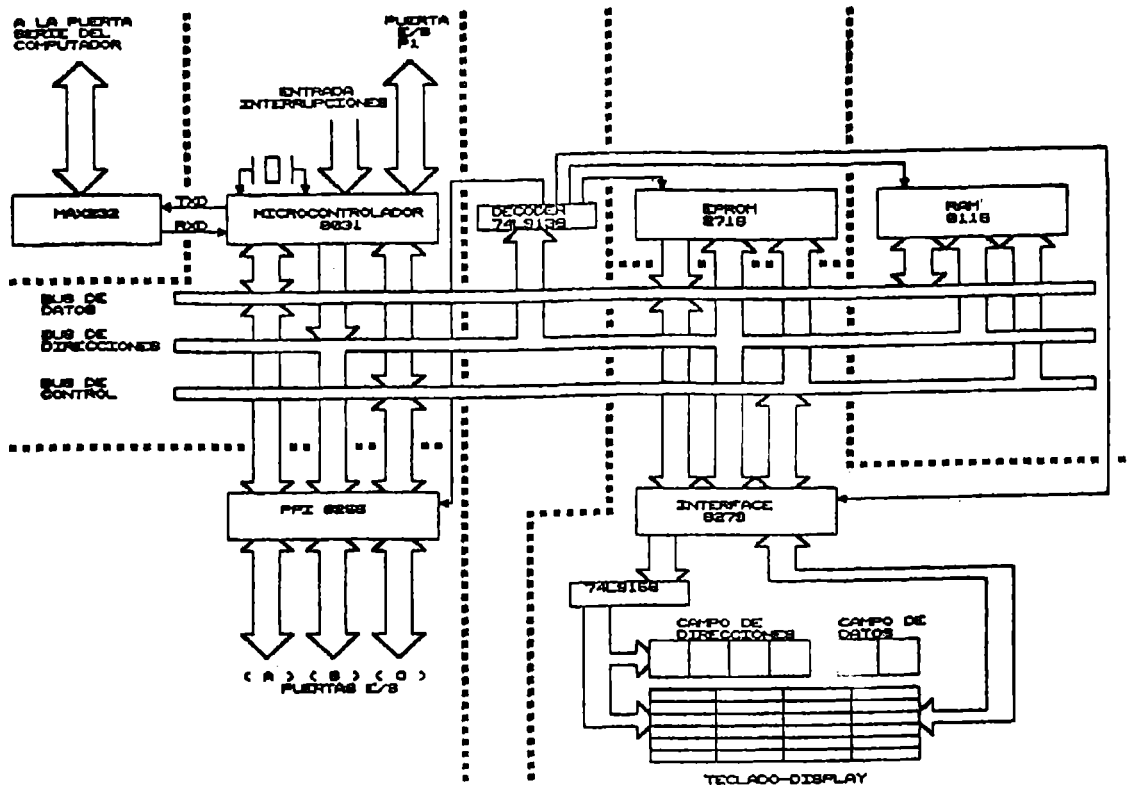


Fig. 3: Diagrama de bloques del sistema

- Principio y fin de archivo.
- Paso a paso o completo.
- Dirección de partida.

- Mostrar al usuario, los datos o resultados intermedios enviados por el prototipo. Además, el usuario puede desarrollar sus propias pantallas de presentación, permitiendo al sistema trabajar como unidad de adquisición de datos.

- Trabajar en la modalidad paso a paso con el prototipo, mostrando en una pantalla adecuada los valores que toman los diversos registros después de la ejecución de una instrucción. Esta modalidad convierte a este prototipo en una poderosa herramienta de depuración de sistemas.

## II.2 PROGRAMA MONITOR DEL 8031/51

El programa monitor del 8031/51 (Figura 4) comienza su ejecución inmediatamente después que el microprocesador recibe una señal de reset. El programa monitor debe además cumplir con las siguientes funciones.

- Reconocer la modalidad teclado o computador a través de una señal externa aplicada a la puerta 3.

- Recibir el programa a ejecutar depositando este en la zona RAM.

- Reconocer las señales de control enviadas por el computador.

La modalidad paso a paso del 8031 se implementó interrumpiendo permanentemente a la CPU (Interrupción cero) y dado que, esta siempre ejecuta al menos una instrucción antes de saltar a la rutina de servicio, se produce la ejecución de las instrucciones una por una, enviando al computador datos intermedios necesarios en la labor de depuración del sistema. Un segmento de programa correspondiente a la rutina de servicios de interrupciones se muestra a continuación:

```

int0:  Lcall savreg   ;Coloca registros
        ;en zona de Trans
        Mov R0,Sp
        Mov Psav,@r0
        dec R0       ;Coloca PC en la
        mov psav+1,@R0 ;Zona de trans.
trans: mov R1,#4e    ;Apunta a zona de
        ;transmisión
        mov A,@R1   ;Usa acumulador
        Lcall Tranmite ;Transmite un dato
        Dec R1      ;Apunta al otro
        cjne R1,#4f,trans;Otro mas
        Lcall restres;Restaura
        ;registros
espera: Jnb RI,espera ;Espera control
        ; de PC
        RETI        ;retorna y
        ;ejecuta otra
        ;Instrucción.

```

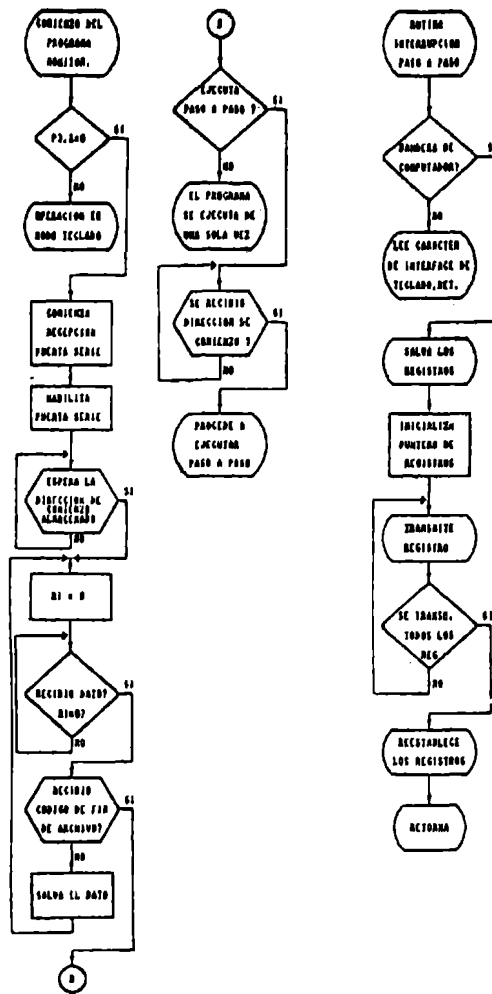


Fig. 4: Programa Monitor del Prototipo

### III.- SISTEMA DE DESARROLLO AUTONOMO

El sistema de desarrollo autónomo es básicamente el mismo que se puede encontrar en otras unidades, por ejemplo el SDK-85 o el SDK-88, consistiendo en agregar una interfaz de teclado y display (8279) al sistema, junto con todo el hardware necesario para el funcionamiento de ese integrado. Desafortunadamente, en esta conexión el sistema de desarrollo puede tener problemas al funcionar con un cristal de alta frecuencia debido a las condiciones nominales de funcionamiento de la interfaz 8279, con lo cual no se obtiene el máximo de velocidad del microcontrolador, si se suma esto a la pérdida del ensamblador cruzado, se puede llegar a la conclusión que el sistema de desarrollo autónomo presenta desventajas comparativas con respecto a la conexión con el computador.

La interfaz de teclado es especialmente útil cuando se necesita hacer pequeños cambios en un programa, cuando se desea ingresar diferentes datos, en este caso la

opción conexión con computador se puede hacer muy lenta.

### IV CONCLUSIONES

Se ha desarrollado un prototipo, para un sistema 8031/51, de muy bajo precio (US \$ 100 Aprox.).

El hardware y el software son flexibles, permitiendo que el sistema, con pequeñas modificaciones, pueda ser utilizado en cualquier aplicación de control digital o de adquisición de datos.

El sistema de desarrollo 8031 amplifica su potencial por verse conectado a un computador IBM-PC compatible, ya que de esta forma el prototipo puede hacer usos de los recursos que se encuentran en estos equipos, y que serían muy caros de implementar de otra forma. Además, el computador es en este momento una herramienta muy común y accesible tanto para el entorno académico como industrial. Por otra parte, la conexión con el PC permite mejorar la opción paso a paso con respecto a los sistemas tradicionales debido a que se puede observar el estado completo del procesador en una sola pantalla (Figura 5).

REGISTROS DE IMPORTANCIA										
banc:FF	R7:FF	R6:FF	R5:FF	R4:FF	R3:FF	R2:FF	R1:FF			
R0:FF	PCON:FF	SCON:FF	TL1:FF	TH1:FF	TL0:FF	TH0:FF	TCON:FF			
TH0D:FF	IE:FF	IP:FF	P3:FF	P2:FF	P1:FF	P0:FF	DPH:FF			
DPL:FF	PSW:FF	D:FF	A:FF	SP:FF	PCL:FF	PCN:FF				
F1: PASO A PAGO						ESC= SALIR				

Fig. 5: Pantalla opción paso a paso

### REFERENCIAS

- [1] Advanced Micro Devices "Microcontrollers Handbook", 1988, Sunnyvale California.
- [2] De Figueredo Gontijo "Sistema de desenvolvimiento para Microprocesadores 8088/86" Anales del IX Congreso de la Asociación chilena de control Automático pp 37-42. Octubre 1990.
- [3] Murray Sargent III "The IBM Personal Computer From the Inside Out". 1985, Addison-Wesley Publishing Company USA.
- [4] David C. Willen and Jeffrey I Krantz "8088 Assembler Language Programming for the IBM-PC". 1984, Howard W Sams. USA.

BIOGRAFIA DE LOS AUTORES

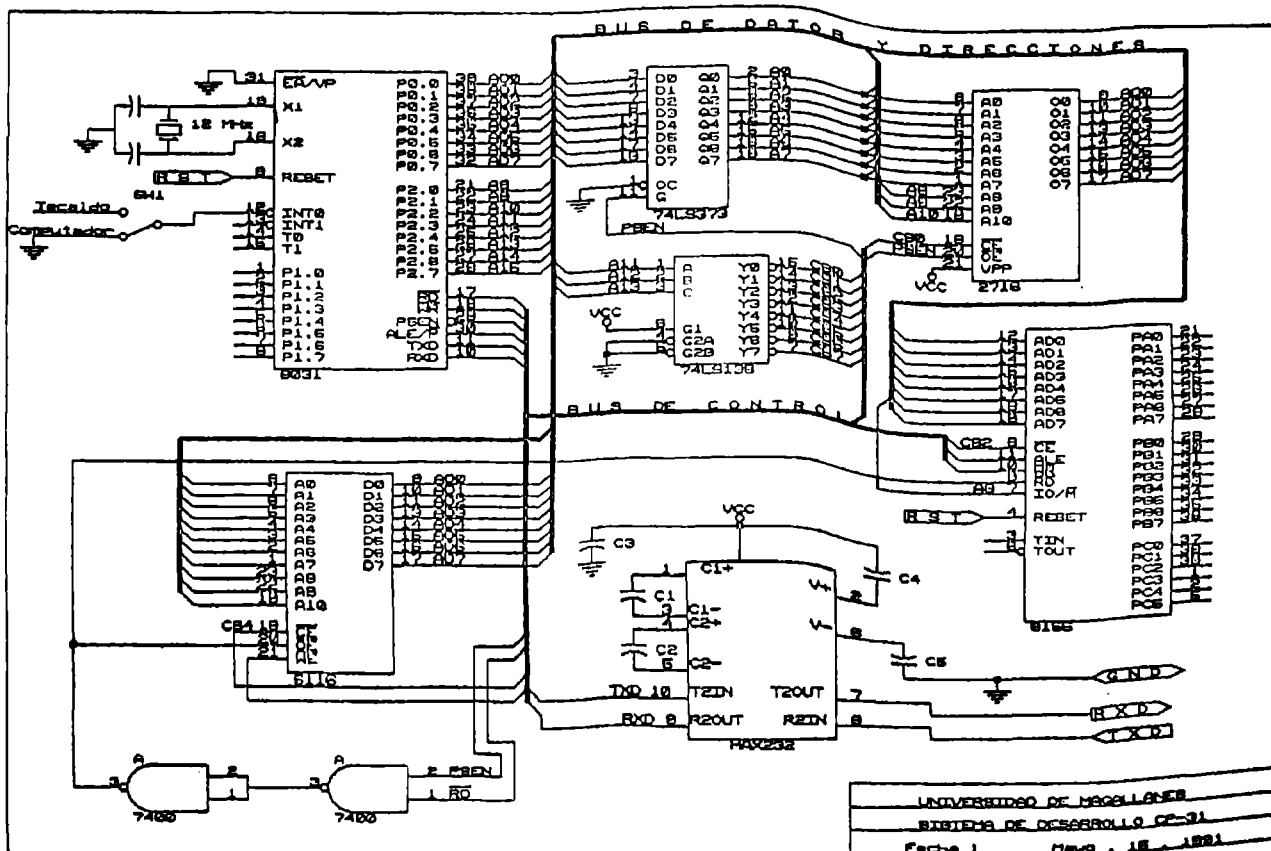
ROBERTO CARDENAS DOBSON.- Ingeniero de Ejecución Electricista, UTE Sede Punta Arenas (1982), Ingeniero Civil Electricista (UMAG). Actualmente profesor Instructor del Departamento de Electricidad de la Universidad De Magallanes. Areas de interés: Microprocesadores, Sistemas digitales, Control Automático usando microprocesadores.

CARLOS ARIAS MENDEZ .- Ingeniero De Ejecución Electricista UTE sede Punta Arenas (1974), Ingeniero Civil Electricista con mención en control automático y sistemas digitales (1979 USACH), Mestrado en Ingeniería Eléctrica con mención en computación y automatización industrial, Universidad Estatal de Campinas (UNICAMP 1990). Actualmente Profesor Asistente del Dpto. de Electricidad Universidad de Magallanes. Areas de interés: Control digital, Instrumentación digital inteligente, Redes de computadores en la industria, Control en tiempo real.

ROBERTO SANDOVAL EBENSPERGER.- Ingeniero de Ejecución Electricista (UMAG 1990). Areas de interés Microprocesadores y sistemas digitales.

JORGE BAHAMONDE P.: Ingeniero de Ejecución Electricista (UMAG 1990). Areas de interés Microprocesadores y sistemas digitales.

APENDICE: DIAGRAMA ESQUEMATICO DEL PROTOTIPO





## DESARROLLO DE UN SISTEMA EMULADOR Z-80.

Hans-H. Rautenberg P.                      Víctor Fuentes R.  
Depto. Ingeniería Eléctrica, Universidad de Concepción  
Casilla 53-C, Concepción  
C H I L E

### RESUMEN.

Se diseñó un Sistema Emulador que permite desarrollar aplicaciones basadas en la CPU Z-80 en un computador personal tipo IBM PC/XT/AT o compatibles, que consta de los circuitos de interfaz generalizada conectada a los buses internos XT, y un circuito específico para cada CPU a emular, que contiene un conector que se inserta en la base del Circuito de Aplicación.

Los programas, desarrollados en forma modular en lenguaje C, permiten ensamblar los programas editados, y ejecutarlos ya sea desde la memoria del Sistema Emulador o desde la memoria externa del Circuito de Aplicación. Los archivos .prn y .bin que se generan, permiten entre otras grabar directamente memorias EPROM con los programas definitivos desarrollados en este Sistema Emulador.

El Sistema Emulador fue probado en todas sus alternativas, demostrando que opera sin problemas. Con ello se ha dado una aplicación adicional a los PC que se constituyen en una herramienta importante y de bajo costo en el diseño de equipos con microprocesadores, alternativa a sistemas de desarrollo comerciales de elevado costo.

### ABSTRACT

An emulator system has been designed to allow development of applications of Z-80 based systems using personal computers like IBM PC/XT/AT or compatibles. The system is composed of an generalized interfase conected to the inner XT buses, and specific circuits for each CPU to emulate, containing a conector to be inserted to the base of the circuit under development.

The software, written in modular form in C, allow to assemble the edited programmes and execute them from the emulators memory or from external circuit memory. The output of .prn and .bin files allow for example to burn EPROM's directly with the final programmes developped with this emulator system.

The emulator system was checked for all the alternatives, showing to work without problems. This way a new application was added to PC's and is now an important low cost tool to design microprocessor based equipment, an alternative to high cost commercial development systems.

### 1.- PLANTEAMIENTO DEL PROBLEMA

Ante la falta de herramientas de diseño adecuados y suficientes en número y capacidad para la generación de aplicaciones con microprocesadores, se planteó la necesidad de desarrollar un emulador para la CPU Z-80 a implementarse en un computador personal de amplia disponibili-

dad como es el IBM PC o compatible.

Este emulador debe ser capaz de manejar un circuito externo (Circuito de Aplicación) mediante un conector que permita transferir las señales propias de la CPU Z-80, y

ejecutar los programas que se desarrollen en el mismo computador personal (Sistema Emulador).

Se especificó como computador personal el tipo PC/XT sin coprocesador matemático por ser esta configuración la más básica, de modo que el Sistema Emulador pueda implementarse posteriormente sin restricciones en versiones de mayor capacidad tipo PC/AT u otros que dispongan del bus interno básico XT.

## 2.- ALTERNATIVAS DE SOLUCION.

Se analizaron dos alternativas de solución:

- a) Utilizar la CPU del PC para simular la operación de la CPU Z-80
- b) Utilizar una CPU Z-80 interna al Sistema Emulador para ejecutar los programas de aplicación y generar las señales al Circuito de Aplicación.

Se eligió la alternativa b) ya que presenta una compatibilidad directa con la CPU destino, e independiza el emulador de la CPU del computador personal (PC), que tendría que ser muy rápido para simular la operación de cada una de las instrucciones y generar en forma precisa, y en los tiempos adecuados, cada una de las señales de la CPU Z-80; además se consideró las ampliaciones futuras a otros procesadores de estructura y códigos de operación diferentes.

Para la organización de memorias se consideraron las alternativas de que el Sistema Emulador puede contener tanto los programas desarrollados como las áreas de trabajo (RAM) de éstos programas, o que el Circuito de Aplicación contenga los programas ya grabados en ROM y los ejecute y utilice memoria RAM propia (externa), o que se estén desarrollando o corrigiendo programas que entrega el Sistema Emulador (memoria interna) y se use memoria RAM externa del Circuito de Aplicación.

## 3.- DESCRIPCION CIRCUITAL

El Sistema Emulador consta de siete bloques básicos que se muestran en la Fig 1, y cuyas funciones son:

3.1 Comparador de direcciones: este circuito compara el valor de los 4 bit más significativos del bus de

dirección de la CPU Z-80 con una palabra de control generada por el computador personal, y detecta el origen del programa a ejecutarse. Como resultado de ello se generará una de las señales de habilitación de memoria, ya sea interna del Sistema Emulador (MREQM) ó de la memoria externa correspondiente al Circuito de Aplicación (MREQE).

3.2 Bloque CPU : Este bloque está compuesto de una CPU Z-80B, y circuitos de aislación que permiten dejar los buses de datos y de direcciones internos del Sistema Emulador en alta impedancia, y un circuito que permite manejar el sentido del bus de datos interno desde o hacia la CPU.

3.3 Lógica de direccionamiento: Este bloque recibe los diez bit menos significativos del bus de direcciones y las señales IOW y AEN del PC y genera las señales que controlan las diversas puertas en los buses y memorias del Sistema Emulador.

3.4 Puertas para dirección, dato y escritura: Este bloque recibe desde el PC los datos y sus correspondientes direcciones a escribir en la memoria interna del Sistema Emulador y habilita las señales de lectura y escritura en memoria interna.

3.5 Palabra de Control general: este bloque recibe desde el PC un dato que sirve para generar las señales de control internas del Sistema Emulador.

3.6 Bloque de memoria RAM interna: el bloque de memoria RAM interno de 64 Kbyte del Sistema Emulador y puede ser direccionado ya sea por la CPU Z-80B interna o por el PC a través del bloque de puertas para dirección, dato y escritura (3.4).

3.7 Conector Externo: Este conector es una copia casi exacta de la CPU Z-80B del Sistema Emulador, en la que solo varían las conexiones de las señales RESET, WAIT y MREQ. Este conector es el encargado de interrelacionar el Sistema Emulador con el Circuito de Aplicación en desarrollo.

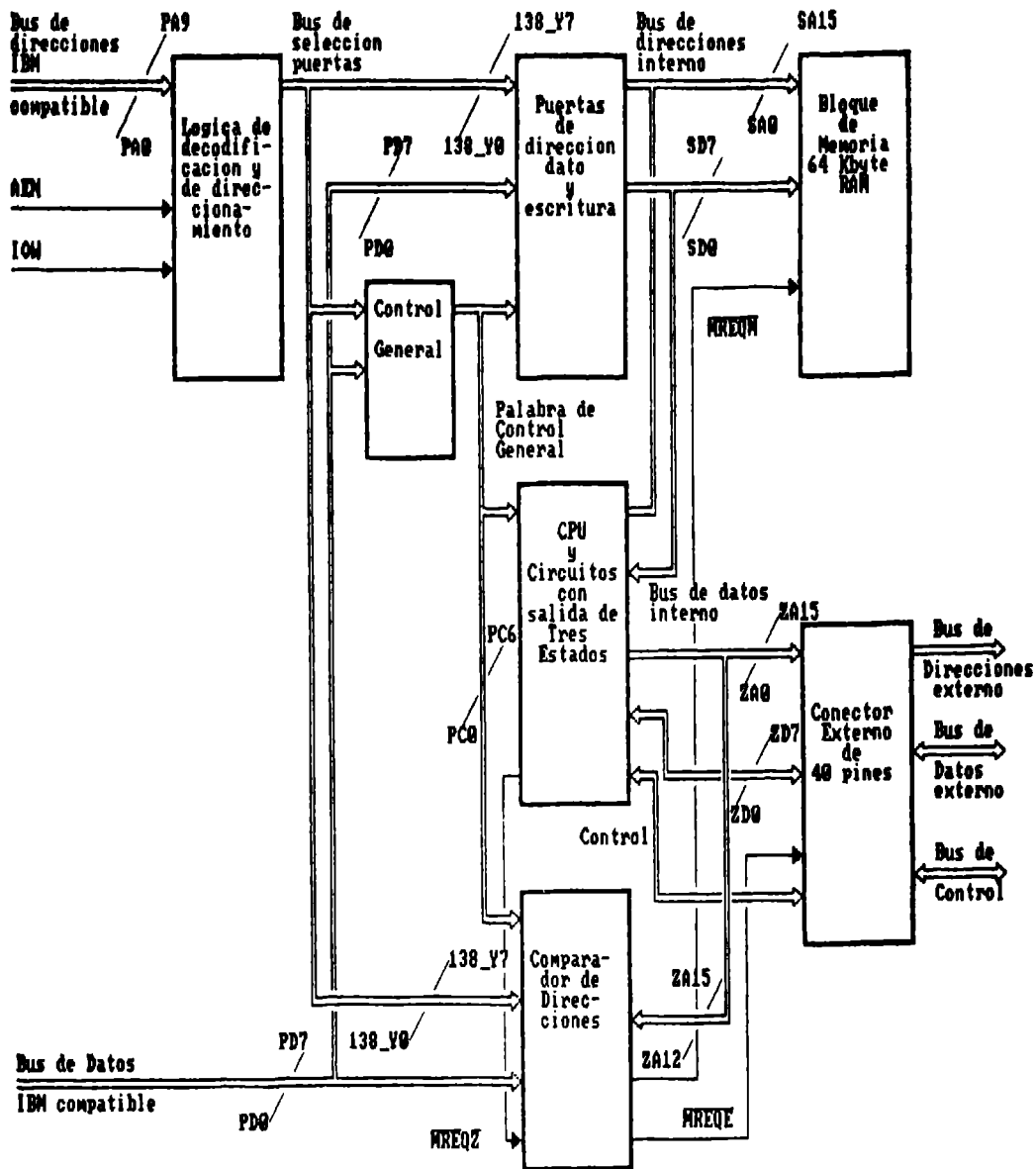


Fig 1 Diagrama Sistema Emulador

#### 4.- FUNCIONAMIENTO DEL SISTEMA EMULADOR

El control del Sistema Emulador se realiza por un lado mediante dos palabras de control que envía el PC (3.5), y que actúan sobre el comparador de direcciones (3.1), sobre las puercas de dirección, dato y escritura (3.4) y sobre el bloque CPU (3.2), y por otro lado mediante el control de memoria (3.1). Estas señales de control habilitan selectivamente las puercas de tres estados de los buses internos.

Las palabras de control tienen las siguientes funcio-

nes:

- Palabra de Control General (3.5) permite el acceso a, y define el manejo de la CPU, además de indicar la forma de utilizar la memoria del Sistema Emulador. La palabra de control se modifica a medida que se van eligiendo las opciones para configurar el Sistema Emulador. Respecto de la operación de la CPU, esta palabra de control permite:
  - reinicializar la CPU.
  - deshabilitar los buses de la CPU hacia la memoria interna.

- habilitar los buses del PC hacia la memoria interna.
- definir el uso las memorias internas y externas.

- Palabra de Control de Memoria se utiliza sólo para establecer los límites de operación de la memoria interna cuando se usa una combinación de memoria interna y externa.

El manejo de memoria permite cargar el programa desarrollado en el PC byte a byte a la memoria RAM interna, la que es habilitada consecuentemente como fuente del programa para ser ejecutado por el Sistema Emulador. Además, se controlan con las palabras de control los circuitos aisladores para evitar conflictos de buses. Durante la ejecución del programa se desactivan las señales RESET y WAIT, que se manejan en conjunto desde la palabra de control.

Alternativamente se puede ejecutar en el Sistema Emulador un programa ya disponible en la memoria externa del Circuito de Aplicación (ROM y RAM), con lo cual se desactiva la memoria interna del Sistema Emulador. El funcionamiento es similar al caso anterior en cuanto al manejo de los buses y de la palabra de control.

Finalmente se puede compartir la memoria entre programas desarrollados en el PC, que se almacenarán en memoria interna, y área de trabajo disponibles como memoria externa; todo lo cual es útil en el momento de probar los circuitos ya montados del Circuito de Aplicación, estando el programa aun en estado de desarrollo. En este caso la palabra de control de memoria y los circuitos del bloque comparador de memoria (3.1) establecerán los límites programables entre la memoria interna y externa.

#### 5.- PROGRAMAS DEL SISTEMA EMULADOR

El Sistema Emulador utiliza al PC como herramienta mediante la cual el usuario (Fig 2):

- genera los archivos fuente y ejecutable (editor y ensamblador)
- transmite archivo ejecutable a memoria interna
- modifica parámetros de memoria
- inicia y termina proceso de emulación

Esta cuatro tareas básicas , que se seleccionan desde

la rutina principal y dan acceso a diferentes opciones (submenú), tienen las siguientes características:

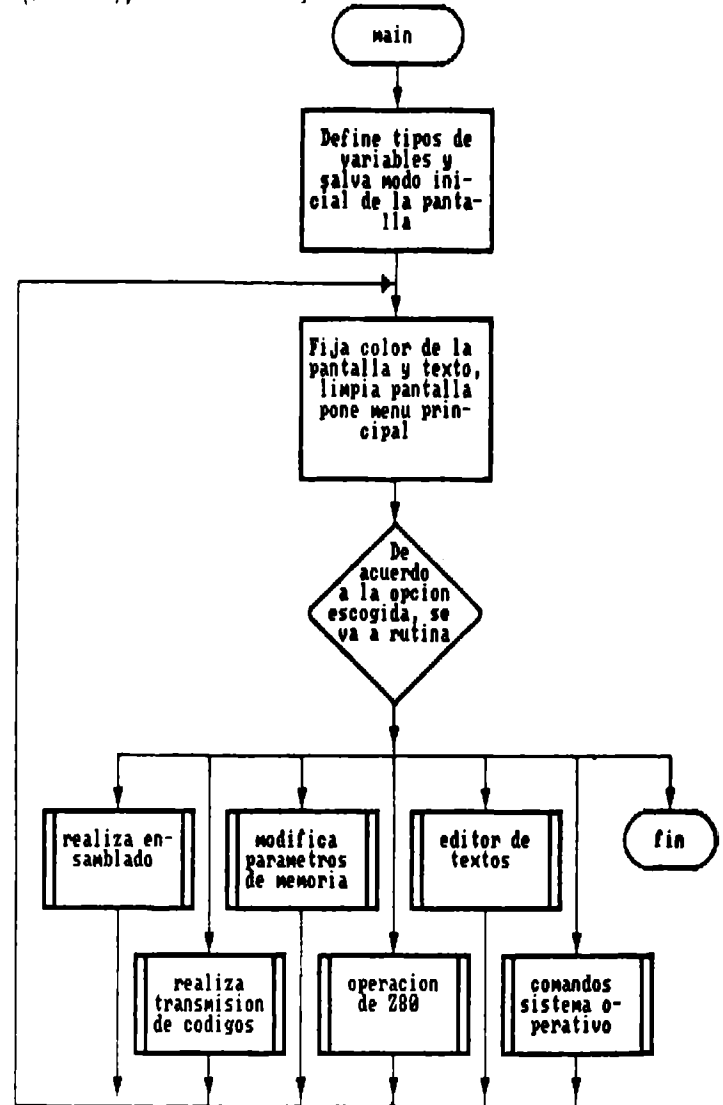


Fig 2 Programa Sistema Emulador

a) El editor de texto puede ser cualquiera disponible al usuario, y generará y controlará los archivos de entrada y salida al ensamblador, enviando los errores de ensamblaje al archivo de impresión .prn.

El ensamblador cruzado desarrollado [1] crea dos archivos de salida:

- un listado para impresión (.prn)
- los códigos binarios de operación de las instrucciones (.bin)

b) En la emulación se presenta un submenú con las siguientes opciones:

- comienzo de emulación, en que se deshabilitan los buses hacia el PC, activando los buses internos del Sistema Emulador.
- detención de la CPU Z-80B , introduciendo estados de espera a la CPU
- reinicialización del emulador, aplica señal de RESET a la CPU Z-80B
- fin de emulación, que bloquea los buses internos del Sistema Emulador y habilita los buses provenientes del PC

c) En la modificación de los parámetros de memoria se selecciona la manera de utilizar las memorias internas y externas y los límites inferior y superior de la memoria interna.

El programa fuente se dividió en cuatro archivos, que compilados por separado y luego enlazados, forman el archivo ejecutable. Cada uno de los archivos está compuesto por una serie de rutinas, salvo el último que contiene la base de datos necesaria para el funcionamiento del ensamblador cruzado. Esta división facilita tanto la mantenibilidad del sistema como su posibilidad de modificación o ampliación

#### 6.- RESULTADOS OBTENIDOS

El ensamblador creado, que es de tipo modular de modo que modificando su base de datos se puede generar un ensamblador cruzado para otra CPU, permite traducir un programa escrito en el PC con todos los elementos propios como directivas, rótulos, comentarios, etc.

El archivo .bin puede utilizarse, además de su función propia en la generación de programas y de su utilización en la emulación, para grabar una EPROM con el programa corregido a su versión definitiva requerido por el Circuito de Aplicación.

El Sistema Emulador desarrollado permitió ejecutar los programas generados en el PC y los obtenidos desde un Circuito de Aplicación. Con ello fue posible desconectar la CPU de un equipo operativo y comprobar su correcto funcionamiento con el Sistema Emulador ejecutando los programas desde la memoria externa.

Mediante este Sistema Emulador se permite diseñar, verificar, modificar, ampliar y mantener sistemas basados en el procesador Z-80, utilizando para ello un computador personal IBM PC/XT/AT o compatible .

Las características principales del sistema desarrollado son:

- portabilidad, ya que la tarjeta de interfaz se conecta al bus XT y no se requiere coprocesador matemático, se puede implementar el Sistema Emulador en cualquier PC o compatible
- fácil de expandir, ya que los programas son modulares, requieren modificaciones en bloques específicos para ampliar el Sistema Emulador a otra CPU, manteniendo su estructura sintáctica; y se debe rediseñar un circuito emulador similar a conectar a la interfaz universal
- todo el archivo ejecutable tiene una longitud de 76Kbyte por lo que no hay exigencias especiales a la memoria del PC
- este Sistema Emulador da una nueva aplicación en el Departamento de Ingeniería Eléctrica al uso de los PC y compatibles, ya que los convierte en sencillos y económicos Sistemas de Desarrollo.

#### 7.- BIBLIOGRAFIA

- [1] Rautenberg, HH. y Fuentes, V.: "Ensamblador Cruzado como herramienta de un emulador de Z-80 en un IBM PC", Anales del IX Congreso ACCA, Pucón Noviembre 1990, pág. 135 a 140
- [2] Fuentes, V. : "Desarrollo de un Sistema Emulador Z-80", Habilitación Profesional, Universidad de Concepción 1990

#### BIOGRAFIAS

H. Rautenberg F.: es Ingeniero Civil Mecánico (1978 U. de Concepción) y M. Sc. en Sistemas Digitales (1979 Brunel Univ. GB.). Trabaja en el Depto. Ingen. Eléctrica , U. de Concepción en el área de Sistemas Digitales y Microprocesadores.

Víctor Fuentes R.: es Ingeniero Civil Electrónico (1990 U. de Concepción). Trabaja en la Cía. de Teléfonos de Chile en Santiago.

**LIMITES DE ESTABILIDAD PERMANENTE TEORICO Y PRACTICO EN LA CARTA P-Q  
DE LA MAQUINA SINCRONICA DE POLOS SALIENTES**

Ildefonso Harnisch V.  
Depto. de Electrónica  
Universidad de Tarapacá  
ARICA - CHILE

Manuel Garrido C.  
División el Teniente  
CODELCO  
RANCAGUA - CHILE

Leonardo Paucar C.  
Depto. Ing. Eléctrica  
Universidad del Centro  
HUANCAYO - PERU

**RESUMEN**

Este trabajo consiste en determinar las ecuaciones algebraicas necesarias para construir el diagrama P-Q o carta de operación de la máquina sincrónica de polos salientes. En forma especial, se estudia en detalle los límites de estabilidad permanente teórico y práctico de ésta.

**ABSTRACT**

In this paper, the algebraic equations necessary to build the capability curve of synchronous machine of saliente - poles are determined. In special, the theoretical and practical stability limits are studied in detail.

**1. INTRODUCCION**

La carta P-Q de la máquina sincrónica muestra en el plano P-Q los límites permisibles de potencia activa y reactiva que ésta puede suministrar a la red cuando opera como generador o que puede absorber desde la red cuando opera como motor. Estos límites quedan definidos por la capacidad térmica de los devanados de campo y armadura de la máquina, por la potencia activa máxima que ella puede manejar y, por su límite de estabilidad permanente. Actualmente, para construir la carta de operación de la máquina sincrónica de polos salientes, se recurre a un método gráfico que se expone en [1-2]. Este método es relativamente complejo y laborioso, y requiere de bastante paciencia. Por otro lado, los textos de máquinas eléctricas presentan un método gráfico de fácil construcción; sin embargo, es aplicable solamente a las máquinas de rotor cilíndrico.

El objetivo que se fija para este trabajo consiste en deducir las ecuaciones que representan las restricciones que se le imponen al funcionamiento de la máquina sincrónica de polos salientes, en especial en lo concerniente al límite de estabilidad permanente teórico y práctico. La deducción de las expresiones algebraicas involucradas es laboriosa; sin embargo, las expresiones algebraicas finales resultan ser muy elegantes y sencillas.

Se espera que este trabajo sea de gran utilidad para los académicos y alumnos de las carreras de Ingeniería donde se imparten cursos de máquinas eléctricas.

**2. LIMITES DE ESTABILIDAD TEORICO Y PRACTICO**

**2.1. Restricciones que se imponen a la máquina sincrónica**

Para que la máquina no sufra deterioros por efecto de calentamientos es necesario poner restricciones, limitando la corriente de campo y de armadura.

Se consideran las siguientes restricciones:

1. Que la corriente de armadura no sobrepase su valor nominal, para no exceder el límite térmico de los enrollados de armadura.
2. Que la corriente de campo no sobrepase cierto valor que fija el límite térmico de los enrollados de campo.
3. Que se mantenga la estabilidad (sincronismo) de la máquina en el sistema.
4. Que no se exceda la potencia de la máquina motriz cuando la máquina funcione como generador, o que no se exceda la potencia nominal cuando funcione como motor.

Estas restricciones llevadas a un gráfico constituyen el diagrama P-Q o carta de operación de la máquina sincrónica.

**2.2. Potencia activa y reactiva**

Se utilizará la notación siguiente:

$$m = \frac{V E_f}{X_d} \quad (1)$$

$$b = \frac{V^2}{2} \frac{X_d - X_q}{X_d X_q} \quad (2)$$

$$h = \frac{V^2}{2} \frac{X_d + X_q}{X_d X_q} \quad (3)$$

Las expresiones (4) y (5) permiten determinar la potencia activa y reactiva por fase o en por unidad suministradas por una máquina sincrónica de polos salientes conectada a una

barra infinita de tensión  $\dot{V}$  funcionando en el modo generador suponiendo despreciable la resistencia de armadura.

$$P = m \operatorname{sen} \delta + s \operatorname{sen} 2\delta \quad (4)$$

$$Q = m \cos \delta + s \cos 2\delta - n \quad (5)$$

En la figura 1 se muestra la convención positiva que se utilizará para el sentido de los flujos de potencia P-Q.

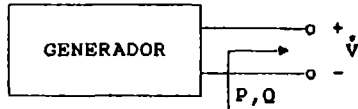


Figura 1: Convención positiva para el flujo de Potencia en un generador.

Si la máquina sincrónica opera en el modo motor, se utilizará la misma convención para los sentidos de los flujos de potencia activa y reactiva. Para que esto sea consistente, en las expresiones (4) y (5) se debe intercambiar la variable  $\delta$  por  $-\delta$ . Es decir; P será negativo, y si el motor absorbe potencia reactiva desde la red, Q también será negativo. En lo que sigue, para evitar confusiones, se utilizarán las expresiones (4) y (5) suponiendo que la máquina sincrónica opera en el modo generador. Los resultados que se deriven serán también válidos para la máquina sincrónica en el modo motor, teniendo presente la convención utilizada.

### 2.3. Limite térmico de los enrollados de campo

La potencia aparente suministrada por la máquina se puede determinar mediante la expresión siguiente:

$$S^2 = P^2 + Q^2 \quad (6)$$

Utilizando las relaciones (4) y (5), la expresión (6) se puede reescribir como:

$$S^2 = m^2 + (s+n)^2 + 2m(s-n) \cos \delta - 4ns \cos^2 \delta \quad (7)$$

De la expresión (5) se obtiene:

$$\cos^2 \delta + \frac{m}{2s} \cos \delta - \frac{Q+s+n}{2s} = 0 \quad (8)$$

Despejando  $\cos^2 \delta$  de la ecuación (8), la expresión (7) se puede expresar de la siguiente forma:

$$S^2 = m^2 + (s+n)^2 + 2ms \cos \delta - 2n(Q+s+n) \quad (9)$$

Esta ecuación se puede formular en una forma más compacta como:

$$P^2 + \hat{Q}^2 = m^2 + 2s\hat{Q} + 2ms \cos \delta \quad (10)$$

donde

$$\hat{Q} = n + s + Q \quad (11)$$

De las expresiones (4), (5) y (11) se obtiene que:

$$\tan \delta = \frac{P}{\hat{Q}} \quad (12)$$

Definiendo como:

$$R^2 = P^2 + \hat{Q}^2 \quad (13)$$

Por lo tanto, de (12) y (13) se tiene que

$$P = R \operatorname{sen} \delta \quad (14a)$$

$$\hat{Q} = R \cos \delta \quad (14b)$$

Finalmente, reemplazando las expresiones (13) y (14) en la ecuación (10), se obtiene:

$$R = m + 2s \cos \delta \quad (15)$$

Esta ecuación graficada en forma polar en el plano P-Q representa el lugar geométrico de la potencia aparente para un cierto valor constante de la corriente de campo. Cabe recordar que bajo la suposición que no hay saturación magnética en la máquina, la corriente de campo en por unidad es igual a la tensión inducida interna en por unidad, es decir;  $I_f(\text{pu}) = E_f(\text{pu})$ . La curva trazada por la expresión (15) recibe el nombre de Limacón de Pascal. En la figura 2 se ilustran tres Limacones para distintos valores de la corriente de campo en por unidad. Se puede apreciar que para distintos valores de la corriente de campo el limacón toma distintas formas. Para  $m < 2s$  éste contiene un lazo interno; para  $m = 2s$  adquiere la forma especial conocida como cardioide; para  $m > 2s$  se asemeja a un círculo a medida que crece la corriente de campo. Para  $m = 0$  el limacón es exactamente un círculo de radio igual a "s" con el punto centro ubicado en el par ordenado  $(P, \hat{Q}) = (0, s)$ .

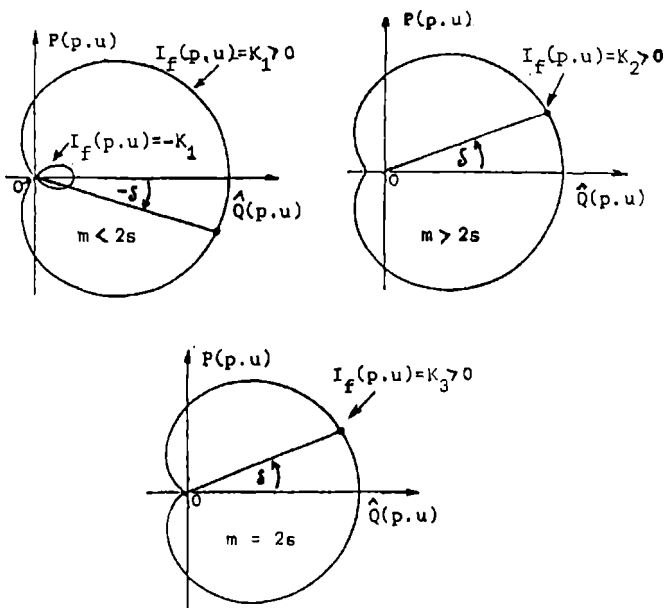


Figura 2: Lugar geométrico de la potencia aparente para valores constantes de corrientes de campo.

#### 2.4. Límite de estabilidad permanente teórico

Con la máquina conectada a una barra infinita excitada con una corriente de campo constante, se tiene que al aumentar gradualmente la potencia de la máquina motriz, producto de un incremento gradual de la potencia activa solicitada, trae como consecuencia un incremento gradual del ángulo de torque  $\delta$ . Evidentemente, aunque no exista restricción de potencia disponible desde la máquina motriz, la máquina sincrónica tiene un límite de potencia activa que puede suministrar, dada por su curva característica  $P = f(\delta)$ . Si este límite es sobrepasado, la máquina pierde el sincronismo respecto al sistema, ya no puede funcionar en la zona estable de la característica  $P = f(\delta)$ . En lo que sigue, se buscará una relación de la forma  $P = f(Q)$ , para establecer el límite de estabilidad permanente; es decir, la máxima potencia activa que puede suministrar la máquina para un determinado valor de  $Q$ , y así evitar que pierda el sincronismo frente al sistema.

Definiendo

$$q = n + Q \quad (16)$$

y despejando  $\cos\delta$  de la ecuación (8), la expresión (9) se puede reescribir como:

$$P^2 = \frac{m^2}{2} + s^2 - Q^2 \pm \sqrt{\frac{m^4}{4} + 2m^2s^2 + 2m^2sQ} \quad (17)$$

Para encontrar una expresión que determine la potencia activa máxima en función de la potencia reactiva  $Q$  para un determinado valor de la tensión de campo, primero se debe encontrar el valor de "q" que hace que  $P$  sea máximo; designemos este "q" como  $\hat{q}$ . Es decir, si en la ecuación (17) se intercambia "q" por  $\hat{q}$  se obtiene  $P^*$  máx. Una expresión para  $q$  se obtiene de la operación  $dP^*/dq = 0$ , resultando una ecuación cúbica y por lo tanto, complica en cierta medida el desarrollo posterior. Sin embargo, al despejar el término  $2m^2s\hat{q}$  de esta ecuación cúbica, la ecuación (17) se puede escribir como sigue:

$$P^2_{\text{máx}} = \frac{m^2}{2} + s^2 - \hat{Q}^2 + \frac{m^2s}{2\hat{q}} \quad (18)$$

Esta expresión se puede representar en una forma más compacta y elegante al poner  $m^*$  en función de  $q$ . Para ello, es necesario manipular convenientemente las ecuaciones (4) y (5) como se ilustra a continuación. Al derivar con respecto al ángulo  $\delta$  la ecuación (4) e igualando a cero, se obtiene  $\cos\delta$  que hace que la potencia activa sea máxima, resultando la expresión que se indica a continuación:

$$2s \cos^2 \delta^* + \frac{m}{2} \cos \delta^* - s = 0 \quad (19)$$

La ecuación (5) se puede poner en función de "q" y de  $\cos\delta$ . Por lo tanto, al despejar el término  $2s \cos^2 \delta$  de (19), la expresión (5) toma la forma siguiente:

$$q^* = \frac{m}{2} \cos \delta^* \quad (20)$$

Ahora, al despejar  $\cos\delta^*$  de (19) y reemplazándolo en (20),  $q^*$  queda expresado solamente en función de "m" y "s". De donde se obtiene que:

$$m^2 = \frac{8s q^{*2}}{s - q^*} \quad (21)$$

Reemplazando (21) en (18) se obtiene finalmente la expresión (22), donde  $\hat{q}$  es el valor de "q" que hace que  $P$  sea máximo.



$$P_{\text{máx}}^2 = \frac{(S + Q^*)^3}{S - Q^*} \quad (22)$$

Para que esta expresión tenga sentido físico,  $Q^*$  debe satisfacer que  $-s \leq Q^* < s$ . Sin embargo, en la práctica es suficiente considerar valores para  $Q^*$  comprendidos entre  $0 \leq Q^* < s$ .

La ecuación (22) en cantidades originales queda expresada por:

$$P_{\text{máx}}^2 = -\frac{(\tilde{Q} + \frac{V^2}{X_q})^3}{\tilde{Q} + \frac{V^2}{X_d}}, \quad -\frac{V^2}{X_q} \leq \tilde{Q} < -\frac{V^2}{X_d} \quad (23)$$

Esta expresión representa el límite de estabilidad permanente teórico de la máquina sincrónica de polos salientes, y puede ser fácilmente trazada en el plano P-Q en función de  $\tilde{Q}$ , que es el valor de Q que hace que P sea máximo.

## 2.5. Límite de estabilidad permanente práctico

En la práctica no se acepta el límite teórico y conviene dejar un margen de estabilidad disponible en todos los casos igual a un 10 a 20 por ciento de la potencia activa nominal. En consecuencia, el límite de estabilidad práctico se define como:

$$P_{\text{lím.práctico}} = P_{\text{lím.teórico}} - K P_{\text{nominal}} \quad (24)$$

Normalmente  $K = 0.1$

La ecuación (17) permite determinar la potencia activa P para cualquier valor de la potencia reactiva "q". Sin embargo, en esta sección la expresión (17) se utilizará en el sentido inverso, lo que implica que se tendrá que resolver una ecuación algebraica de cuarto grado en "q". Por lo tanto, al despejar "q" de la relación (17) se obtiene:

$$q^4 + Aq^2 + Bq + C = 0 \quad (25)$$

Donde:

$$A = 2(p^2 - s^2) - m^2$$

$$B = -2sm^2$$

$$C = (p^2 - s^2)^2 - m^2(p^2 + s^2)$$

A continuación se indican los pasos para determinar el lugar geométrico del límite de estabilidad práctico.

- 1.- Asignar un valor a la variable  $q^*$ , con  $0 \leq q^* < s$ .
- 2.- Determinar el valor para  $m^*$  mediante la expresión (21).
- 3.- Determinar la potencia activa máxima teórica mediante la ecuación (22).
- 4.- Determinar la potencia activa máxima práctica usando la ecuación (24).
- 5.- Con el valor  $P = P_{\text{lím.práctico}}$  encontrado en el punto anterior, determinar el valor correspondiente de la variable "q" mediante la ecuación (25).
- 6.- Si desea calcular pares ordenados (P,q) adicionales, retornar al punto 1; o bien concluir el proceso.

La expresión (25) es una ecuación algebraica de cuarto grado, y por lo tanto tiene cuatro soluciones. Usualmente, estas soluciones corresponden a dos raíces que son complejas conjugadas, una raíz real negativa y una raíz real positiva. Es evidente que en estos casos se debe considerar la solución real positiva. Ante la eventualidad de encontrar más de una solución real positiva para "q" se debe considerar aquella raíz que tenga sentido para el gráfico. En la figura 3, se ilustra el límite teórico y práctico para los parámetros que se indican en anexo.

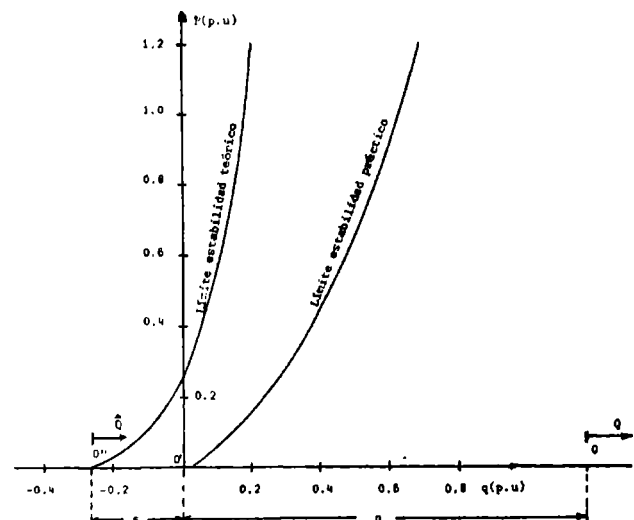


Figura 3: Límite de Estabilidad Teórico y Práctico.

## 2.6. Límite térmico de los devanados de armadura y capacidad máxima de la máquina motriz

El lugar geométrico del límite térmico de los enrollados de armadura queda definido por la ecuación (26), que representa una circunferencia de radio "V<sub>nom.</sub>" con su punto centro ubicado en las ordenadas (P,Q) = (0,0).

$$P^2 + Q^2 = (V_{\text{nom.}})^2 \quad (26)$$

Para el generador, la capacidad máxima de la máquina motriz queda representada en el plano

P-Q mediante una recta paralela al eje Q que pasa por el punto P = Potencia máxima de la máquina motriz.

### 3. MAQUINA SINCRONICA DE ROTOR CILINDRICO

Las restricciones que se imponen a esta máquina naturalmente son las mismas que se indican en la sección 2.1. Para que las expresiones deducidas sean aplicables a la máquina de rotor cilíndrico el parámetro "s" debe tomar el valor cero. Luego, de la expresión (15) el límite térmico de los enroscados de campo vendrá dado por  $P^2 + q^2 = m^2$ , que representa la ecuación de una circunferencia de radio igual a "m" con el punto centro ubicado en las ordenadas (P,q) = (0,0).

En cuanto al límite de estabilidad teórico se tiene que desde la ecuación cúbica que se menciona en la sección 2.4 es inmediato que  $q = 0$ . En consecuencia, desde la expresión (18) dicho límite queda expresado por  $P_{m\acute{a}x} = m$ , donde se ha considerado que la razón  $s/\bar{q} = 1$ . Es decir, el lugar geométrico del límite de estabilidad teórico es una recta paralela al eje P y pasa por  $q = 0$ .

Finalmente, combinando las ecuaciones (24) y (25), el lugar geométrico del límite de estabilidad práctico es una parábola y viene dado por la relación siguiente:

$$P_{l\acute{i}m.pr\acute{a}ctico} = \frac{q^2}{2KP_{nom.}} - \frac{K}{2} P_{nom.} \quad (27)$$

### 4. CONCLUSIONES

En este trabajo se presenta la deducción del límite de estabilidad permanente teórico y práctico de la máquina sincrónica de polos salientes.

Para el límite de estabilidad teórico resultó una expresión algebraica cerrada y sencilla; en cambio el límite de estabilidad práctico

queda expresado mediante un sistema de dos ecuaciones algebraicas, el cual es sumamente fácil de resolver y no presenta ninguna complicación.

El método analítico expuesto en este trabajo permite construir el diagrama P-Q de la máquina sincrónica de polos salientes sin dificultad, en cambio el método gráfico [2] es relativamente complejo y laborioso.

En los cursos de Sistemas Eléctricos de Potencia o de Máquinas Eléctricas de las Carreras de Ingeniería se enseña la carta P-Q mediante el método gráfico [2]; por lo tanto, se espera que este trabajo sea un aporte efectivo a la enseñanza de la Ingeniería Eléctrica.

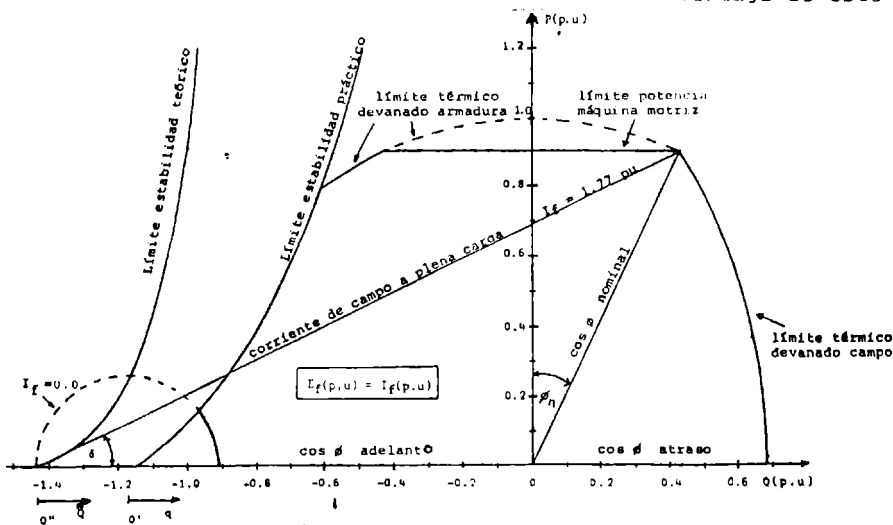
### 5. REFERENCIAS

- [1] Gove, R.M. "Geometric Construction of the Stability Limits of Synchronous Machines", IEE, Vol. 112, No. 5, May. 1965, p.p. 977 - 985.
- [2] Walker, J.H. "Operating Characteristics of Saliend-Pole Machines", IEE, Vol.100, Part II, February 1953, pp. 13-24.
- [3] McPherson, G. "An Introduction to Electrical Machines and transformers", John Wiley, 1981.
- [4] Harnisch, I.A. "Límites de Estabilidad Permanente Teórico y Práctico en la carta P-Q de la Máquina Sincrónica de Polos Salientes", Tesis Ing. Civil Eléctrica, USACH, 1978.

### ANEXO

Mediante las expresiones analíticas expuestas en este trabajo se construyó el diagrama P-Q (Fig.4) de una máquina sincrónica de polos salientes que funciona a plena carga, cuyos parámetros en p.u. [2] se indican.

Cabe destacar que el método gráfico y el método analítico arrojan los mismos resultados, sin embargo, es evidente la ventaja de este último.



V = 1.0 [p.u]  
 Xd = 1.1 [p.u]  
 Inom. = 1.0 [p.u]  
 Pmotriz = 0.9 [p.u]

Ef = If = 1.77 [p.u]  
 Xq = 0.70 [p.u]  
 cos φn = 0.9 ind.

Figura 4: Carta P-Q de la Máquina Sincrónica de Polos Salientes

**IX CONGRESO CHILENO DE INGENIERIA ELECTRICA**