



# INSTITUTO POLITECNICO NACIONAL

ESCUELA SUPERIOR DE INGENIERIA MECANICA  
Y ELECTRICA

Sección de Estudios de Posgrado e Investigación

## CONTROL DE EXCITACION DIFUSO DE UN GENERADOR SINCRONO.

**T E S I S**  
QUE PARA OBTENER EL GRADO DE  
Doctor en Ciencias con Especialidad en  
INGENIERIA ELECTRICA  
**P R E S E N T A :**  
RAUL ANGEL CORTES MATEOS

DIRECTOR DR. DAVID ROMERO ROMERO

MEXICO, D. F.

1997



MECÁNICA

COLOCACION		XDESIME 26
		C997r
Nº ADQ.	53 996	
AÑO	1997	FECHA 05/02/97
Nº INVENTARIO		
IPN	SEPI	ESIME

CONTROL DE EXISTENCIA DE...

GENERADOR SINCRO...

T E S I S

QUE PARA OBTENER EL GRADO DE

DOCTOR EN CIENCIAS CON ESPECIALIDAD EN

INGENIERIA - ELÉCTRICA

P R E S E N T A :

RAUL ANGEL CORTES MATOS

DIRECTOR DEL INSTITUTO POLITÉCNICO NACIONAL

MEXICO, D.F. 1997



# DIRECCIÓN DE ESTUDIOS DE POSGRADO E INVESTIGACIÓN

## DIVISIÓN DE ESTUDIOS DE POSGRADO

### ACTA DE REVISIÓN DE TESIS

7 | 8 | 0 | 0 | 7 | 4 |

Número de registro

En la ciudad de México, D. F., siendo las 11:00 horas del día 29 del mes de Abril de 1997, se reunieron los miembros de la Comisión Revisora de Tesis designada por el Colegio de Profesores de Estudios de Posgrado e Investigación de la E.S.I.M.E., para examinar la tesis de grado titulada :

**"CONTROL DE EXCITACION DIFUSO DE UN GENERADOR SINCRONO"**

presentada por el alumno :

**RAUL ANGEL CORTES MATEOS**

aspirante al grado de :

**DOCTOR EN CIENCIAS**

**INGENIERIA ELECTRICA**

Después de intercambiar opiniones los miembros de la Comisión manifestaron SU APROBACION DE LA TESIS ,en virtud de que satisface los requisitos señalados por las disposiciones reglamentarias vigentes.

#### LA COMISION REVISORA

DR. DANIEL OLGUIN SALINAS

DR. DAVIS ROMERO  
(DIRECTOR DE TESIS)

DR. FRANCISCO DE LEON GOMEZ MAQUEO

DR. JAIME ALVAREZ GALLEGOS

**ESCUELA SUPERIOR DE INGENIERIA ELECTRICAS**  
**I. P. N.**  
**SECCION DE ESTUDIOS DE POSGRADO E INVESTIGACION**

RICARDO MOTA PALOMINO

EL PRESIDENTE DEL COLEGIO

DR. GUILLERMO URRIOLAGOITIA CALDERON

DIRECCION DE ESTUDIOS DE POSGRADO E INVESTIGACION

DIVISION DE ESTUDIOS DE POSGRADO

ACTA DE REVISION DE TESIS

14

México, D.F., a los 11 días del mes de Mayo de 1997.

Se reúnen los miembros de la Comisión Revisora de Tesis designada por el Colegio de Profesores de Estudios de Posgrado e Investigación de la UNAM para revisar la tesis de grado titulada:

CONTROL DE ACTIVIDAD DIVINA EN UN GRUPO SOCIAL

presentada por el alumno:

RAUL ANGEL CORTEZ MARTIN

PROFESOR EN CIENCIAS

INSTITUTO TECNOLÓGICO

Después de haberse leído y discutido la tesis, la Comisión Revisora de Tesis de la UNAM, en sesión pública, acordó lo siguiente:

LA COMISION REVISORA

DR. DAVID...  
DR. DAVID...

DR. DAVID...

DR. DAVID...  
DR. DAVID...

EL PRESIDENTE DE LA COMISION

DR. DAVID...  
DR. DAVID...

## AGRADECIMIENTOS

Son muchas las personas que me han apoyado a lo largo de toda mi carrera profesional, y en el desarrollo de esta tesis de doctorado, pero me sería imposible mencionarlas a todas.

Desde luego, mi especial agradecimiento al Dr. David Romero Romero, no sólo por haber dirigido este trabajo, sino por la amistad y paciencia que siempre me ha brindado, y por haber compartido sus conocimientos.

Mi reconocimiento a los miembros del Jurado: Dr. Daniel Olguín Salinas, Dr. Francisco De León Gómez Maqueo, Dr. David Romero Romero, Dr. Jaime Álvarez Gallegos, Dr. Ricardo Mota Palomino y Dr. Leszek Kawecki por sus enriquecedoras sugerencias.

A Cristina, esposa, amiga, compañera, por su ejemplar amor e incondicional entrega, que son la inspiración para continuar superándome.

A mi madre porque me dio la mejor herencia que un hombre puede recibir: amor y educación.

A mi hermana, sobrinos, compañeros de trabajo y amigos, por su permanente estímulo.

A mi querida ESIME, por los conocimientos adquiridos y porque me ha dado la oportunidad de profundizar mis conocimientos y desarrollarme como profesor e investigador.

A todos mis compañeros de escuela, profesores, y alumnos que a lo largo de estos años me han apoyado permitiéndome avanzar en esta nueva etapa profesional.



## RESUMEN

En este trabajo se describe el análisis, diseño e implementación de un control de excitación para un generador síncrono por medio de un control difuso. Se presentan las bases de la lógica difusa y la operación de los modelos de control difuso de Mamdani y de Takagi - Sugeno aplicados al control de excitación de un generador síncrono.

Se desarrolla un nuevo algoritmo para la sintonización de los controles difusos basado en las relaciones entre los modelos matemáticos de Mamdani, Takagi Sugeno y un control PI de estructura variable.

Para validar la operación del control propuesto, se realizan pruebas de simulación con sistemas de máquina aislada y máquina bus infinito sujeto a cambios de carga y fallas por corto circuito. Después de sintonizar los controladores, el comportamiento es estable en todas las simulaciones.

El análisis de estabilidad se realiza mediante el modelo matemático del control y sistema máquina bus infinito, aplicando el criterio de Kasuo Tanaka. Este criterio está basado en el segundo método de Liapunov. Su aplicación es de gran utilidad para el diseño de reguladores difusos ya que permite conocer si el sistema es estable antes de su implementación. Mediante este análisis de estabilidad se pudo demostrar que un control de excitación difuso puede ser estable en forma local e inestable en forma global.

Como resultado de la teoría descrita, se realiza la construcción física de un prototipo haciendo uso de un microcontrolador de 8 bits de una pastilla. La programación se desarrolla para tiempo real con multitareas, consistentes en : a) realizar las funciones de sincronía, b) disparar un puente de tiristores, c) realizar un filtro predictivo para evitar falsos disparos, d) medir el voltaje terminal y de campo del generador, e) comunicarse con una computadora personal y f) realizar el algoritmo de control.

El prototipo fue probado en un generador de 5 KVA, sometido a cambios de carga, así como a pruebas de corto circuito y liberación de éste. En todas las pruebas el comportamiento del prototipo resultó estable.





## **ABSTRACT**

This thesis presents the analysis, design and implementation of an excitation control for a synchronous generator using a fuzzy control. Fuzzy logic basics and the operation of Mamdani's and Takagi-Sugeno's fuzzy controls models applied to an excitation control of a synchronous generator are presented.

A new algorithm is developed for fuzzy control tuning based on the relations between Mamdani's and Takagi-Sugeno's mathematical models and a PI control of variable structure.

Simulations are performed for different systems to validate the operation of the controller, such as: isolated machine and machine infinite bus subject to load changes and short circuit failures. After the controller tuning is obtained, the response of the control system is stable in all cases.

Stability analysis is performed through the mathematical model of the control and the machine infinite bus system, using Kasuo Tanaka's criteria. This criterion is based upon Liapunov's second method. Its application is important for fuzzy regulator design, because it allows evaluating the system stability prior to its implementation. With this stability analysis it was possible to prove that sometimes an excitation fuzzy controller can be stable locally and unstable globally.

As a result of the described theory a prototype is developed and implemented based on a single chip 8 bit microcontroller. Real time software is developed with multitasking consisting of: a) synchronization, b) thyristors firing, c) predictive filter to avoid false firing, d) measurement of terminal and field voltage, e) communication with a personal computer and f) calculation of the control algorithm.

The prototype was tested on a 5 KVA generator and subjected to sudden load changes, short circuit and fault liberation. Results of test show stable behavior in all cases.



# ÍNDICE

<b>1. INTRODUCCIÓN.</b>	<b>3</b>
1.1. Estado del arte.	4
1.2. Justificación.	5
1.3. Objetivos.	6
1.4. Estructura de la tesis.	6
1.5. Aportaciones.	7
1.6. Trabajo a futuro.	8
<b>2. LÓGICA DIFUSA EN SISTEMAS DE CONTROL DE EXCITACIÓN.</b>	<b>13</b>
2.1. Introducción.	13
2.2. Conjuntos difusos	14
2.2.1. Propiedades de conjuntos difusos.	16
2.2.2. Operaciones de conjuntos difusos.	18
2.3. Relaciones difusas.	21
2.3.1. Operaciones de relaciones difusas.	22
2.3.2. El principio de extensión.	23
2.3.3. Variables lingüísticas.	24
2.3.4. Calificadores.	24
2.3.5. Modus Ponens y Modus Tollens.	25
2.4. Operación de un Control difuso con el método de Mamdani.	26
2.4.1. Generación de los valores difusos.	27
2.4.2. Evaluación de reglas.	31
2.4.3. Generación de valores Reales	33
2.5. Implementación de un control de excitación por medio del algoritmo de Mamdani.	39
2.5.1. Definición de las entradas y salidas del control.	40
2.5.2. División de las entradas y salidas en regiones difusas.	40
2.5.3. Generación de reglas difusas a partir de pares de datos.	43
2.5.4. Análisis de comportamiento dinámico de un control difuso con una máquina aislada.	44
2.5.4.1. Prueba de respuesta a un escalón.	45
2.5.5. Análisis de comportamiento dinámico de un generador síncrono conectado a un bus infinito.	50
2.5.6. Sintonización por medio de técnicas heurísticas.	56
2.5.6.1. Sintonización de las funciones de salida.	57
2.5.6.2. Sintonización de las funciones de membresía del error de voltaje.	58
2.5.6.3. Sintonización de las funciones de membresía del cambio de voltaje.	59
2.6. Operación de un Control Difuso con el modelo de Takagi-Sugeno.	62
2.6.1. Modelo de Takagi-Sugeno.	62
2.6.2. Relación entre el modelo de Mamdani y el de Takagi-Sugeno	65
2.6.3. Relación entre los modelos de Takagi-Sugeno y un control PI	69

2.6.4.	Relación entre los modelos de Mamdani y un control PI	70
2.6.5.	Sintonización de un control difuso de tipo Takagi-Sugeno.	72
2.6.6.	Análisis de comportamiento con una máquina conectada a un bus infinito.	76
<b>3.</b>	<b>ANÁLISIS DE ESTABILIDAD DE UN CONTROL DIFUSO.</b>	<b>83</b>
3.1.	Introducción.	83
3.2.	Análisis en el plano de fase.	83
3.3.	Modelo equivalente de un control difuso y una planta.	84
3.4.	Aplicación del Teorema de Liapunov a los controles difusos.	87
3.5.	Análisis de estabilidad con una máquina aislada.	88
3.6.	Análisis de estabilidad con una máquina conectada a un bus infinito.	92
<b>4.</b>	<b>DISEÑO E IMPLEMENTACIÓN DE UN SISTEMA DE EXCITACIÓN ESTÁTICO EN BASE A UN MICROCONTROLADOR Y LÓGICA DIFUSA.</b>	<b>105</b>
4.1.	Introducción.	105
4.2.	Selección de un microcontrolador.	106
4.3.	Sistema mínimo.	108
4.4.	Medición de variables eléctricas en un sistema de excitación.	109
4.4.1.	Medición del Voltaje Terminal.	111
4.4.2.	Medición del Voltaje de Excitación.	112
4.4.3.	Medición de la frecuencia de línea.	113
4.5.	Comunicación de microcontroladores con computadoras personales.	117
4.5.1.	Programa de comunicación del microcontrolador.	118
4.5.2.	Programa de comunicación de la computadora personal.	119
4.6.	Control del puente de tiristores trifásicos en lazo abierto.	119
4.6.1.	Generación de pulsos.	124
4.6.2.	Algoritmo de generación de pulsos.	125
4.7.	Implementación.	128
<b>5.</b>	<b>PRUEBAS DE LABORATORIO.</b>	<b>133</b>
5.1.	Introducción.	133
5.2.	Pruebas en lazo abierto del sistema estático de excitación.	134
5.3.	Pruebas de un control tipo ST1.	143
5.4.	Pruebas de un control difuso con el modelo de Mamdani.	146

<b>5.5. Pruebas de un control difuso con el modelo de Takagi Sugeno.</b>	<b>149</b>
<b>5.6. Pruebas de un control de excitación difuso con el modelo de Mamdani y un generador de 5KVA.</b>	<b>151</b>
<b>6. CONCLUSIONES Y APORTACIONES.</b>	<b>161</b>
<b>REFERENCIAS.</b>	<b>169</b>
<b>APENDICE A.</b>	<b>175</b>
<b>APENDICE B.</b>	<b>181</b>

152      7.      The effect of an external magnetic field on the rate of Talaric reaction  
153      8.      The effect of an external magnetic field on the rate of Talaric reaction

154      9.      CONCLUSIONES Y APORTACIONES.

155      10.      REFERENCIAS.

156      11.      ANEXOS A.

157      12.      ANEXOS B.

# ÍNDICE DE FIGURAS.

Figura 2.1. Representación del voltaje terminal con lógica Booleana. ....	15
Figura 2.2. Representación del voltaje terminal en términos de variables lingüísticas “Bajo” , “Bien”, “Alto” .....	16
Figura 2.3. Funciones Convexas y no Convexas.....	17
Figura 2.4. Funciones Normales y no Normales .....	18
Figura 2.5. Diagramas de Venn de las operaciones: Unión, Intersección y Complemento..	19
Figura 2.6. Combinación de las Relaciones difusas R y S para obtener la relación difusa T23	
Figura 2.7. Al valor de 209 volts le corresponde un grado de membresía de .5 Bajo, .5 Bien y 0 Alto. ....	26
Figura 2.8. Diagrama a bloques de un control difuso de un sistema de excitación.....	27
Figura 2.9. Diagrama a bloques del proceso de Generación de los valores difusos.....	28
Figura 2.10. Formas geométricas de las funciones mas usadas.....	29
Figura 2.11. Técnicas de Representación de funciones.....	30
Figura 2.12. Diagrama a bloques del proceso de Evaluación de Reglas.....	31
Figura 2.13. Diagrama a bloques del proceso de Generación de valores Reales.....	34
Figura 2.14. Diferentes métodos de obtención de los valores reales a partir de valores difusos.....	35
Figura 2.15. Generación de valores reales a partir de funciones triangulares.....	37
Figura 2.16. Generación de valores reales a partir de barras.....	38
Figura 2.17. Formas geométricas de las funciones usadas para el error y para el cambio de voltaje.....	42
Figura 2.18. Formas geométricas de las funciones usadas para el voltaje de control de excitación.....	42
Figura 2.19. Diagrama a bloques del regulador conectado a una máquina aislada.....	45
Figura 2.20. Comparación de las respuestas de un control ST1 y un control difuso conectados a una máquina aislada.....	47
Figura 2.21. Generación de valores difusos del error.....	47
Figura 2.22. Generación de valores difusos del voltaje de control de excitación.....	48
Figura 2.23. Generación de valores difusos del cambio de voltaje terminal.....	49
Figura 2.24. Comportamiento en el plano de fase del regulador difuso.....	49
Figura 2.25. Diagrama a bloques del regulador y la máquina simulados.....	50
Figura 2.26. Simulación con una línea corta.....	53
Figura 2.27. Simulación con una línea larga.....	54
Figura 2.28. Simulación con una línea corta y falla en el bus de 0 volts por 6 ciclos.....	55
Figura 2.29. Comparación con un regulador tipo ST1 conectado a una línea corta.....	56
Figura 2.30. Análisis en el plano de fase.....	56
Figura 2.31. Definición de puntos de ajuste de las funciones de membresía.....	57
Figura 2.32. Voltaje terminal y voltaje de campo con funciones de membresía de salida NA=-.02, NB=-.01, CE=0, PB=.01, PA=.02.....	60
Figura 2.33. Voltaje terminal y voltaje de campo con funciones de membresía de salida NA=-.1, NB=-.05, CE=0, PB=.05, PA=.1.....	60

Figura 2.34. Voltaje terminal y voltaje de campo con funciones de membresía de salida NA=-.2, NB=-.1, CE=0, PB=.1, PA=.2.....	60
Figura 2.35. Voltaje terminal y voltaje de campo con funciones de membresía de salida NA=-.5, NB=-.1, CE=0, PB=.1, PA=.5.....	60
Figura 2.36. Voltaje terminal y voltaje de campo con funciones de membresía de salida NA=-1, NB=-.1, CE=0, PB=.1, PA=1.....	60
Figura 2.37. Voltaje terminal y voltaje de campo con Funciones de membresía de error NA=-.2, NB=-.1, CE=0, PB=.1, PA=.2.....	60
Figura 2.38. Voltaje terminal y voltaje de campo con Funciones de membresía de error NA=-.1, NB=-.05, CE=0, PB=.05, PA=.1.....	61
Figura 2.39. Voltaje terminal y voltaje de campo con Funciones de membresía de error NA=-.05, NB=-.025, CE=0, PB=.025, PA=.05.....	61
Figura 2.40. Voltaje terminal y voltaje de campo con Funciones de membresía de error NA=-.01, NB=-.005, CE=0, PB=.005, PA=.01.....	61
Figura 2.41. Voltaje terminal y voltaje de campo con Funciones de membresía de cambio de voltaje NA=-.01, NB=-.005, CE=0, PB=.005, PA=.01.....	61
Figura 2.42. Voltaje terminal y voltaje de campo con Funciones de membresía de cambio de voltaje NA=-.01, NB=-.005, CE=0, PB=.005, PA=.01.....	61
Figura 2.43. Conjuntos difusos aprox. 0, aprox. $\pm \pi$ .....	64
Figura 2.44. Conjuntos difusos aprox. 0, aprox. $\pm \pi$ .....	65
Figura 2.45. Comparación de la función aproximada de sen(x) en líneas sólidas contra la función sen(x) en líneas punteadas.....	65
Figura 2.46. Comparación de los algoritmos de control difuso de Takagi y Sugeno's y Mamdani.....	66
Figura 2.47. Matriz de asociación difusa.....	67
Figura 2.48. Funciones de membresía del control.....	68
Figura 2.49. Matriz de asociación difusa.....	69
Figura 2.50. Funciones de membresía con rango abierto.....	73
Figura 2.51. Funciones de membresía con rango cerrado.....	73
Figura 2.52. Respuesta a un escalón con: $K_p=5, K_i=.0001$ .....	74
Figura 2.53. Respuesta a un escalón con: $K_p=2, K_i=.0001$ .....	74
Figura 2.54. Respuesta a un escalón con : $K_p=2, K_i=.01, ICE = 8.0570e+003$ .....	74
Figura 2.55. Respuesta a un escalón con: $K_{pb}=2, K_{ib}=.01, K_{pa}=2, K_{ia}=.03, p_1=.2, p_2=.4, ,$ $ICE = 5.5928e+003$ .....	74
Figura 2.56. Respuesta a un escalón con: $K_{pb}=2, K_{ib}=.015, K_{pa}=2, K_{ia}=.03, p_1=.25,$ $p_2=.4, ICE = 5.3831e+003$ .....	75
Figura 2.57. Respuesta a un escalón con: $K_{pb}=1.2, K_{ib}=.013, K_{pa}=2, K_{ia}=.03, p_1=.05,$ $p_2=.1, ICE = 5.1476e+003$ .....	75
Figura 2.58. Respuesta a un escalón con: $K_{pb}=1.2, K_{ib}=.011, K_{pa}=2, K_{ia}=.015, p_1=.05,$ $p_2=.1, ICE = 6.7939e+003$ .....	75
Figura 2.59. Respuesta a un escalón con: $K_{pb}=1, K_{ib}=.01, K_{pa}=2, K_{ia}=.015, p_1=.05,$ $p_2=.1, ICE = 6.7652e+003$ .....	76
Figura 2.60. Diagrama a bloques del regulador y la máquina simulados.....	76
Figura 2.61. Funciones de membresía del control.....	77
Figura 2.62. Gráfica voltaje contra tiempo.....	78



Figura 2.63. Gráfica ángulo contra tiempo.....	78
Figura 2.64. Gráfica corriente contra tiempo.....	78
Figura 2.65. Gráfica potencia activa contra tiempo.....	78
Figura 2.66. Gráfica potencia reactiva contra tiempo.....	78
Figura 2.67. Análisis en el plano de fase.....	79
Figura 2.68. Comparación contra el modelo de Mamdani y un ST1.....	79
Figura 3.1. Cambio del error contra error y tiempo, usando un regulador difuso de Sugeno .....	84
Figura 3.2. Cambio del error contra error usando un regulador difuso de Sugeno. ....	84
Figura 3.3. Sistema de control.....	85
Figura 3.4. Diagrama a bloques de una planta con control y sistema equivalente. ....	86
Figura 3.5. Diagrama a bloques de la planta. ....	88
Figura 3.6. Funciones de membresía del control.....	89
Figura 3.7. Respuesta a un escalón del control difuso.....	94
Figura 3.8. Respuesta a un escalón de un control tipo ST1.....	91
Figura 3.9. Diagrama a bloques equivalente. ....	92
Figura 3.10. Funciones de membresía del control.....	93
Figura 3.11. Respuesta a un escalón del subsistema 1. ....	95
Figura 3.12. Respuesta a un escalón del subsistema 2. ....	95
Figura 3.13. Respuesta a un escalón del sistema con control difuso.....	96
Figura 3.14. Respuesta a un escalón del subsistema 1. ....	99
Figura 3.15. Respuesta a un escalón del subsistema 2. ....	100
Figura 3.16. Respuesta a un escalón del sistema con control difuso.....	100
Figura 4.1. Diagrama a bloques de un control de un sistema de excitación.....	106
Figura 4.2. Arquitectura del microcontrolador 68HC11 .....	106
Figura 4.3. Sistema mínimo.....	109
Figura 4.4. Diagrama del circuito empleado para la medición del voltaje Terminal. ....	112
Figura 4.5. Diagrama del circuito empleado para la medición del voltaje de excitación... ..	113
Figura 4.6. Diagrama a bloques del timer principal. ....	114
Figura 4.7. Convertidor de señal senoidal a cuadrada. ....	115
Figura 4.8. Señales detectadas si no hay ruido. ....	117
Figura 4.9. Circuito rectificador trifásico. ....	120
Figura 4.10. Gráficas de voltajes en un puente rectificador trifásico. ....	123
Figura 4.11. Circuito de disparo de tiristor.....	125
Figura 4.12. Generación de pulsos de disparo al tiristor. ....	128
Figura 4.13. Diagrama a bloques de la implementación de un control de un sistema de excitación por medio de un microcontrolador.....	129
Figura 5.1. Diagrama a bloques del sistema en prueba. ....	133
Figura 5.2. Señales de sincronía y disparo de tiristor a 150 grados.....	136
Figura 5.3. Señales de sincronía y disparo de tiristor a 90 grados.....	136
Figura 5.4. Señales de sincronía y disparo de tiristor a 0 grados.....	137
Figura 5.5. Ancho y forma del pulso de disparo de los tiristores. ....	137
Figura 5.6. Voltaje de salida con carga resistiva y disparo en los tiristores a 150 grados..	138
Figura 5.7. Voltaje de salida con carga resistiva y disparo en los tiristores a 120 grados..	138
Figura 5.8. Voltaje de salida con carga resistiva y disparo en los tiristores a 90 grados....	139

Figura 5.9. Voltaje de salida con carga resistiva y disparo en los tiristores a 60 grados....	139
Figura 5.10. Voltaje de salida con carga resistiva y disparo en los tiristores a 30 grados..	140
Figura 5.11. Voltaje de salida con carga resistiva y disparo en los tiristores a 0 grados....	140
Figura 5.12. Voltaje de salida con un motor de C.D. como carga y disparo en los tiristores a 150 grados.....	141
Figura 5.13. Voltaje de salida con un motor de C.D. como carga y disparo en los tiristores a 120 grados.....	141
Figura 5.14. Voltaje de salida con un motor de C.D. como carga y disparo en los tiristores a 60 grados.....	142
Figura 5.15. Voltaje de salida con un motor de C.D. como carga y disparo en los tiristores a 0 grados.....	142
Figura 5.16. Tiempo de subida del sistema de excitación y transductor de voltaje. ....	143
Figura 5.17. Respuesta en tiempo a un escalón de un control tipo ST1 con carga inductiva. ....	144
Figura 5.18. Respuesta en tiempo a un cambio en la alimentación de un control tipo ST1 con carga inductiva. ....	144
Figura 5.19. Respuesta en tiempo a un escalón de un control tipo ST1 con carga resistiva. ....	145
Figura 5.20. Respuesta en tiempo a un cambio en la alimentación de un control tipo ST1 con carga resistiva. ....	145
Figura 5.21. Respuesta en tiempo a un cambio en la carga de 700 a 1700 watts, de un control tipo ST1 con carga resistiva. ....	146
Figura 5.22. Respuesta en tiempo a un escalón de un control difuso, con carga inductiva. ....	147
Figura 5.23. Respuesta en tiempo a un cambio en la alimentación de un control difuso, con carga inductiva.....	147
Figura 5.24. Respuesta en tiempo a un escalón de un control difuso, con carga resistiva.	148
Figura 5.25. Respuesta en tiempo a un cambio en la alimentación de un control difuso, con carga resistiva. ....	148
Figura 5.26. Respuesta en tiempo a un cambio en la carga de 700 a 1700 watts, de un control difuso, con carga resistiva. ....	149
Figura 5.27. Respuesta en tiempo a un escalón de un control difuso con el modelo de Takagi-Sugeno, con carga resistiva. ....	150
Figura 5.28. Respuesta en tiempo a un cambio en la alimentación de un control difuso con el modelo de Takagi Sugeno, con carga resistiva.....	150
Figura 5.29. Diagrama a bloques del circuito utilizado para probar el prototipo con un generador de 5 KVA.....	151
Figura 5.30. Voltaje Terminal a la salida de un generador de 5KVA con un regulador difuso y prueba de cambio del punto de operación a 220 volts.....	152
Figura 5.31. Voltaje Terminal a la salida de un generador de 5KVA con un regulador difuso y prueba de cambio de punto de operación desde la computadora.....	153
Figura 5.32. Voltaje Terminal a la salida de un generador de 5KVA con un regulador difuso y prueba de entrada de carga. ....	153
Figura 5.33. Voltaje Terminal a la salida de un generador de 5KVA con un regulador difuso y prueba de salida de carga. ....	154

Figura 5.34. Voltaje Terminal a la salida de un generador de 5KVA con un regulador difuso y prueba de cambios de carga. ....	154
Figura 5.35. Voltaje Terminal a la salida de un generador de 5KVA con un regulador difuso y prueba de corto circuito. ....	155
Figura 5.36. Voltaje de campo de un generador de 5KVA con un regulador difuso y prueba de corto circuito. ....	155
Figura 5.37. Voltaje Terminal a la salida de un generador de 5KVA con un regulador difuso con el modelo de Takagi-Sugeno y pruebas de cambio de carga. ....	156
Figura 5.38. Voltaje Terminal a la salida de un generador de 5KVA con un regulador difuso con el modelo de Takagi-Sugeno y prueba de corto circuito. ....	157
Figura 5.39. Prototipo. ....	157
Figura 5.40. Generador de 5 K. ....	158
Figura 5.41. Puente de tiristores. ....	158
Figura 5.42. Sistema mínimo con el microcontrolador 68HC11. ....	159
Figura 5.43. Sistema de motores de C.A. C.D. usado como carga. ....	159

Figura 2.14. Voltaje Terminal a la salida de un generador de 20 kVA con un reactivo inductivo	127
Figura 2.15. Voltaje Terminal a la salida de un generador de 20 kVA con un reactivo inductivo	128
Figura 2.16. Voltaje de campo de un generador de 20 kVA con un reactivo inductivo y potencia de campo crítica	129
Figura 2.17. Voltaje Terminal a la salida de un generador de 20 kVA con un reactivo inductivo con el modelo de T y $\pi$ -líneas y efectos de camino de campo	130
Figura 2.18. Voltaje Terminal a la salida de un generador de 20 kVA con un reactivo inductivo con el modelo de T y $\pi$ -líneas y efectos de camino de campo	131
Figura 2.19. Potencia	132
Figura 2.20. Operador de 2 kV	133
Figura 2.21. Parte de sistema de potencia	134
Figura 2.22. Sistema mínimo con el microcontrolador PIC16C61	135
Figura 2.23. Sistema de potencia de C.A. (C) con un generador	136

## INDICE DE TABLAS.

Tabla 2.1. Resultado parcial de las principales operaciones lógicas difusas.....	19
Tabla 2.2. Ejemplo de matriz de asociación difusa.....	32
Tabla 2.3. Puntos que definen las rectas de las funciones de membresía para el error y el cambio de voltaje.....	43
Tabla 2.4. Matriz de asociación difusa.....	44
Tabla 2.5. Comportamiento de la matriz de asociación difusa.....	46
Tabla 2.7. Valores de la matriz de asociación difusa.....	52
Tabla 2.8. Ajuste de las funciones de salida.....	57
Tabla 2.9. Ajuste de las funciones de error.....	58
Tabla 2.10. Ajuste de las funciones de cambio de voltaje.....	59
Tabla 2.11. Valores de la matriz de asociación difusa correspondientes a un control PI.....	71
Tabla 4.1. Valores de comparación en el filtro predictivo.....	117
Tabla 4.2. Códigos empleados en la comunicación con el microcontrolador.....	118
Tabla 5.1. Cálculo de tiempo y unidades equivalentes del microcontrolador a 60 Hertz ..	134



# **CAPÍTULO 1**

## **INTRODUCCIÓN**

CAPITULO I

INTRODUCCION



# 1. Introducción.

En muchos de los problemas de ingeniería, una parte importante de la información proviene de los expertos humanos y normalmente esta no es precisa y está representada en términos tales como bajo, bien, alto, subir o bajar un poco etc. Toda esta información se expresa en términos vagos o difusos, en realidad lo que se quiere decir cuando se habla de la lógica difusa es que a diferencia de la lógica Booleana donde los valores son falsos o verdaderos, aquí se tiene todo el conjunto de valores difundidos suavemente entre falso y verdadero.

La lógica difusa coexiste con la teoría de los conjuntos difusos, éstos están constituidos con los objetos en los que la pertenencia a una clase, tiene una transición gradual o abrupta.

Se le llama control difuso a los controladores que dentro de sus cálculos usan lógica difusa, estos controles emulan las estrategias de control de un humano experto, efectuando cálculos de reglas difusas del tipo "si X es A entonces Y es B", donde X y Y son variables y A y B son valores lingüísticos. A la primera parte de la regla se le llama antecedente y a la segunda consecuencia. Por ejemplo, *si en un generador el voltaje terminal está bajo, entonces hay que incrementar el voltaje de campo un poco*. Los modelos de control difuso usados en este trabajo son el propuesto por Mamdani, que usa valores difusos para los antecedentes y consecuencias de las reglas [38] y el de Takagi-Sugeno [39] que usa ecuaciones de diferencias para las consecuencias.

El crecimiento de las aplicaciones con lógica difusa, se ha podido llevar a cabo gracias a los grandes avances que, en los últimos años, ha experimentado la electrónica de estado sólido, donde se encuentra el desarrollo de los componentes de alta escala de integración llamados microcontroladores, que además de contar con la unidad central de proceso "CPU" cuentan con: memoria; periféricos de entrada y salida para el manejo de datos analógicos y digitales; circuitos vigilantes de equipo, programación y controladores de tiempo de interrupción. Actualmente ésta es una de las herramientas más versátiles

encontradas en las aplicaciones de Ingeniería y por tal motivo se usa en todos los diseños de actualidad dentro de los sistemas de control.

### **1.1. Estado del arte.**

Desde 1965 Lotfi Zadeh, publicó en la Universidad de California de Berkeley un reporte llamado conjuntos difusos [3], sin embargo apenas en los últimos 5 años se ha desarrollado esta tecnología al nivel de aplicaciones. Por ejemplo, en los países asiáticos se fabrican actualmente aparatos de la industria de consumo con esta tecnología, tales como: videocámaras que no brincan la imagen si uno se mueve; cámaras de fotografía que imitan el ojo humano para enfocar; lavadoras que gastan el agua y detergentes necesarios en función de la mugre de la ropa; rasuradoras que ahorran la energía de la batería en función de la corriente necesaria para efectuar el corte, etc. También en las aplicaciones industriales, es cada vez más frecuente el control de procesos con control difuso. En el área de los Sistemas Eléctricos de Potencia se encuentran varios reportes sobre aplicaciones en las áreas de Planeación, Operación, Control y Diagnóstico tal como se reporta en el IEEE [49], siendo el primer trabajo sobre el área de planeación, con fecha de 1979 [50]. En el área de control se han reportado trabajos sobre estabilizadores [14], [51], sistemas de excitación [13], controles de velocidad [56].

Algunos de los trabajos referentes al diseño e implementación de reguladores de voltaje con lógica difusa, más importantes encontrados hasta este momento son los realizados por:

- Abul R Hasan y Sadrul Ula en 1994 [13] donde se reporta el control de voltaje de un generador síncrono mediante una computadora personal 286, con el modelo de

Mamdani, indicando que la respuesta del control fue más lenta comparándola con un control digital ST1 construido anteriormente y que la estabilidad de este tipo de controles no podía ser definida.

- E. Handschin and W. Hoffmann and F. Reyer and Th. Stephanblome and U. Schlucking and D. Westermann and S. Ahemed en 1994 [14] reporta un control de excitación que realiza las tareas de regulación de voltaje y estabilización, las pruebas son realizadas mediante simulaciones, no se reporta el análisis de estabilidad y se menciona que el siguiente paso es la implementación.
- Takashi Himaya en 1996 [51] reporta un sistema de modelo difuso con dos lazos de control aplicado a un generador, uno para la regulación de voltaje y otro como control de amortiguamiento, realizando las funciones de estabilizador. Utiliza el modelo de Mamdani en el plano de fase. Este modelo fue probado mediante simulaciones y no se reporta un análisis de estabilidad.

## **1.2. Objetivos.**

El objetivo de este trabajo es diseñar, construir e implementar por medio de un microcontrolador un regulador de voltaje, usando un algoritmo con lógica difusa, demostrando que el algoritmo empleado es estable y superior a los convencionales, para lograr este objetivo se requirió cumplir con las siguientes metas:

- Diseñar un algoritmo de control difuso para regular el voltaje de salida de un generador síncrono, que supere a los controles convencionales.
- Demostrar que este control es estable.
- Implementar una herramienta que permita disparar puentes de tiristores trifásicos en tiempo real para poder probar el algoritmo desarrollado.

- Probar físicamente el regulador en un generador síncrono.

### **1.3. Justificación.**

Los Sistemás Eléctricos de Potencia constituye un campo de investigación de tecnología de punta, debido a que estos sistemás presentan características de ser no lineales; variables en el tiempo; operan con diferentes puntos de operación y tienen cambios en sus estructuras. Una necesidad básica es el mantener el voltaje de salida de un generador síncrono, evitando variaciones de voltaje sin importar las variaciones de carga, estructura de la red, envejecimiento del equipo ni cambios en condiciones climatológicas. Los reguladores que se encuentran actualmente instalados, están ajustados en un punto de operación y frecuentemente tienen que ser operados manualmente o reajustados por personal altamente capacitado. Por otra parte la automatización de las plantas eléctricas tiende a que éstas operen con el menor personal posible, teniendo la necesidad de reguladores de voltaje que puedan operar en rangos más amplios y de manera estable.

### **1.4. Estructura de la tesis.**

El trabajo consiste de los siguientes capítulos:

El capítulo 1 es la introducción.

En el capítulo 2 se dan las bases de la lógica difusa aplicada a los sistemás de control de excitación, describiendo los conjuntos difusos, las operaciones fundamentales y la operación de un control difuso. Se implementa un algoritmo de control de excitación mediante el modelo de Mamdani, se simula y se compara con un control tipo ST1. Con el fin de poder analizar su comportamiento, primero se simulan conectados a una máquina aislada y después conectados a un sistema máquina bus infinito que está sujeto a fallas de corto circuito en la línea y liberación de éste. Se analiza el modelo de Takagi Sugeno

encontrando la relación matemática que existe con el modelo de Mamdani y un control tipo PI de estructura variable. Por último se presenta un algoritmo de sintonización.

En el capítulo 3 Se obtiene el modelo matemático del control y de la máquina haciendo un análisis de estabilidad con una máquina aislada y con una máquina conectada a un bus infinito.

En el capítulo 4 se describe como se diseñó y construyó el sistema estático de excitación utilizando un microcontrolador, la selección de éste; en qué consiste un sistema mínimo; cómo se miden los parámetros eléctricos en un sistema de excitación; cómo se comunica con una computadora personal y cómo se controla un puente de tiristores trifásico en lazo abierto y cerrado.

El capítulo 5 es el reporte de los resultados obtenidos en laboratorio con un generador de 5 Kva, con pruebas de cambio de carga y corto circuito.

Por último el capítulo 6 son las conclusiones.

## **1.5. Aportaciones.**

Las contribuciones originales de este trabajo dentro del área científica y tecnológica consisten en:

- Desarrollo de una metodología para el diseño de un regulador difuso, a partir de una matriz de asociación difusa con el modelo de Mamdani y de las ecuaciones de estado del modelo equivalente de Takagi-Sugeno.
- Desarrollo de un algoritmo de ajuste de los parámetros del regulador, a partir de la relación matemática entre los modelos de controles difusos de Mamdani, Takagi-sugeno, y un control tipo PI de estructura variable.
- Analizar la estabilidad del sistema generador síncrono regulador de excitación difuso aplicando el criterio de Kasuo Tanaka.[40] que está basado en el segundo método de Liapunov. La aplicación de este criterio es de gran utilidad para el diseño de reguladores difusos ya que permite conocer si el sistema es estable antes de su implementación.

- Diseñar e implementar un prototipo de tipo industrial mediante una estructura óptima utilizando un número mínimo de componentes y costo, maximizando el número de funciones que el microcontrolador ejecuta en tiempo real como son: Sincronizar y generar los pulsos de disparo de los tiristores, ejecutar un filtro predictivo para evitar falsos disparos por ruido eléctrico, ejecutar el algoritmo de control difuso y comunicarse con una computadora central.

## **1.6. Trabajo a futuro.**

Del trabajo realizado se observa que la lógica difusa aplicada a los Sistemas Eléctricos de Potencia es una área donde todavía hay mucho por investigar, en el campo de modelado, protección y control. El número de artículos libros y aplicaciones que han aparecido publicados en los últimos años [49] demuestran que esta línea de investigación va a estar presente en los próximos años. Como ejemplos de trabajos de investigación que se pueden desarrollar en esta línea se puede mencionar: Control de frecuencia con lógica difusa, Relevadores de protección con lógica difusa, Modelado de máquinas eléctricas con lógica difusa, etc.

También se puede mencionar que todas las compañías líderes en fabricación de dispositivos electrónicos con tecnología de punta, tienen actualmente en sus catálogos microcontroladores en los que se pueden programar con lógica difusa ya sea por medio de programas compiladores o por medio de unidades de coprocesamiento integradas, tal como el MCH68HC12 [57].

Una de las ventajas de haber diseñado este prototipo con el microcontrolador 68HC11 es que es totalmente compatible con los nuevos microcontroladores de 16 bits de Motorola, por lo que se sugiere el uso de estos dispositivos, en un nuevo diseño.

Desde el punto de vista del algoritmo se puede incorporar la medición RMS del voltaje terminal mediante un filtro digital, evitando el uso de un convertidor de RMS a CD [53], e incorporar como entrada la corriente de salida del generador [20].

Desde el punto de vista de la lógica difusa, ésta se puede combinar con la teoría de redes neuronales o algoritmos genéticos. Construyendo algoritmos neuro-difusos, o genético-difusos, con estas técnicas se pueden desarrollar algoritmos de control que sean autosintonizables. Para la implementación de estos algoritmos se debe de tomar en cuenta el uso de los procesadores digitales de señales, llamados DSP, debido a su alta capacidad de procesamiento.

Desde el punto de vista de la lógica filosófica, esta es quizás la forma más clara de definir la verdad. En otras palabras, la correspondencia al mundo real. Sin embargo, con esta definición se pueden determinar algunas de las limitaciones de la verdad que son inherentes a la propia naturaleza de la realidad. Así, se debe de admitir que la verdad no es un procedimiento lógico, sino que depende de la realidad misma. Por lo tanto, la verdad es un atributo de la realidad.



## **CAPÍTULO 2**

# **LÓGICA DIFUSA EN SISTEMAS DE CONTROL DE EXCITACIÓN**

## CAPITULO 3

# LOGICA DIFUSA EN SISTEMAS DE CONTROL DE EXCITACION

## **2. Lógica difusa en sistemas de control de excitación.**

### **2.1. Introducción.**

Durante los últimos años el control difuso ha surgido como una de las áreas más activas en la aplicación de la teoría de los conjuntos difusos. Los controles difusos están basados en la lógica difusa, que es lo más cercano al pensamiento humano y a los sistemas lógicos tradicionales. En esencia un controlador lógico difuso contiene un algoritmo que es capaz de convertir una estrategia de control lingüística en una estrategia de control automática.

Con la lógica difusa se pueden diseñar aplicaciones para que las máquinas respondan con mayor inteligencia a la imprecisión y a las condiciones del mundo exterior, con lo que se busca imitar el comportamiento humano. La creación de una máquina con lógica difusa, es la creación de un sistema experto, en donde el comportamiento de la máquina, va a estar basado totalmente en el conocimiento del experto o de la persona que aporta sus conocimientos empíricos para el funcionamiento de ésta.

El precursor de la idea fue Lotfi Zadeh, un profesor matemático Iraní residente en los Estados Unidos que en 1965 en la Universidad de California en Berkeley, publicó un reporte llamado Conjuntos difusos, donde desarrolló formalmente la teoría de estados multivaluados, y se introdujo el término difuso en la literatura técnica.[3]

Lotfi Zadeh expande la idea de los estados clásicos de lógica Booleana a los que nombró estados difusos. A diferencia de la lógica Booleana, la lógica difusa es multivaluada, por lo que se considera un número infinito de grados de valores entre cierto y falso. La lógica difusa define grados de relación y grados de verdad de algo, algunas cosas pueden ser parcialmente verdaderas y parcialmente falsas simultáneamente. [1], [2]

## 2.2. Conjuntos difusos

Un conjunto difuso puede ser visto como una generalización del conjunto binario que toma sólo los valores 0 ó 1 . En la lógica bivaluada la transferencia de un estado a otro es instantánea (es decir, un elemento pertenece a un estado o no). En cambio en la lógica difusa la transición puede ser gradual (es decir, un elemento puede tener relación parcial en múltiples estados). En un sistema difuso, un pequeño cambio en la variable de entrada da como resultado un cambio más natural en el funcionamiento del sistema. Para entender un sistema difuso se requiere familiarizarse con los conceptos básicos de la lógica difusa.

Si se define a  $U$  como un conjunto de objetos denotados genéricamente como  $\{u\}$ ,  $U$  es llamado el universo en discusión y  $u$  representa un elemento genérico de  $U$ , que intrínsecamente son las entradas reales al sistema.

Un conjunto difuso  $F$  de un universo en discusión  $U$  es caracterizado por una función de membresía  $\mu_F$  que toma cualquier valor en el intervalo de  $[0,1]$  representado por

$$\mu_F : U \rightarrow [0,1] \quad (2.1)$$

Por lo tanto un conjunto difuso  $F$  en  $U$  puede representarse como un conjunto de parejas ordenadas de un elemento genérico  $u$  y su grado de membresía  $\mu_F$ .

Cuando  $U$  es discreto, un conjunto difuso  $F$  es representado como:

$$F = \sum_{i=1}^n \mu_F(u_i) / u_i \quad (2.2)$$

A este conjunto se le asigna un nombre para identificarlo, a este nombre se le llama etiqueta y al rango de valores que definen a éste se le llama dominio. [4], [5], [6], [7]

Desde el punto de vista de un control implementado en un microcontrolador, el universo en discusión son todos los posibles valores que entrega el convertidor analógico digital; los valores reales son las entradas al convertidor analógico digital; los dominios son

los rangos de valores almacenados en memoria que definen a los diferentes conjuntos; y el grado de membresía es el resultado de un algoritmo mediante el cual se calcula el valor de verdad de una entrada real con respecto a un conjunto.

La figura 2.1 es la representación del voltaje terminal de un generador, utilizando lógica Booleana, donde se puede ver que los voltajes menores de 198 volts representan el estado bajo, y los valores mayores de 242 representan el estado alto. ¿ Pero qué pasa cuando el voltaje está cercano a los valores límite ?, por ejemplo 241.5 volts. Como se puede ver, la lógica Booleana no refleja lo que sucede en la realidad. En la figura 2.2 se tiene la misma representación utilizando lógica difusa donde se puede observar que sí se define cualquier valor intermedio sin que se preste a confusión.

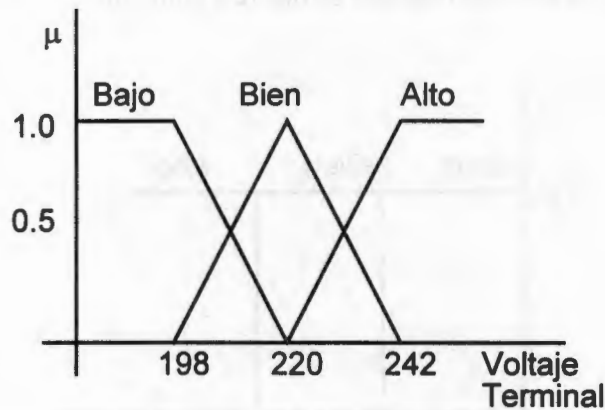


**Figura 2.1. Representación del voltaje terminal con lógica Booleana.**

En resumen se tienen las siguientes definiciones:

- *Universo en discusión.* Es el rango de todos los posibles valores aplicables a una variable de un sistema. En este caso serían todos los posibles valores del voltaje terminal del generador.
- *Entradas Reales.* Son las entradas provenientes del mundo exterior hacia el sistema difuso. En este caso y considerando que la implementación sería por medio de un microcontrolador, la entrada serían los valores leídos por el convertidor analógico/digital donde se estuviera midiendo el voltaje terminal.

- *Grado de Membresía.* Es el grado en que una entrada real es compatible con una función de membresía (de 0 a 1). También es referido como: valor de verdad, valor difuso o entrada difusa.
- *Etiqueta.* Es el nombre descriptivo usado para identificar una función de membresía. En este caso serían las etiquetas: Bajo, Bien y Alto. Se pueden tener más etiquetas y menores rangos por ejemplo: Bajo, Muy Bajo, Extremadamente bajo Etc.
- *Dominio.* Es el ancho de una función de membresía, es el rango sobre el cual el ancho de una función de membresía es representada. En este caso para el rango de valores de voltaje considerado como "Bien" sería de 198 a 242 volts.



**Figura 2.2. Representación del voltaje terminal en términos de variables lingüísticas "Bajo", "Bien", "Alto"**

### 2.2.1. Propiedades de conjuntos difusos.

Si permitimos que  $A$  sea un conjunto difuso definido en el universo  $X$ . El *soporte* del conjunto difuso  $A$  es el conjunto de todos los elementos de  $A$  con un grado de membresía diferente de cero. El soporte de el conjunto difuso  $A$  está definido por:

$$S(A) = \{u \in X | \mu_A(u) > 0\} \quad (2.3)$$

El *ancho* de un conjunto difuso  $A$  que está soportado por el conjunto  $S(A)$  está definido por:

$$ancho(A) = \sup(S(A)) - \inf(S(A)) \quad (2.4)$$

donde  $\sup$  e  $\inf$  denotan las operaciones superior e inferior y están definidas por:

$$\begin{aligned} \alpha = \sup(A) \quad & \text{Si } \forall x \in A: x \leq \alpha \text{ y } \forall \varepsilon > 0 \exists x \in A: x > \alpha - \varepsilon \\ \beta = \inf(A) \quad & \text{Si } \forall x \in A: x \geq \beta \text{ y } \forall \varepsilon > 0 \exists x \in A: x < \beta + \varepsilon \end{aligned} \quad (2.5)$$

Debido a que en los controles difusos el soporte de los conjuntos es acotado, se pueden remplazar las funciones sup e inf por max y min.

El *núcleo* de un conjunto difuso  $A$  es el conjunto de todos los números con grado de membresía =1 y está definido por:

$$\text{núcleo}(A) = \{u \in X \mid \mu_A = 1\} \quad (2.6)$$

Si sólo existe un punto con grado de membresía =1, este punto es llamado *valor pico* de  $A$ .

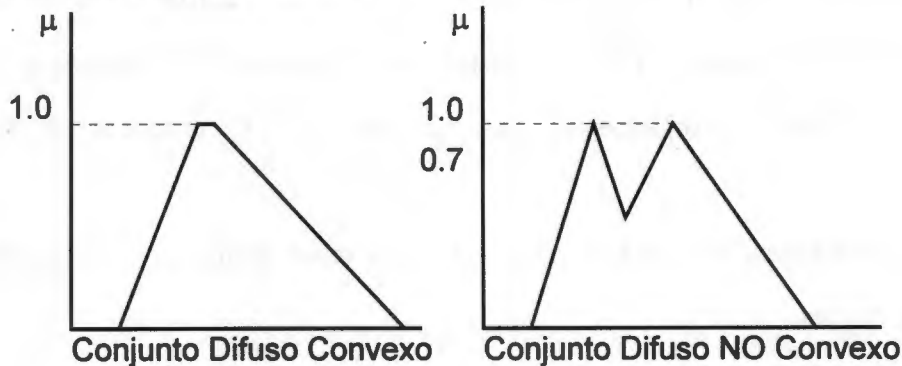
La *altura* de un conjunto difuso  $A$  es el grado de membresía  $\mu_A(u)$  mayor y está definido por:

$$\text{altura}(A) = \sup_{u \in X} (\mu_A(u)) \quad (2.7)$$

Los conjuntos difusos pueden ser convexos y no convexos como se muestra en la figura 2.3. Un conjunto difuso es convexo si y sólo si:

$$\forall x, y \in X \forall \lambda \in [0,1]: \mu_A(\lambda \cdot x + (1 - \lambda) \cdot y) \geq \min(\mu_A(x), \mu_A(y)) \quad (2.8)$$

Los conjuntos difusos convexos son comúnmente usados para representar variables lingüísticas en controladores difusos.



**Figura 2.3. Funciones Convexas y no Convexas.**

Las formás de las funciones también pueden ser “*Normales*” si al menos tienen un valor en el universo con un grado de membresía unitario, ver figura 2.4 [22].

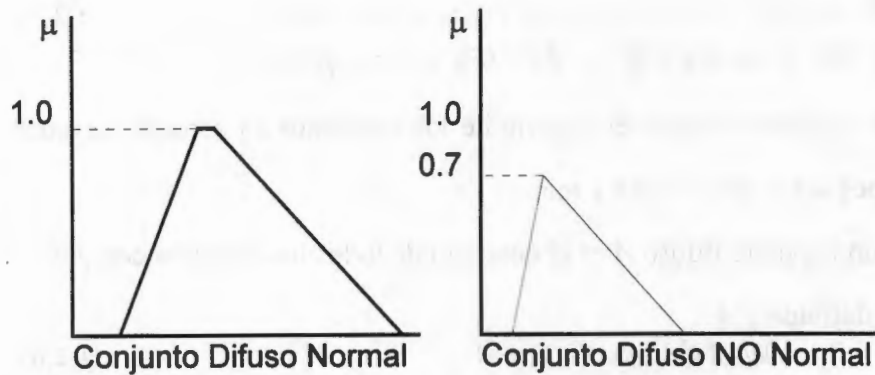


Figura 2.4. Funciones Normales y no Normales

### 2.2.2. Operaciones de conjuntos difusos.

Dos conjuntos difusos son iguales si para cada elemento del universo tienen el mismo grado de membresía.

$$A = B \text{ Si y sólo si } \forall x \in X : \mu_A(x) = \mu_B(x) \quad (2.9)$$

Un conjunto difuso  $A$  es un subconjunto de  $B$  si cada elemento del universo tiene un grado de membresía menor en  $A$  que en  $B$ .

$$A \subseteq B \text{ Si y sólo si } \forall x \in X : \mu_A(x) \leq \mu_B(x) \quad (2.10)$$

En teoría de conjuntos clásicos existen tres operaciones fundamentales que son: unión, intersección y complemento. L.A. Zadeh [3], [4] propone las siguientes evaluaciones:

- Operación lógica "O" también conocida como unión, definida por el máximo de los dos valores posibles.

$$\mu_{A \cup B}(x) = \mu_A(x) \vee \mu_B(x) = \max(\mu_A(x), \mu_B(x)) \quad (2.11)$$

- Operación lógica "Y" también conocida como intersección, definida por el mínimo de los dos valores posibles.

$$\mu_{A \cap B}(x) = \mu_A(x) \wedge \mu_B(x) = \min(\mu_A(x), \mu_B(x)) \quad (2.12)$$



- Operación lógica "NO" también conocida como complemento, definida por:

$$\overline{\mu}(x) = 1 - \mu(x) \quad (2.13)$$

Estas operaciones se usan en el proceso del control difuso conocido como "Evaluación de las reglas" y sirven para obtener un resultado al combinar varios grados de membresía. [23], [30]

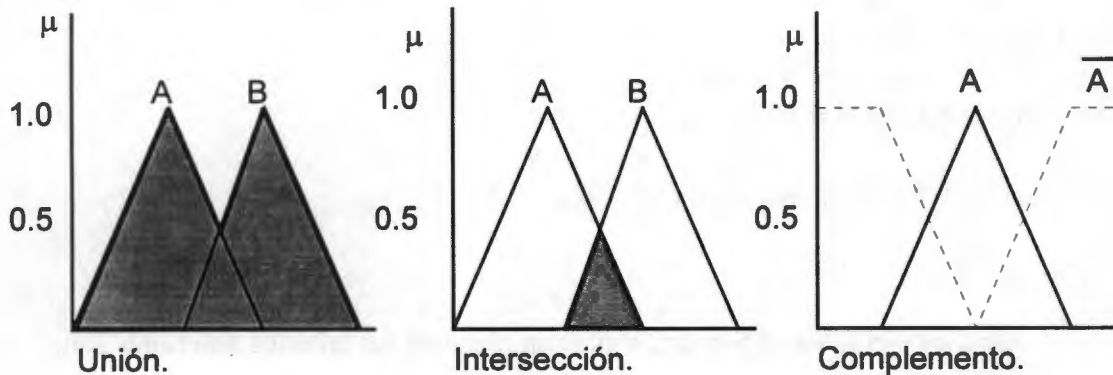
Un resumen parcial de las operaciones anteriores se puede ver en la tabla 2.1

$\mu_A$	$\mu_B$	"O"	"Y"	$1 - \mu_A$
0.0	0.0	0.0	0.0	1
1.0	0.0	1.0	0.0	0
0.0	1.0	1.0	0.0	1
.5	.4	.5	.4	.5
.3	.6	.6	.3	.7

**Tabla 2.1. Resultado parcial de las principales operaciones lógicas difusas.**

Como se puede observar los resultados son los mismos que en la lógica Booleana cuando las entradas toman los valores definidos 0 ó 1, en cambio cuando las entradas toman valores intermedios sólo con la lógica difusa se puede evaluar.

Una representación de las operaciones anteriores mediante diagramas de Venn se puede ver en la figura 2.5 [22]



**Figura 2.5. Diagramas de Venn de las operaciones: Unión, Intersección y Complemento.**

Una manera más general de representar las operaciones de unión, intersección y complemento son las normas triangulares T-norma y S-norma o Co-norma.[1],[2]

La operación T-norma  $\hat{\star}$  representa la intersección si satisface los siguientes criterios:

$$T-1: a \hat{\star} b = b \hat{\star} a$$

$$T-2: (a \hat{\star} b) \hat{\star} c = a \hat{\star} (b \hat{\star} c)$$

$$T-3: a \leq b \text{ y } b \leq d \text{ implica } a \hat{\star} b \leq c \hat{\star} d$$

$$T-4: a \hat{\star} 1 = a \tag{2.14}$$

Algunos ejemplos de T-normas que cumplen con los criterios anteriores son :

- Intersección difusa  $\min\{x, y\}$
- Producto algebraico  $xy$
- Producto ponderado  $x \hat{\star} y = \max\{0, x + y - 1\}$
- producto drástico  $x$  si  $y=1$   
 $y$  si  $x=1$   
 $0$  si  $x, y < 1$

$\star$

La operación S-norma o Co norma  $\vee$  representa la unión si satisface los siguientes criterios:

$$S-1: a \vee b = b \vee a$$

$$S-2: (a \vee b) \vee c = a \vee (b \vee c)$$

$$S-3: a \leq b \text{ y } b \leq d \text{ implica } a \vee b \leq c \vee d$$

$$S-4: a \vee 0 = a \tag{2.15}$$

Algunos ejemplos de S-normas que cumplen con los criterios anteriores son:

- Unión difusa  $\max\{x, y\}$
- Suma algebraica  $x + y - xy$
- Suma ponderada  $x \vee y = \min\{1, x + y\}$

- producto drástico
  - $x$  si  $y=0$
  - $y$  si  $x=0$
  - $1$  si  $x,y > 0$

La operación complemento al menos debe de satisfacer los siguientes criterios:

$$C-1: c(0) = 1$$

$$C-2: a < b \text{ implica } c(a) > c(b)$$

$$C-3: c(c(a)) = a \quad (2.16)$$

### 2.3. Relaciones difusas.

Una relación difusa de  $n$  dimensión es el producto cartesiano de  $n$  conjuntos difusos. Si  $A_1, \dots, A_n$  son conjuntos difusos en  $U_1, \dots, U_n$  respectivamente, el producto cartesiano de  $A_1, \dots, A_n$  es un conjunto difuso en el espacio de los productos  $U_1 \times U_2 \times \dots \times U_n$  con una función de membresía igual a:

$$\mu_{A_1 \times \dots \times A_n}(u_1, u_2, \dots, u_n) = \min\{\mu_{A_1}(u_1), \dots, \mu_{A_n}(u_n)\} \quad (2.17)$$

Desde el punto de vista de la teoría del control difuso las relaciones difusas permiten obtener matrices a partir de parejas de datos. Por ejemplo: Si se tienen dos conjuntos difusos A y B [22]

$$A = \frac{.2}{x_1} + \frac{.5}{x_2} + \frac{1}{x_3} \quad ; \quad B = \frac{.3}{y_1} + \frac{.9}{y_2}$$

la relación R estaría dada por:

$$R = A \times B = \begin{bmatrix} \wedge(.2,.3) & \wedge(.2,.9) \\ \wedge(.5,.3) & \wedge(.5,.9) \\ \wedge(1,.3) & \wedge(1,.9) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} .2 & .2 \\ .3 & .5 \\ .3 & .9 \end{bmatrix}$$

### 2.3.1. Operaciones de relaciones difusas.

Si  $R$  y  $S$  son relaciones difusas, la intersección de  $R$  y  $S$  está definida por:

$$\forall (x, y) \in X \times Y: \mu_{R \cap S}(x, y) = \min(\mu_R(x, y), \mu_S(x, y)) \quad (2.18)$$

Donde en lugar del mínimo puede usarse cualquier otra operación T-norma.

La unión de  $R$  y  $S$  está definida por:

$$\forall (x, y) \in X \times Y: \mu_{R \cup S}(x, y) = \max(\mu_R(x, y), \mu_S(x, y)) \quad (2.19)$$

Donde en lugar del máximo puede usarse cualquier otra operación S-norma.

Si  $R$  y  $S$  son Relaciones difusas en  $U \times V$  y  $V \times W$ , respectivamente, la composición de  $R$  y  $S$  es una relación difusa denotada por  $T = R \circ S$  también conocida como operación Max Min y definida por:

$$\mu_T(u, w) = \max_{v \in V} \{ \min(\mu_R(u, v), \mu_S(v, w)) \} \quad (2.20)$$

$$\mu_T(u, w) = \vee_{v \in V} \{ \mu_R(u, v) \wedge \mu_S(v, w) \} \quad (2.21)$$

Dicho en otras palabras si  $R$  es una relación de los universos  $U \times V$  y  $S$  es una relación de los universos  $V \times W$  la composición  $T$  es una relación que permite relacionar directamente a los universos  $U \times W$ . Desde el punto de vista de la teoría del control difuso las composiciones difusas permiten resolver reglas de inferencia del tipo "Si antecedente 1 y antecedente 2 entonces consecuencia".

Ejemplo: Si se tienen dos Relaciones difusas,  $R$  y  $S$  [22]

$$R = \begin{bmatrix} .7 & .5 \\ .8 & .4 \end{bmatrix} ; S = \begin{bmatrix} .9 & .6 & .2 \\ .1 & .7 & .5 \end{bmatrix}$$

La composición  $T$  está dada por:

$$T = \begin{bmatrix} \vee((.7 \wedge .9), (.5 \wedge .1)) & \vee((.7 \wedge .6), (.5 \wedge .7)) & \vee((.7 \wedge .2), (.5 \wedge .5)) \\ \vee((.8 \wedge .9), (.4 \wedge .1)) & \vee((.8 \wedge .6), (.4 \wedge .7)) & \vee((.8 \wedge .2), (.4 \wedge .5)) \end{bmatrix} =$$

$$T = \begin{bmatrix} \vee(.7, .1) & \vee(.6, .5) & \vee(.2, .5) \\ \vee(.8, .1) & \vee(.6, .4) & \vee(.2, .4) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} .7 & .6 & .5 \\ .8 & .6 & .4 \end{bmatrix}$$

Este mismo ejemplo se puede observar en forma gráfica en la figura 2.6

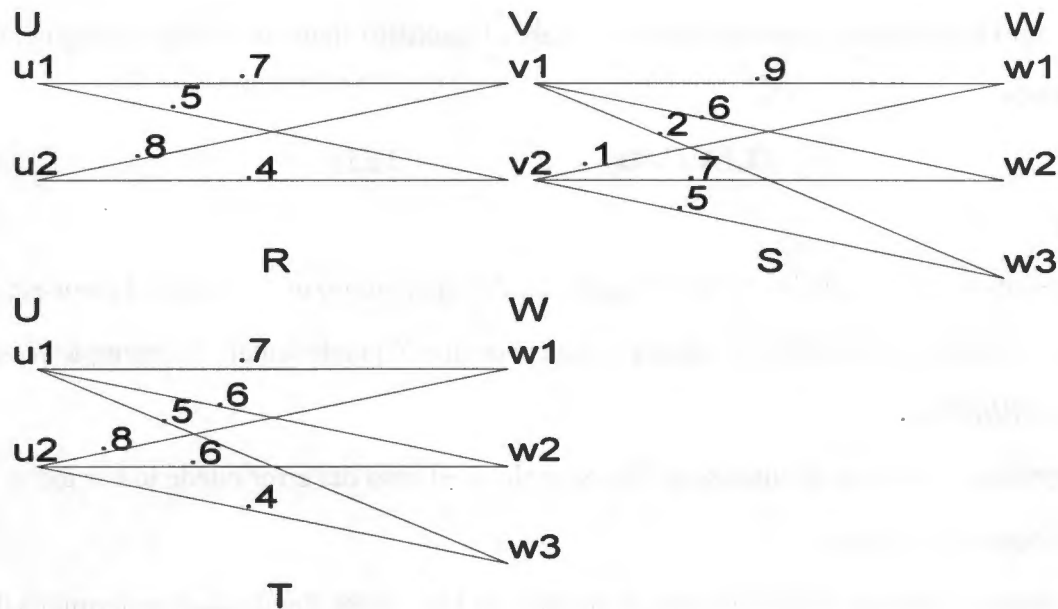


Figura 2.6. Combinación de las Relaciones difusas R y S para obtener la relación difusa T

### 2.3.2. El principio de extensión.

El principio de extensión es una herramienta que permite generalizar los conceptos de la matemática tradicional a los conjuntos difusos. Si  $A_1, \dots, A_n$  son conjuntos difusos definidos en  $U_1, \dots, U_n$  y  $f$  es una función no difusa  $f: U_1 \times \dots \times U_n \rightarrow V$ . El principio de extensión permite aplicar una función  $f$  sobre los conjuntos  $A_1, \dots, A_n$  y obtener un conjunto difuso  $F$  en  $V$ . Al aplicar una función  $f$  sobre los conjuntos  $A_1, \dots, A_n$  se obtiene la siguiente función de membresía para el conjunto difuso  $F$ .

$$\mu_F(v) = \sup_{f(u_1, \dots, u_n) = v} \min(\mu_{A_1}(u_1), \dots, \mu_{A_n}(u_n)) \quad (2.22)$$

cuando  $f^{-1}(v)$  existe. En caso contrario  $\mu_A(v) = 0$

### 2.3.3. Variables lingüísticas.

La unidad básica de razonamiento aproximado son las variables lingüísticas. En [4] Zadeh establece por variable lingüística aquellas cuyos valores estén determinados por palabras o sentencias. Por ejemplo Voltaje es una variable lingüística si sus valores son alto, bajo y bien en lugar de 150, 127 y 150 volts.

En razonamiento aproximado una variable lingüística tiene asociados los siguientes parámetros:

$$\{X, LX, U, M_x\} \quad (2.23)$$

Donde :

$X$  representa el nombre de la variable lingüística. Por ejemplo *error, cambio del error* etc.

$LX$  representa el conjunto de los valores lingüísticos que  $X$  puede tomar. Por ejemplo  $\{NA, NB, CE, PB, PA\}$

$U$  representa el universo en discusión. Por ejemplo en el caso del error puede tomar todos los valores de  $-0.5$  a  $0.5$  pu

$M_x$  es una función semántica que permite interpretar los valores lingüísticos en términos de elementos de  $U$ .

$$M_x: LX \rightarrow \tilde{LX} \quad (2.24)$$

Donde  $\tilde{LX}$  es la notación para el conjunto difuso definido sobre  $U$ .

$$\tilde{LX} = \sum_U \mu_{LX}(x) / x \quad \text{Para el caso de } U \text{ discreto.} \quad (2.25)$$

$$\tilde{LX} = \int_U \mu_{LX}(x) / x \quad \text{Para el caso de } U \text{ continuo.} \quad (2.26)$$

### 2.3.4. Calificadores.

Otro tipo de operaciones que permiten conocer que tanto un elemento pertenece a un conjunto son elevar al cuadrado y la raíz cuadrada de un número difuso.

Si  $F$  es un conjunto difuso en  $U$ , el conjunto difuso *muy\_cercano\_F* en  $U$  está definido por:

$$\mu_{\text{muy\_cercano\_}F} = (\mu_F(u))^2 \quad (2.27)$$

Elevar al cuadrado un número aumenta la diferencia que existe entre verdad (1) y el grado de pertenencia de este número, por ejemplo si el grado de pertenencia del conjunto *error bajo* es .8, el grado de pertenencia del conjunto *muy cercano a error bajo* es .64

Si  $F$  es un conjunto difuso en  $U$ , el conjunto difuso *algo\_cercano\_F* en  $U$  está definido por :

$$\mu_{\text{algo\_cercano\_}F} = (\mu_F(u))^{1/2} \quad (2.28)$$

La raíz cuadrada de un número disminuye la diferencia que existe entre verdad (1) y el grado de pertenencia de este número, por ejemplo si el grado de pertenencia del conjunto *error bajo* es .8, el grado de pertenencia del conjunto *algo cercano a error bajo* es .89

### 2.3.5. Modus Ponens y Modus Tollens.

En lógica difusa y razonamiento aproximado hay dos reglas de inferencia llamadas Modus Ponens generalizado y Modus Tollens generalizado.

La regla de inferencia Modus Ponens Generalizado (MPG) está definida por el siguiente procedimiento:

premisa 1:  $x$  es  $A'$

premisa 2: Si  $x$  es  $A$ , entonces  $y$  es  $B$

premisa 3: consecuencia :  $y$  es  $B'$

donde  $A'$ ,  $A$ ,  $B$ ,  $B'$  son conjuntos difusos y  $x$ ,  $y$  son variables lingüísticas.

La regla de inferencia Modus Tollens Generalizado (MTG) está definida por el siguiente procedimiento:

premisa 1:  $y$  es  $B'$

premisa 2: *Si x es A, entonces y es B*

consecuencia : *x es A'*

donde  $A', A, B, B'$  son conjuntos difusos y  $x, y$  son variables lingüísticas.

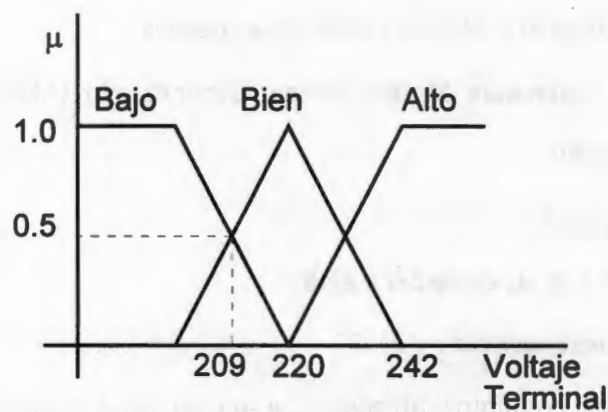
## 2.4. Operación de un Control difuso con el método de Mamdani.

La operación de un control difuso de Mamdani [38] involucra tres pasos que son:

- Generación de los valores difusos "Fuzzification"
- Evaluación de las reglas.
- Generación de los valores Reales "Defuzzification".

La generación de los valores difusos involucra tomar el valor de una variable de entrada y referirlo a una función de membresía almacenada, para producir una entrada difusa. Por ejemplo si el voltaje terminal de un generador es de 209 Volts se tiene un grado de membresía de .5 con respecto al conjunto de los valores identificados por "Bien" y "Bajo" como se ve en la figura 2.7.

La evaluación de las reglas es donde se determina que acción de control deberá ocurrir en respuesta a un valor de entrada.

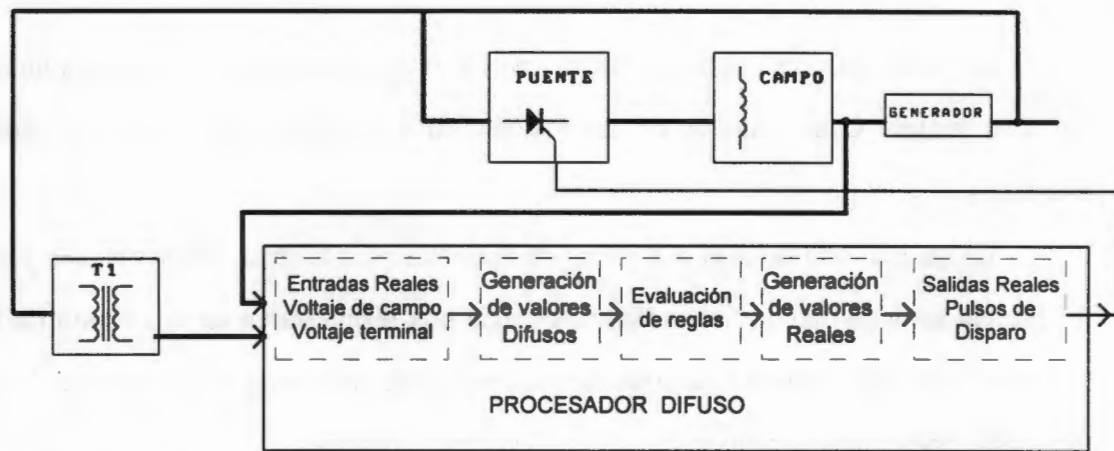


**Figura 2.7.** Al valor de 209 volts le corresponde un grado de membresía de .5 Bajo, .5 Bien y 0 Alto.



La generación de valores reales es el proceso de combinar todas las salidas difusas y obtener como resultado un valor real que pueda ser aplicado al sistema de salida.

En la figura 2.8 se puede observar el diagrama a bloques de un control difuso de un sistema de excitación, las entradas reales al procesador difuso son: El voltaje terminal y el voltaje de campo, las salidas de este bloque pasan a los pasos del procesador difuso descritos anteriormente y por último se obtiene como salida real un pulso para disparar el puente de rectificadores controlados.



**Figura 2.8. Diagrama a bloques de un control difuso de un sistema de excitación.**

#### **2.4.1. Generación de los valores difusos.**

Como se muestra en el diagrama a bloque de la figura. 2.9 la generación de los valores difusos consiste en obtener a partir de valores reales actuales, y por medio de funciones de membresía, almacenadas en memoria, los grados de membresía o pertenencia o sea, salidas difusas. [23],[30]



**Figura 2.9. Diagrama a bloques del proceso de Generación de los valores difusos.**

El primer paso es asignar etiquetas en el universo de discusión, para cada una de las entradas reales. Cada entrada de un sistema difuso puede tener múltiples etiquetas asignadas.

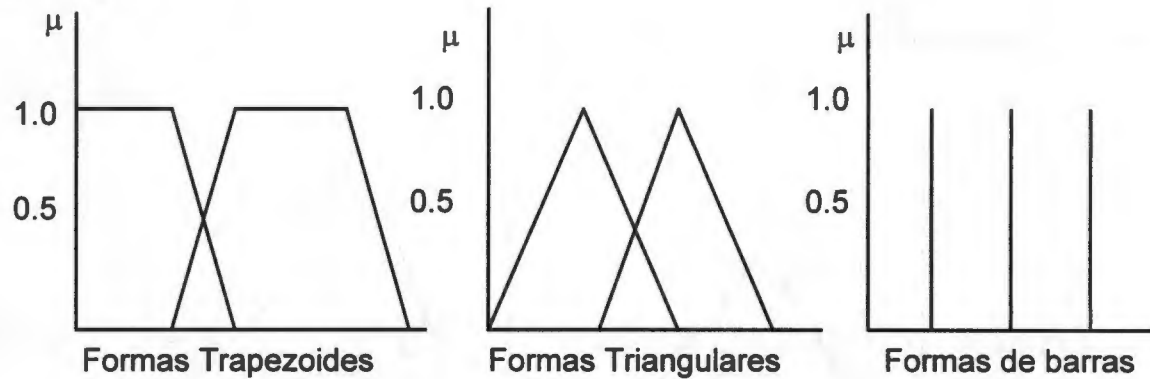
En general con un mayor número de etiquetas para asignar o describir las variables de entrada se tiene mayor resolución, resultando una respuesta en un contorno más lineal. Por otra parte, un número excesivo de etiquetas (más de 9 regiones) requiere de mayor tiempo de computación y puede inducir a un sistema inestable.

El número de etiquetas para cada variable de un sistema difuso, es entre 3 y 9; se recomienda usar siempre un número impar (3,5,7,9), debido a que se intenta poner en la superficie de un control difuso, un conjunto normal y convexo para que éste sea balanceado y simétrico. Por ejemplo en el voltaje terminal del generador se tendría un conjunto de valores de voltajes considerado como "Bien" y hacia abajo y arriba conjuntos de valores considerados como voltajes "Bajo" y "Alto" respectivamente. Ver figura 2.2.

El siguiente paso es establecer las funciones de membresía, dando el significado numérico para cada etiqueta. El tipo de las funciones de membresía afecta al proceso de generación de valores difusos y reales en el tiempo por el microcontrolador.

Las funciones pueden tomar diferentes tipos, siendo las más usadas las que se muestran en la figura 2.10. que son:

- Triangular .
- Trapezoide.
- Barra o "singleton".
- Campanas.



**Figura 2.10. Formas geométricas de las funciones más usadas.**

Aunque otros tipos pueden ser representativos del fenómeno ocurrido, éstos requieren ecuaciones más complicadas y de tablas mayores de estimación para representarlas con mayor precisión.

Las formas triangulares representan fenómenos con distribuciones lineales a partir de un punto. Por ejemplo, en el voltaje terminal del generador se considera que el rango de voltajes hacia arriba del voltaje considerado como "Bien", van perdiendo grados de membresía linealmente y de manera similar los voltajes hacia abajo.

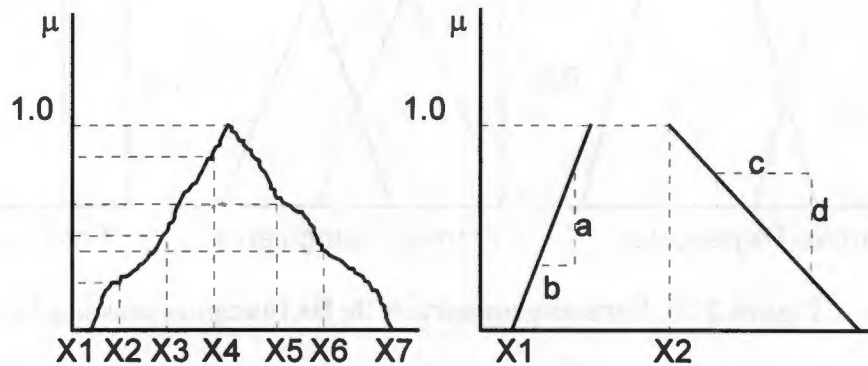
Las formas trapezoides permiten definir los conjuntos en los extremos del universo en discusión, por ejemplo en el voltaje terminal del generador los conjuntos "Alto" y "Bajo".

Las barras son de fácil interpretación en la computadora y permiten un algoritmo fácil para la generación de valores reales, esta forma se usa frecuentemente para describir salidas difusas.

Una función de membresía de una etiqueta dada, se crea por un conjunto de números, que son el grado de membresía para cada posible valor de entrada.

Cuando se implementan éstas por medio de microcontroladores, dependiendo del tipo de función de membresía, se pueden usar básicamente dos técnicas que se muestran en la figura 2.11 y son:

- Tablas.
- Punto pendiente.



**Figura 2.11. Técnicas de Representación de funciones.**

Una tabla estimativa es una representación común para un tipo arbitrario de función, y proporciona algoritmos muy rápidos para la generación de valores difusos pero también consume más memoria. Por otra parte en la representación punto pendiente, a través de funciones triangular, trapezoide o barra, se usa un mínimo espacio en memoria, pero usa más tiempo de programa.

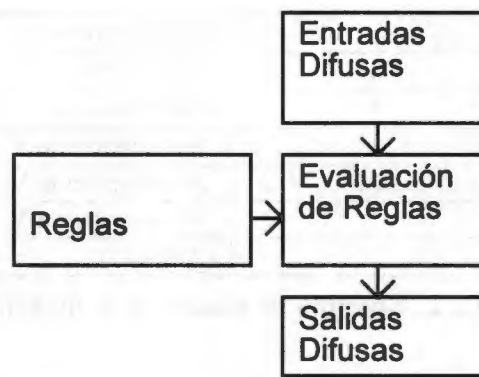
Para encontrar los valores difusos, se puede utilizar alguno de los métodos siguientes:

- Si el conjunto está definido numéricamente, por medio de tablas de búsqueda, equivale a extender una línea de referencia vertical a través de la entrada real y determinar el valor donde de intersección de las funciones de membresía.
- Si el conjunto está definido por medio de punto pendiente, se localiza primero al conjunto que pertenece, y luego por medio de la pendiente y la ecuación de la recta, se calcula el valor de pertenencia.

- Si el conjunto está representado por una definición de una expresión matemática, por ejemplo una campana de Gauss, se realiza el cálculo de esta expresión.

#### 2.4.2. Evaluación de reglas.

La evaluación de las reglas es el segundo paso en el procesamiento de la lógica difusa, como se muestra en la figura 2.12. El procesador usa reglas lingüísticas para determinar que acción de control deberá ocurrir, en respuesta a un conjunto de valores de entrada. [23],[30]



**Figura 2.12. Diagrama a bloques del proceso de Evaluación de Reglas.**

Las reglas difusas son comúnmente generadas por declaraciones "si entonces", que describen la acción a ser tomada en respuesta a varias entradas difusas.

Aunque las reglas parecen un lenguaje libre y natural, están definidas por términos lingüísticos y una sintaxis estricta.

La sintaxis de las reglas está dada por la siguiente estructura:

*Si antecedente 1 "Y" antecedente 2 "Y" ..., entonces consecuencia 1 y consecuencia 2 y...*

donde:

El término "Y" es el operador lógico difuso.

Los *antecedentes* son de la forma: *Variable de entrada = Etiqueta*

Las *consecuencias* son de la forma: *Variable de Salida = Etiqueta*

Las reglas aseguran el comportamiento común del sistema y son escritas, en término de las etiquetas lingüísticas de las funciones de membresía.

En un sistema de dos entradas y una salida, las reglas pueden ser representadas por una matriz de asociación difusa "FAM".

Por ejemplo en un control difuso de voltaje de un generador, las entradas son, el voltaje terminal y los cambios de éste con respecto al tiempo y la salida es el voltaje de campo, como se puede ver en la tabla 2.2.

Cambio en V.T.	Voltaje Terminal (V.T.)		
	Bajo	Bien	Alto
Muy positivo. (M.P.)	*	Disminuye poco V.C.	*
Poco positivo. (P.P.)	*	No incrementa V. C.	*
Cero.	Aumenta poco V.C	No incrementa V. C.	Disminuye poco V.C
Poco negativo. (P.N.)	*	No incrementa V. C.	*
Muy negativo. (M.N.)	*	Aumenta poco V.C.	*

**Tabla 2.2. Ejemplo de matriz de asociación difusa.**

El primer paso en la evaluación de reglas es el proceso de evaluar el grado de membresía de cada antecedente de reglas (generación de valores difusos).

El siguiente paso es encontrar el grado de verdad (peso de regla) para cada regla. Aquí, los antecedentes son conectados por el operador "Y".

Con el operador difuso "Y", el valor mínimo de verdad de los antecedentes se selecciona para determinar el peso total de la regla.

Por ejemplo en la siguiente regla el peso es de .25 .

*Si el voltaje terminal está alto (.25), y el cambio de voltaje es positivo grande (.4) , entonces el incremento en voltaje de campo es negativo grande.*

El siguiente paso es determinar la salida difusa por la comparación de los pesos de todas las reglas, que especifican la misma etiqueta de consecuencia. Con el operador difuso "O", el máximo valor de verdad de todas las reglas con la misma consecuencia será el valor de salida difuso de las reglas evaluadas.

Por ejemplo:

*Si el voltaje terminal está "Alto" (.25), y el cambio de voltaje es "Cero" (.4) , entonces el incremento en voltaje de campo es "Disminuye poco". **Peso de la regla = .25***

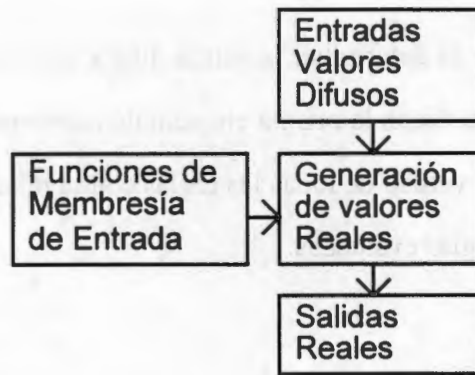
*Si el voltaje terminal está "Bien" (.8), y el cambio de voltaje es "Positivo grande" (.4) , entonces el incremento en voltaje de campo es "Disminuye poco". **Peso de la regla = .4***

El valor de salida difuso de: Incremento de voltaje de campo **"Disminuye poco" = .4**

El método usado aquí para la evaluación de reglas es llamado inferencia "MIN-MAX", ya que se toma el mínimo peso de los antecedentes para determinar el peso de las reglas y el máximo peso de las reglas (consecuencia), para determinar la salida difusa. Este método es equivalente al usado para calcular el valor de pertenencia de una Combinación de Relaciones difusas.

#### **2.4.3. Generación de valores Reales**

El paso final en el control difuso es el proceso de combinar todas las salidas difusas en una específica, resultando un valor real que puede ser aplicado al sistema de salida, ver figura 2.13 [23],[30]



**Figura 2.13. Diagrama a bloques del proceso de Generación de valores Reales.**

En la generación de valores reales, todas las salidas significativas difusas, se combinan en un resultado específico para cada variable de salida.

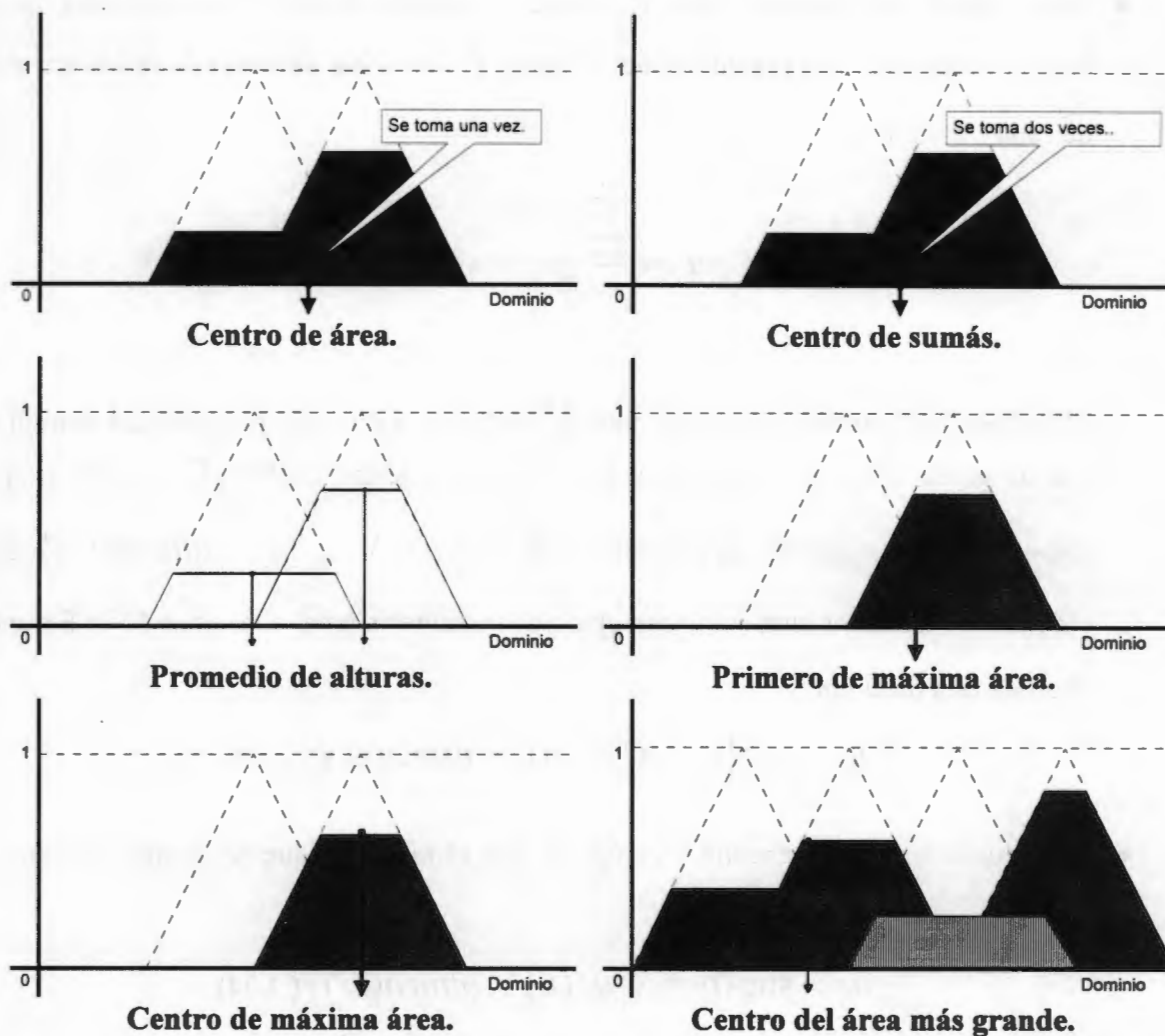
Los 6 métodos más comúnmente usados para obtener valores reales a partir de valores difusos se muestran en la figura 2.14 y son:

- Centro de área o gravedad.
  - Centro de sumás.
  - Por alturas.
  - Primero de máximo.
  - Mediano de máximo.
  - Centro de la mayor área.
- 
- El método de centro de área o centro de gravedad, se realiza mediante la siguiente ecuación

$$u^* = \frac{\sum_{i=1}^l u_i \cdot \mu_U(u_i)}{\sum_{i=1}^l \mu_U(u_i)} \quad (2.29)$$

En este caso la salida de control  $\tilde{U}$  o  $\mu_U$  es calculada como la unión de todas las salidas de control recortadas.  $\tilde{U} = \bigcup_{k=1}^m CL\tilde{U}^{(k)}$  (2.30)





**Figura 2.14. Diferentes métodos de obtención de los valores reales a partir de valores difusos.**

- El método de centro de sumas es similar al de centro de gravedad, la diferencia es que en lugar de tomar la unión de las áreas de cada salida recortadas, se realizan las sumas de estas áreas o sea que las áreas comunes se toman dos veces.

$$u^* = \frac{\sum_{i=1}^l u_i \cdot \sum_{k=1}^n \mu_{CLU^{(k)}}(u_i)}{\sum_{i=1}^l \sum_{k=1}^n \mu_{CLU^{(k)}}(u_i)} \quad (2.31)$$

- El método de las alturas es similar a utilizar funciones de membresía de salida de tipo barra, ya que sólo se toma en cuenta la altura  $f_k$ , en lugar de tomar la salida recortada de cada conjunto.

$$u^* = \frac{\sum_{k=1}^m c^{(k)} \cdot f_k}{\sum_{k=1}^m f_k} \quad (2.32)$$

- El método del primero con el máximo  $\tilde{U}$  utiliza el valor más pequeño del dominio  $X$  con un grado máximo de membresía en  $\tilde{U}$ . Si se define  $altura(U) = \sup_{u \in X} \mu_U(u)$  como el grado de membresía más alto de  $\tilde{U}$  y  $\{u \in X | \mu_U(u) = altura(U)\}$  es el conjunto de todos los elementos con grado de membresía igual a la  $altura(U)$ . Entonces la salida está dada por :

$$u^* = \inf_{u \in X} \{u \in X | \mu_U(u) = altura(U)\} \quad (2.33)$$

- Un método similar es encontrar el último con el máximo, que se realiza mediante la siguiente ecuación :

$$u^* = \sup_{u \in X} \{u \in X | \mu_U(u) = altura(U)\} \quad (2.34)$$

- El método de la media del máximo utiliza el promedio del primero y del último con el máximo.

$$u^* = \frac{\inf_{u \in X} \{u \in X | \mu_U(u) = altura(U)\} + \sup_{u \in X} \{u \in X | \mu_U(u) = altura(U)\}}{2} \quad (2.35)$$

- El método del centro de la mayor área se usa cuando la unión de los conjuntos de las funciones de membresía de salida es no convexo.

Una de las técnicas usadas comúnmente en la generación de valores reales es la llamada del centro de gravedad ("COG"), o método del centroide.

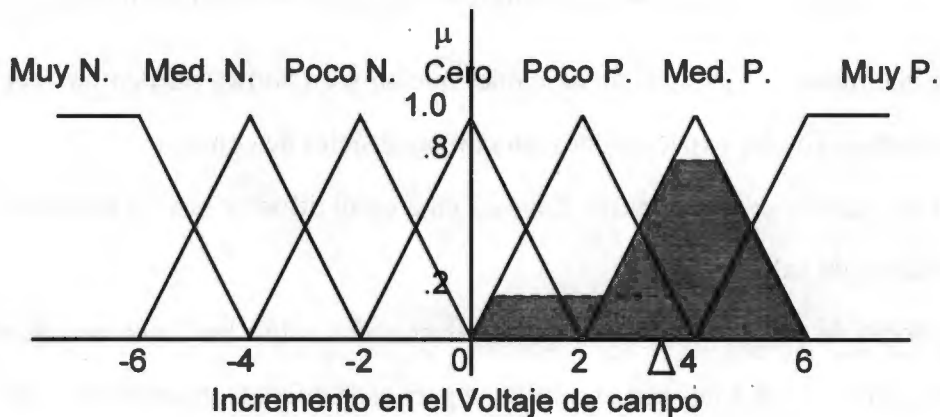
$$\text{Salida Real} = \frac{\sum_{x=a}^b \mu(x) \cdot x}{\sum_{x=a}^b \mu(x)} \quad (2.36)$$

Este método consiste de los siguientes pasos:

- Truncar cada función de membresía de salida, arriba del valor indicado por su salida difusa.
- Calcular el punto de balance del centro de gravedad del área truncada, para que éste represente un valor real de salida.

Tomando como ejemplo la figura 2.15 se tiene la siguiente ecuación:

$$\text{Salida Real} = \frac{\sum_{x=a}^b \mu(x) \cdot x}{\sum_{x=a}^b \mu(x)} = \frac{1 \times .2 + 2 \times .2 + 3 \times .5 + 4 \times .8 + 5 \times .5}{.2 + .2 + .5 + .8 + .5} = 3.5$$



**Figura 2.15. Generación de valores reales a partir de funciones triangulares.**

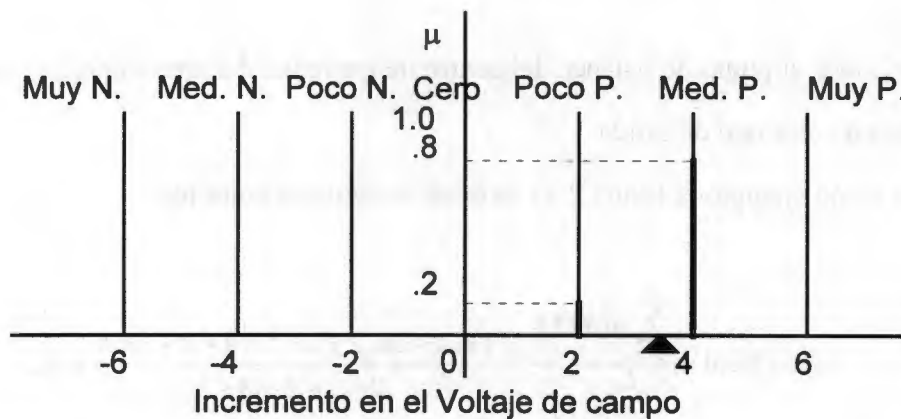
Cuando se utilizan funciones de membresía de barra se simplifican los cálculos considerablemente. El COG se reduce al cálculo de promedios de pesos.

$$\text{Salida Real} = \frac{\sum_i (\text{Salidas Difusas})_i \times (\text{posicion de la barra en el eje } x)_i}{\sum_i (\text{Salidas Difusas})_i} \quad (2.37)$$

Con este método se obtiene bastante precisión sin tomar demasiado tiempo de cálculo.

Tomando como ejemplo la figura 2.16 se tiene la siguiente ecuación:

$$\text{Salida Real} = \frac{2 \times .2 + 4 \times .8}{.2 + .8} = 3.6$$



**Figura 2.16. Generación de valores reales a partir de barras.**

Sin embargo otros tipos de funciones que no sean barras, pueden proveer una salida más consistente con las expectativas para las superficies de control.

En resumen; existen 3 pasos clave en un control difuso y son las siguientes:

1. Generación de valores difusos.

Es el proceso de proyectar los valores de las entradas sobre las funciones de membresía, para determinar el valor de verdad resultante para cada etiqueta, obteniendo como resultado el grado de verdad (salida difusa), para cada función de membresía.

2. Evaluación de reglas.

Es el cálculo del valor de verdad, de cada regla. En una inferencia "MIN-MAX", éste es igual al valor mínimo de los antecedentes (entradas difusas) para cada regla. Las salidas

difusas son entonces calculadas por la determinación del valor máximo de peso de la regla para cada etiqueta común de salida.

### 3. Generación de valores reales.

Es el proceso del cálculo del centro de gravedad de todas las salidas difusas para una variable de salida dada para determinar una acción real de salida.

## 2.5. Implementación de un control de excitación por medio del algoritmo de Mamdani.

En la mayoría de los sistemas de ingeniería hay dos fuentes de información importantes: [27]

- Los sensores que permiten efectuar mediciones de las variables, llamada información numérica, por ejemplo, 100 volts, 20.5 amps etc. y
- Los conocimientos proporcionados por el experto que proporciona instrucciones e información del sistema, llamada información lingüística, por ejemplo bajo, alto, que hacer en caso de.. etc.

Los sistemas de control convencionales pueden usar sólo información numérica y tienen la dificultad de incorporar información lingüística.

Debido a que mucha de la información del conocimiento humano es representada en términos lingüísticos, es muy importante incorporarla de manera sistemática y eficiente mediante el uso de la lógica difusa.

Por otra parte el algoritmo de Mamdani tiene la ventaja de que las entradas y salidas son valores reales, y que se proporciona un marco natural para incorporar reglas de los expertos del tipo: *SI antecedente ENTONCES consecuencia.*, donde los *antecedentes* y las *consecuencias* son valores difusos.

Para la construcción de algoritmo de control difuso del sistema de excitación se puede dividir el problema en las siguientes partes:

1. Definir las entradas y salidas que permitan controlar al proceso.
2. Dividir las entradas y salidas en regiones difusas.

3. Generar reglas difusas a partir de pares de datos de entradas y salidas.
4. Diseñar un programa que corra el algoritmo de Mamdani.

### 2.5.1. Definición de las entradas y salidas del control.

Las entradas del controlador son las variables del proceso que permiten observar la variable que se desea controlar, en este caso, el voltaje terminal. Las entradas del algoritmo de control difuso se calculan basándose en este voltaje y son: El error y los cambios del voltaje con respecto a su estado un tiempo de muestreo anterior, esta entrada al control permite efectuar una acción anticipativa, similar a la acción derivativa en un control PID clásico, se usa el cambio de voltaje terminal en lugar del cambio en el error tomando en cuenta que la referencia es constante.

$$\text{Entrada1} = \text{error} = \text{voltaje actual} - \text{Referencia.} \quad (2.38)$$

$$\text{Entrada2} = \text{cambio de voltaje} = \text{voltaje actual} - \text{voltaje anterior.} \quad (2.39)$$

Las salidas del controlador son las variables que permiten modificar la salida de la planta, en este caso, un incremento positivo o negativo en el voltaje del control de excitación.

$$\text{Salida} = \text{incremento de voltaje del control de excitación.} \quad (2.40)$$

### 2.5.2. División de las entradas y salidas en regiones difusas.

Las variables de entrada y salida de los controles difusos se pueden representar en una gráfica de dos ejes, siendo el eje de las abscisas el universo de todos los posibles valores que pueden tomar estas variables y el eje de ordenadas el grado de pertenencia de la variable de entrada con respecto a una región. Para formar estas regiones se dividió usando los siguientes criterios:

- Una región positiva, una negativa y una de valores cercanos a cero.
- La región positiva y negativa se dividió a su vez en alto y bajo.

- Se distribuyeron los valores de pertenencia en forma simétrica.
- Se usaron representaciones de tipo triangular y trapezoidal para las funciones.

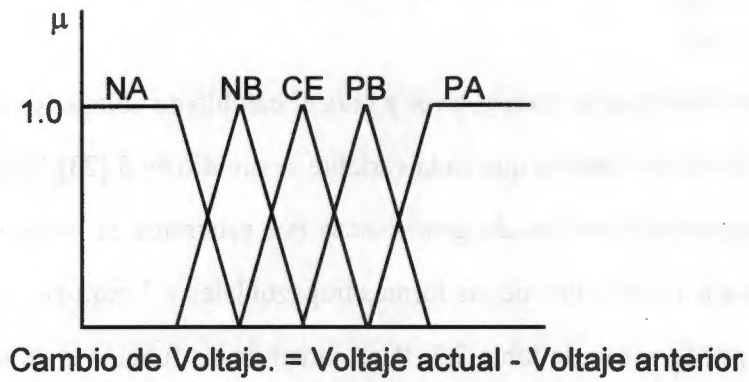
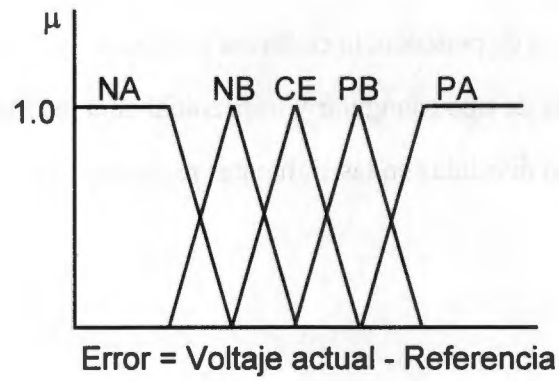
Las entradas quedaron divididas en las siguientes regiones:

- NA Negativo alto.
- NB Negativo bajo.
- CE Cero.
- PB Positivo bajo.
- PA Positivo alto.

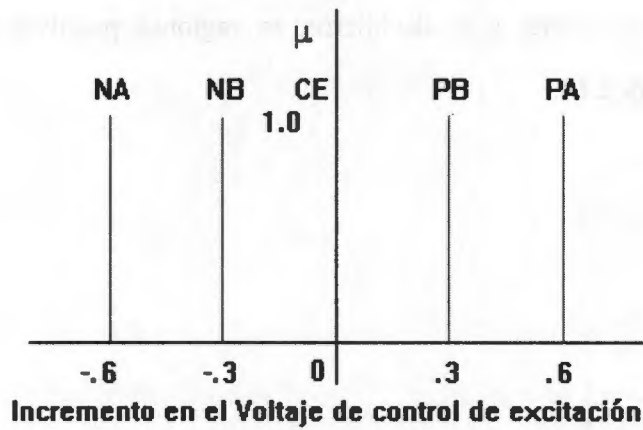
Las funciones usadas para el error y para el cambio de voltaje terminal se muestra en la figura 2.17 donde se observa que cada variable se dividió en 5 [23],[30].

Para representar las formás geométricas por programa se construyó una tabla que contiene 2 datos para cada una de las formás trapezoidales y 3 para las formás triangulares, tal y como se puede ver en la tabla 2.3. Para construir las funciones de membresía a partir de la tabla, hay que unir los puntos que definen a cada función con rectas.

Para la variable de salida, ( $\Delta v_c$ ) “incremento de voltaje de control de excitación”, se usaron funciones de barra, y se dividieron en regiones positivas y negativas como se muestra en la figura 2.18.



**Figura 2.17. Formas geométricas de las funciones usadas para el error y para el cambio de voltaje.**



**Figura 2.18. Formas geométricas de las funciones usadas para el voltaje de control de excitación.**



ERROR (pu)		CAMBIO DE VOLTAJE(pu)	
P1=-.3	NA	P1=-.03	NA
P2=-.15	NA	P2=-.015	NA
P3=-.3	NB	P3=-.03	NB
P4=-.15	NB	P4=-.015	NB
P5=-.0	NB	P5=-.0	NB
P6=-.15	CE	P6=-.015	CE
P7=0	CE	P7=0	CE
P8=.15	CE	P8=.015	CE
P9=0	PB	P9=0	PB
P10=.15	PB	P10=.015	PB
P11=.3	PB	P11=.03	PB
P12=.15	PA	P12=.015	PA
P13=.3	PA	P13=.03	PA

**Tabla 2.3. Puntos que definen las rectas de las funciones de membresía para el error y el cambio de voltaje.**

### 2.5.3. Generación de reglas difusas a partir de pares de datos.

La generación de reglas se realiza usando pares de datos de entrada, definiendo la acción a seguir para cada par de datos, hasta completar el número de combinaciones que se puedan presentar. En este caso si son dos entradas y cada entrada se dividió en 5 regiones, se tienen 25 reglas, por ejemplo:

**Si el error es cero y el cambio de voltaje es cero entonces  $\Delta v_c$  es cero (2.41)**

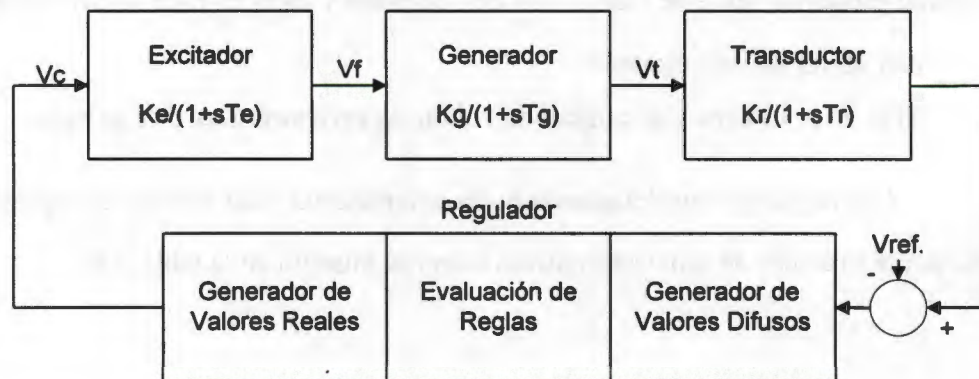
Las reglas se van definiendo hasta completarlas, una manera de representar éstas es mediante matrices de asociación difusa como se muestra en la tabla 2.4.

Cambio de voltaje	Error				
	NA	NB	CE	PB	PA
NA	PA	PA	PB	PB	CE
NB	PA	PB	PB	CE	NB
CE	PA	PB	CE	NB	NA
PB	PB	CE	NB	NB	NA
PA	CE	NB	NB	NA	NA

**Tabla 2.4. Matriz de asociación difusa.**

#### 2.5.4. Análisis de comportamiento dinámico de un control difuso con una máquina aislada.

El análisis del comportamiento del regulador difuso conectado con una máquina aislada, como se muestra en la figura 2.19, tiene como objetivo conocer el comportamiento del regulador difuso y comparar su respuesta con un regulador tipo ST1. El modelo usado para la máquina aislada y el regulador tipo ST1 se muestran en el apéndice A.[61] Las pruebas consistieron en analizar la respuesta a un escalón, mediante gráficas del voltaje terminal y de campo. También se tienen salidas auxiliares, dentro de cada etapa del regulador, para poder obtener gráficas de las funciones de los valores difusos y conocer su comportamiento.



**Figura 2.19. Diagrama a bloques del regulador conectado a una máquina aislada.**

#### **2.5.4.1. Prueba de respuesta a un escalón.**

Esta prueba tiene como objetivos conocer la respuesta en tiempo de un regulador difuso de excitación, conectado a un generador síncrono aislado y analizar el comportamiento del regulador difuso en cada una de sus etapas. La prueba consiste en someter al sistema de condiciones iniciales cero a un escalón en la señal de referencia " $V_{ref}$ " de 1pu. Los resultados obtenidos son los siguientes:

##### **1) Respuesta en tiempo.**

En la figura 2.20 se muestra la respuesta en tiempo del voltaje terminal de un regulador ST1 contra un regulador difuso. De estas gráficas se observa que el regulador difuso lleva el error a cero y se comprueba que el comportamiento es superior a los obtenidos con las simulaciones del regulador tipo ST1 analógico y digital descritos en el apéndice A. Esto se debe a que la acción de tipo integral del regulador difuso lleva el error estacionario a cero, cosa que no ocurre en el regulador tipo ST1, donde predomina la acción proporcional.

##### **2) Generación de valores difusos del error.**

Los valores difusos del error dentro del regulador se muestran en la figura 2.21, donde se observa como varía el grado de pertenencia de las funciones de membresía del error.

##### **3) Generación de valores difusos del cambio de voltaje terminal.**

En la figura 2.23 se puede ver la etapa de generación de valores difusos a partir del cambio de voltaje terminal, donde se observa de manera similar al error como varía el grado de pertenencia de las funciones de membresía del voltaje terminal.

##### **4) Generación de valores reales a partir de los valores difusos de las funciones de membresía de salida.**

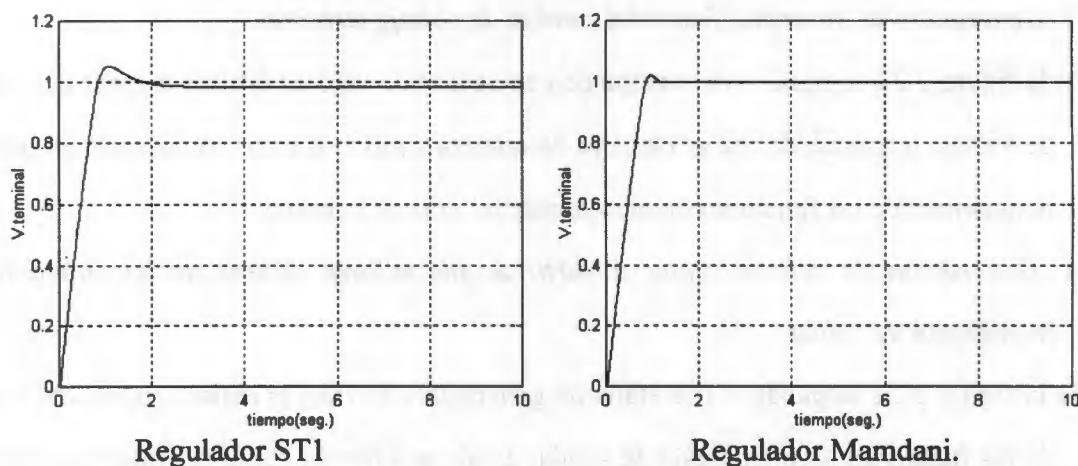
En la figura 2.22 se puede ver la etapa de generación de valores reales a partir del cambio de las funciones de membresía de salida, donde se observa como el voltaje de salida de control está calculada mediante es el promedio de todas las salidas para cada instante de tiempo y que la salida es de tipo incremental.

**5) Respuesta en el plano de fase del regulador.**

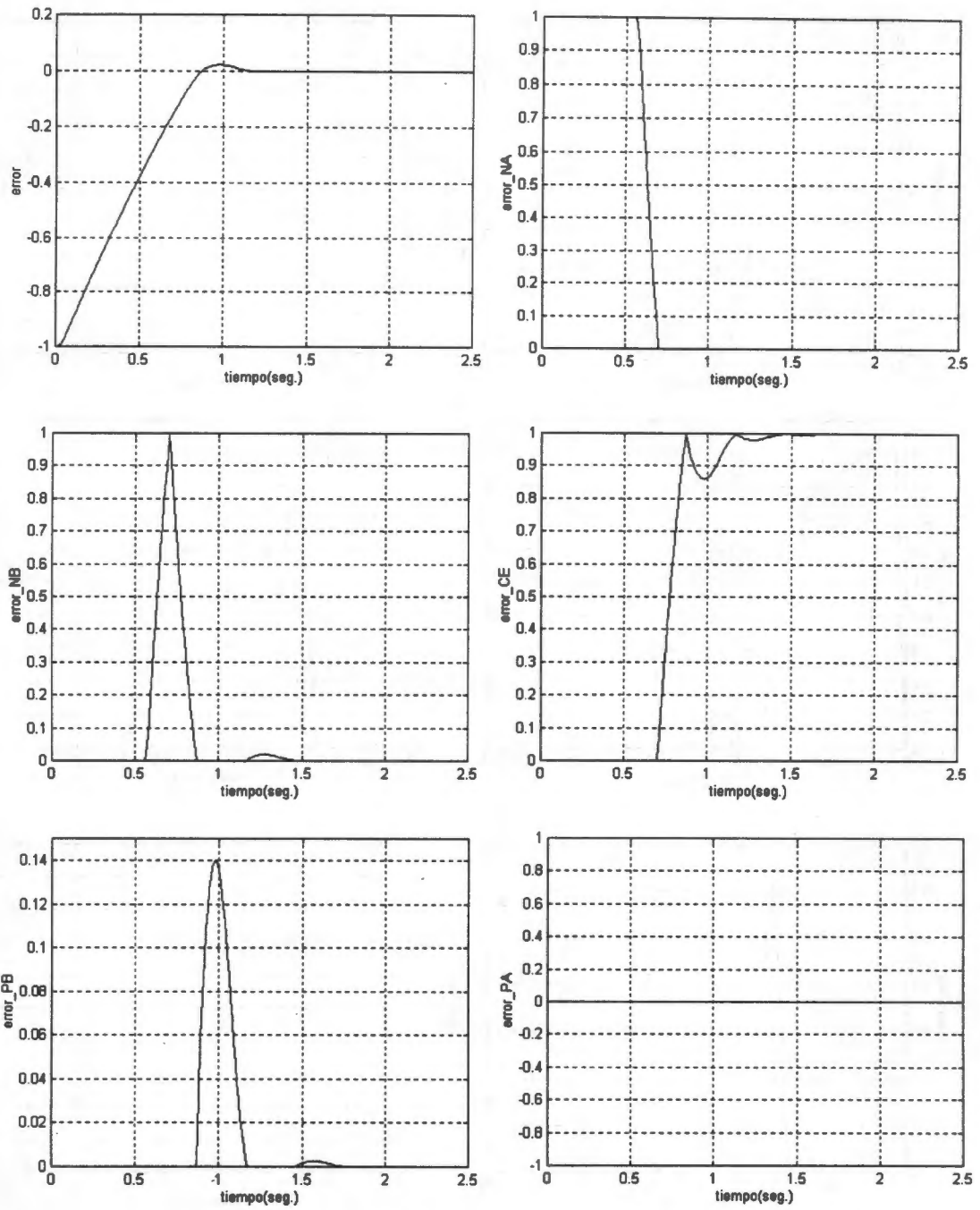
De las figuras 2.21 , 2.23 y 2.22 se puede deducir el comportamiento que debe tomar la etapa de evaluación de las reglas dentro de la FAM, tal y como se ve en la tabla 2.5, observándose un comportamiento estable en este caso. El comportamiento contra tiempo de la matriz FAM se puede ver en la figura 2.24 donde se observan gráficas del error contra el cambio del voltaje terminal, observándose un comportamiento estable.

Cambio de voltaje	Error				
	NA	NB	CE	PB	PA
NA	PA	PA	PB	PB	CE
NB	PA	PB	PB	CE	NB
CE	PA	PB	CE	NB	NA
PB	PB	CE	NB	NB	NA
PA	CE	NB	NB	NA	NA

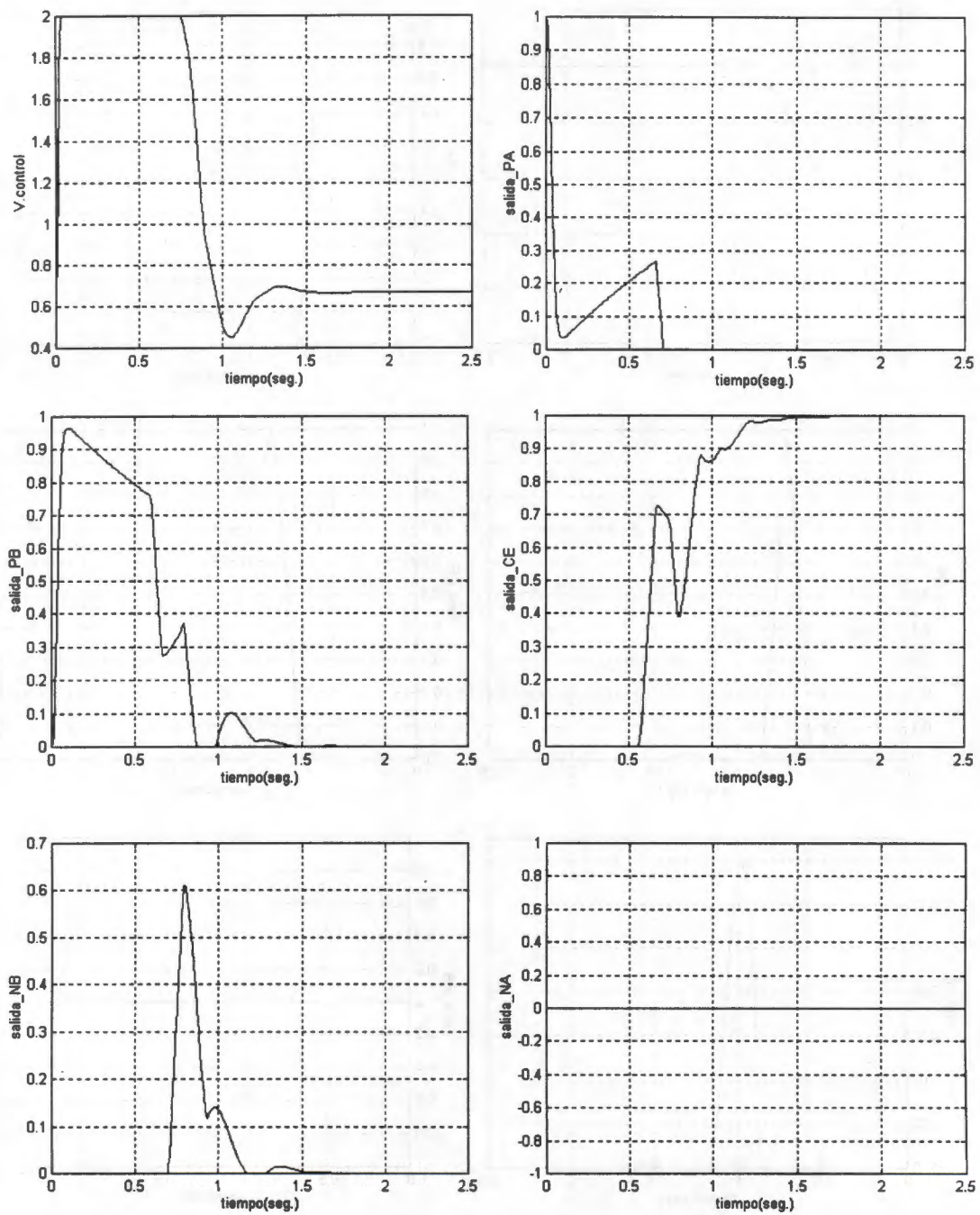
**Tabla 2.5. Comportamiento de la matriz de asociación difusa.**



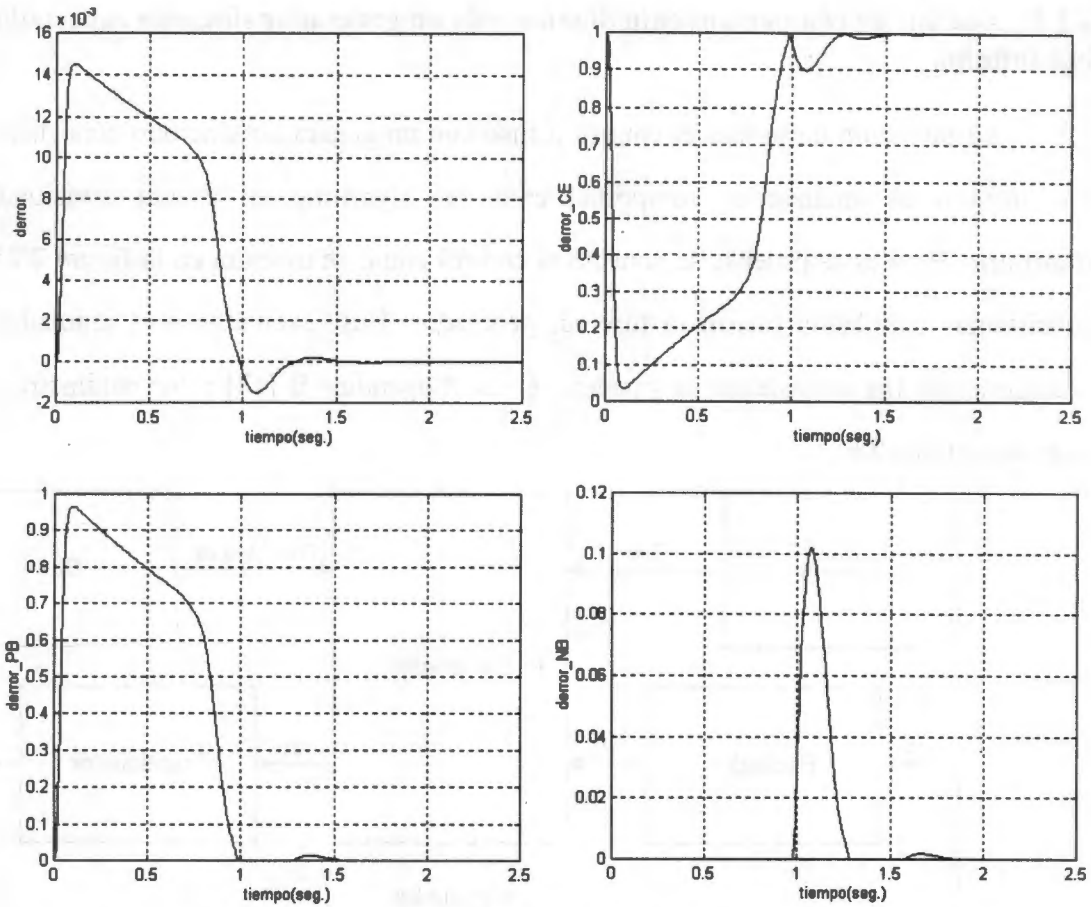
**Figura 2.20. Comparación de las respuestas de un control ST1 y un control difuso conectados a una máquina aislada.**



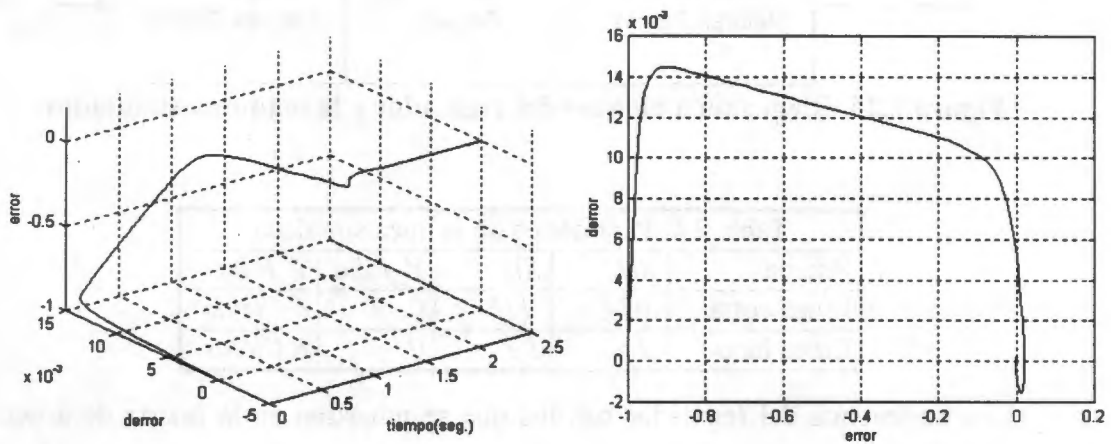
**Figura 2.21. Generación de valores difusos del error.**



**Figura 2.22. Generación de valores difusos del voltaje de control de excitación.**



**Figura 2.23. Generación de valores difusos del cambio de voltaje terminal.**



**Figura 2.24. Comportamiento en el plano de fase del regulador difuso.**

### 2.5.5. Análisis de comportamiento dinámico de un generador síncrono conectado a un bus infinito.

La intención de probar el control difuso con un generador síncrono conectado a un bus infinito es analizar el comportamiento del algoritmo en estado estacionario y transitorio. Para estas pruebas se conectó el control como se muestra en la figura 2.25. Los subsistemas simulados fueron la turbina, generador, Bus, excitador y el regulador. Las ecuaciones de los subsistemas se pueden ver en el apéndice B [17] y los parámetros de la línea en la tabla 2.6

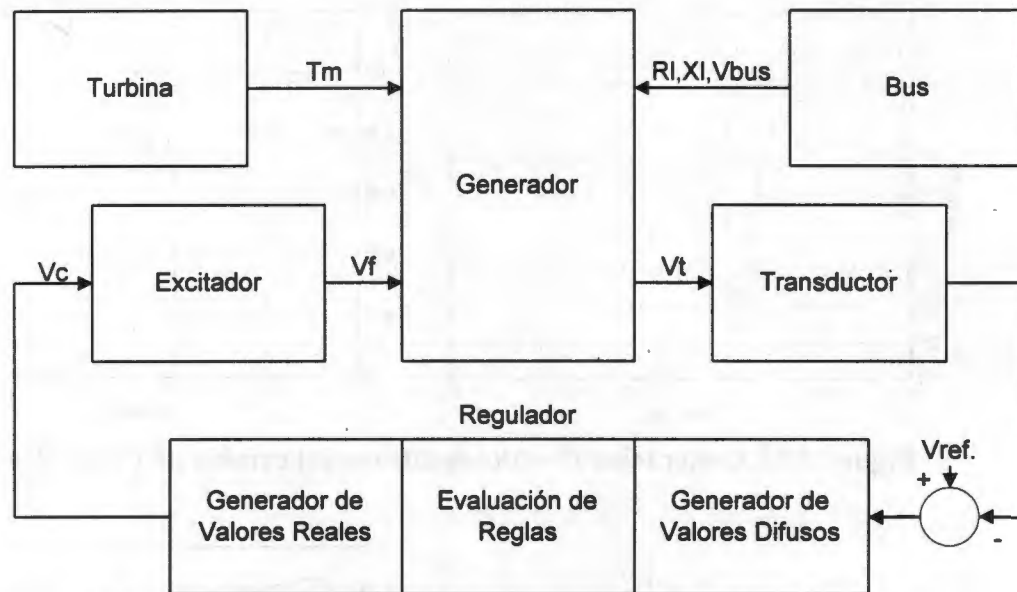


Figura 2.25. Diagrama a bloques del regulador y la máquina simulados.

Tabla 2.6. Parámetros de la línea simulada				
Prueba	$R_{ll}$	$X_{ll}$	$V_{falla}$	$T_{falla}$
Línea corta	.024	.115	0	6 Ciclos
Línea larga	.12	1.1	0	6 Ciclos

Los parámetros del regulador son los que se muestran en la matriz de asociación difusa de la tabla 2.7. Los valores entre paréntesis corresponden a los valores en los que el grado de membresía es verdadero o uno, se puede notar que la matriz es simétrica con respecto a la diagonal y que en lugar de usar literales para la representación de las funciones de membresía de salida se usaron números.



Las pruebas consistieron en arrancar la máquina en condiciones estables, y a partir de ese momento subir por pasos el mando de la turbina desde 0 hasta 1 pu o antes de la inestabilidad, posteriormente simular una falla en el bus y liberarla. Las variables observadas fueron: el voltaje terminal; el voltaje de campo; la señal de mando de la turbina; el ángulo de deslizamiento; la potencia activa y la potencia reactiva. Las pruebas fueron las siguientes:

**Prueba 1. Toma de carga con una línea corta.** Esta prueba consistió en conectar el generador síncrono al bus infinito por medio de una línea corta y operar el control con un tiempo de muestreo de .01 seg. El mando de la turbina se va subiendo por pasos hasta 1 pu. en 35 segundos. En la figura 2.26 se puede ver como el voltaje terminal se mantiene con variaciones menores al 1%. conforme se varía el mando de la turbina.

**Prueba 2. Toma de carga con una línea larga.** Esta prueba consistió en conectar el generador síncrono al bus infinito por medio de una línea larga y operar el control con un tiempo de muestreo de .01 seg. El mando de la turbina se va subiendo por pasos hasta .65 pu. en 35 segundos. En la figura 2.27 se puede ver como el voltaje terminal se mantiene con variaciones menores al 1%. conforme se varía el mando de la turbina.

**Prueba 3. Corto circuito a 0 pu por 6 ciclos.** En esta prueba se conectó la máquina en condiciones similares a la prueba 1, con la diferencia de que en este caso se calcularon las condiciones iniciales a un ángulo de deslizamiento de 85 grados y que después de 1 segundo de la simulación se realizó un corto circuito trifásico en el bus a 0 pu durante 6 ciclos. Los resultados se muestran en la figura 2.28, donde se observa que después de liberada la falla no se pierde la estabilidad, las oscilaciones del voltaje terminal son menores al 10 %. y que el sistema se recupera en menos de 6 segundos.

**Prueba 4. Comparación con un regulador tipo ST1.** En esta prueba se conectó la máquina en condiciones similares a la prueba 3 con la diferencia de que en este caso se llevó el ángulo de deslizamiento hasta los 77 grados, valor que resultó crítico para el regulador



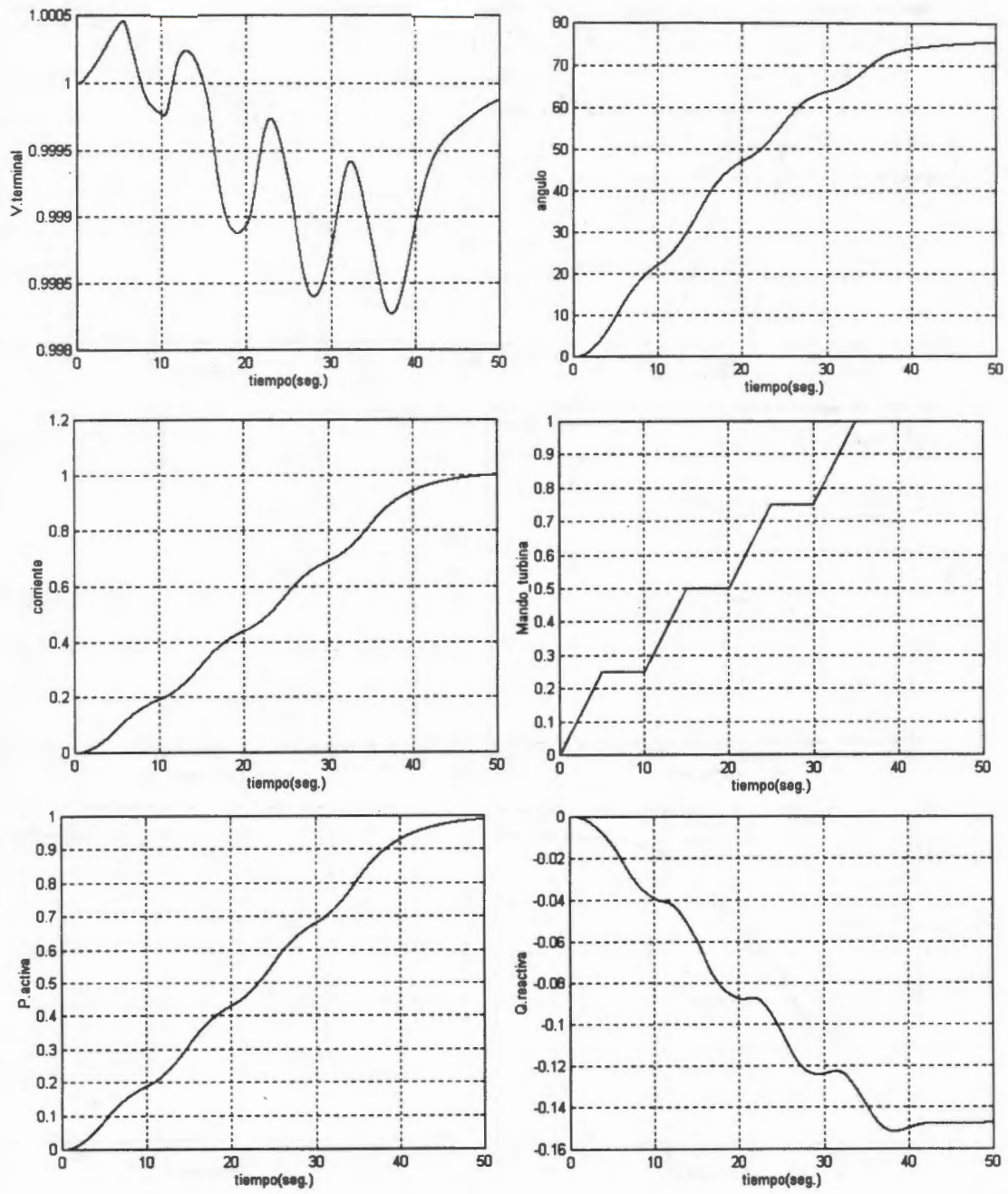
ST1. Observándose que el regulador difuso se comporta de manera más estable y robusta que el regulador de tipo ST1. Tal y como se muestra en la figura 2.29.

**Prueba 5. Análisis en el plano de fase.** Esta prueba se realizó en la misma condición que la prueba 3 con la diferencia que en este caso se graficó el error contra el cambio del error en dos y tres ejes, interviniendo en este caso el tiempo, como se muestra en la figura 2.30, en estas pruebas se puede observar un comportamiento estable del sistema.

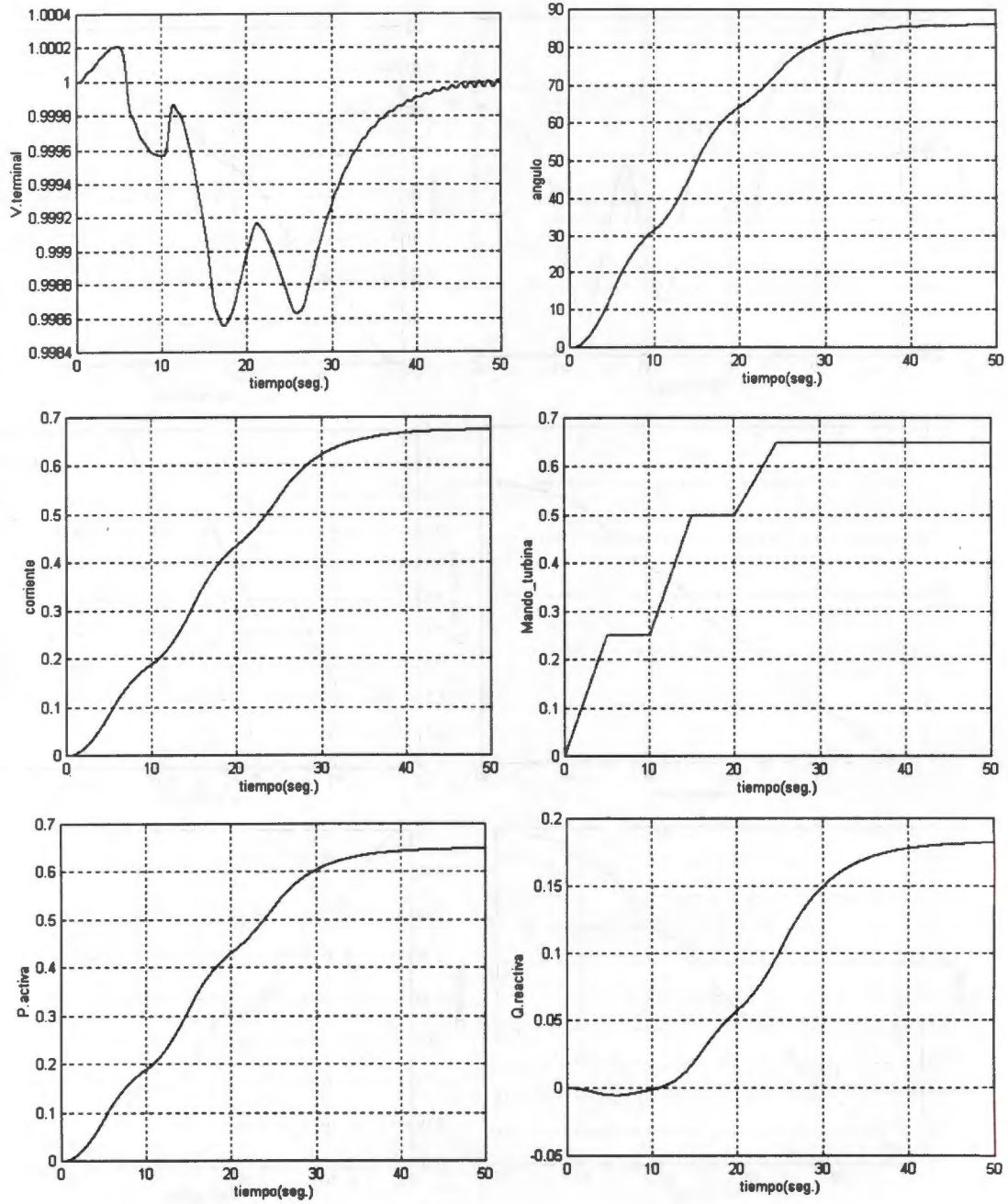
Las pruebas de simulación demostraron estabilidad en el control propuesto, ante cambios de toma de carga y corto circuito. Debido a que con un tiempo de muestreo de .01 seg. el control respondió en forma adecuada, sin oscilaciones, y durante este intervalo de tiempo es posible hacer todos los cálculos correspondientes al control difuso se concluye, que este tipo de controles es factible de ser implementado en tiempo real por medio de microcontroladores como: el 68HC11 [34].

Cambio de voltaje	Error				
	NA (-.3)	NB (-.15)	CE (0)	PB (.15)	PA (.3)
NA (-.003)	.6	.4	.3	.2	0
NB (-.0015)	.4	.1	.05	0	-.2
CE (0)	.3	.05	0	-.05	-.3
PB (.0015)	.2	0	-.05	-.1	-.4
PA (.003)	0	-.2	-.3	-.4	-.6

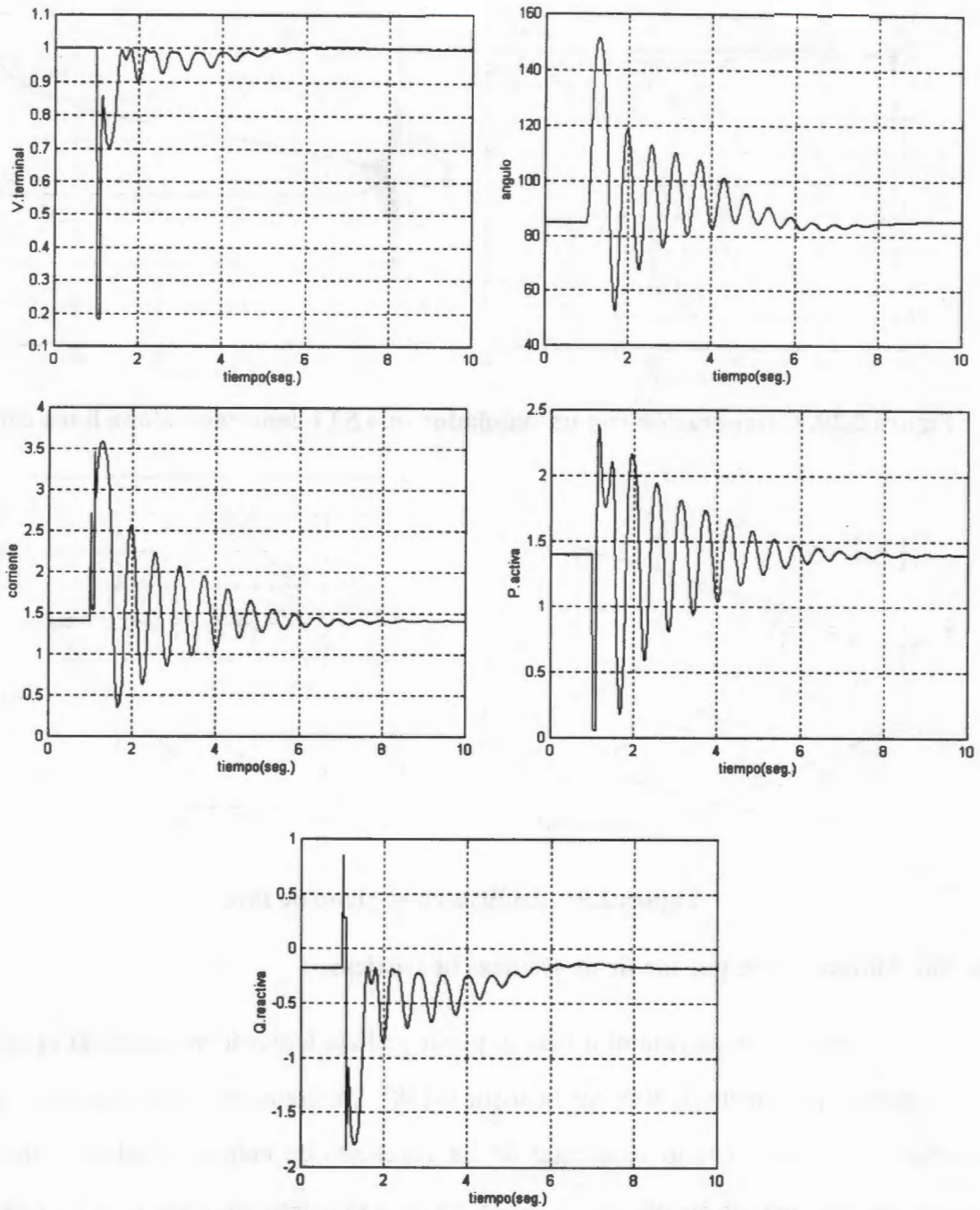
**Tabla 2.7. Valores de la matriz de asociación difusa.**



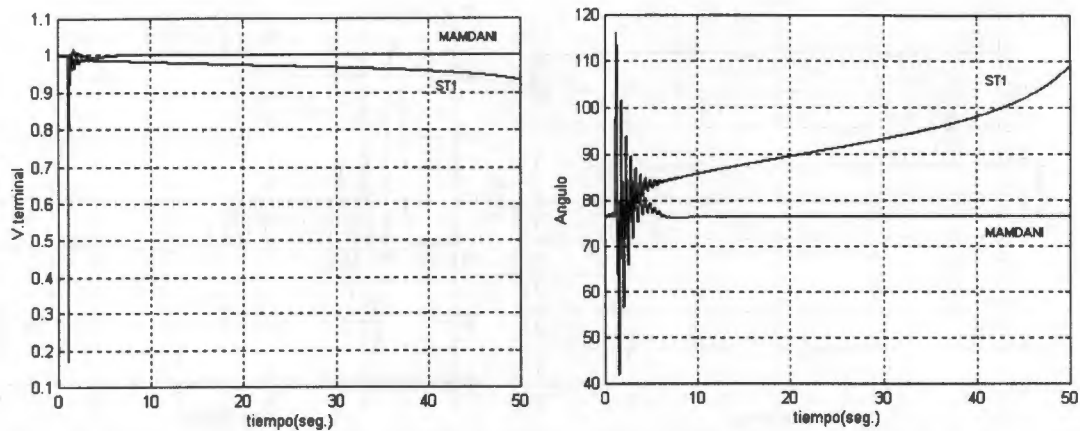
**Figura 2.26. Simulación con una línea corta.**



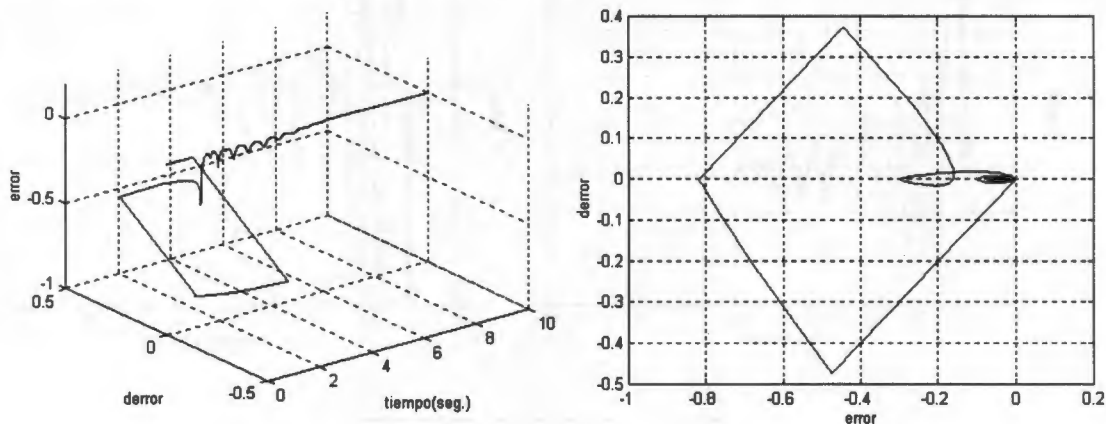
**Figura 2.27. Simulación con una línea larga.**



**Figura 2.28. Simulación con una línea corta y falla en el bus de 0 volts por 6 ciclos.**



**Figura 2.29. Comparación con un regulador tipo ST1 conectado a una línea corta.**

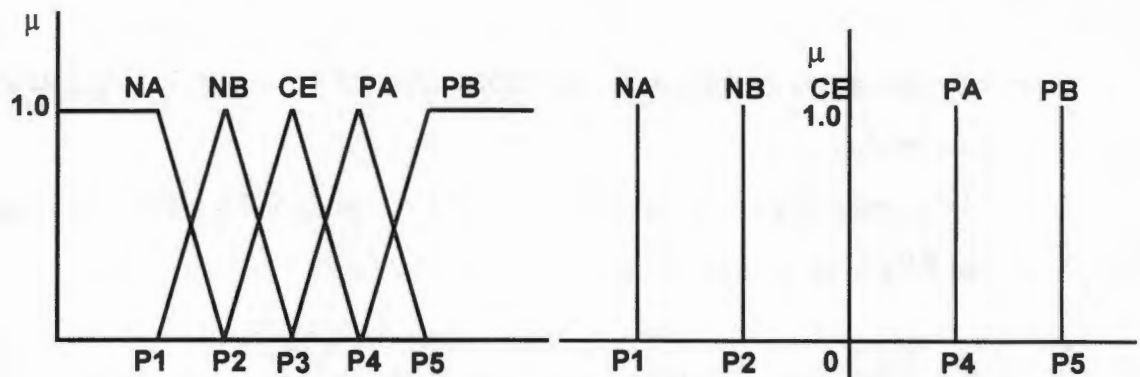


**Figura 2.30. Análisis en el plano de fase.**

### 2.5.6. Sintonización por medio de técnicas heurísticas.

La sintonía de un control difuso se puede realizar tomando en cuenta la opinión de los expertos, por medio de técnicas heurísticas [18]. La sintonización propuesta se realiza mediante un ajuste óptimo secuencial de las funciones de entrada y salida, primero se varían las funciones de membresía de salida mientras se mantienen constantes las funciones del error y del cambio de voltaje, se repite el proceso para el error y por último para el cambio de voltaje. El objetivo es aprender mediante estas pruebas, que parámetros afectan la respuesta en estado estacionario y en estado dinámico. Para la simulación se uso el sistema de la figura 2.25. En cada simulación para la respuesta en estado estacionario, el mando de la turbina es llevado desde 0 hasta 1pu, durante 200 segundos. En seguida en el

segundo 205 se efectúa un corto circuito en el bus a .5pu durante 12 ciclos y después se libera la falla. El objetivo es mantener al sistema en condiciones estables, con el error lo más bajo posible y oscilaciones amortiguadas. [18]



**Figura 2.31. Definición de puntos de ajuste de las funciones de membresía.**

#### 2.5.6.1. Sintonización de las funciones de salida.

Para sintonizar las funciones de salida, los valores de las funciones del error y del cambio de voltaje permanecen fijos y son los de la prueba 1 de las tablas 2.9 y 2.10 respectivamente, mientras los valores de las funciones de salida se cambian en cada simulación, como se muestra en la tabla 2.8

Punto.	Función	Prueba 1	Prueba 2	Prueba 3	Prueba 4	Prueba 5
P1	NA	-.02	-.1	-.2	-.5	-1
P2	NB	-.01	-.05	-.1	-.1	-.1
P3	CE	0	0	0	0	0
P4	PB	.01	.05	.1	.1	.1
P5	PA	.02	.1	.2	.5	1

De las pruebas de simulación, se obtuvieron las figuras 2.32 a la 2.36, de donde se puede observar lo siguiente:

- El error del voltaje terminal varía entre un 4% y un 1% cuando cambia la señal de mando de la turbina de 0 a 1pu
- Al aumentar de valor las funciones NB y PB se disminuye el error en el estado estacionario.
- Las variaciones de valor de las funciones NA y PA no afectan la respuesta en el estado estacionario.
- Al aumentar de valor las funciones NA y PA se aumentan las oscilaciones cuando ocurre una falla de corto circuito.

#### 2.5.6.2. Sintonización de las funciones de membresía del error de voltaje.

Después de ajustar las funciones de salida se seleccionaron los valores de la prueba 2 de la tabla 2.8 y manteniendo constantes estos valores, así como los valores de cambio de voltaje de la prueba 1 de la tabla 2.10. se variaron las funciones de membresía del error, como se muestra en la tabla 2.9, siendo los resultados de la prueba 1 los de la figura 2.33

Punto.	Función	Prueba 1	Prueba 2	Prueba 3	Prueba 4	Prueba 5
P1	NA	-.3	-.2	-1	-.05	-.01
P2	NB	-.15	-.1	-.05	-.025	-.005
P3	CE	0	0	0	0	0
P4	PB	.15	.1	.05	.025	.005
P5	PA	.3	.2	1	.05	.01

De las figuras 2.33. y de la 2.37 a la 2.40. se puede observar lo siguiente:

- Al disminuir las funciones aumenta la ganancia del controlador, disminuyendo el error en estado estacionario.
- Al disminuir las funciones se aumentan las oscilaciones en el transitorio después de un corto circuito.
- Si disminuyen demasiado pueden entrar a una inestabilidad después de un transitorio, como se ilustra en la figura 2.40.



### 2.5.6.3. Sintonización de las funciones de membresía del cambio de voltaje.

Después de ajustar las funciones del error se seleccionaron los valores de la prueba 3 de la tabla 2.9 y manteniendo constantes estos valores, se variaron las funciones de membresía del cambio de voltaje, tal y como se muestra en la tabla 2.10, siendo los resultados de la prueba 1 los de la figura 2.38.

Punto.	Función	Prueba 1	Prueba 2	Prueba 3
P1	NA	-.03	-.01	-.1
P2	NB	-.015	-.005	-.05
P3	CE	0	0	0
P4	PB	.015	.005	.05
P5	PA	.03	.01	.1

De las figuras 2.38. , 2.41 y 2.1 se puede observar lo siguiente:

- Los cambios en las funciones del cambio de voltaje afectan las oscilaciones en el transitorio después de un corto circuito.
- La mejor respuesta se obtuvo con los valores de la prueba 1, figura 2.38.

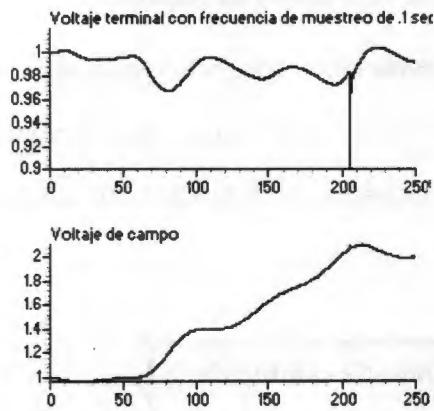


Figura 2.32. Voltaje terminal y voltaje de campo con funciones de membresía de salida  $NA=-.02, NB=-.01, CE=0, PB=.01, PA=.02$

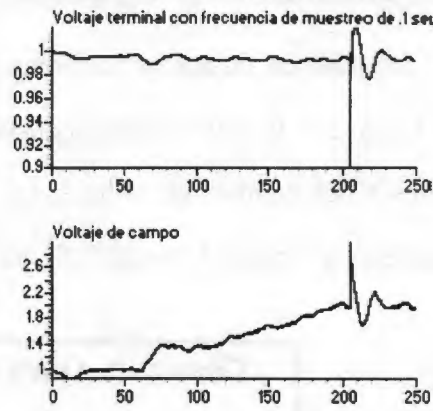


Figura 2.35. Voltaje terminal y voltaje de campo con funciones de membresía de salida  $NA=-.5, NB=-.1, CE=0, PB=.1, PA=.5$

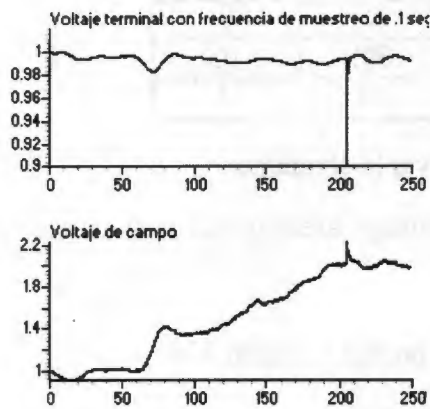


Figura 2.33. Voltaje terminal y voltaje de campo con funciones de membresía de salida  $NA=-.1, NB=-.05, CE=0, PB=.05, PA=.1$

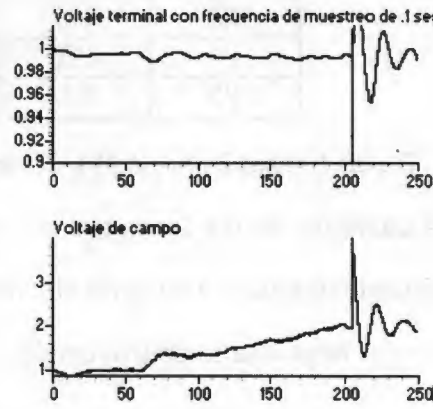


Figura 2.36. Voltaje terminal y voltaje de campo con funciones de membresía de salida  $NA=1, NB=-.1, CE=0, PB=.1, PA=1$

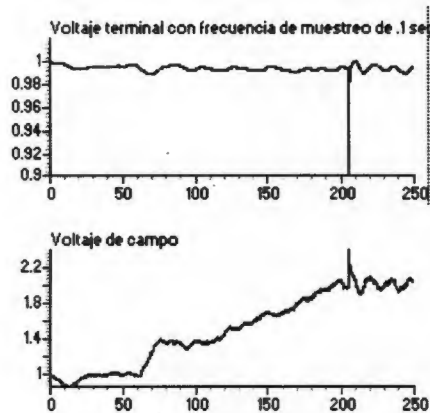


Figura 2.34. Voltaje terminal y voltaje de campo con funciones de membresía de salida  $NA=-.2, NB=-.1, CE=0, PB=.1, PA=.2$

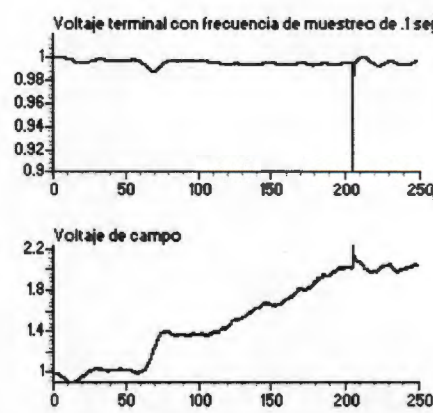


Figura 2.37. Voltaje terminal y voltaje de campo con Funciones de membresía de error  $NA=-.2, NB=-.1, CE=0, PB=.1, PA=.2$

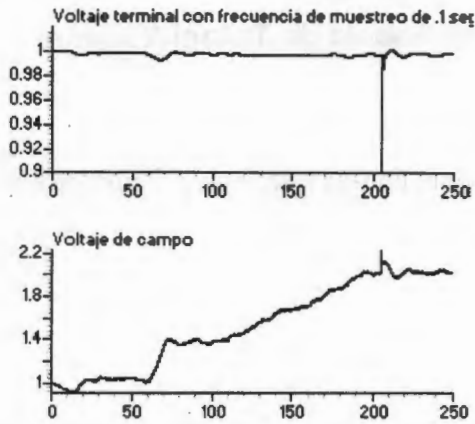


Figura 2.38. Voltaje terminal y voltaje de campo con Funciones de membresía de error  $NA=-.1$ ,  $NB=-.05$ ,  $CE=0$ ,  $PB=.05$ ,  $PA=.1$

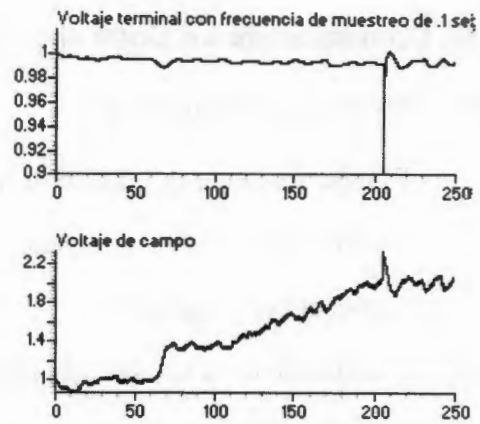


Figura 2.41. Voltaje terminal y voltaje de campo con Funciones de membresía de cambio de voltaje  $NA=-.01$ ,  $NB=-.005$ ,  $CE=0$ ,  $PB=.005$ ,  $PA=.01$

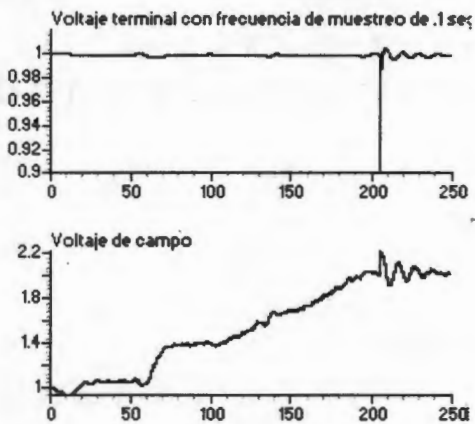


Figura 2.39. Voltaje terminal y voltaje de campo con Funciones de membresía de error  $NA=-.05$ ,  $NB=-.025$ ,  $CE=0$ ,  $PB=.025$ ,  $PA=.05$

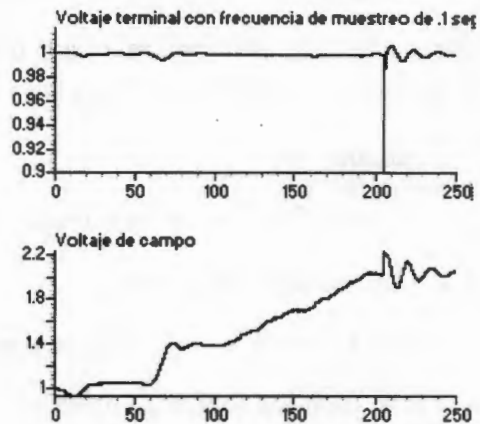


Figura 2.42. Voltaje terminal y voltaje de campo con Funciones de membresía de cambio de voltaje  $NA=-.01$ ,  $NB=-.005$ ,  $CE=0$ ,  $PB=.005$ ,  $PA=.01$

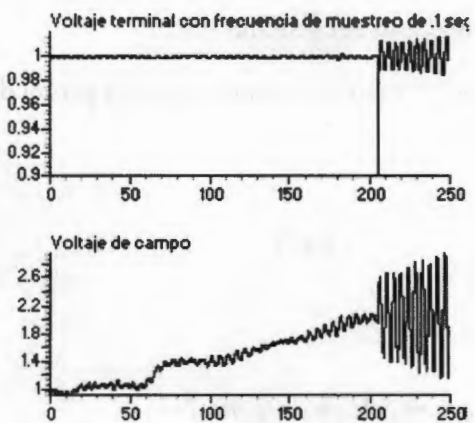


Figura 2.40. Voltaje terminal y voltaje de campo con Funciones de membresía de error  $NA=-.01$ ,  $NB=-.005$ ,  $CE=0$ ,  $PB=.005$ ,  $PA=.01$



I. P. N.  
BIBLIOTECA  
SEPI

## 2.6. Operación de un Control Difuso con el modelo de Takagi-Sugeno.

### 2.6.1. Modelo de Takagi-Sugeno.

El modelo de control difuso de Takagi-Sugeno consiste de los siguientes pasos:

Generación de valores difusos

Evaluación de reglas.

Evaluación de ecuaciones de diferencias.

La diferencia contra el modelo de Mamdani consiste en eliminar el paso de generación de valores reales, y sustituirlo por el de evaluación de ecuaciones de diferencias.

Este modelo es simple y natural, la principal característica es la de expresar la dinámica de cada implicación o regla difusa por un modelo lineal de la forma:

$$L^i: \text{Si } x(k) \text{ es } M_1^i \text{ y } \dots x(k-n+1) \text{ es } M_n^i, \text{ entonces } y^i(k+1) = a_1^i x(k) + \dots a_n^i x(k-n+1) \quad 2.42$$

donde:

$L^i$  ( $i = 1, 2, 3, \dots, l$ ) son las reglas lingüísticas,

$l$  es el número de reglas,

$x(k), \dots, x(k-n+1)$  son las variables de estado,

$M_p^i$  son los conjuntos difusos,

$y^i(k+1)$  es la salida de la regla  $i$ ,

$a_p^i$  ( $p = 0, 1, 2, \dots, n$ ) son los parámetros de las consecuencias.

Cada ecuación de las consecuencias es llamada un subsistema lineal.

Por lo tanto la salida final del modelo difuso se realiza tomando el peso promedio de todas las salidas.

$$y(k+1) = \frac{\sum_{i=1}^l w^i(k) x^i(k+1)}{\sum_{i=1}^l w^i(k)} \quad (2.43)$$

donde:  $\sum_{i=1}^l w^i(k) > 0$ ,  $w^i(k) \geq 0$

$w^i$  implica el grado de verdad de la regla  $i$  y es calculado como:

$$w^i(k) = \prod_{p=1}^n M_p^i x(k-p+1) \quad (2.44)$$

los subsistemas lineales de cada regla  $i$  pueden ser escritos en forma de matrices como:

$$A_i \mathbf{x}(k)$$

$$\text{donde : } \mathbf{x}(k) = [x(k), x(k-1), \dots, x(k-n+1)]^T$$

$$A_i = \begin{bmatrix} a_1^i & a_2^i & \dots & a_{n-2}^i & a_{n-1}^i & a_n^i \\ 1 & 0 & \dots & \dots & \dots & 0 \\ 0 & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ 0 & \dots & \dots & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix}$$

La salida del sistema difuso inferido es calculada como:

$$\mathbf{x}(k+1) = \frac{\sum_{i=1}^I w^i(k) A_i \mathbf{x}(k)}{\sum_{i=1}^I w^i(k)} \quad (2.45)$$

Este modelo es una herramienta matemática para poder construir modelos difusos de sistemas, sean estos plantas, controles o plantas con sus controles

Por ejemplo, la función *seno(x)* puede aproximarse por el siguiente modelo difuso.

$$\begin{aligned} \text{Si } x \text{ es aprox. } \pm \pi & \quad y_1 = 0 \\ \text{Si } x \text{ es aprox. } 0 & \quad y_2 = x \end{aligned} \quad (2.46)$$

La función seno está aproximada por :

$$\text{sen}(x) = \frac{\sum_{i=1}^2 w^i y_i}{\sum_{i=1}^2 w^i} \quad (2.47)$$

Esto significa que la función seno puede ser interpolada usando a  $y_1$  ,  $y_2$

Se puede obtener el valor exacto de *sen(x)* despejando el valor de  $w$  para cada valor de  $x$ , suponiendo que  $w^1 + w^2 = 1$ ;  $w^1 y_1 + (1 - w^1) y_2 = \text{sen}(x)$

substituyendo las funciones para  $y_1$  ,  $y_2$

$$\begin{aligned} w^1 &= 1 - \frac{\text{sen}(x)}{x} \\ w^2 &= \frac{\text{sen}(x)}{x} \end{aligned}$$

Los conjuntos difusos de estas funciones se muestran en la figura 2.43

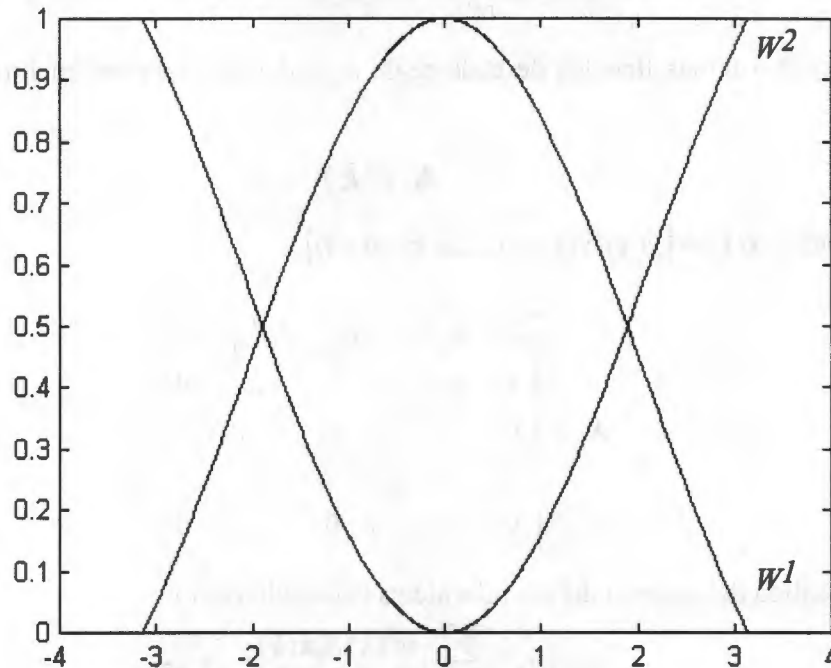
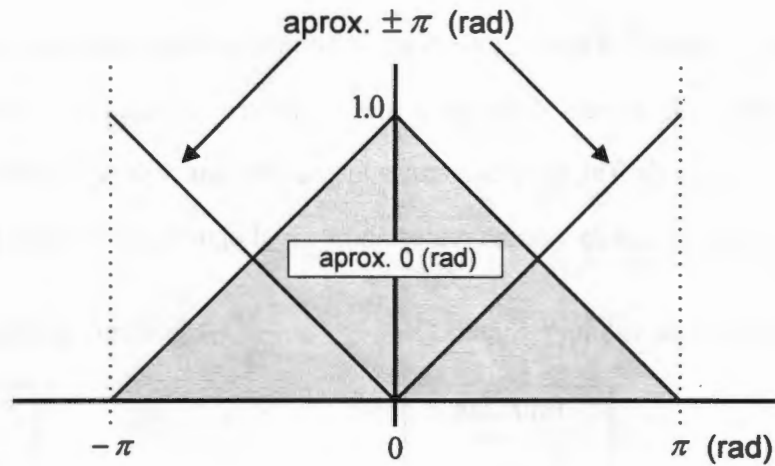


Figura 2.43. Conjuntos difusos aprox. 0, aprox.  $\pm \pi$ .

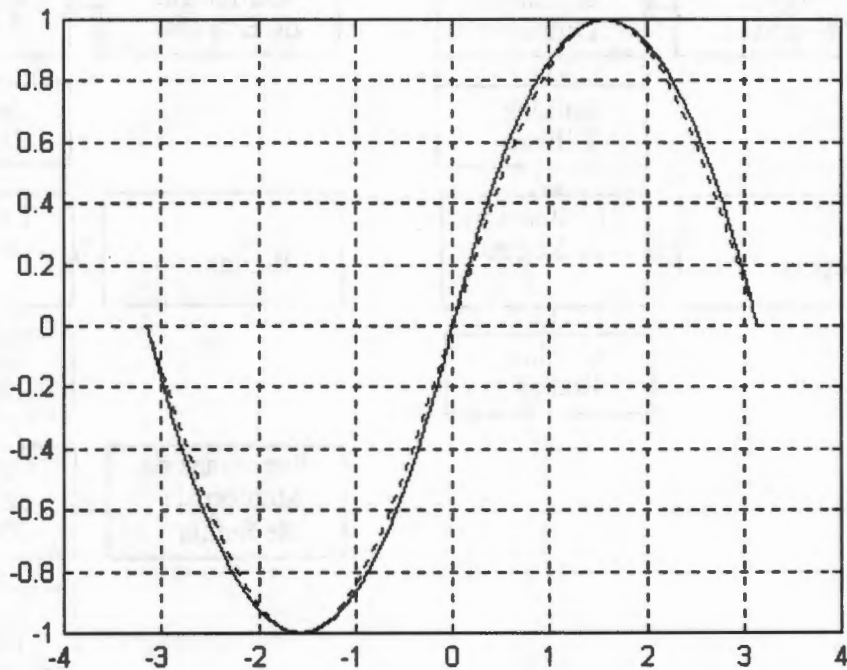
Una desventaja de este modelo es que las funciones de los conjuntos difusos, ocupan más área de memoria que cuando las funciones están representadas por rectas.

Una aproximación de la función  $\text{sen}(x)$  se puede obtener por medio de conjuntos difusos representados por rectas como se muestra en la figura 2.44 y por las ecuaciones 2.48 donde el error es compensado aumentando la ganancia de la primera ecuación. Una gráfica de la función aproximada de  $\text{sen}(x)$  en líneas sólidas contra la función  $\text{sen}(x)$  con líneas punteadas se puede ver en la figura 2.45.

$$\begin{aligned} \text{Si } x \text{ es aprox. } \pm \pi & \quad y_1 = 0 \\ \text{Si } x \text{ es aprox. } 0 & \quad y_2 = 1.27x \end{aligned} \quad (2.48)$$



**Figura 2.44. Conjuntos difusos aprox. 0, aprox.  $\pm\pi$ .**

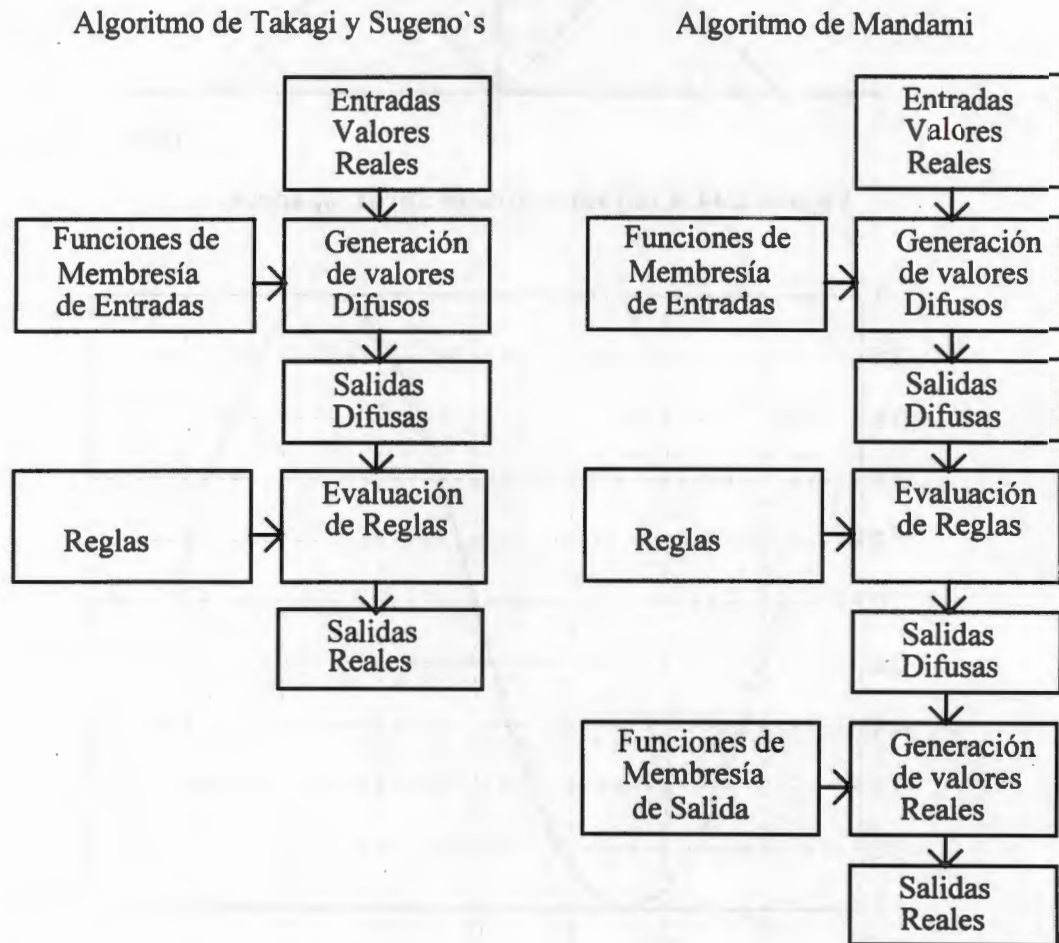


**Figura 2.45. Comparación de la función aproximada de  $\sin(x)$  en líneas sólidas contra la función  $\sin(x)$  en líneas punteadas.**

### 2.6.2. Relación entre el modelo de Mamdani y el de Takagi-Sugeno

Los sistemas de control difusos más populares encontrados en la literatura son el de Takagi y Sugeno's [38] y el propuesto por Mamdani.[39]

El algoritmo de Takagi y Sugeno's y la comparación contra el de Mamdani se puede ver en la figura 2.46, donde se observa que la diferencia básica es que en el bloque de evaluación de reglas de Takagi y Sugeno's las salidas son valores reales por lo que no se usa el paso de generación de valores reales como en el algoritmo de Mamdani.

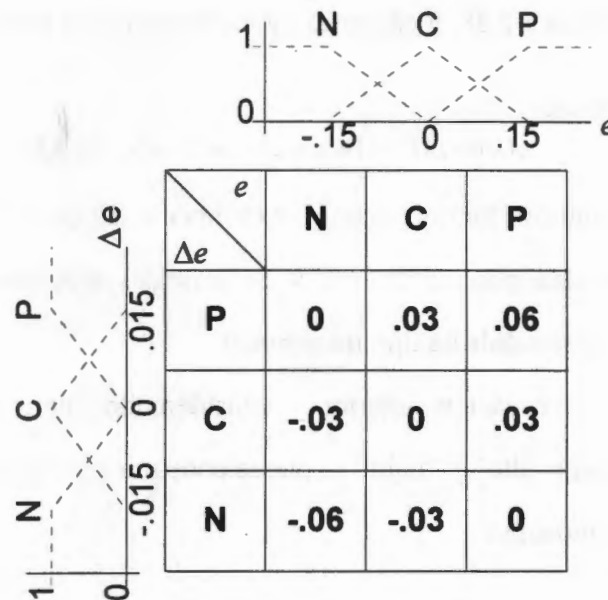


**Figura 2.46. Comparación de los algoritmos de control difuso de Takagi y Sugeno's y Mamdani.**

Con el modelo de Takagi-Sugeno es posible encontrar subsistemas lineales que representen las matrices de asociación difusa FAM, tomando como ejemplo un control de excitación difuso con el modelo de Mamdani, desarrollado en el capítulo 2.5, donde las entradas son el error y el cambio del error del voltaje terminal y la salida es el incremento



de voltaje de control de excitación, se tiene una matriz de asociación difusa representada por la figura 2.47, conteniendo en cada celda el valor de incremento de voltaje de control correspondiente a cada regla, de esta matriz se pueden obtener reglas como la siguiente por ejemplo:



**Figura 2.47. Matriz de asociación difusa.**

Si  $e(k)$  es "negativo" (-.15) y  $\Delta e(k)$  es "cero" (0) entonces  $\Delta u$  es "bajo negativo" (-.03)

Analizando esta matriz se puede encontrar la ecuación que define el comportamiento dinámico por regiones, obteniendo para este caso la siguiente expresión:

$$\Delta u(k) = 2e(k) + 2\Delta e(k)$$

$$u(k) = u(k-1) + \Delta u(k)$$

$$u(k) = u(k-1) + 2e(k) + 2\Delta e(k) \tag{2.49}$$

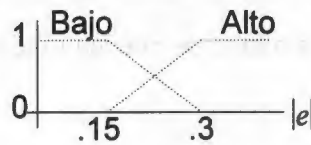
por otra parte si el cambio del error es igual a:

$$\Delta e(k) = e(k) - e(k-1) \tag{2.50}$$

Substituyendo 2.50 en 2.49

$$u(k) = u(k-1) + 2.2e(k) - 2e(k-1) \tag{2.51}$$

Las funciones de membresía del error para que el control representado por la ecuación 2.51 sea equivalente al control de Mamdani están definidas en la figura 2.48



**Figura 2.48. Funciones de membresía del control.**

En forma general:

$$u(k) = u(k-1) + ae(k) - be(k-1) \quad (2.52)$$

La ecuación anterior permite construir el modelo difuso de Takagi-Sugeno a partir de un modelo de Mamdani para un sistema de dos entradas relacionadas como son el error y el cambio del error y una salida de tipo incremento.

Partiendo de la ecuación anterior y considerando como entrada el error y dos funciones de membresía “alto” y “bajo” se puede construir un control difuso con el modelo de Takagi-Sugeno como sigue:

Si  $e(k)$  es bajo entonces  $u_1(k) = u_1(k-1) + a_1e(k) - b_1e(k-1)$

Si  $e(k)$  es alto entonces  $u_2(k) = u_2(k-1) + a_2e(k) - b_2e(k-1) \quad (2.53)$

De la ecuación 2.53 se puede observar que cada región puede ajustarse independientemente sin que afecte una a la otra.

Es posible construir modelos más complejos, donde se tengan más regiones, por ejemplo error muy bajo, bajo, alto, muy alto. También se pueden tener diferentes tipos de ecuaciones, por ejemplo, si el error es alto que funcione como un control proporcional y si el error es bajo que funcione como un control proporcional integral.

En la matriz FAM de la figura 2.49. se pueden identificar dos regiones, una sombreada para una región de error bajo (sombreada) y otra cuando el error es alto, que permanece sin sombrear.

A partir de la ecuación 2.53 se puede encontrar el sistema equivalente

Si  $e(k)$  es bajo entonces  $u_1(k) = u_1(k-1) + 2.2e(k) - 2e(k-1)$

Si  $e(k)$  es alto entonces  $u_2(k) = u_2(k-1) + 3.3e(k) - 3e(k-1)$  (2.54)

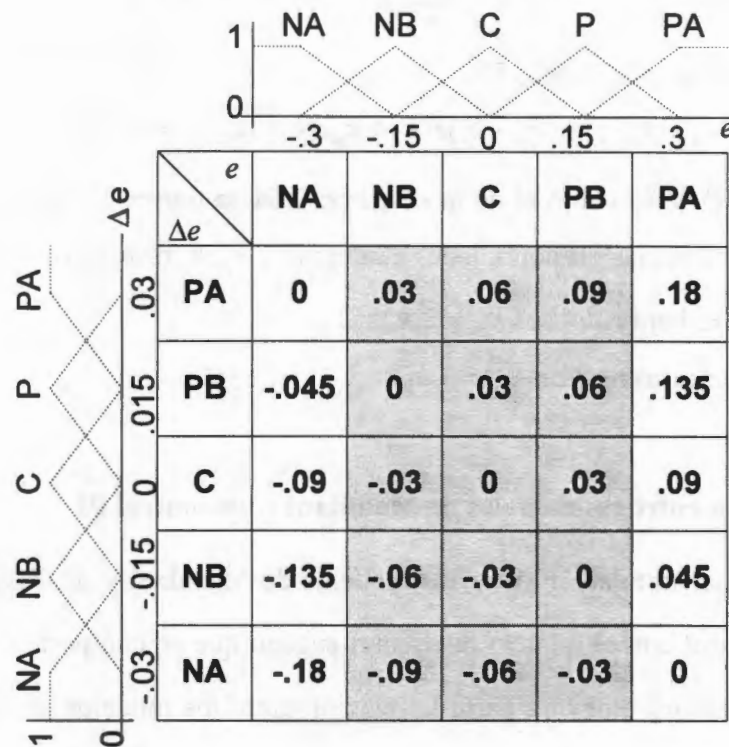


Figura 2.49. Matriz de asociación difusa.

### 2.6.3. Relación entre los modelos de Takagi-Sugeno y un control PI

El objetivo de comparar el control PI de estructura variable y el modelo propuesto de Takagi-Sugeno es identificar la relación que existe entre las variables “a” y “b” de la ecuación 2.52 y las constantes de proporcionalidad e integración.

La ecuación conocida de un control PI discreto es :

$$u_{PI}(k) = k_p e(k) + k_i \sum_{n=0}^k e(n) \quad (2.55)$$

para una muestra anterior es:  $u_{PI}(k-1) = k_p e(k-1) + k_i \sum_{n=0}^{k-1} e(n)$  (2.56)

Despejando la parte integral:  $k_i \sum_{n=0}^{k-1} e(n) = u_{PI}(k-1) - k_p e(k-1)$  (2.57)

$$\text{Por otra parte: } k_i \sum_{n=0}^k e(n) = k_i \left( \sum_{n=0}^{k-1} e(n) \right) + k_i e(k) \quad (2.58)$$

$$\text{Substituyendo 2.57 en 2.58 } k_i \sum_{n=0}^k e(n) = u_{pi}(k-1) - k_p e(k-1) + k_i e(k) \quad (2.59)$$

Substituyendo 2.59 en 2.55

$$u_{pi}(k) = u_{pi}(k-1) + (k_p + k_i)e(k) + k_p e(k-1) \therefore a = k_p + k_i, \quad b = k_p \quad (2.60)$$

Si el control es como el de la ecuación 2.54 se tienen 2 regiones, donde es posible identificar las ganancias proporcionales e integrales  $k_p, k_i$ , respectivamente, siendo éstas:

$$\text{Si } e(k) \text{ es bajo entonces } k_p = 2, k_i = .2$$

$$\text{Si } e(k) \text{ es alto entonces } k_p = 3, k_i = .3$$

#### 2.6.4. Relación entre los modelos de Mamdani y un control PI

El obtener la relación entre los modelos de Mamdani y de Takagi-Sugeno permite diseñar un control con el modelo de Takagi-sugeno que se comporte de manera similar al modelo de Mamdani. Por otra parte la relación entre los modelos de Takagi-Sugeno y un control PI permite diseñar un control difuso que se comporte de manera parecida a un control PI de estructura variable. El objetivo de encontrar la relación entre el modelo de Mamdani y un control PI es conocer que partes de la FAM afecta la parte integral y proporcional. Es importante notar que el modelo de Mamdani considerado, es el que se ha usado en todo este trabajo y sólo tiene dos entradas en la FAM siendo éstas el error y el cambio del error, por otra parte las consecuencias son funciones de tipo barra, siendo las salidas de tipo incremental.

Substituyendo los valores de  $a$  y  $b$  de la ecuación 2.60 en 2.52 se tiene:

$$u(k) = u(k-1) + (k_p + k_i)e(k) - k_p e(k-1)$$

$$\Delta u(k) = u(k) - u(k-1) = (k_p + k_i)e(k) - k_p e(k-1)$$

$$\Delta u(k) = k_i e(k) + k_p (e(k) - e(k-1))$$

$$\Delta u(k) = k_i e(k) + k_p \Delta e(k) \quad (2.61)$$

Cuando el cambio del error es cero en la ecuación 2.61  $\Delta u(k) = k_i e(k)$

Esto significa que la fila de la matriz que trabaja es la fila central y equivale a las acciones de tipo integral de un control PI

Cuando el error es cero la en la ecuación 2.61  $\Delta u(k) = k_p \Delta e(k)$

Esto significa que la columna de la matriz que trabaja es la columna central y equivale a las acciones de tipo proporcional de un control PI

Si se quisiera tener un control con el modelo de Mamdani que se comporte como un PI de estructura variable la matriz FAM podría ser como la de la tabla 2.11

Cambio de error	Error				
	NA (-x2)	NB (-x1)	CE (0)	PB (x1)	PA (x2)
NA (-y2)	$k_i a \times x2 + kpa \times y2$	$k_i b \times x1 + kpa \times y2$	$kpa \times y2$	$-k_i b \times x1 + kpa \times y2$	0
NB (-y1)	$k_i a \times x2 + kpb \times y1$	$k_i b \times x1 + kpb \times y1$	$kpb \times y1$	0	$-k_i a \times x2 + kpb \times y1$
CE (0)	$k_i a \times x2$	$k_i b \times x1$	0	$-k_i b \times x1$	$-k_i a \times x2$
PB (y1)	$k_i a \times x2 - kpb \times y1$	0	$-kpb \times y1$	$-k_i b \times x1 - kpb \times y1$	$-k_i a \times x2 - kpb \times y1$
PA (y2)	0	$k_i b \times x1 - kpa \times y2$	$-kpa \times y2$	$-k_i b \times x1 - kpa \times y2$	$-k_i a \times x2 - kpa \times y2$

**Tabla 2.11. Valores de la matriz de asociación difusa correspondientes a un control PI.**

Para que la diagonal valga cero se debe de cumplir que:

$$kpb \times y1 - k_i b \times x1 = 0$$

$$kpa \times y2 - k_i a \times x2 = 0 \quad (2.62)$$

El modelo equivalente de Takagi-Sugeno es:

$$\begin{aligned}
\text{Si } |e| \text{ es bajo y } |\Delta e| \text{ es bajo entonces } u(k) &= u(k-1) + (Kpb + Kib)e(k) - kpb(e(k-1)) \\
\text{Si } |e| \text{ es bajo y } |\Delta e| \text{ es alto entonces } u(k) &= u(k-1) + (Kpb + Kia)e(k) - kpb(e(k-1)) \\
\text{Si } |e| \text{ es alto y } |\Delta e| \text{ es bajo entonces } u(k) &= u(k-1) + (Kpa + Kib)e(k) - kpa(e(k-1)) \\
\text{Si } |e| \text{ es alto y } |\Delta e| \text{ es alto entonces } u(k) &= u(k-1) + (Kpa + Kia)e(k) - kpa(e(k-1))
\end{aligned} \tag{2.63}$$

Un modelo simplificado tomando en cuenta solo el valor absoluto del error sería:

$$\begin{aligned}
\text{Si } |e| \text{ es bajo entonces } u(k) &= u(k-1) + (Kpb + Kib)e(k) - kpb(e(k-1)) \\
\text{Si } |e| \text{ es alto entonces } u(k) &= u(k-1) + (Kpa + Kia)e(k) - kpa(e(k-1))
\end{aligned} \tag{2.64}$$

### 2.6.5. Sintonización de un control difuso de tipo Takagi-Sugeno.

La ecuación 2.60 permite ajustar las constantes "a" y "b" ó "k<sub>p</sub>" y "k<sub>i</sub>" usando criterios conocidos como son :

*Si el tiempo de subida es bajo, aumentar k<sub>p</sub>*

*Si el sobretiro es grande, reducir k<sub>i</sub>*

*Si el error en estado permanente es grande, aumentar k<sub>i</sub>*

*Si la frecuencia de oscilación es alta, disminuir k<sub>p</sub>*

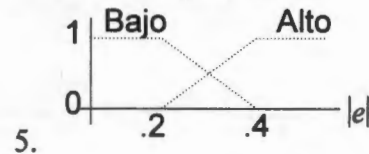
Cuando no se conoce el modelo de la planta se puede usar una técnica de ajuste óptimo secuencial, que consiste en realizar una serie de pruebas de respuesta a un escalón y/o disturbios, observando las gráficas del error en el tiempo, en el plano de fase o por medio de una función de costo, como la de la ecuación 2.65.

$$ICE = \sum_{k=0}^{imax} e_k^2 \Delta T_s \tag{2.65}$$

El algoritmo de sintonización para el modelo de Takagi Sugeno usado en este trabajo consiste de los siguientes pasos:

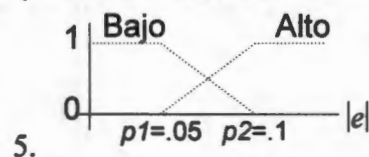
1. Ajustar k<sub>i</sub> en el mínimo para ambas regiones del error. Al ajustar los valores de las constantes de ambas regiones en el mismo valor, se comporta como si fuera una sola regla, o un control PI digital convencional.
2. Ajustar el valor máximo permitido de k<sub>p</sub> para ambas regiones del error, antes de que oscile el sistema.

3. Ajustar  $k_i$  en las regiones de error bajo y alto en un valor que de una respuesta sobre amortiguada.
4. Ajustar las funciones de membresía de error alto y bajo de forma conservadora por ejemplo a .4 y .2 como se muestra en la figura. 2.50



**Figura 2.50. Funciones de membresía con rango abierto.**

6. Aumentar el valor de  $k_i$  y  $k_p$  en la región de error alto, hasta obtener el tiempo de subida deseado.
7. Aumentar el valor de  $k_i$  en la región de error bajo, hasta reducir el error estacionario a cero.
8. Disminuir el valor de  $k_i$  y  $k_p$  en la región de error bajo, para disminuir oscilaciones y sobretiro.
9. Disminuir el valor de  $k_i$  en la región de error alto, para evitar oscilaciones en la transición entre el error bajo y alto.
10. Ajustar las funciones de membresía de error alto y bajo, como se muestra en la figura 2.51 y repetir los pasos 5,6,7 y 8 hasta obtener una transición mínima.



**Figura 2.51. Funciones de membresía con rango cerrado.**

La aplicación de este algoritmo a un sistema de generación equivalente a 4 unidades de 555 MVA de 24 kV y 60Hz, propuesto en [48], se puede ver en las figuras 2.52 a la 2.59, donde " $K_{pb}$ ", " $K_{ib}$ " son las ganancias proporcional e integral para la región de error bajo, " $K_{pa}$ " y " $K_{ia}$ " son las ganancias proporcional e integral para la región de error alto respectivamente y " $p_1$ " y " $p_2$ " son los puntos de cruce con cero de las funciones de membresía.

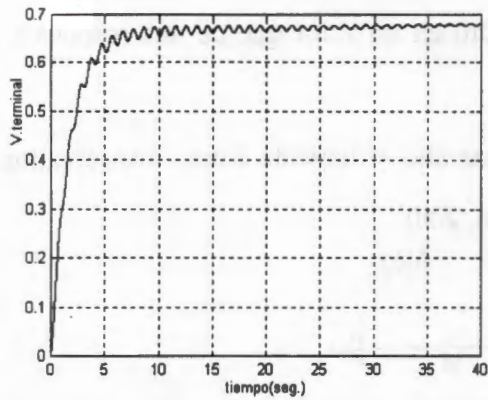


Figura 2.52. Respuesta a un escalón con:  
 $K_p=5, K_i=.0001$

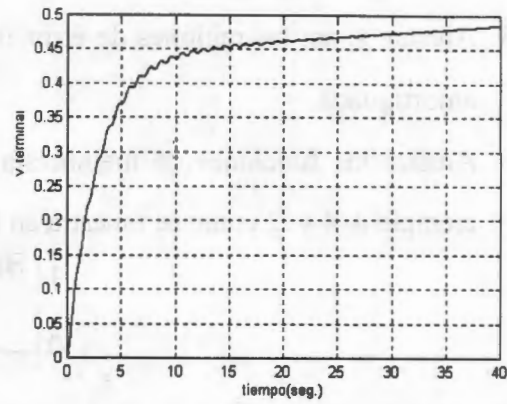


Figura 2.53. Respuesta a un escalón con:  
 $K_p=2, K_i=.0001$

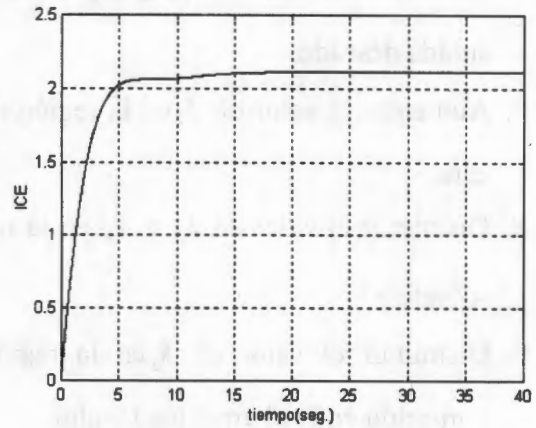
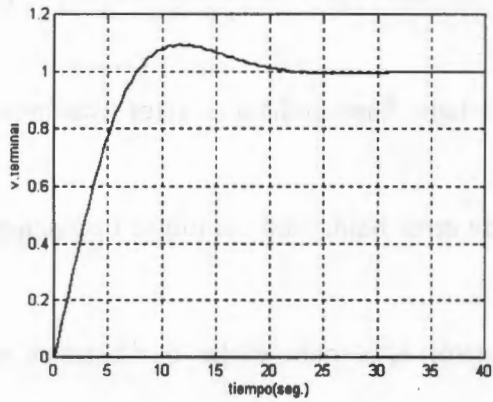


Figura 2.54. Respuesta a un escalón con :  $K_p=2, K_i=.01, ICE = 8.0570e+003$

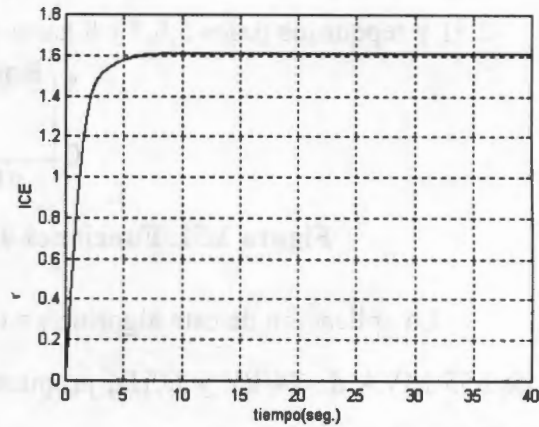
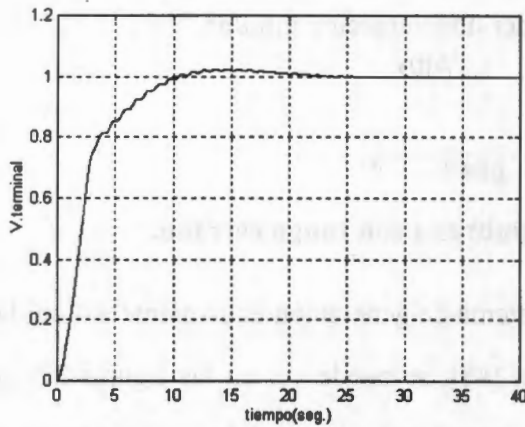


Figura 2.55. Respuesta a un escalón con:  $K_{pb}=2, K_{ib}=.01, K_{pa}=2, K_{ia}=.03, p_1=.2, p_2=.4, ,$   
 $ICE = 5.5928e+003$



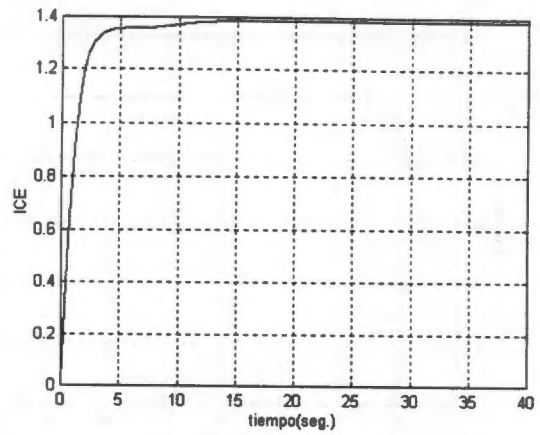
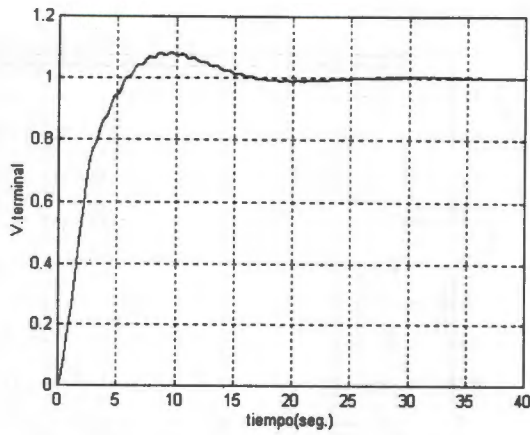


Figura 2.56. Respuesta a un escalón con:  $K_{pb}=2$ ,  $K_{ib}=.015$ ,  $K_{pa}=2$ ,  $K_{ia}=.03$ ,  $p_1=.25$ ,  $p_2=.4$ ,  $ICE = 5.3831e+003$

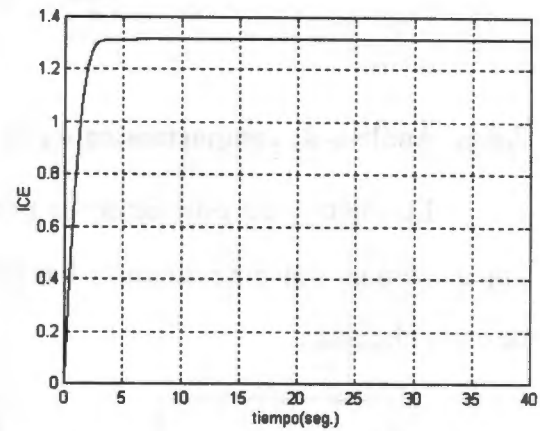
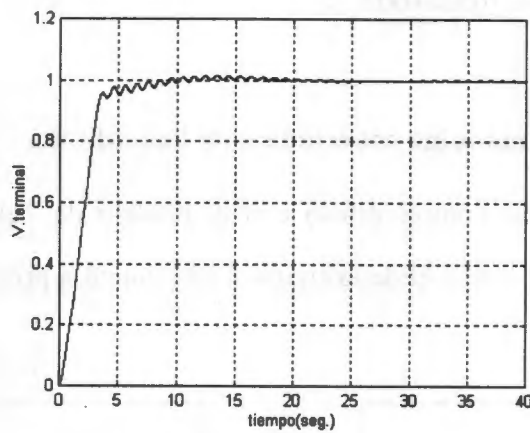


Figura 2.57. Respuesta a un escalón con:  $K_{pb}=1.2$ ,  $K_{ib}=.013$ ,  $K_{pa}=2$ ,  $K_{ia}=.03$ ,  $p_1=.05$ ,  $p_2=.1$ ,  $ICE = 5.1476e+003$

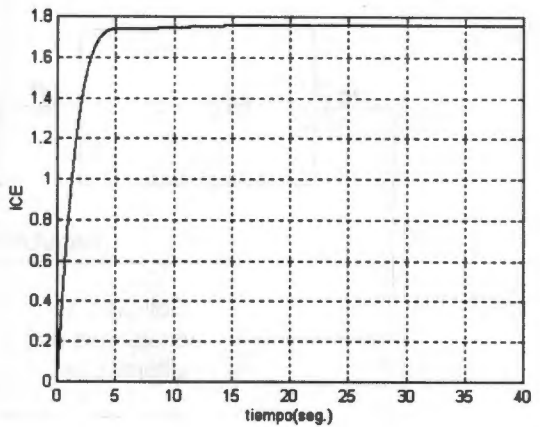
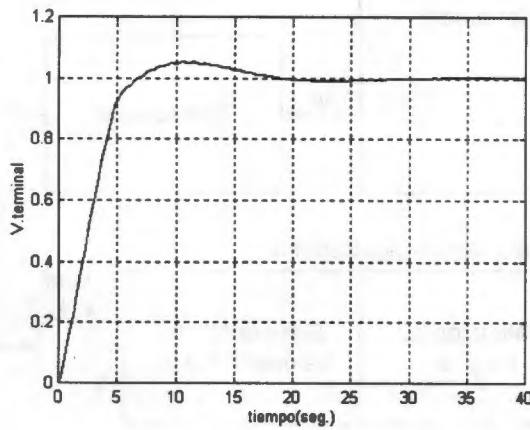


Figura 2.58. Respuesta a un escalón con:  $K_{pb}=1.2$ ,  $K_{ib}=.011$ ,  $K_{pa}=2$ ,  $K_{ia}=.015$ ,  $p_1=.05$ ,  $p_2=.1$ ,  $ICE = 6.7939e+003$

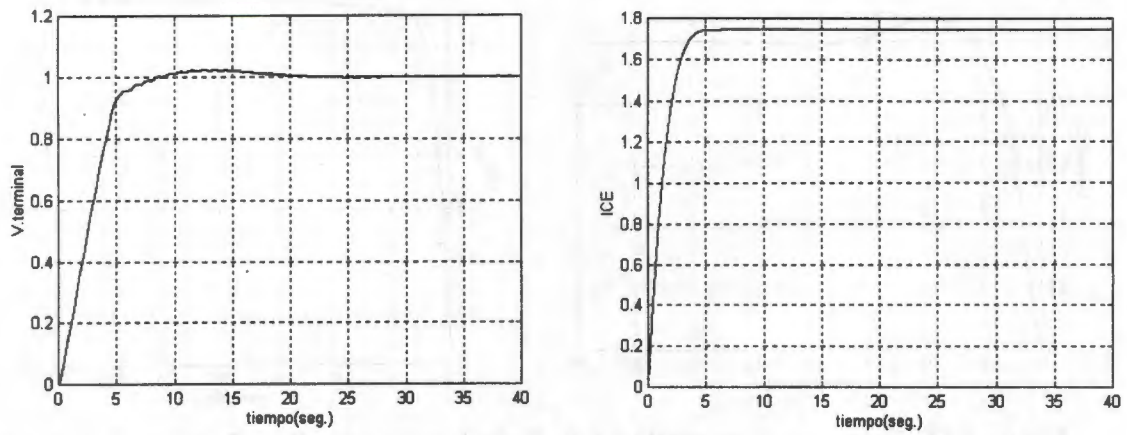


Figura 2.59. Respuesta a un escalón con:  $K_{pb}=1$ ,  $K_{ib}=.01$ ,  $K_{pa}=2$ ,  $K_{ia}=.015$ ,  $p_1=.05$ ,  $p_2=.1$ ,  $ICE = 6.7652e+003$

### 2.6.6. Análisis de comportamiento con una máquina conectada a un bus infinito.

El objetivo de este inciso es probar un control difuso con el modelo de Takagi Sugeno con un sistema máquina y bus infinito como el de la figura 2.60 , sujeto a pruebas de corto circuito.

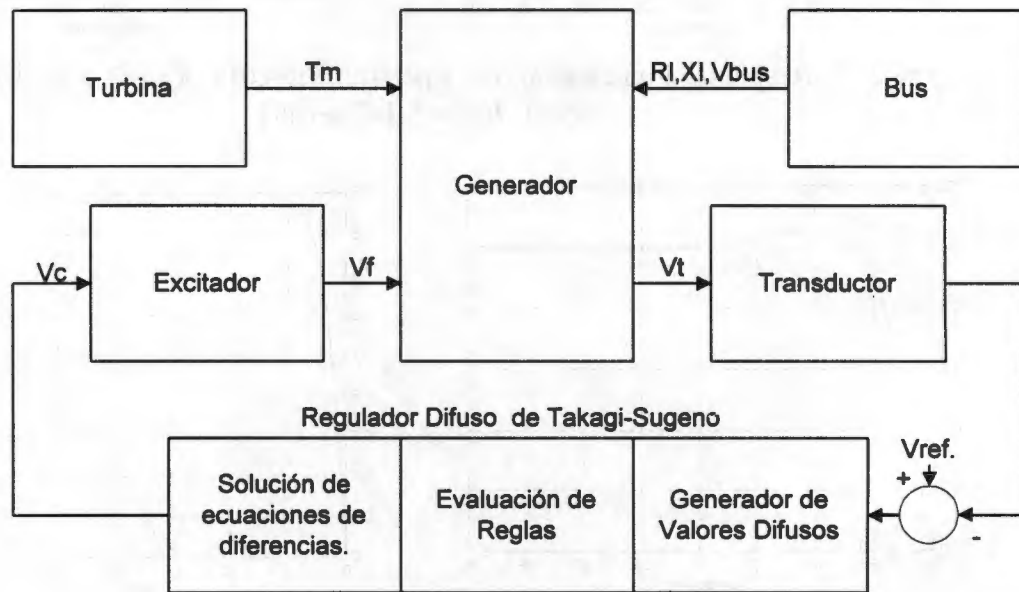


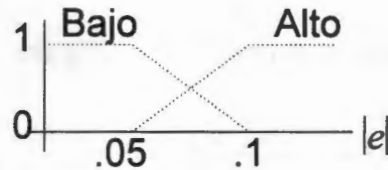
Figura 2.60. Diagrama a bloques del regulador y la máquina simulados.

Las ecuaciones de los subsistemas se pueden ver en el apéndice B [17] y el control de excitación difuso con funciones de membresía como las de la figura 2.61 está representado por las siguientes ecuaciones.

$$\text{Si } e(k) \text{ es bajo entonces } u_1(k) = u_1(k-1) + a_1 e(k) - b_1 e(k-1)$$

$$\text{Si } e(k) \text{ es alto entonces } u_2(k) = u_2(k-1) + a_2 e(k) - b_2 e(k-1)$$

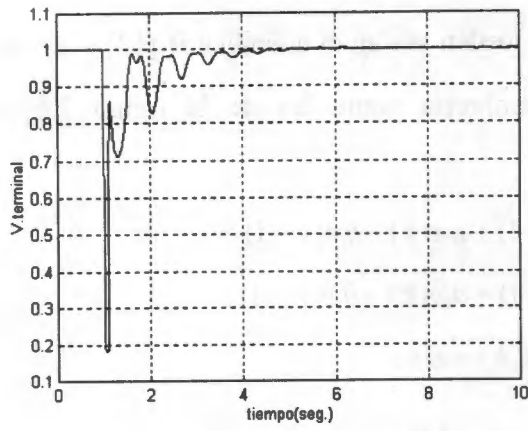
$$\text{donde } a_1=33.99, b_1=33.33, a_2=67.66, b_2=66.66$$



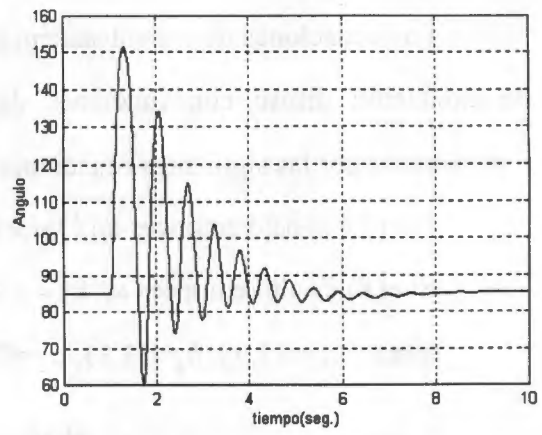
**Figura 2.61. Funciones de membresía del control.**

Los resultados los podemos ver en las gráficas 2.62 a 2.66 donde se puede observar la respuesta al sistema cuando es sometido a una falla de corto circuito con una duración de 6 ciclos. En la figura 2.67 se puede ver el análisis de fase del error contra el cambio del error, donde se observa un comportamiento estable. En la figura 2.68 se muestra la comparación de los modelos difusos de Mamdani y Sugeno contra el regulador tipo ST1, de esta comparación se puede ver la superioridad de los modelos difusos contra el regulador tipo ST1, también se observa que los dos modelos difusos tienen comportamiento semejantes, esto se debe a que los dos controles tienen la misma ganancia integral y diferencial.

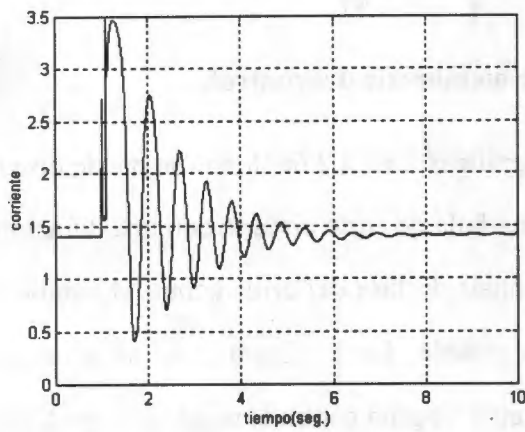
La ventaja del regulador difuso con el modelo de Sugeno propuesto contra el modelo de Mamdani es que requiere sólo la evaluación de dos reglas, reduciendo el tiempo de ejecución del algoritmo de control. Además se puede implementar un control difuso adaptable ajustando en línea los parámetros de las ecuaciones lineales.



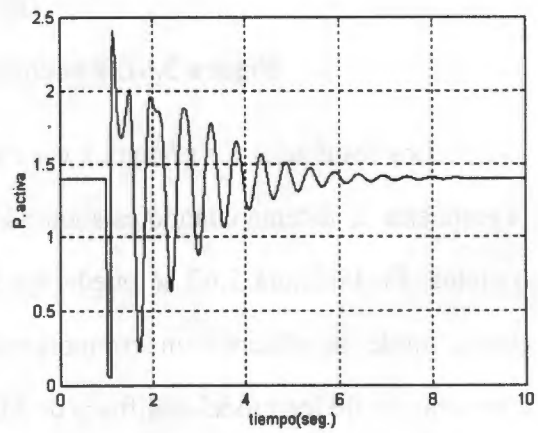
**Figura 2.62. Gráfica voltaje contra tiempo.**



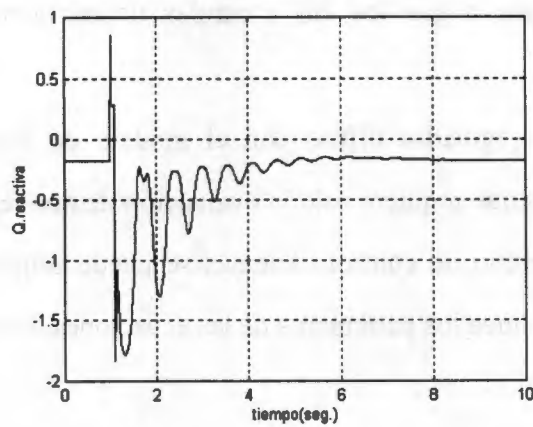
**Figura 2.63. Gráfica ángulo contra tiempo.**



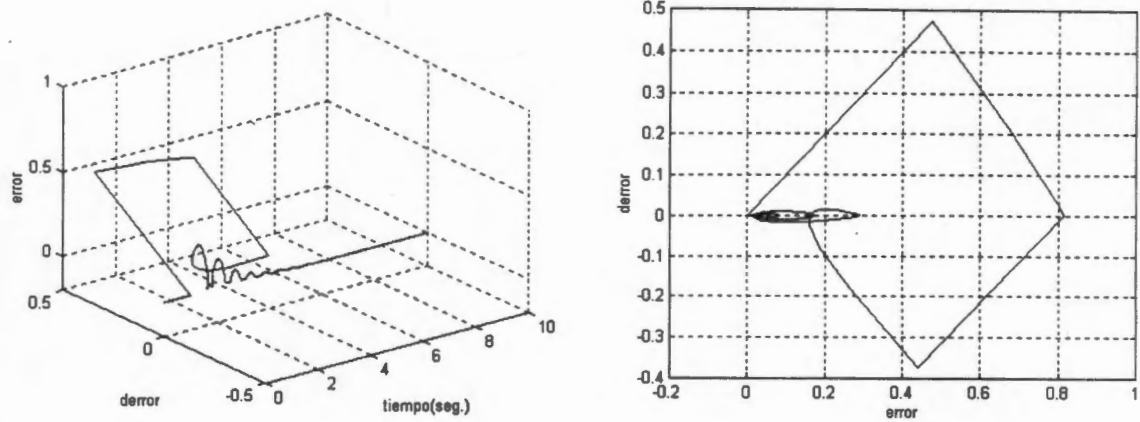
**Figura 2.64. Gráfica corriente contra tiempo.**



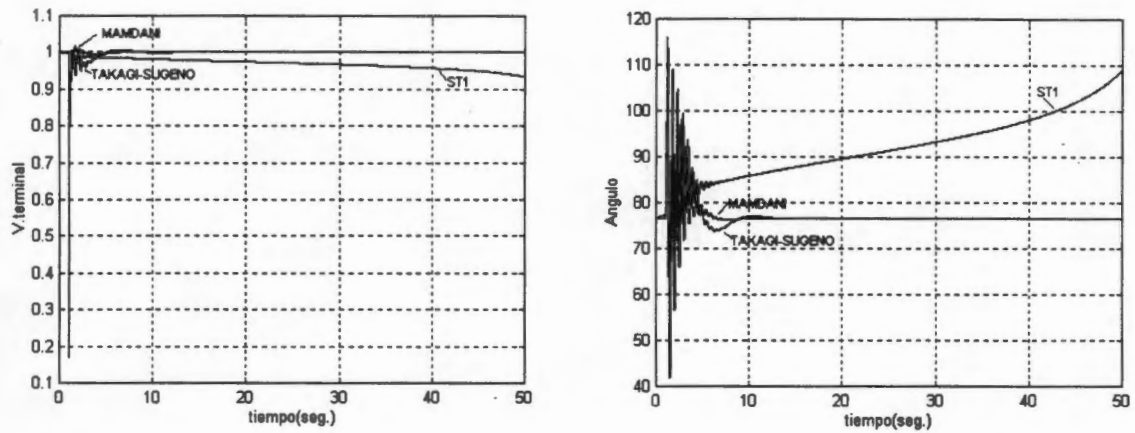
**Figura 2.65. Gráfica potencia activa contra tiempo.**



**Figura 2.66. Gráfica potencia reactiva contra tiempo.**



**Figura 2.67. Análisis en el plano de fase.**



**Figura 2.68. Comparación contra el modelo de Mamdani y un ST1.**



Figura 2.67. Análisis en el plano de los ejes.



Figura 2.69. Comparación entre el modelo de Hertz y el de IT.

## **CAPÍTULO 3**

### **ANÁLISIS DE ESTABILIDAD DE UN CONTROL DIFUSO.**

CAPITULO 3

ANALISIS DE ESTABILIDAD DE UN CONTROL  
DIFUSO.



### **3. Análisis de Estabilidad de un Control Difuso.**

#### **3.1. Introducción.**

Un control de excitación debe de operar en dos circunstancias, en régimen transitorio (periodos cortos de tiempo) y en régimen dinámico o estado estacionario (periodos largos de tiempo), por lo que se debe analizar la estabilidad de los controles en ambas regiones. [58]

Estabilidad transitoria: Es la habilidad de un generador síncrono en un sistema eléctrico de potencia de permanecer en sincronismo después de un cambio de carga severo no repetitivo, comúnmente un corto circuito. [58]

Estabilidad en estado estacionario: Es la habilidad de un generador síncrono en un sistema eléctrico de potencia de permanecer en sincronismo dentro de un régimen de carga con cambios graduales. [58]

El uso de reguladores de voltaje en sistemas de excitación puede incrementar el límite de estabilidad en estado estacionario [48] También se sabe que la ganancia de los reguladores debe ser diferente en condiciones de no carga, que a plena carga.

Los resultados obtenidos en las pruebas anteriores han demostrado que los controles difusos son herramientas muy poderosas aplicadas a los sistemas de excitación de generadores síncronos, sin embargo, la robustez de los controles difusos debe ser estudiada para garantizar la estabilidad ante variaciones en la dinámica del proceso.

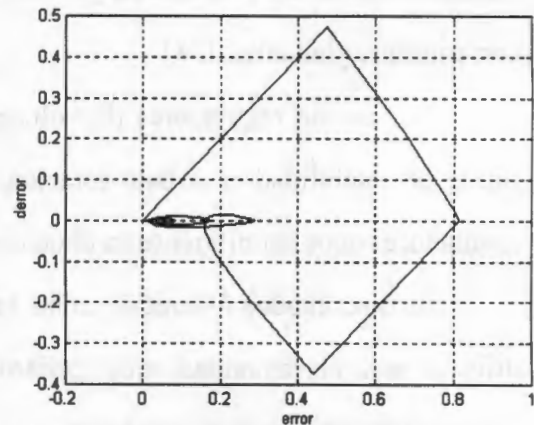
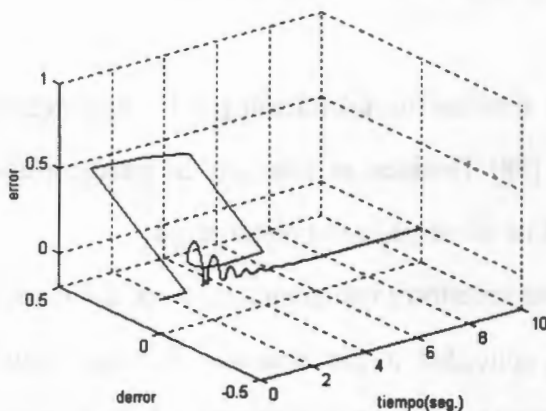
#### **3.2. Análisis en el plano de fase.**

Una de las primeras aproximaciones del análisis de estabilidad introducida por Braae y Rutherford [52], consiste en analizar las trayectorias en el plano de fase para sistemas de dos variables, en este caso las variables de estado son el error y el cambio del voltaje terminal, la consecuencia es el incremento del voltaje de control del excitador. El

análisis consiste en hacer una gráfica de las variables de estado en el tiempo que se quiere analizar.

Tomando en cuenta el ejemplo de un control difuso y una máquina sometida a corto circuito y liberación de éste presentado en el capítulo 2, se presentan las gráficas del error contra el cambio de voltaje terminal y se analizan las trayectorias, observando en este caso que el sistema es estable ya que las variables tienden hacia cero en forma de espiral, como se muestra en las figuras 3.1, 3.2

El análisis en el plano de fase permite ver que el comportamiento después del transitorio del corto circuito es estable y que el error tiende a cero. Este análisis es una herramienta que permite analizar en forma gráfica el comportamiento de sistemas no lineales cuando éstos están sujetos a cambios, sin embargo la gran desventaja es que depende uno de simulaciones pudiendo darse el caso de omitir la simulación de un caso de inestabilidad. Por lo que se considera que este método no es totalmente confiable.



**Figura 3.1. Cambio del error contra error y tiempo, usando un regulador difuso de Sugeno**

**Figura 3.2. Cambio del error contra error usando un regulador difuso de Sugeno.**

### 3.3. Modelo equivalente de un control difuso y una planta.

Para el análisis de estabilidad se tienen que encontrar las ecuaciones de estado equivalentes al control de excitación y a la planta.

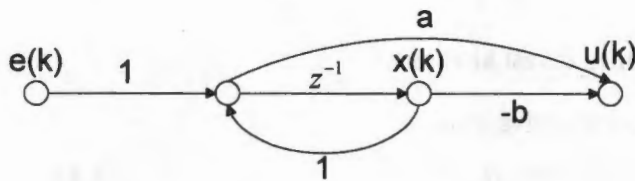
A partir de la ecuación 3.1 del modelo de control difuso se obtiene la función de transferencia:

$$\begin{aligned} \text{Si } e(k) \text{ es bajo entonces } u_1(k) &= u_1(k-1) + a_1 e(k) - b_1 e(k-1) \\ \text{Si } e(k) \text{ es alto entonces } u_2(k) &= u_2(k-1) + a_2 e(k) - b_2 e(k-1) \end{aligned} \quad (3.1)$$

$$\frac{u(z)}{e(z)} = \frac{(a - bz^{-1})}{(1 - z^{-1})} = \frac{(az - b)}{(z - 1)} \quad (3.2)$$

y por medio de la fórmula de ganancia de Mason's, [59] tal como se observa en la figura 3.3 se obtienen las ecuaciones en variables de estado en forma discreta:

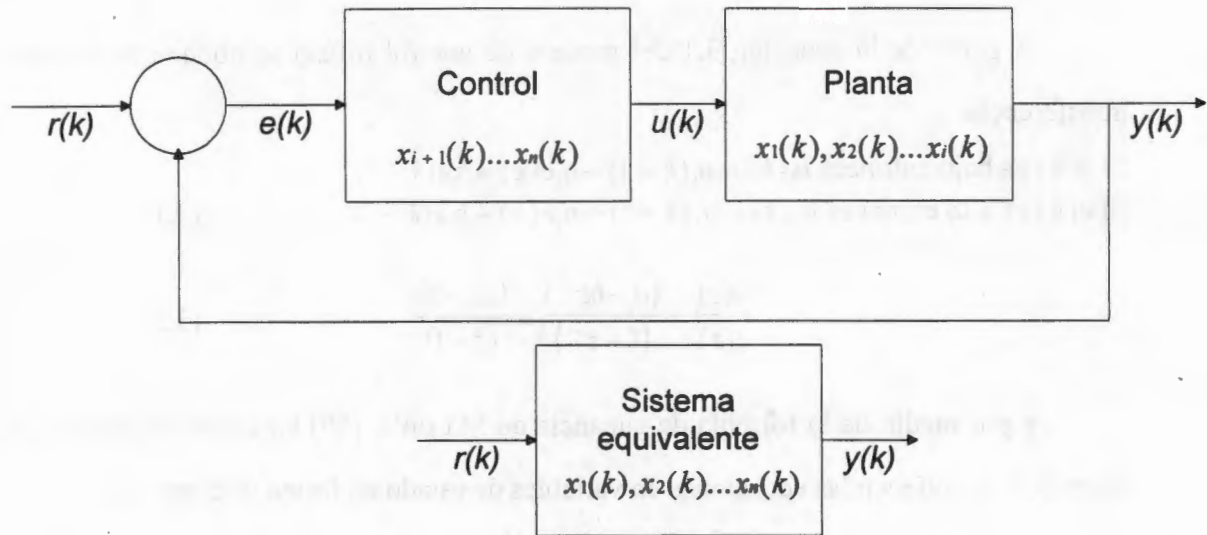
$$\begin{aligned} x(k+1) &= x(k) + e(k) \\ u(k) &= (a - b)x(k) + ae(k) \end{aligned} \quad (3.3)$$



**Figura 3.3. Sistema de control.**

Después de obtener las ecuaciones en variables de estado del control se requiere obtener, las ecuaciones de un sistema equivalente al control y a la planta, En la figura 3.4 se ilustra el diagrama a bloques de la planta, del control de excitación y del sistema equivalente con sus correspondientes variables de estado, donde se puede observar que las variables de estado están numeradas de la 1 a la  $i$  para la planta y de la  $i$  a la  $n$  para el control.

El objetivo es obtener un sistema que contenga las variables de estado de la 1 a la  $n$  como se muestra en el bloque inferior de la figura 3.4



**Figura 3.4. Diagrama a bloques de una planta con control y sistema equivalente.**

Las ecuaciones de estado son:

para el sistema equivalente

$$x(k+1) = A_1x(k) + B_1u(k) + B_2e(k) \quad (3.4)$$

para la planta  $y(k) = Cx(k)$  (3.5)

para el control  $u(k) = C_1x(k) + D_1e(k)$  (3.6)

el error es  $e(k) = r(k) - y(k) = r(k) - Cx(k)$  (3.7)

substituyendo 3.7 en 3.6

$$u(k) = (C_1 - D_1C)x(k) + D_1r(k) \quad (3.8)$$

substituyendo 3.7 y 3.8 en 3.4 se obtiene la ecuación del sistema equivalente

$$x(k+1) = (A_1 + B_1C_1 - C(B_2 + D_1B_1))x(k) + (D_1B_1 + B_2)r(k)$$

$$A_{eq} = A_1 + B_1C_1 - C(B_2 + D_1B_1)$$

$$B_{eq} = D_1B_1 + B_2$$

$$x(k+1) = A_{eq}x(k) + B_{eq}r(k) \quad (3.9)$$

Si el control es como el propuesto por la ecuación 3.1 se tendrían dos subsistemas equivalentes al modelo de Sugeno.

$$\begin{aligned} \text{Si } e(k) \text{ es "bajo"} &\Rightarrow x_1(k+1) = A_{eq1}x(k) + B_{eq1}r(k) \\ \text{Si } e(k) \text{ es "alto"} &\Rightarrow x_2(k+1) = A_{eq2}x(k) + B_{eq2}r(k) \end{aligned} \quad (3.10)$$

La dinámica del modelo difuso aproximado está representada por:

$$\mathbf{x}(k+1) = \frac{\sum_{i=1}^l w^i(k) \{A_{eqi} \mathbf{x}(k) + B_{eqi} r(k)\}}{\sum_{i=1}^l w^i(k)} \quad (3.11)$$

donde  $l = 2$

y el sistema libre está representado por:

$$\mathbf{x}(k+1) = \frac{\sum_{i=1}^l w^i(k) A_{eqi} \mathbf{x}(k)}{\sum_{i=1}^l w^i(k)} \quad (3.12)$$

donde  $l = 2$

### 3.4. Aplicación del Teorema de Liapunov a los controles difusos.

Una condición de estabilidad derivada por Tanaka y Sugeno [39] para asegurar la estabilidad de la ecuación 3.12 ha sido analizada en [40], [41], [42], a partir del siguiente teorema.

**Teorema 1** *El equilibrio de un sistema difuso descrito por la ecuación 3.12 es asintóticamente estable en todo el espacio de estado si existe una matriz positiva definida  $P$  tal que:*

$$A_i^T P A_i - P < 0 \quad (3.13)$$

para  $i \in \{1, 2, \dots, l\}$ , o sea, para todos los subsistemas.

Se puede notar que la ecuación 3.13 depende sólo de  $A_i$ , en otras palabras no depende de  $w_i$ . Este teorema se reduce al teorema de estabilidad de Liapunov para sistemas discretos lineales cuando  $l=1$

En forma más general suponiendo que  $P$  y  $Q$  son matrices positivas el problema consiste en definir primero una matriz positiva definida  $Q$  y después ver si es posible determinar una matriz positiva definida  $P$  a partir de la solución de la siguiente ecuación

$$A_i^T P A_i - P = -Q \quad (3.14)$$

### 3.5. Análisis de estabilidad con una máquina aislada.

Suponiendo una planta formada por las funciones de transferencia de la figura 3.5

con los siguientes parámetros: [60]

$K_e=1, T_e=.01, K_g=1.5, T_g=2, K_r=1, T_r=.01$

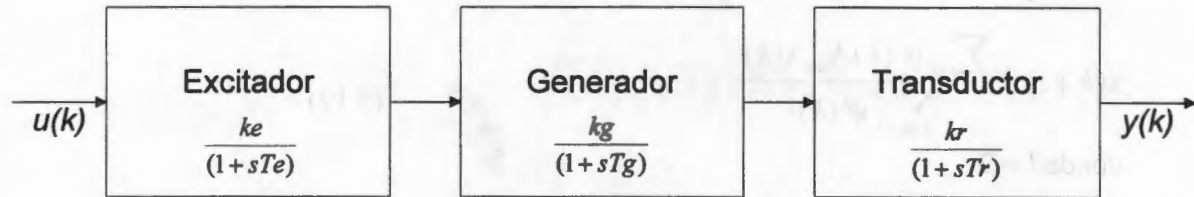


Figura 3.5. Diagrama a bloques de la planta.

La función de transferencia equivalente es:

$$f_t = \frac{15}{(.0002s^3 + .0401s^2 + 2.02s + 1)}$$

Las ecuaciones de la planta en variables de estado considerando un tiempo de muestreo de .01seg. y usando el método de Tutsin son:

$$x(k+1) = Ax(k) + Bu(k)$$

$$y(k) = Cx(k) \quad \text{donde:}$$

$$A = \begin{bmatrix} -0.113328 & -44.8878 & -22.1668 \\ 0.00443336 & 0.775561 & -0.110834 \\ 2.2167E-05 & 0.00887781 & 0.999446 \end{bmatrix}$$

$$B = \begin{bmatrix} 0.443336 \\ 0.00221668 \\ 1.1083E-05 \end{bmatrix}$$

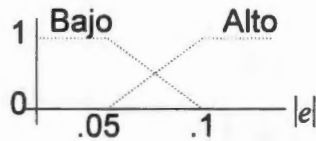
$$C = [0.00083126 \quad 0.332918 \quad 74.9792]$$

El control de excitación difuso con funciones de membresía como las de la figura 3.6 está representado por las siguientes ecuaciones.

Si  $e(k)$  es bajo entonces  $u_1(k) = u_1(k-1) + a_1e(k) - b_1e(k-1)$

Si  $e(k)$  es alto entonces  $u_2(k) = u_2(k-1) + a_2e(k) - b_2e(k-1)$

donde  $a_1=1.516, b_1=1.5, a_2=2.03, b_2=2$



**Figura 3.6. Funciones de membresía del control.**

Aplicando la ecuación 3.10 se obtienen las siguientes subsistemas difusos equivalentes: al control y la planta:

Si  $e(k)$  es "bajo"  $\Rightarrow x_1(k+1) = A_1x(k) + B_1r(k)$

Si  $e(k)$  es "alto"  $\Rightarrow x_2(k+1) = A_2x(k) + B_2r(k)$       donde:

$$A1 = \begin{bmatrix} -0.113886 & -45.1115 & -72.5602 & 0.00709338 \\ 0.00443057 & 0.774442 & -0.362801 & 3.5467E-05 \\ 2.2153E-05 & 0.00887221 & 0.998186 & 1.77E-07 \\ -0.00083126 & -0.332918 & -74.9792 & 1 \end{bmatrix}$$

$$B1 = \begin{bmatrix} 0.672098 \\ 0.00336049 \\ 1.6802E-05 \\ 1 \end{bmatrix}$$

$$A2 = \begin{bmatrix} -0.114076 & -45.1874 & -89.646 & 0.0133001 \\ 0.00442962 & 0.774063 & -0.44823 & 6.65E-05 \\ 2.2148E-05 & 0.00887032 & 0.997759 & 3.33E-07 \\ -0.00083126 & -0.332918 & -74.9792 & 1 \end{bmatrix}$$

$$B2 = \begin{bmatrix} 0.899972 \\ 0.00449986 \\ 2.25E-05 \\ 1 \end{bmatrix}$$

Transformando a un modelo de realización balanceada de controlabilidad y observabilidad iguales en la diagonal, se pueden eliminar aquellas variables que tengan menor contribución y reducir el modelo para evitar problemas de robustez numérica [46],[47].

$$A1 = \begin{bmatrix} 0.989555 & 0.00774542 \\ -0.00774542 & 0.994035 \end{bmatrix}$$

$$B1 = \begin{bmatrix} -0.113016 \\ -0.034625 \end{bmatrix}$$

$$A2 = \begin{bmatrix} 0.986733 & 0.0117529 \\ -0.0117529 & 0.993029 \end{bmatrix}$$

$$B2 = \begin{bmatrix} -0.132482 \\ -0.04496 \end{bmatrix}$$

Para estar seguros de la equivalencia de los modelos anteriores se simularon ambos con respuesta a un escalón obteniendo respuestas similares.

Los pasos para probar la estabilidad del sistema anterior son

1 Probar que las matrices  $A_1 A_2$  y  $A_2 A_1$  son estables definidas

$$A1A2 = A2A1 = \begin{bmatrix} 0.976336 & 0.0193216 \\ -0.0193255 & 0.987015 \end{bmatrix}$$

Los eigenvalores de  $A_1 A_2$  y  $A_2 A_1$  son:  $0.9817 \pm 0.0186i$

2 Calcular  $P_1$  y  $P_2$  con  $Q_1 = Q_2 = I$  a partir de la ecuación 3.14

$$P1 = \begin{bmatrix} 54.7571 & -8.71086 \\ -8.71086 & 73.0739 \end{bmatrix}$$

$$P2 = \begin{bmatrix} 45.3061 & -8.01904 \\ -8.01904 & 58.9552 \end{bmatrix}$$

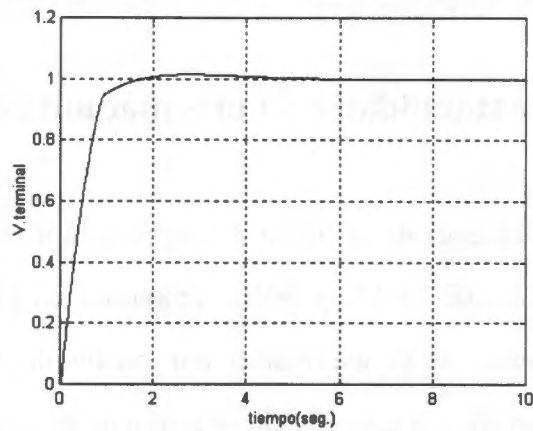
3 Probar que al menos una de las matrices  $P$  es solución común para la ecuación 3.14

$$A_1^T P_2 A_1 - P_2 = \begin{bmatrix} -0.815 & .025 \\ .025 & -0.821 \end{bmatrix} < 0 \quad A_2^T P_1 A_2 - P_1 = \begin{bmatrix} -1.23 & -0.041 \\ -0.041 & -1.21 \end{bmatrix} < 0$$

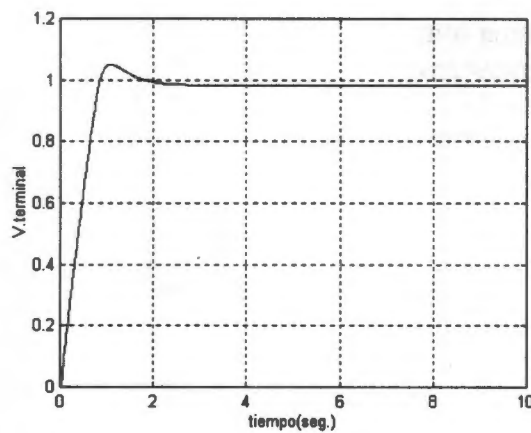


De donde se determina que  $P_1$  y  $P_2$  son comunes y el sistema es estable.

El sistema fue simulado y comparado con la respuesta de un sistema de control ST1 a una función escalón, como se muestra en las figuras 3.7 y 3.8



**Figura 3.7. Respuesta a un escalón del control difuso.**



**Figura 3.8. Respuesta a un escalón de un control tipo ST1.**

De las pruebas realizadas se puede concluir lo siguiente:

El control difuso demostró ser más robusto que el convencional en pruebas de respuesta a un escalón, ya que alcanzó su valor final en un tiempo mucho menor y con oscilaciones mínimas.

El modelo de Sugeno permite analizar la estabilidad mediante el segundo método de Lyapunov.

Un control como el descrito permite construir sistemas de excitación que tengan un comportamiento estable en dos o más regiones, para un régimen de trabajo dinámico y estático, debido a que cada región puede ser ajustada independientemente.

### 3.6. Análisis de estabilidad con una máquina conectada a un bus infinito.

El diagrama a bloques de la figura 3.9 representa un sistema de generación de 4 unidades de 555 MVA DE 24 kV y 60Hz, propuesto en [48] , las características de comportamiento dinámico están expresadas por medio de las constantes K [48] ,El problema consiste en analizar la estabilidad por medio de un regulador difuso como el de la ecuación 3.14 para varios parámetros de éste.

Los parámetros del sistema son:

$T_s = 0.01$  Tiempo de muestreo

$w_0 = 376.9911$

$K_1 = 0.7643$

$K_2 = 0.8649$

$K_3 = 0.3230$

$K_4 = 1.4187$

$K_5 = -0.1463$

$K_6 = 0.4168$

$K_d = 0$

$H = 3.5000$

$T_3 = 2.3562$

$T_r = 0.0200$

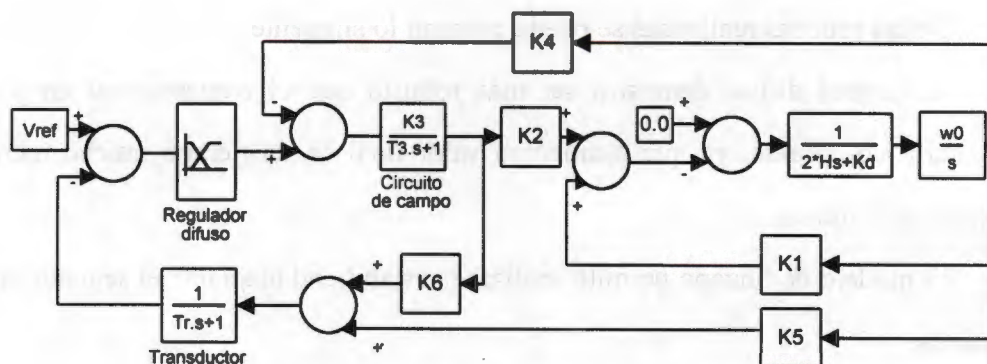


Figura 3.9. Diagrama a bloques equivalente.

La función de transferencia del sistema equivalente es :

$$f_t = \frac{(2.8s^2 + 164.3)}{(s^4 + 50.4s^3 + 62.3s^2 + 2067s + 4205)}$$

El sistema en variables de estado equivalente es:

$$\dot{x} = Ax + Bu$$

$$y = Cx$$

$$A = \begin{bmatrix} -0.42 & 0 & -534 & 0 \\ -0.11 & 0 & -288 & 0 \\ 0 & .14 & 0 & 0 \\ .05 & 0 & -55 & -50 \end{bmatrix}, \quad B = \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}, \quad C = [0 \ 0 \ 0 \ 50]$$

Las ecuaciones de la planta en variables de estado considerando un tiempo de muestreo de .01seg. y usando el método de Tustin son:

$$x(k+1) = Ax(k) + Bu(k)$$

$$y(k) = Cx(k)$$

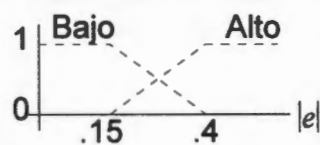
$$A = \begin{bmatrix} .99 & -.0038 & -5.33 & 0 \\ -.001 & .99 & -2.87 & 0 \\ 0 & .0014 & .99 & 0 \\ .0004 & .0003 & -.442 & .6 \end{bmatrix}, \quad B = \begin{bmatrix} .99 \\ -.0005 \\ 0 \\ .0002 \end{bmatrix}, \quad C = [.0001 \ 0 \ -.11 \ .4]$$

El control de excitación difuso con funciones de membresía como las de la figura

3.10 está representado por las siguientes ecuaciones.

Si  $e(k)$  es bajo entonces  $u_1(k) = u_1(k-1) + a_1e(k) - b_1e(k-1)$

Si  $e(k)$  es alto entonces  $u_2(k) = u_2(k-1) + a_2e(k) - b_2e(k-1)$



**Figura 3.10. Funciones de membresía del control.**

Este tipo de control se puede ajustar para tener una respuesta rápida cuando el error es alto y una respuesta lenta cuando el error es bajo, es posible analizar cada subsistema

lineal por separado observando la respuesta en el tiempo a un a señal escalón, sin embargo es de suma importancia hacer un análisis de estabilidad, debido a que los subsistemas pueden tener respuestas estables y el sistema difuso tener una respuesta inestable.

Caso 1 considerando que los parámetros del control son:  
 $a_1=1, b_1=.99, a_2=5, b_2=4.7$

aplicando la ecuación 3.10 se obtienen las siguientes subsistemas difusos equivalentes: al control y la planta:

$$\text{Si } e(k) \text{ es "bajo"} \Rightarrow x_1(k+1) = A_1x(k) + B_1r(k)$$

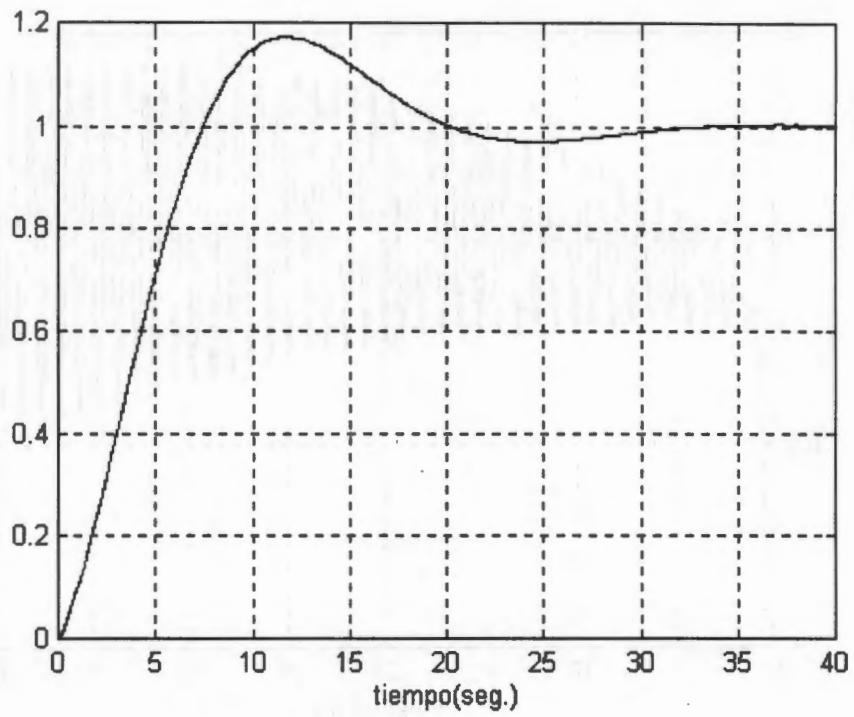
$$\text{Si } e(k) \text{ es "alto"} \Rightarrow x_2(k+1) = A_2x(k) + B_2r(k)$$

donde transformando a un modelo de realización balanceada de controlabilidad y observabilidad se tienen los siguientes subsistemas :

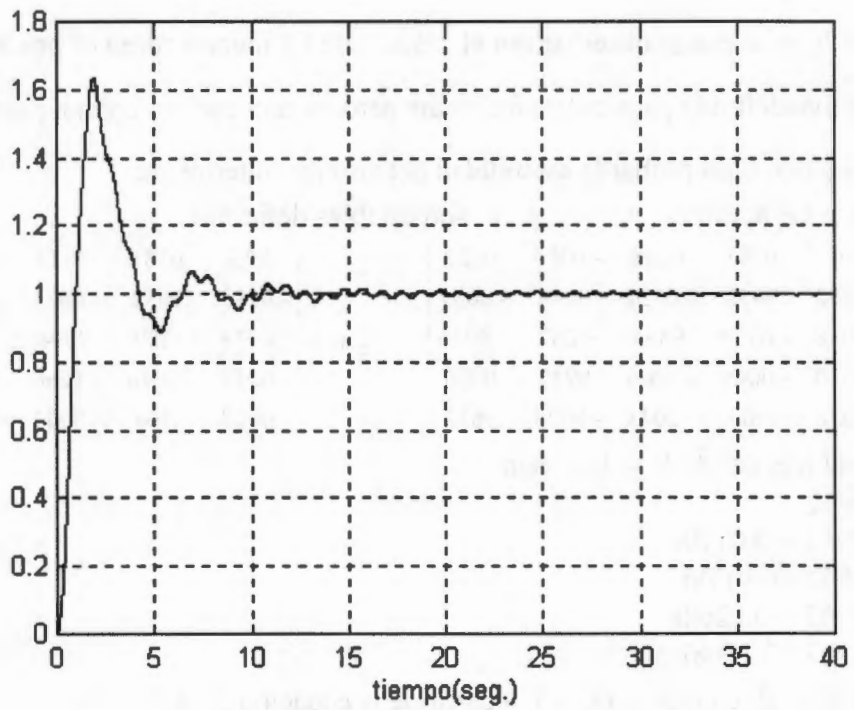
$$A_1 = \begin{bmatrix} .9989 & .0025 & .0009 & .0002 & .001 \\ -.0025 & .9982 & -.0014 & .0005 & -.0022 \\ -.0009 & -.0014 & .9961 & .0639 & -.0047 \\ -.0002 & -.0005 & -.0639 & .9978 & .0014 \\ -.0010 & -.0022 & -.0047 & -.0014 & .6004 \end{bmatrix}, B_1 = \begin{bmatrix} .041 \\ .030 \\ .014 \\ .003 \\ .018 \end{bmatrix} \text{ subsistema 1}$$

$$A_2 = \begin{bmatrix} .9971 & .0157 & .003 & .0009 & .0022 \\ -.0157 & .997 & -.0015 & .0042 & -.0027 \\ -.0030 & -.0015 & .9974 & .0631 & -.0016 \\ -.0009 & -.0042 & -.0631 & .9975 & .0015 \\ -.0022 & -.0027 & -.0016 & -.0015 & .6016 \end{bmatrix}, B_2 = \begin{bmatrix} .0982 \\ .0822 \\ .0311 \\ .0246 \\ .0386 \end{bmatrix} \text{ subsistema 2}$$

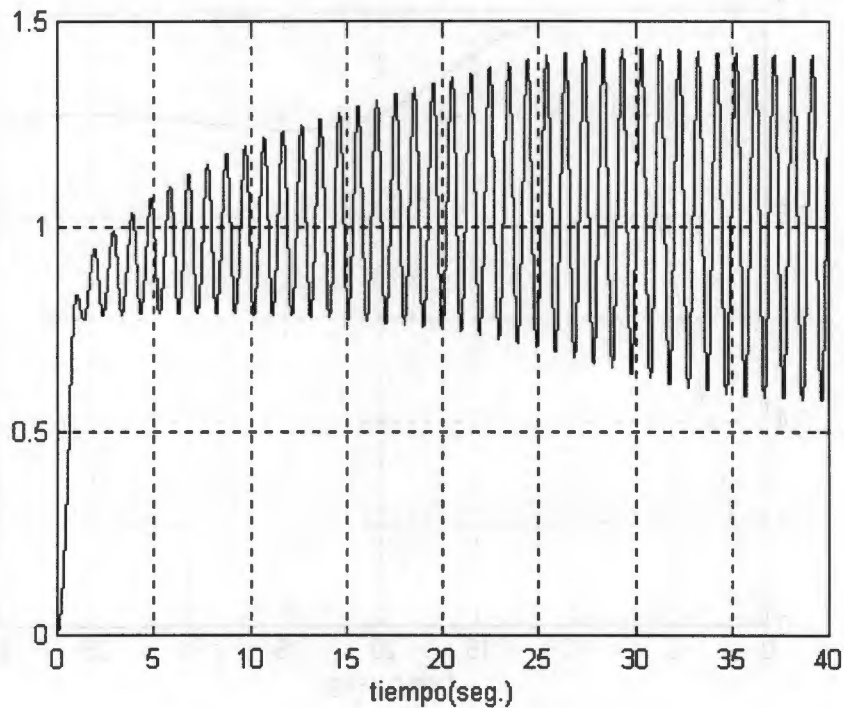
En la gráfica 3.11 se puede observar la respuesta a un escalón del subsistema 1, y en la gráfica 3.12 la respuesta del subsistema 2, en ambas gráficas la respuesta de los subsistemas son estables, sin embargo, cuando se combinan ambos sistemas conforme varía el error en un control difuso, el sistema se hace inestable, como se puede ver en la gráfica 3.13



**Figura 3.11. Respuesta a un escalón del subsistema 1.**



**Figura 3.12. Respuesta a un escalón del subsistema 2.**



**Figura 3.13. Respuesta a un escalón del sistema con control difuso.**

También se puede observar por el método de Lyapunov como es posible obtener una matriz positiva definida para cada subsistema pero no una que sea común para ambos.

Los pasos para probar la estabilidad del sistema anterior son

1 Probar que las matrices  $A_1 A_2$  y  $A_2 A_1$  son estables definidas

$$A_1 A_2 = \begin{bmatrix} .996 & .0181 & .0038 & -.0009 & .0022 \\ -.0182 & .9952 & -.0031 & .0046 & -.0037 \\ -.0038 & -.0029 & .9894 & .1267 & -.0055 \\ -.0010 & -.0046 & -.1266 & .9913 & .0026 \\ -.0028 & -.004 & -.0043 & -.0024 & .3612 \end{bmatrix}, \quad A_2 A_1 = \begin{bmatrix} .996 & .0181 & .0038 & -.0009 & .0022 \\ -.0182 & .9952 & -.0031 & .0046 & -.0037 \\ -.0038 & -.0029 & .9894 & .1267 & -.0055 \\ -.0010 & -.0046 & -.1266 & .9913 & .0026 \\ -.0028 & -.004 & -.0043 & -.0024 & .3612 \end{bmatrix}$$

Los eigenvalores de  $A_1 A_2$  y  $A_2 A_1$  son:

0.3612

$0.9957 + 0.0179i$

$0.9957 - 0.0179i$

$0.9903 + 0.1268i$

$0.9903 - 0.1268i$

2 Calcular  $P_1$  y  $P_2$  con  $Q_1 = Q_2 = I$  a partir de la ecuación 3.14

$$P_1 = \begin{bmatrix} 377.711 & 33.7018 & 1.5135 & -2.50931 & 0.753467 \\ 33.7018 & 339.794 & 0.977456 & -17.6684 & -1.79171 \\ 1.5135 & 0.977456 & 505.568 & -6.66214 & -6.11061 \\ -2.50931 & -17.6684 & -6.66214 & 506.199 & 0.947628 \\ 0.753467 & -1.79171 & -6.11061 & 0.947628 & 1.65063 \end{bmatrix}$$

$$P_2 = \begin{bmatrix} 185.476 & 0.411753 & 9.02096 & -43.243 & 0.882695 \\ 0.411753 & 187.856 & 52.5409 & -21.2428 & -1.51816 \\ 9.02096 & 52.5409 & 821.626 & -1.01982 & -3.96663 \\ -43.243 & -21.2428 & -1.01982 & 823.486 & 2.31267 \\ 0.882695 & -1.51816 & -3.96663 & 2.31267 & 1.60674 \end{bmatrix}$$

3 Probar que al menos una de las matrices  $P$  es solución común para la ecuación

3.14

$$T_1 = A_1^T P_2 A_1 - P_2$$

$$T_2 = A_2^T P_1 A_2 - P_1$$

$$T_1 = \begin{bmatrix} -0.41204 & -0.03848 & 2.04458 & 0.552529 & -0.26374 \\ -0.03848 & -0.77548 & -0.29842 & 2.92975 & -0.06294 \\ 2.04458 & -0.29842 & -3.05438 & -0.19078 & -2.5088 \\ 0.552529 & 2.92975 & -0.19078 & -0.35712 & -0.18441 \\ -0.26374 & -0.06294 & -2.5088 & -0.18441 & -0.97467 \end{bmatrix}$$

$$T_2 = \begin{bmatrix} -3.146 & 0.414811 & -0.2599 & -0.37119 & 0.460311 \\ 0.414811 & -0.70093 & 0.196714 & -0.64781 & -0.12414 \\ -0.2599 & 0.196714 & 0.213931 & 0.046832 & 1.54984 \\ -0.37119 & -0.64781 & 0.046832 & -1.46482 & 0.122798 \\ 0.460311 & -0.12414 & 1.54984 & 0.122798 & -1.02579 \end{bmatrix}$$

Se calculan los eigenvalores para  $-T_1$

5.298

0.9051

-1.7295

-2.4407

3.5408

Se calculan los eigenvalores para  $-T_2$

3.4773

0.2213

1.7651

1.9305

-1.2706



De donde se determina que no son matrices positivas definidas y no se puede demostrar que el sistema es estable.

Caso 2 considerando que los parámetros del control son :

$$a_1=3, b_1=2.97, a_2=3, b_2=2.8$$

aplicando la ecuación 3.10 se obtienen las siguientes subsistemas difusos

equivalentes: al control y la planta:

$$\text{Si } e(k) \text{ es "bajo"} \Rightarrow x_1(k+1) = A_1x(k) + B_1r(k)$$

$$\text{Si } e(k) \text{ es "alto"} \Rightarrow x_2(k+1) = A_2x(k) + B_2r(k)$$

donde las matrices para los subsistemas son :

$$A_1 = \begin{bmatrix} 0.997759 & 0.004551 & 0.002491 & -0.00034 & 0.002377 \\ -0.00455 & 0.997638 & -0.00183 & 0.003236 & -0.00396 \\ -0.00249 & -0.00183 & 0.996668 & 0.063769 & -0.0034 \\ -0.00034 & -0.00324 & -0.06377 & 0.997835 & 0.001188 \\ -0.00238 & -0.00396 & -0.0034 & -0.00119 & 0.601143 \end{bmatrix}$$

$$B_1 = \begin{bmatrix} 0.060334 \\ 0.037995 \\ 0.024343 \\ 0.006566 \\ 0.032116 \end{bmatrix}$$

$$C_1 = \begin{bmatrix} 0.060334 & -0.038 & -0.02434 & 0.006566 & -0.03212 \end{bmatrix}$$

$$A_2 = \begin{bmatrix} 0.997945 & 0.012615 & 0.001476 & -0.00068 & 0.001362 \\ -0.01261 & 0.997843 & -0.00123 & 0.00132 & -0.00166 \\ -0.00148 & -0.00123 & 0.996901 & 0.063538 & -0.00238 \\ -0.00068 & -0.00132 & -0.06354 & 0.997414 & 0.001874 \\ -0.00136 & -0.00166 & -0.00238 & -0.00187 & 0.600942 \end{bmatrix}$$

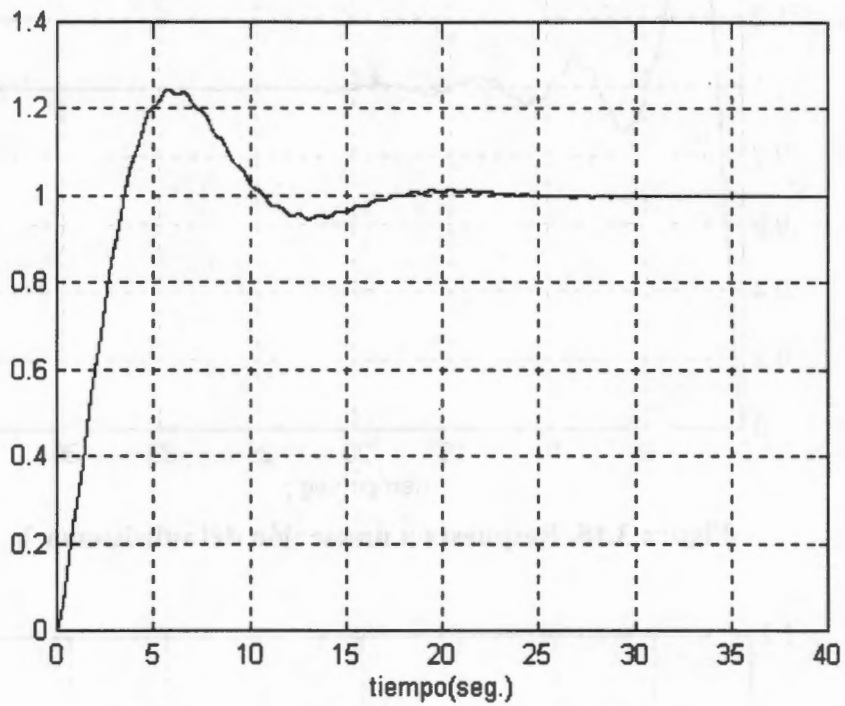
$$B_2 = \begin{bmatrix} 0.0862 \\ 0.074402 \\ 0.026759 \\ 0.017861 \\ 0.029704 \end{bmatrix}$$

$$C_2 = \begin{bmatrix} 0.0862 & -0.0744 & -0.02676 & 0.017861 & -0.0297 \end{bmatrix}$$

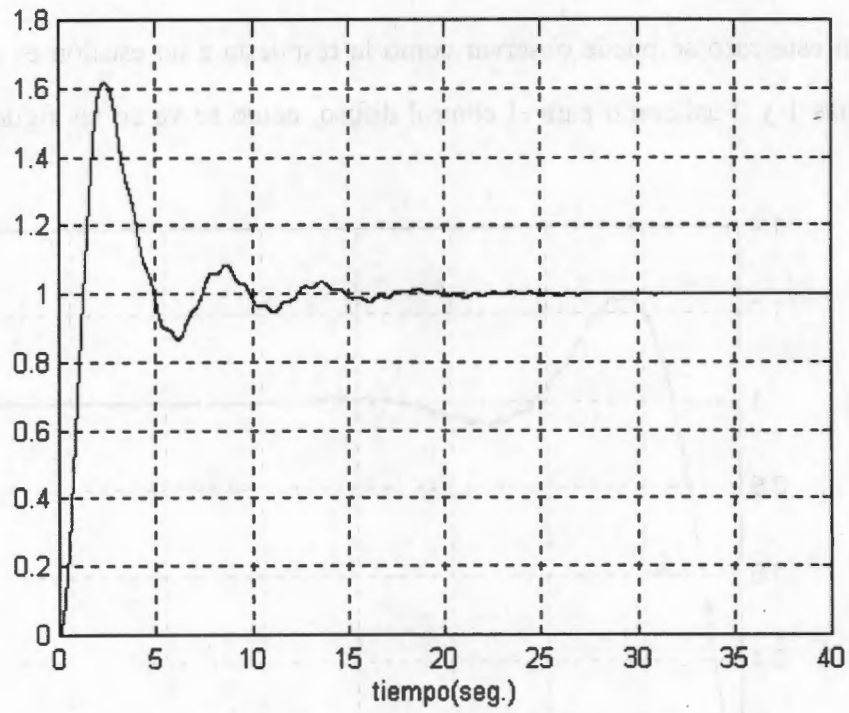




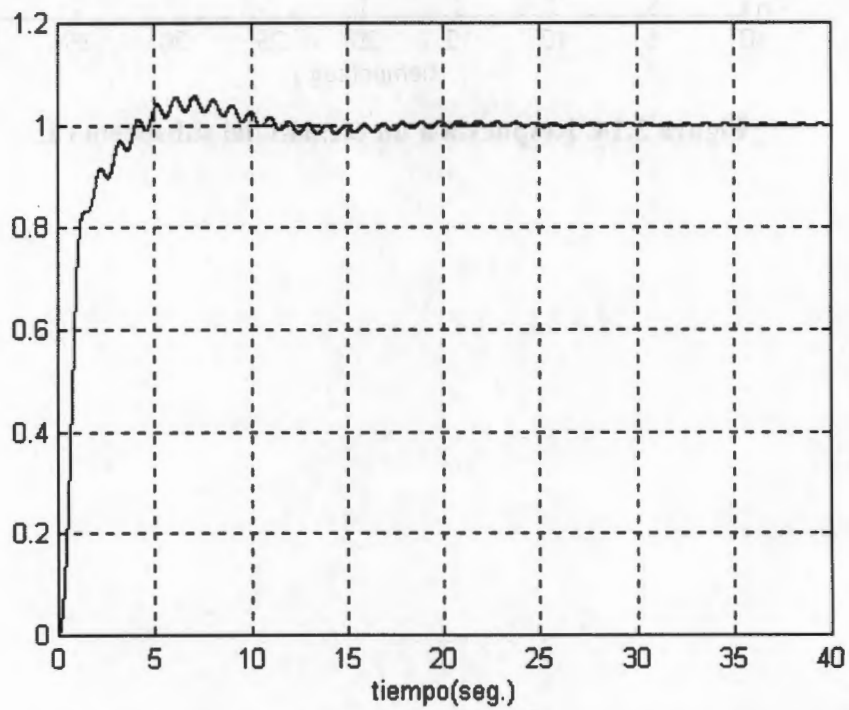
En este caso se puede observar como la respuesta a un escalón es estable para los subsistemas 1 y 2 así como para el control difuso, como se ve en las figuras 3.14, 3.15 y 3.16



**Figura 3.14. Respuesta a un escalón del subsistema 1.**



**Figura 3.15. Respuesta a un escalón del subsistema 2.**



**Figura 3.16. Respuesta a un escalón del sistema con control difuso.**

También se puede observar como en este caso si se puede encontrar una matriz positiva definida para ambos sistemas.

Los pasos para probar la estabilidad del sistema anterior son

1 Probar que las matrices  $A_1 A_2$  y  $A_2 A_1$  son estables definidas

$$A_1 A_2 = \begin{bmatrix} 0.995645 & 0.017121 & 0.003967 & -0.00087 & 0.002774 \\ -0.01712 & 0.995433 & -0.00325 & 0.004438 & -0.00403 \\ -0.00397 & -0.00316 & 0.989534 & 0.126936 & -0.0043 \\ -0.00089 & -0.00447 & -0.12697 & 0.991196 & 0.002741 \\ -0.00314 & -0.00497 & -0.00474 & -0.00253 & 0.361261 \end{bmatrix}$$

$$A_2 A_1 = \begin{bmatrix} 0.995645 & 0.017121 & 0.003967 & -0.00087 & 0.002774 \\ -0.01712 & 0.995433 & -0.00325 & 0.004438 & -0.00403 \\ -0.00397 & -0.00316 & 0.989534 & 0.126936 & -0.0043 \\ -0.00089 & -0.00447 & -0.12697 & 0.991196 & 0.002741 \\ -0.00314 & -0.00497 & -0.00474 & -0.00253 & 0.361261 \end{bmatrix}$$

Los eigenvalores de  $A_1 A_2$  y  $A_2 A_1$  son:

0.3612  
 0.9956 + 0.0169i  
 0.9956 - 0.0169i  
 0.9903 + 0.1271i  
 0.9903 - 0.1271i

2 Calcular  $P_1$  y  $P_2$  con  $Q_1 = Q_2 = I$  a partir de la ecuación 3.14

$$P_1 = \begin{bmatrix} 226.996 & -2.03997 & 3.48055 & -17.9544 & 1.34082 \\ -2.03997 & 231.208 & 21.8443 & -24.0197 & -2.53107 \\ 3.48055 & 21.8443 & 649.16 & -5.45171 & -5.92327 \\ -17.9544 & -24.0197 & -5.45171 & 650.382 & 1.14642 \\ 1.34082 & -2.53107 & -5.92327 & 1.14642 & 1.65315 \end{bmatrix}$$

$$P_2 = \begin{bmatrix} 248.977 & 0.458681 & 6.61444 & -10.2271 & 0.799168 \\ 0.458681 & 249.148 & 8.9987 & -14.7328 & -1.1267 \\ 6.61444 & 8.9987 & 605.362 & -2.24411 & -4.00591 \\ -10.2271 & -14.7328 & -2.24411 & 605.606 & 2.24341 \\ 0.799168 & -1.1267 & -4.00591 & 2.24341 & 1.60733 \end{bmatrix}$$

3 Probar que al menos una de las matrices  $P$  es solución común para la ecuación 3.14

$$T_1 = A_1^T P_2 A_1 - P_2, \quad T_2 = A_2^T P_1 A_2 - P_1$$

# CAPÍTULO 4

## DISEÑO E IMPLEMENTACIÓN DE UN SISTEMA DE EXCITACIÓN ESTÁTICO EN BASE A UN MICROCONTROLADOR Y LÓGICA DIFUSA

## **4. Diseño e implementación de un sistema de excitación estático en base a un microcontrolador y lógica difusa.**

### **4.1. Introducción.**

En la actualidad en cualquier diseño de un sistema de instrumentación o control , se está considerando que al menos lleve un microcontrolador. Estos componentes son dispositivos de estado sólido que se fabrican en forma masiva y físicamente se encuentran dentro de un encapsulado conocido como circuito integrado "Chip" y son básicamente una computadora que está compuesta de los siguientes bloques:

- Unidad Central de Proceso. "C.P.U."
- Memoria para Programa.
- Memoria para datos.
- Puertos de Entrada y Salida.

La forma en que se comunican cada uno de los bloques es por medio de un grupo de conexiones eléctricas conocidos como "bus" , teniendo los siguientes tipos:

- Bus de Datos.
- Bus de Direcciones.
- Bus de Control.

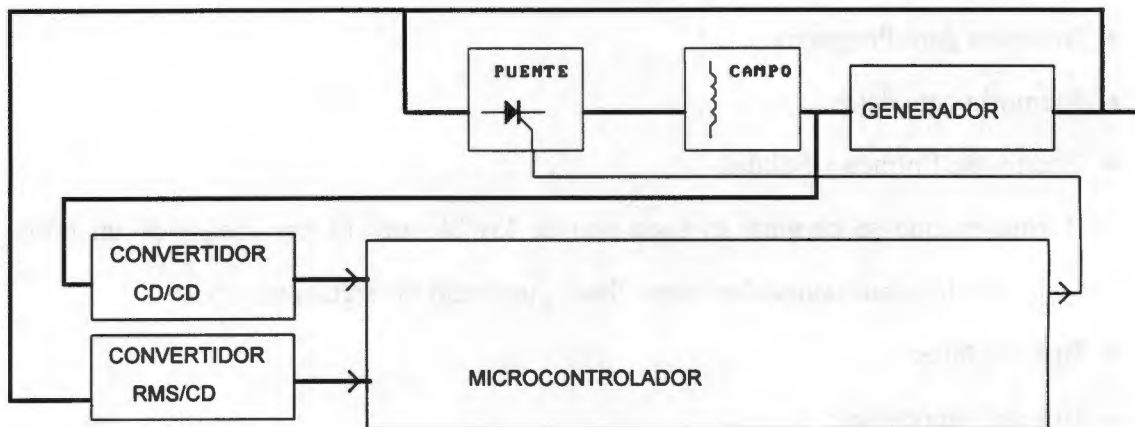
Con base en lo anterior se pueden diferenciar los diferentes microcontroladores que se encuentran en el mercado por:

- Tamaño de bus de datos de: 8, 16, 32 bits, etc.
- Instrucciones del CPU tipo: reducidas "RISC" ó complejas "CISC"
- Velocidad de procesamiento.
- Capacidad de memoria de programa del dispositivo.
- Capacidad de memoria de datos del dispositivo.
- Capacidad de memoria externa.

- Funciones de Entrada y Salida , por ejemplo:
  - ◇ Convertidores A/D , D/A
  - ◇ Funciones de tiempo "Timers", capturadores , comparadores
  - ◇ Comunicación serie, Síncrona, Asíncrona

## 4.2. Selección de un microcontrolador.

Para seleccionar un dispositivo, primero se tiene que conocer el sistema a controlar, identificar las variables de entrada y salida, la cantidad de memoria requerida y velocidad de procesamiento.



**Figura 4.1. Diagrama a bloques de un control de un sistema de excitación.**

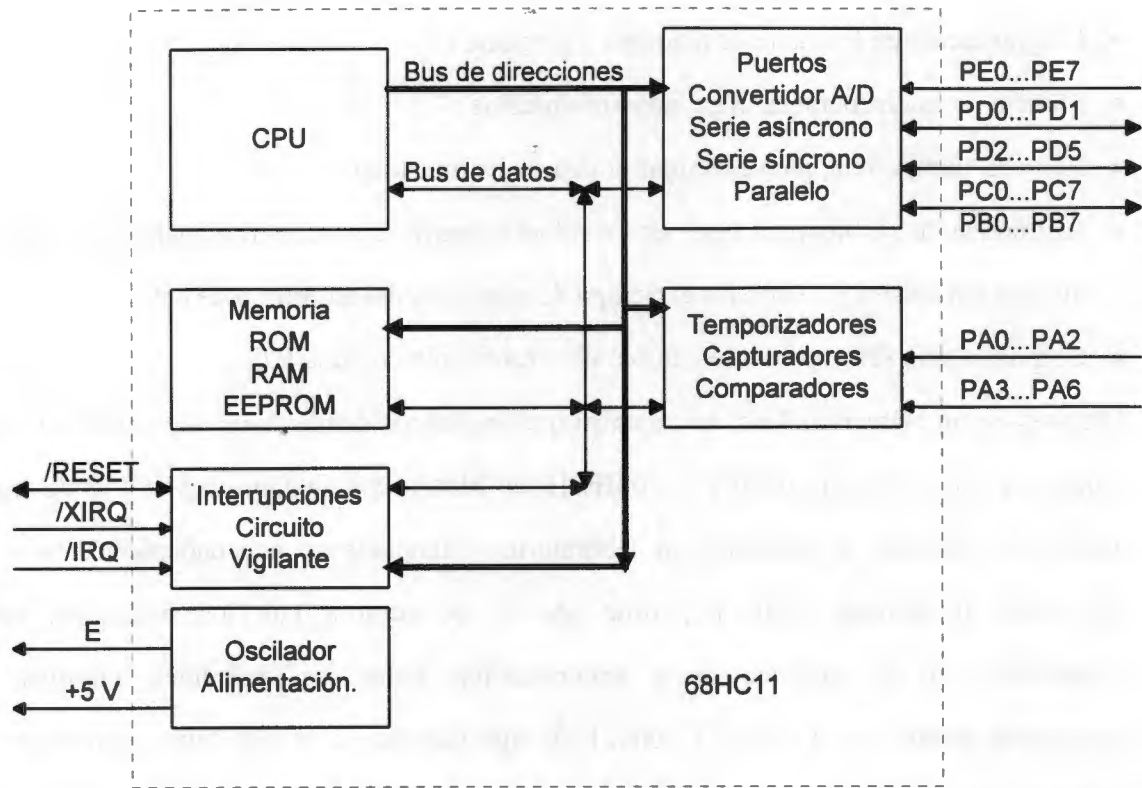
En el caso de un control de voltaje de excitación de un generador, como se muestra en la figura 4.1 se tienen las siguientes necesidades:

- Entradas analógicas, para leer el voltaje terminal y de campo.
- Circuitos de medición de tiempo, para la sincronización de la señal de disparo de los tiristores con la detección del cruce por cero de la señal de alimentación de corriente alterna.
- Circuitos de control de ancho de pulsos, para generar la señal de disparo de los tiristores.

- Programación en lenguaje de máquina y lenguaje C.
- Manejo de interrupciones, para hacer multitareas.
- Reloj en tiempo real, para controlar el tiempo de muestreo.
- Aritmética de 16 bits para tener una resolución mayor de 1/256 al manejar el ángulo de disparo del tiristor y disminuir el tiempo de ejecución del algoritmo de control.
- Comunicación serie, para intercambio de información con una P.C.

Después de un primer análisis, se encontró que los únicos dispositivos que cumplían estos requisitos son la familia 68HC11 y 68HC16 de Motorola y la familia 8XC196 de Intel. Todas las familias se probaron en laboratorio y funcionaron adecuadamente, pero se seleccionó la familia 68HC11 porque además de cumplir con los requisitos, tiene continuidad en la arquitectura y programación entre las diferentes familias de microcontroladores de 8 , 16 y 32 bits. Esto significa que si en una futura aplicación se requiere mayor o menor precisión, se puede uno cambiar de familia sin tener que partir de cero en el aprendizaje de la arquitectura y la programación. La Arquitectura se puede ver en la figura 4.2 [32], [33], [34] y consta de los siguientes módulos:

- Memoria EPROM de 12 Kb
- Memoria RAM de 256 Bytes.
- Memoria EEPROM de 512 Bytes.
- Convertidor A/D de 8 bits.
- Módulo de interrupción.
- Oscilador.
- Módulo de Selección de modo.
- Puerto de entrada y salida paralelo.
- Temporizador.
- Acumulador de pulsos.
- Dispositivo vigilante (Watchdog).
- Interrupciones periódicas.
- Puerto serie modo síncrono.
- Puerto serie modo asíncrono.
- Unidad Central de Proceso (CPU).
- Fuente de alimentación de 0 - 5 volts.



**Figura 4.2. Arquitectura del microcontrolador 68HC11**

### 4.3. Sistema mínimo.

Una vez seleccionado el microcontrolador, el siguiente paso para la elaboración del prototipo es construir un sistema mínimo que se pueda emplear como tarjeta de desarrollo. El diagrama del sistema mínimo usado en el desarrollo de este trabajo se puede ver en la figura 4.3 donde además del microcontrolador se pueden observar los siguientes componentes: un circuito (MC34064) que es un detector de bajo voltaje para dar la señal de inicio en el momento de conectar la computadora, un cristal de 8 MHz que se conecta directamente a las terminales del microcontrolador donde hay un circuito oscilador y un divisor entre dos para generar una señal cuadrada de 4 MHz que es la frecuencia básica de operación del microcontrolador y un circuito (MC145407) que cambia los niveles de voltaje



de 0 a 5 volts del puerto de comunicación serie asíncrono, a los niveles de +12 y -12 volts requeridos por el estándar RS232, para poderse conectar a una computadora personal.

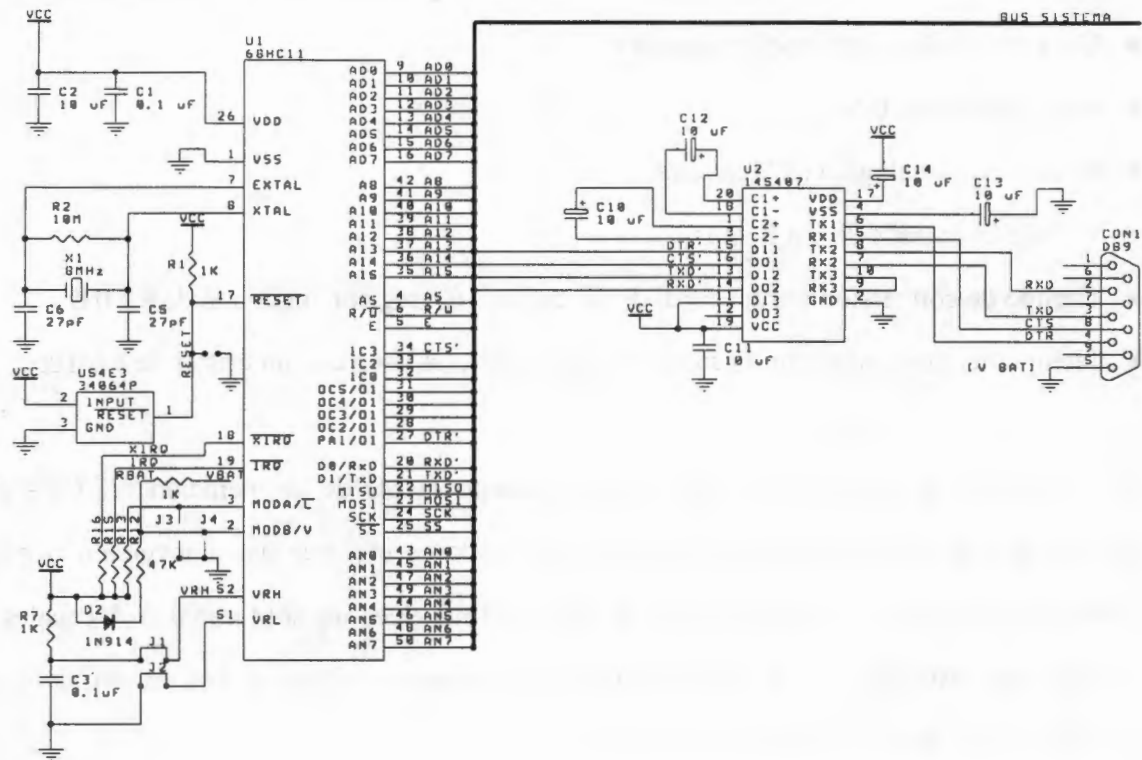


Figura 4.3. Sistema mínimo.

#### 4.4. Medición de variables eléctricas en un sistema de excitación.

Para aplicar los microcontroladores en el área de control de sistemas eléctricos de potencia, lo primero que se requiere es medir las variables que se quieran controlar.

En un sistema de excitación son:

- El Voltaje de C.A. a la salida del generador.
- El Voltaje de C.D. en el campo de excitación y
- La Frecuencia a la salida del generador.

Para realizar estas mediciones en forma adecuada y sin ningún riesgo es necesario acondicionar estas señales a los rangos máximos permitidos y conocer las características del convertidor analógico digital del microcontrolador seleccionado que en este caso son:

- Convertidor de aproximación sucesiva.
- Resolución de 8 bits.
- Multiplexor analógico de 8 canales.
- Voltaje de entrada de 0 a 5 volts.
- Tiempo de conversión por un canal de 32 ciclos, 16  $\mu$ seg con un cristal de 8 MHz .
- Tiempo de conversión por 4 canales de 128 ciclos, 64  $\mu$ seg con un cristal de 8 MHz .

El convertidor es un periférico que funciona independiente de la operación del CPU del microcontrolador, que puede activarse sólo si se desea efectuar una conversión o estar efectuando múltiples conversiones en forma continua, leer un sólo canal ó 4 canales y guardar los resultados en 4 áreas de memoria diferentes. Para su uso se requiere un programa que efectúe los siguientes pasos:

- Activar el convertidor por medio del bit ADPU en el registro OPTION.
- Escribir en el registro ADCTL

Cuál es el canal que se desea leer.

Si es una sola lectura o son múltiples lecturas.

Si sólo se quiere leer uno o cuatro canales.

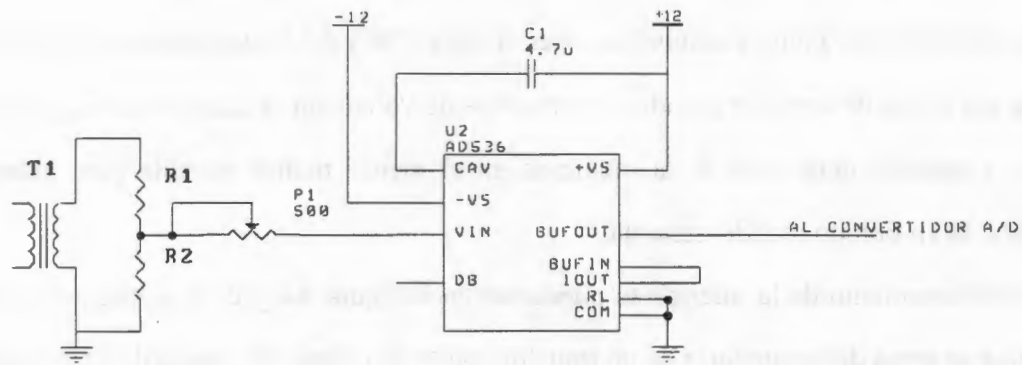
- Leer la bandera CCF del registro ADCTL hasta que indique fin de conversión.
- Leer el dato convertido en el registro ADR1, ADR2, ADR3 o ADR4 dependiendo de cuál o cuáles fueron los canales seleccionados. [34]
- Escalar el resultado en caso de que la señal de entrada pase a través de transformadores y/o divisores.

#### 4.4.1. Medición del Voltaje Terminal.

Esta interfaz tiene como finalidad conocer el valor RMS del voltaje terminal del generador, debe ser capaz de soportar grandes incrementos de voltaje en el caso de que se presente una falla y además debe realizar la medición en el menor tiempo posible para obtener una respuesta en tiempo real del sistema.

El funcionamiento de la interfaz se puede ver en la figura 4.4 y es la siguiente: la señal de voltaje se toma del secundario de un transformador de voltaje T1 para aislarla y reducirla en magnitud, después pasa por el potenciómetro P1 a U2 que es un circuito integrado que entrega un voltaje de C.D. equivalente al valor RMS de la señal de entrada, independientemente de su forma de onda. El circuito integrado seleccionado es el AD536A de Analog Devices que puede manejar señales de hasta 7 Vrms, la aproximación básica que utilizan estos convertidores para calcular el valor RMS es tomar el valor absoluto, elevarlo al cuadrado y dividirlo entre la salida retroalimentada (usando las características logarítmicas de las uniones del transistor), y finalmente filtrar el resultado. La forma más simple de calcular el promedio involucra un filtro de un sólo polo que utiliza un condensador externo (C1), el potenciómetro P1 permite calibrar el voltaje de salida de manera que 255 Volts C.A. correspondan a 5 Volts C.D., valor que va a ser convertido en el número 255 dentro del convertidor A/D.

$$V_{RMS} = \sqrt{AVG(v^2)} = AVG \left[ \frac{(v^2)}{V_{RMS}} \right] \quad (4.1)$$

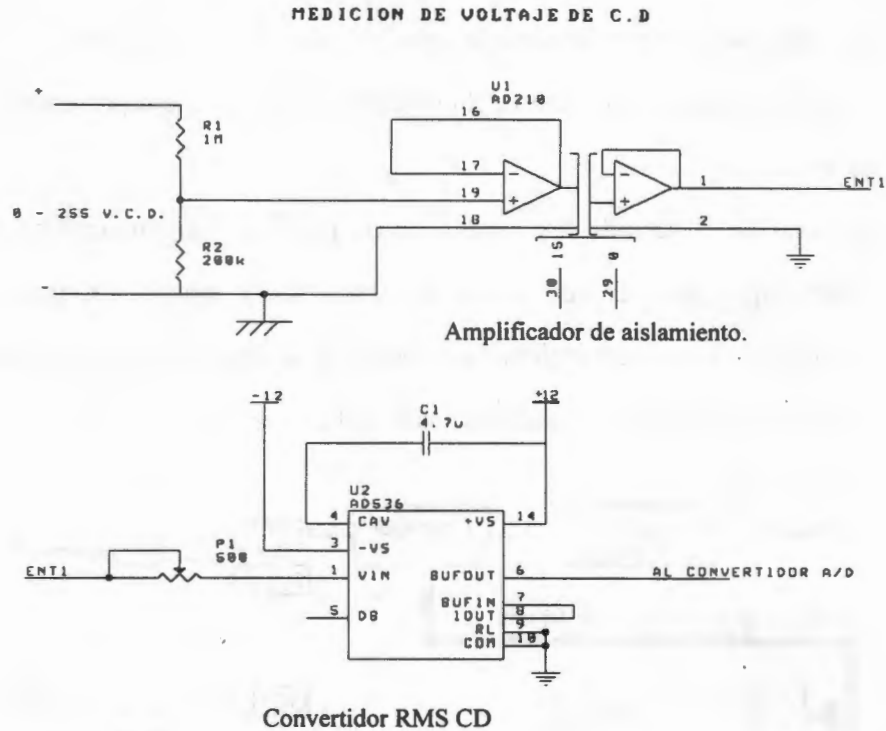


Convertidor RMS-CD

**Figura 4.4. Diagrama del circuito empleado para la medición del voltaje Terminal.**

#### 4.4.2. Medición del Voltaje de Excitación.

Para adecuar el voltaje de excitación a la entrada del convertidor, se usó el circuito mostrado en la figura 4.5, debido a que el voltaje que se desea medir es de corriente directa; para la reducción en magnitud se usó un divisor de voltaje dado por R1 y R2 y como medio de aislamiento al circuito U1 que es un amplificador de aislamiento, la función de este amplificador es interrumpir lazos de tierra, trayectorias de fuga, y rechazar voltajes y ruido de modo común que pueden degradar la exactitud de la medición. El amplificador de aislamiento utilizado es el AD210 de Analog Devices, con un aislamiento en modo común de hasta 2.5 KV pico en forma continua. El voltaje se escala de manera que 255 Volts de C.D. correspondan a 5 Volts, la salida del amplificador pasa a través del circuito U2 que es un convertidor RMS DC y la salida de éste al convertidor A/D.



**Figura 4.5. Diagrama del circuito empleado para la medición del voltaje de excitación.**

#### 4.4.3. Medición de la frecuencia de línea.

Para medir la frecuencia de la línea en forma digital, un método es medir el período y después obtener su inversa, en este caso sólo se mide el periodo para sincronizar el disparo de los tiristores, sin embargo el método aquí propuesto, debido a que la señal es filtrada digitalmente por técnicas de predicción, evita que el ruido de falsas lecturas y funciona adecuadamente para la medición.

Para la medición de la frecuencia se utiliza el periférico del Timer principal que se muestra en la figura 4.6. Este periférico contiene: un contador principal de 16 bits que se está incrementando libremente y representa el tiempo real para el microcontrolador con una precisión de  $.5 \mu\text{seg}$ ; un subsistema llamado circuito captador de entrada y un subsistema llamado circuito comparador de salida. [34]

La operación básica del circuito capturador de entrada consiste en detectar cuando una de las señales de entrada tiene una transición en el filo de subida, de bajada o ambos y en ese momento registrar la cuenta del contador principal, que representa el tiempo en que ocurrió la transición.

Para medir el periodo o el ancho de un pulso se programan los circuitos de captura para interrumpir cada vez que ocurra una transición y leer por programa el registro de captura, después de dos interrupciones se obtiene la diferencia entre dos cuentas y este valor es el tiempo transcurrido con una precisión de 0.5  $\mu$ seg

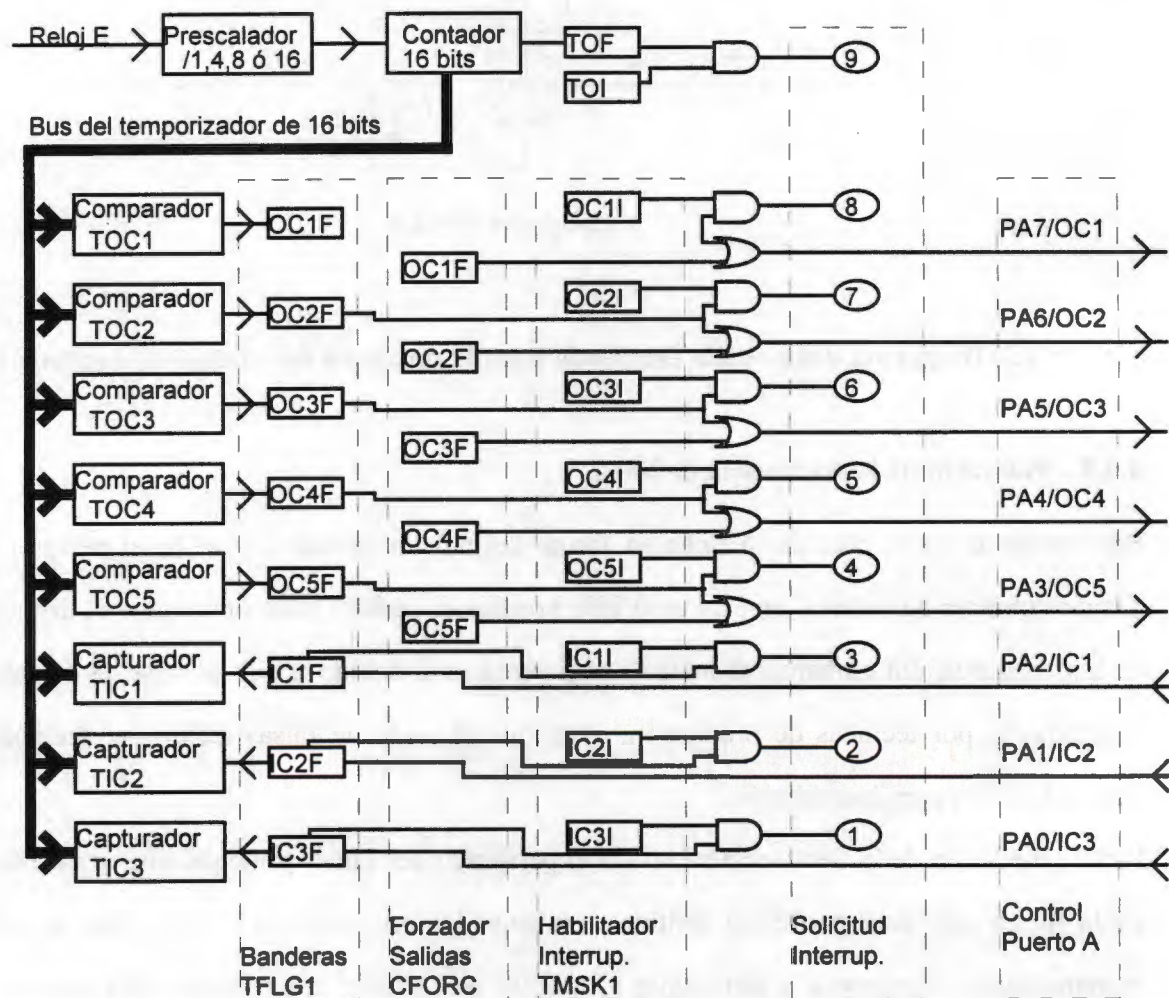
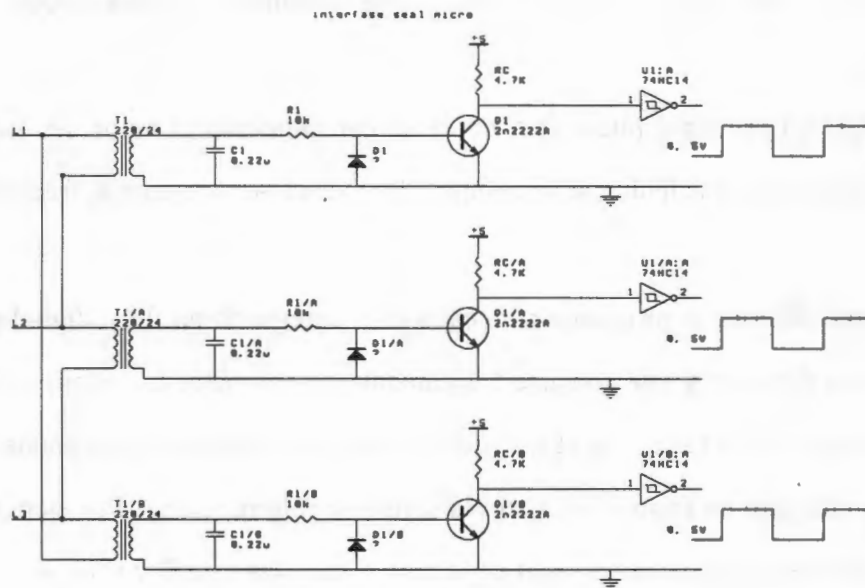


Figura 4.6. Diagrama a bloques del timer principal.

Para poder medir la frecuencia de una señal senoidal es necesario obtener una señal cuadrada a partir de ésta. El circuito usado se ve en la figura 4.7, para aislar y reducir la tensión, la señal entra por un transformador, en seguida por un transistor conectado como amplificador con emisor común y por último por un inversor 74HC14 para tener pulsos cuadrados en niveles TTL.

Este circuito se usa para medir frecuencia y sincronizar el disparo de tiristores pero usando otro circuito con transformadores de corriente en lugar de transformadores de potencial se puede medir el defasamiento entre voltaje y corriente o factor de potencia. También usando el convertidor analógico digital y con un poco de cálculo se puede obtener la potencia o medir los kilowatt-hora en la línea.



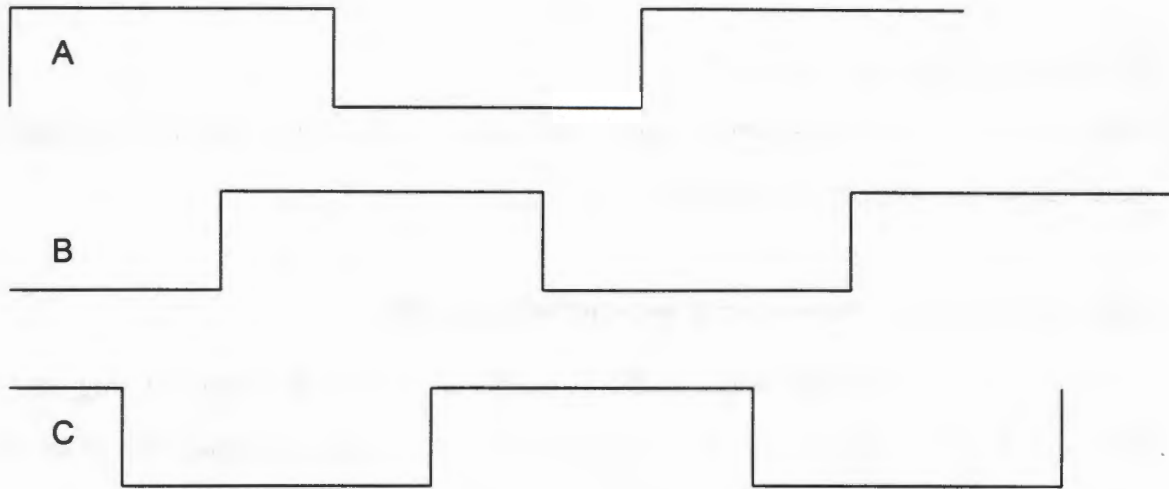
**Figura 4.7. Convertidor de señal senoidal a cuadrada.**

En este caso la programación consistió de los siguientes pasos:

1. Programar al capturador de entrada para que interrumpa cuando detecte el filo de subida de la señal a medir.
2. Habilitar las interrupciones.
3. Cuando ocurra la interrupción leer el registro TIC donde quedó registrado el tiempo en el que se presentó el filo de subida y guardar esta información en un lugar llamado lectura anterior.
4. Indicar al capturador de entrada que la interrupción fue atendida para que éste pueda volver a interrumpir.
5. Cuando ocurra la siguiente interrupción volver a leer el registro TIC , restarle la lectura anterior y guardar el resultado en un lugar llamado periodo ya que este valor contiene el número de pulsos de 500 ns que caben entre dos subidas de reloj de la señal a medir, por último se guarda el valor del registro TIC en un lugar llamado lectura anterior y se repiten los dos pasos anteriores en forma continua e independiente del programa principal.
6. El programa principal puede leer en cualquier momento el valor del área de memoria llamada periodo y calcular, si se requiere, la inversa para obtener la frecuencia.

El algoritmo anterior se programó para cada fase, agregando un filtro digital predictivo para evitar falsos disparos y que consiste básicamente en comparar los estados altos y bajos de las entradas de las 3 fases con el que deben tener y si éstos no corresponden, se considera que fue un disparo en falso y se espera la siguiente interrupción. Por ejemplo en la figura 4.8 se puede ver que cuando la señal de la fase A sube las fase B y C deben estar en estados lógicos 0 y 1 respectivamente, de no ser así se considera un disparo falso en la fase A. Un resumen de los demás estados se puede ver en la tabla 4.1





**Figura 4.8. Señales detectadas si no hay ruido.**

Valores lógicos en las 3 fases sin presencia de ruido		
Detección de filo de subida	Fase $n+120^\circ$	Fase $n-120^\circ$
A=1	B=0	C=1
B=1	C=0	A=1
C=1	A=0	B=1

**Tabla 4.1. Valores de comparación en el filtro predictivo.**

#### 4.5. Comunicación de microcontroladores con computadoras personales.

La comunicación serie permite intercambiar datos entre computadoras con medios de transmisión como: líneas físicas, bucles de corriente aislados con optoacopladores ó módems. Este tipo de comunicación permite conocer a distancia el estado de variables digitales y analógicas así como el poder enviar señales de control.

En este proyecto el objetivo es usar a una computadora personal como maestra y a un microcontrolador como control de voltaje, la maestra tiene varias funciones que son:

- Desplegar en pantalla el voltaje terminal, el voltaje de excitación y la frecuencia del generador.
- Cambiar la consigna del voltaje terminal.

- Cambiar la estrategia de control.

Para lograr esta comunicación se requieren hacer un programa para la computadora personal y otro para el microcontrolador.

#### 4.5.1. Programa de comunicación del microcontrolador.

Como se requiere que el microcontrolador le dedique la mayoría del tiempo al programa de control y no a la comunicación, se desarrolló un programa con interrupciones, de manera que el programa de control se ejecuta 100 veces por segundo y el tiempo que sobra se usa para transmitir o recibir un dato y posteriormente continuar con el programa de control. Otras características son: que el programa ocupa muy poco espacio en memoria y el control de la comunicación lo lleva la computadora maestra mediante un código donde solicita la lectura de un parámetro o envía un nuevo voltaje de consigna. Un resumen de los códigos empleados se puede ver en la tabla 4.2

Código	Mnemónico	Descripción
0x01	V_Term_deseado	El siguiente dato recibido es el voltaje terminal deseado.
0x02	Tran_V_Term	Transmite la última lectura del voltaje terminal
0x03	Tran_V_Campo.	Transmite la última lectura del voltaje de campo
0x04	Tran_Per	Transmite la última lectura del periodo.

**Tabla 4.2. Códigos empleados en la comunicación con el microcontrolador.**

El cambio de una estrategia de control sólo se puede efectuar, por seguridad, por medio de una señal de “reset”, ya que implica un cambio en el programa, por ejemplo, control a lazo abierto, control ST1 o control difuso.

#### **4.5.2. Programa de comunicación de la computadora personal.**

El programa de la computadora personal se realizó en lenguaje C y consta de los siguientes módulos:

- Menú principal.
- Cambio de consigna.
- Desplegado de lectura de parámetros del generador.
- Generador de gráficas
- Comunicación.

La operación del programa es la siguiente: el menú principal permite que el usuario escoja una de las opciones disponibles, en seguida, a través del módulo de comunicación se envía al microcontrolador, uno de los comandos de la tabla 4.2 y éste contesta con el valor del parámetro solicitado, o espera un segundo dato en caso de que se le solicite un cambio de consigna. El módulo de graficación permite observar las variaciones de cada una de las variables con respecto al tiempo.

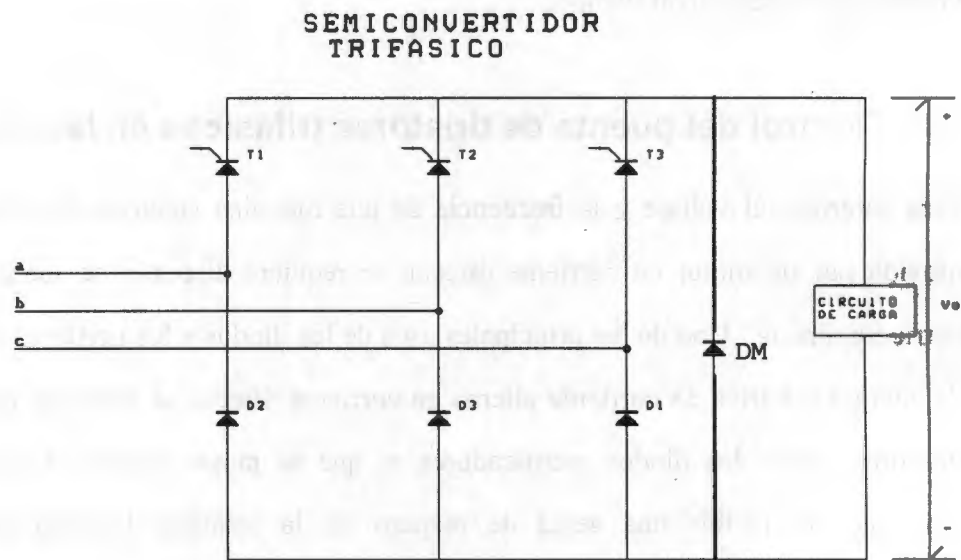
#### **4.6. Control del puente de tiristores trifásicos en lazo abierto.**

Para controlar el voltaje y la frecuencia de una máquina síncrona de laboratorio que es movida por un motor de corriente directa, se requiere disponer de fuentes variables de corriente directa. Uno de los principales usos de los diodos y los tiristores es la conversión de energía eléctrica de corriente alterna en corriente directa, la principal diferencia de los tiristores contra los diodos rectificadores es que se puede iniciar su conducción en el momento de recibir una señal de disparo en la terminal llamada compuerta, esta característica, así como su capacidad de manejar corrientes , voltajes altos y su baja caída de voltaje cuando conducen, permiten emplearlos en fuentes de voltaje variable con control de fase.

Control de fase es el proceso de encendido y apagado rápido cuando se conecta una fuente de corriente alterna a una carga por una fracción de cada ciclo, éste es un método de alta eficiencia para controlar la potencia promedio en las fuentes de C.D.

Los tiristores se pueden conectar en puentes rectificadores de varias maneras: de media onda ; de onda completa ; en puentes trifásicos de 3 diodos y 3 tiristores ; y en puentes trifásicos de 6 tiristores. También es posible construir fuentes bipolares usando más semiconductores.

Debido a que la máquina que se tiene disponible en laboratorio para este proyecto es de 5KVA se utilizó un puente de 3 diodos y 3 tiristores como se puede ver en la figura. 4.9, ya que con este tipo de configuraciones es posible manejar hasta 120 KW , donde la operación en un cuadrante es requerida [24], sin embargo el método de disparo propuesto permite manejar otro tipo de arreglo de tiristores.



**Figura 4.9. Circuito rectificador trifásico.**

Este circuito se conoce con el nombre de semiconvertidor de tres fases [24], [25] y las características que interesan para fines de programación en este proyecto son las siguientes:

- La frecuencia de salida es tres veces la frecuencia de la línea.
- El ángulo de disparo  $\alpha$  de los tiristores puede ser variado de 0 a  $\pi$ . durante el periodo de:

$$\frac{\pi}{6} \leq \omega t < 7\frac{\pi}{6}$$

como se puede ver en la figura 4.10

Durante el periodo  $\frac{\pi}{6} \leq \omega t < 7\frac{\pi}{6}$ , el tiristor T1 es polarizado directamente. Si T1 es disparado en  $t = (\frac{\pi}{6} + \alpha)$ , T1 y D1 conducen y el voltaje de línea a línea aparece a través de la carga. En  $\omega t = 7\frac{\pi}{6}$  Vac comienza a ser negativo y el diodo inverso Dm conduce. La corriente en la carga continua fluyendo a través de Dm; y T1 y D1 son apagados.

Si no estuviera el diodo Dm, T1 continuaría conduciendo hasta que T2 fuera disparado en  $t = (5\frac{\pi}{6} + \alpha)$  y la acción de l diodo inverso fuera hecha a través de T1 y D2.

Si  $\alpha \leq \pi/3$ , cada tiristor conduciría por  $2\pi/3$  y el diodo Dm no conduce. Si definimos los tres voltajes de línea a neutro como:

$$\begin{aligned} v_{an} &= V_m \text{sen}(\omega t) \\ v_{bn} &= V_m \text{sen}(\omega t - \frac{2\pi}{3}) \\ v_{cn} &= V_m \text{sen}(\omega t + \frac{2\pi}{3}) \end{aligned} \quad (4.2)$$

Entonces los correspondientes voltajes de línea a línea son:

$$\begin{aligned} v_{ba} &= v_{bn} - v_{an} = \sqrt{3} \cdot V_m \text{sen}(\omega t - 5\pi/6) \\ v_{cb} &= v_{cn} - v_{bn} = \sqrt{3} \cdot V_m \text{sen}(\omega t + \pi/2) \\ v_{ab} &= v_{an} - v_{bn} = \sqrt{3} \cdot V_m \text{sen}(\omega t + \pi/6) \end{aligned} \quad (4.3)$$

Donde  $V_m$  es el voltaje pico de una fase de una fuente conectada en estrella.

Para  $\alpha \geq \pi/3$ , y un voltaje de salida discontinuo, el voltaje de salida promedio se encuentra mediante

$$V_{dc} = \frac{3}{2\pi} \int_{\pi/6+\alpha}^{7\pi/6} V_{ac} d(\omega t) = \frac{3}{2\pi} \int_{\pi/6+\alpha}^{7\pi/6} \sqrt{3}V_m \sin(\omega t - \pi/6) d(\omega t) = \frac{3\sqrt{3}V_m}{2\pi} (1 + \cos\alpha) \quad (4.4)$$

El voltaje de salida promedio máximo que ocurre en el ángulo de retardo  $\alpha = 0$  es

$$V_{dm} = 3\sqrt{3}V_m / \pi \quad (4.5)$$

y el voltaje de salida promedio normalizado es

$$n = \frac{V_{dc}}{V_{dm}} = 0.5(1 + \cos\alpha) \quad (4.6)$$

El voltaje rms es dado por:

$$r_{ms} = \sqrt{3}V_m \left[ \frac{3}{4\pi} \left( \pi - \alpha + \frac{1}{2} \sin 2\alpha \right) \right]^{1/2} \quad (4.7)$$

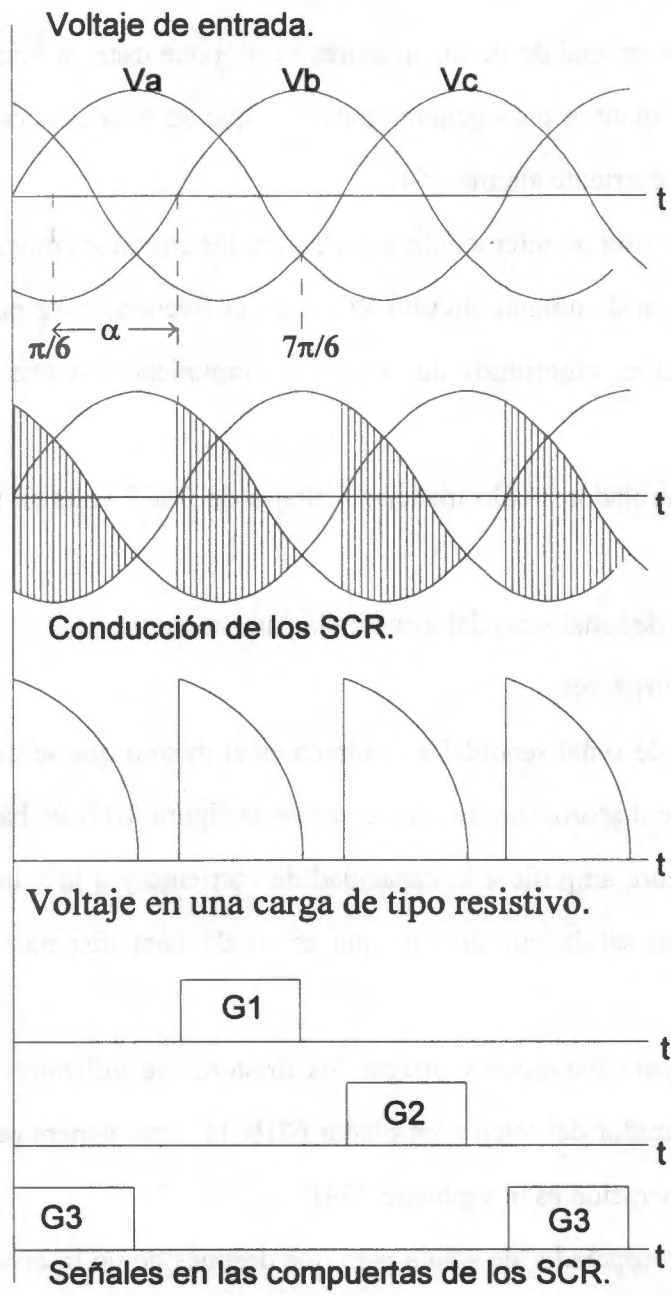
Para  $\alpha \leq \pi/3$ , con un voltaje de salida continuo:

$$V_{dc} = \frac{3}{2\pi} \left[ \int_{\pi/6+\alpha}^{\pi/2} V_{ab} d(\omega t) + \int_{\pi/2}^{5\pi/6+\alpha} V_{ac} d(\omega t) \right] = \frac{3\sqrt{3}V_m}{2\pi} (1 + \cos\alpha) \quad (4.8)$$

$$n = \frac{V_{dc}}{V_{dm}} = 0.5(1 + \cos\alpha) \quad (4.9)$$

$$r_{ms} = \left[ \frac{3}{2\pi} \int_{\pi/6+\alpha}^{\pi/2} V_{ab}^2 d(\omega t) + \int_{\pi/2}^{5\pi/6+\alpha} V_{ac}^2 d(\omega t) \right]^{1/2} \quad (4.10)$$

$$r_{ms} = \sqrt{3}V_m \left[ \frac{3}{4\pi} \left( \frac{2\pi}{3} + \sqrt{3} \cos^2 \alpha \right) \right]^{1/2} \quad (4.11)$$



**Figura 4.10. Gráficas de voltajes en un puente rectificador trifásico.**

#### **4.6.1. Generación de pulsos.**

Para generar los pulsos de encendido de los tiristores se propone usar un microcontrolador que tenga incorporados circuitos para generar pulsos y que se pueda sincronizar con la frecuencia de la fuente de corriente alterna. [54]

Algunas de las ventajas de usar un microcontrolador contra los circuitos convencionales son que los pulsos no dependen de ningún circuito RC ni de la frecuencia, se pueden agregar señales de retroalimentación, algoritmos de control y comunicar con una computadora maestra.

Debido que los microcontroladores sólo manejan voltajes de 0 a 5 volts se requieren dos interfaces que son:

- Circuito de conversión de señal senoidal a cuadrada para sincronía.
- Circuito de disparo de tiristores

El circuito de conversión de señal senoidal a cuadrada es el mismo que se usó para medir frecuencia y el circuito de disparo, que se puede ver en la figura 4.11, es básicamente un inversor 74HC14 usado para amplificar la capacidad de corriente y a la salida de éste un optoacoplador H11C3 con salida por tiristor, que es usado para disparar al tiristor de potencia.

Para generar los pulsos para encender y apagar los tiristores se utilizaron los circuitos comparadores del temporizador del microcontrolador 68HC11 , que genera pulsos con una precisión de 500ns y su operación es la siguiente. [34]

- Programar el circuito comparador de salida para que después de un intervalo de tiempo cambie una señal de salida hacia arriba, abajo ó en forma contraria.
- Leer el registro del contador principal y sumarle el tiempo de espera deseado para que ocurra un evento.
- Guardar este resultado en el registro TOC.



- Al transcurrir el tiempo programado y cuando se igualen en magnitud los valores del registro TOC y el contador principal, la señal de salida cambiará de estado, generándose una interrupción, si fue programada.

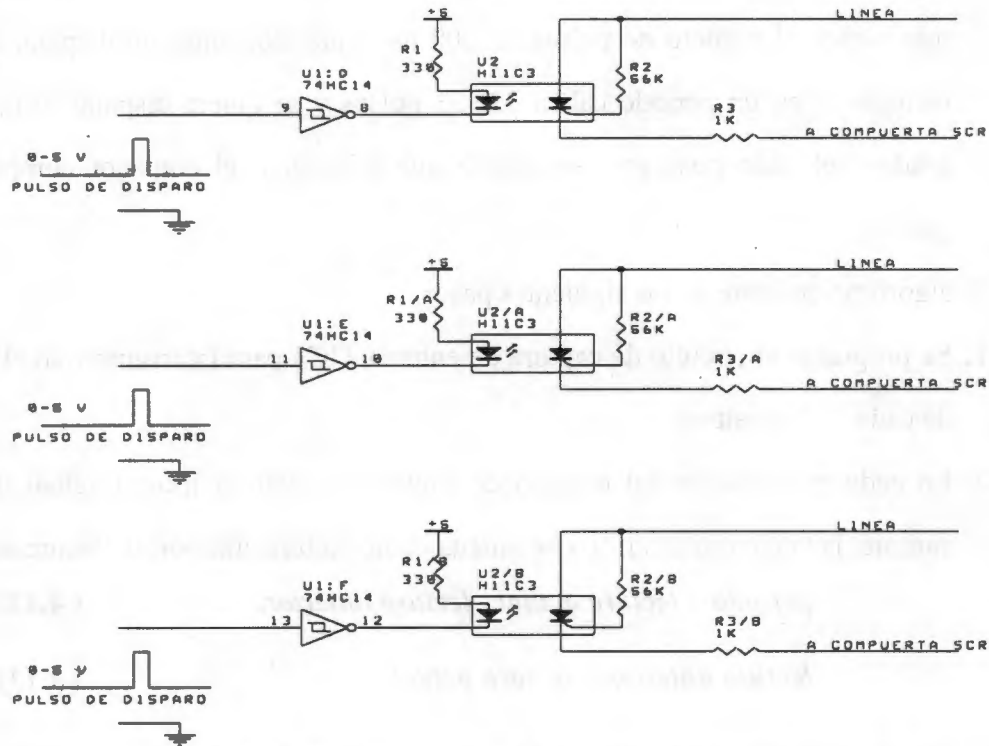


Figura 4.11. Circuito de disparo de tiristor.

#### 4.6.2. Algoritmo de generación de pulsos.

El algoritmo se realizó pensando en que éste pudiera formar parte de un programa más complejo para el control del voltaje de excitación de una máquina o el control de velocidad de un motor de C.D. El programa para la generación de pulsos usa los circuitos de captura y comparación del temporizador principal y por cada fase y cada ciclo realiza los siguientes pasos:

- Se mide el periodo de la señal cuadrada, contando cuantos pulsos de 500 ns caben en un periodo. Por ejemplo en un periodo de una frecuencia de 60 Hz caben 33,333 pulsos de 500 ns.
- Se detecta cada vez que la señal cuadrada tenga un filo de subida, por medio del circuito capturador de entrada TIC1 y se programa al circuito contador comparador TOC2 para que cuente el número de pulsos de 500 ns requeridos antes de disparar al tiristor. Por ejemplo si en un periodo caben 33,333 pulsos y se quiere disparar al tiristor a los 30 grados del ciclo positivo , se tendría que programar el contador comparador a 2777 pulsos.

El algoritmo consiste de los siguientes pasos:

1. Se programa el circuito de captura de entrada TIC1 para interrumpir en el filo de subida de cada ciclo positivo.
2. En cada interrupción del circuito de captura se resta la lectura actual del registro de captura de la lectura anterior y se guarda como lectura anterior, la lectura actual.

$$\textit{periodo} = \textit{lectura actual} - \textit{lectura anterior.} \quad (4.12)$$

$$\textit{lectura anterior} = \textit{lectura actual.} \quad (4.13)$$

3. Se calcula el tiempo de encendido de la compuerta del tiristor o el número de pulsos que hay que esperar antes de encender el tiristor en función de un valor K que varía de 0 a 255 y que es proporcional al ángulo de disparo.

$$\textit{No Pulsos Enc} = \textit{lectura actual} + (255 - K) * (\textit{periodo} / 2 / 255) \quad (4.14)$$

4. Se calcula el tiempo de apagado de la compuerta del tiristor.

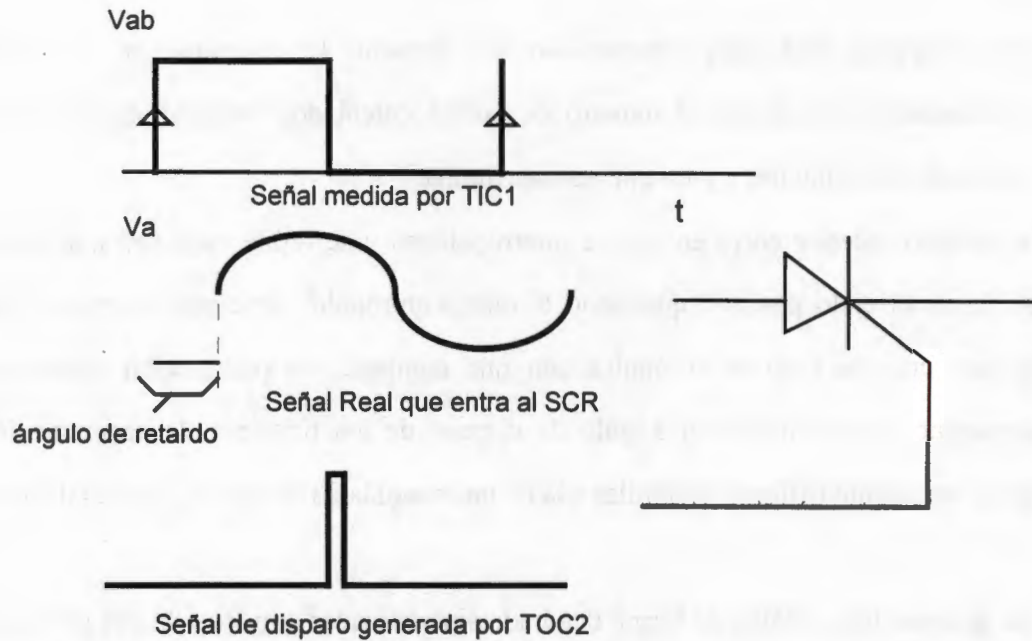
$$\textit{No Pulsos Apg} = \textit{lectura actual} + \textit{periodo} / 2 \quad (4.15)$$

5. Se programa el registro de comparación TOC2 con el número de pulsos calculados anteriormente, para subir su señal de salida y para interrumpir al tener éxito la comparación .

6. Se programa, con cada interrupción del circuito de comparación, el registro de comparación TOC2 con el número de pulsos calculados anteriormente para bajar la salida de comparación y para que no interrumpa.

El algoritmo anterior corre en base a interrupciones y se repite cada vez que la señal de C.A. inicia el ciclo positivo quedando el microcontrolador libre para correr el programa principal, en este caso se comunica con una computadora para recibir comandos para incrementar o decrementar el ángulo de disparo de los tiristores, la programación para disparar un puente trifásico es similar a la de un monofásico con las siguientes diferencias:

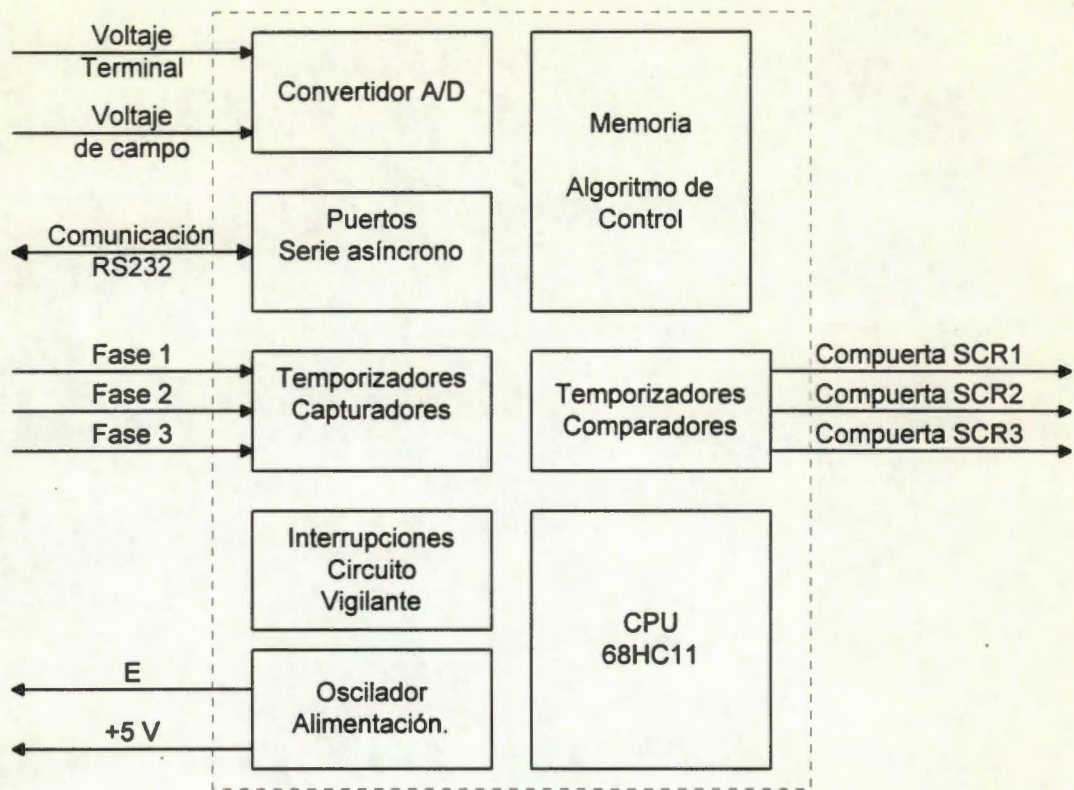
- Se generan tres señales de forma cuadrada sincronizadas con los voltajes de línea de las tres fases y se usan como entradas para los capturadores de entrada TIC1, TIC2, y TIC3
- Se programa a los capturadores de entrada TIC2 y TIC3 de manera similar a TIC1
- Se programa a los comparadores de salida TOC3 y TOC4 de manera similar a TOC2 agregando un constante de 30 grados para ajustar el defasamiento entre el voltaje de línea que es el que se toma como referencia y el de fase que es con el que se alimentan los tiristores, más otros 30 grados para que inicie el tiempo de conducción del puente de tiristores como se muestra en la figura 4.12, para la fase Va
- Se conectan circuitos de disparo para las fases 1 , 2 y 3 en las salidas de TOC2 , TOC3 y TOC4



**Figura 4.12. Generación de pulsos de disparo al tiristor.**

#### **4.7. Implementación.**

Para realizar físicamente el control de excitación se tomó en cuenta el diagrama a bloques de la figura 4.13 donde se puede observar que tanto el algoritmo de control como la lógica para el disparo del puente de tiristores, se realizó optimizando las funciones del microcontrolador, evitando el uso de circuitería externa. Los bloques del regulador están elaborados dentro del microcontrolador mediante un algoritmo por medio de programación, las señales provenientes del voltaje terminal y del voltaje de campo entran al convertidor analógico digital, las señales para sincronía se toman de los circuitos capturadores de entrada y las salidas para disparo de los tiristores se toman de los circuitos comparadores, también el puerto de comunicación serie se encuentra dentro del microcontrolador, dando como resultado una implementación dentro de un sólo circuito integrado. [15] , [16]



**Figura 4.13. Diagrama a bloques de la implementación de un control de un sistema de excitación por medio de un microcontrolador.**

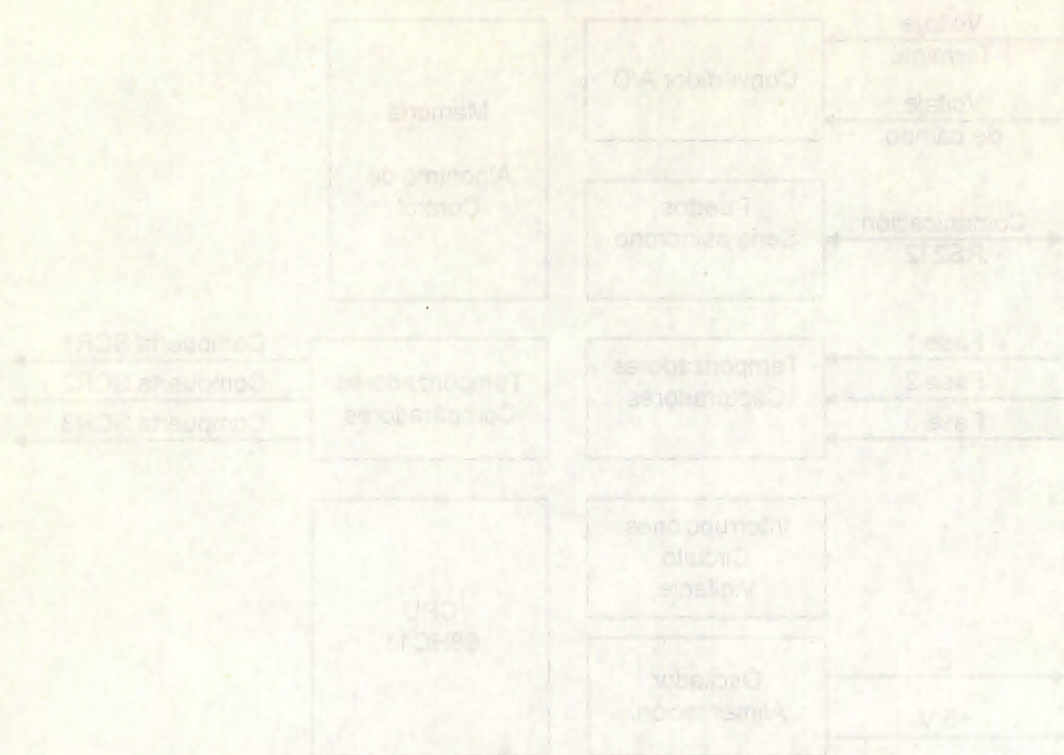


Figura 4.15. Diagrama a bloques de la implementación de un control de un sistema de regulación por medio de un microcontrolador.

## **CAPÍTULO 5**

### **PRUEBAS DE LABORATORIO**

CAPITULO 5

PRUEBAS DE LABORATORIO



## 5. Pruebas de laboratorio.

### 5.1. Introducción.

En este capítulo se describen en forma secuencial las pruebas a las que fue sometido el prototipo durante todo su desarrollo. Siendo éstas: prueba como fuente de alimentación en lazo abierto, con el interruptor S1 abierto, con cargas resistivas e inductivas, como se puede ver en la figura 5.1. ; prueba como fuente de alimentación con un control clásico tipo ST1 digital y con un control difuso, con el interruptor S1 cerrado; y prueba como sistema de excitación de un generador de 5 KVA con cambios de carga, corto circuito y liberación de éste como se puede ver en la figura 5.29.

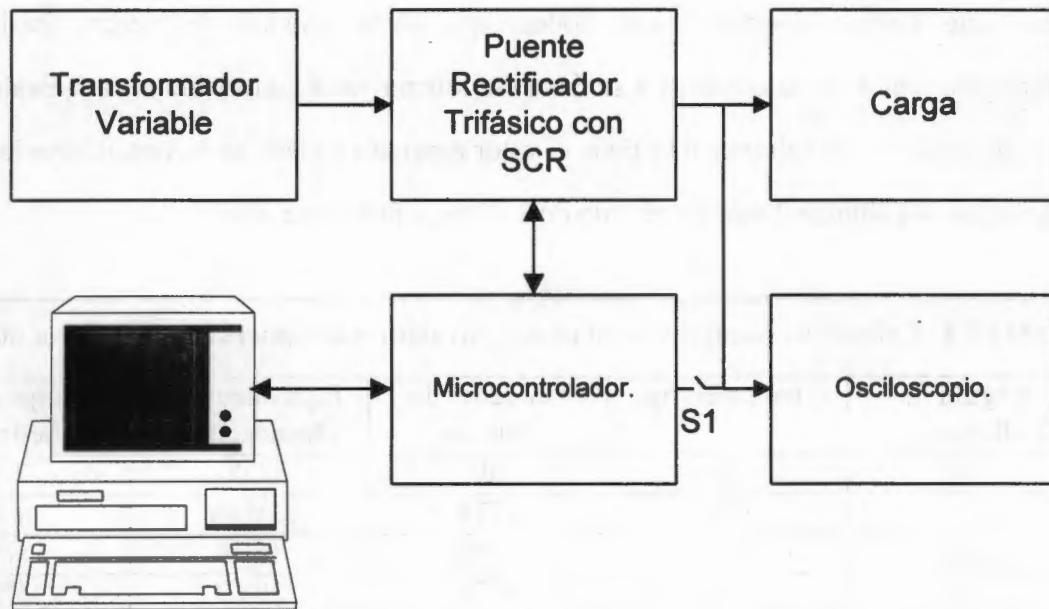


Figura 5.1. Diagrama a bloques del sistema en prueba.

## 5.2. Pruebas en lazo abierto del sistema estático de excitación.

El sistema estático de excitación está compuesto por un puente de tiristores y un microcontrolador. Tal y como se describe en el capítulo 4, estas pruebas tienen como objetivo, comprobar una buena operación del sistema, dentro del rango de control de disparo de los tiristores de 0 a 180°.

El experimento consistió en conectar, a la salida del puente, una carga resistiva de 700 Watts y variar el ángulo de disparo mediante las teclas "+" y "-" desde una PC, usando a un osciloscopio H.P54600 como instrumento de medición, tal y como se ilustra en la figura 5.1. Las pruebas anteriores se repitieron usando como carga un motor de C.D de 90 Volts. La tabla 5.1 se usó para la programación y para comprobar que el ángulo de disparo de los tiristores abarcara el rango de 0 a 180°; en la columna 2 se tiene el valor del retardo en milisegundos calculado cada 30° para una frecuencia de 60 hertz; en la columna 3 se tiene este tiempo dividido entre 500ns, que es la unidad de tiempo básica del microcontrolador; en la columna 4 se tiene ese mismo valor convertido a su equivalente en hexadecimal y en la columna 5 se tiene el valor esperado a medir con el osciloscopio que es igual al de la columna 2 más un retardo de 2.77ms, equivalente a 60°.

Ángulo de disparo.	Tiempo en ms.	Unidades de 500 ns	Equivalente en Hexadecimal.	Tiempo en ms. + retardo de 60°
0	0	0	0000	2.7
30	1.38	2778	0ADA	4.1
60	2.77	5556	15B4	5.5
90	4.16	8333	208D	5.9
120	5.55	11111	2B67	8.2
150	5.94	13889	3641	9.6
180	8.33	16667	411B	11.0

De las pruebas realizadas se puede observar lo siguiente:

- En la figura 5.2 se puede observar la señal de sincronía, que reciben el microcontrolador para una de las fases y la señal de disparo al tiristor a 150°. Se puede observar que a pesar del ruido, no se pierde la sincronía de disparo de los tiristores. Esto se debe a un filtro predictivo por programación, que en cada interrupción de la señal de sincronía, pregunta por el estado de las otras dos fases y si éste no corresponde al esperado, lo considera ruido y no hace nada. También se observa la medición del intervalo de tiempo entre la señal de sincronía y el pulso de disparo del tiristor, que es de 9.6 ms, igual a la suma del tiempo disparo a 150° de la tabla 5.1 más 30° del defasamiento entre el voltaje de línea y de fase más 30° del tiempo de inicio de conducción del puente de SCR trifásico.

$$T_{\text{calculado}} + \text{Defasamiento de la señal de sincronía} + T_{\text{conducción SCR}} = T_{\text{observado}}$$

$$5.94\text{ms} + 1.38\text{ms} + 1.38\text{ms} = 9.6\text{ms}$$

- En las figuras 5.3 y 5.4 se observan las mismas señales para 90° y 0° respectivamente.
- En la figura 5.5 se observa una amplificación de la señal de disparo del tiristor.
- En las figuras 5.6 a 5.11 se observa el voltaje a la salida del puente de SCR, conectado a una carga resistiva de 700 Watts y con ángulos de disparo de 150° a 0°.
- En las figuras 5.12 a 5.15 se observa el voltaje a la salida del puente de SCR, conectado a la armadura de un motor C.D. de 90 Volts, como carga y con ángulos de disparo de 150° a 0°.
- En la figura 5.16 se observa la respuesta a un escalón de la referencia, en lazo abierto para un voltaje de salida aproximado de 125 volts.

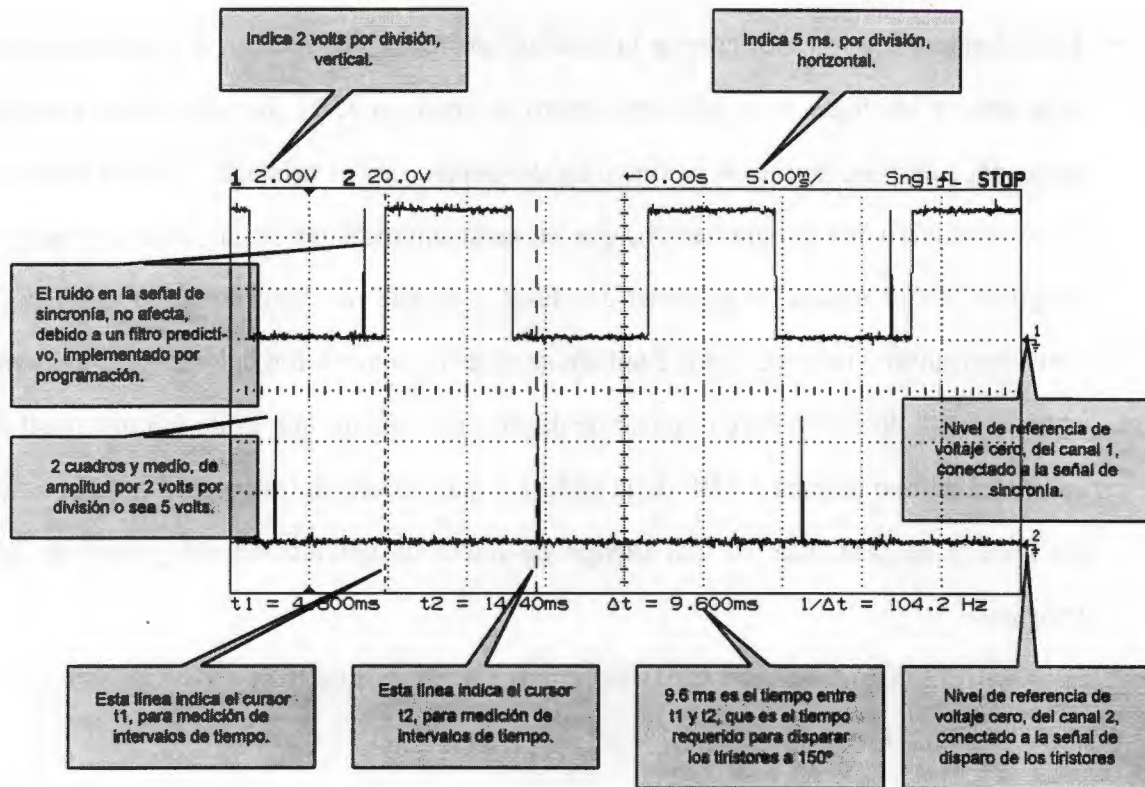


Figura 5.2. Señales de sincronía y disparo de tiristor a 150 grados.

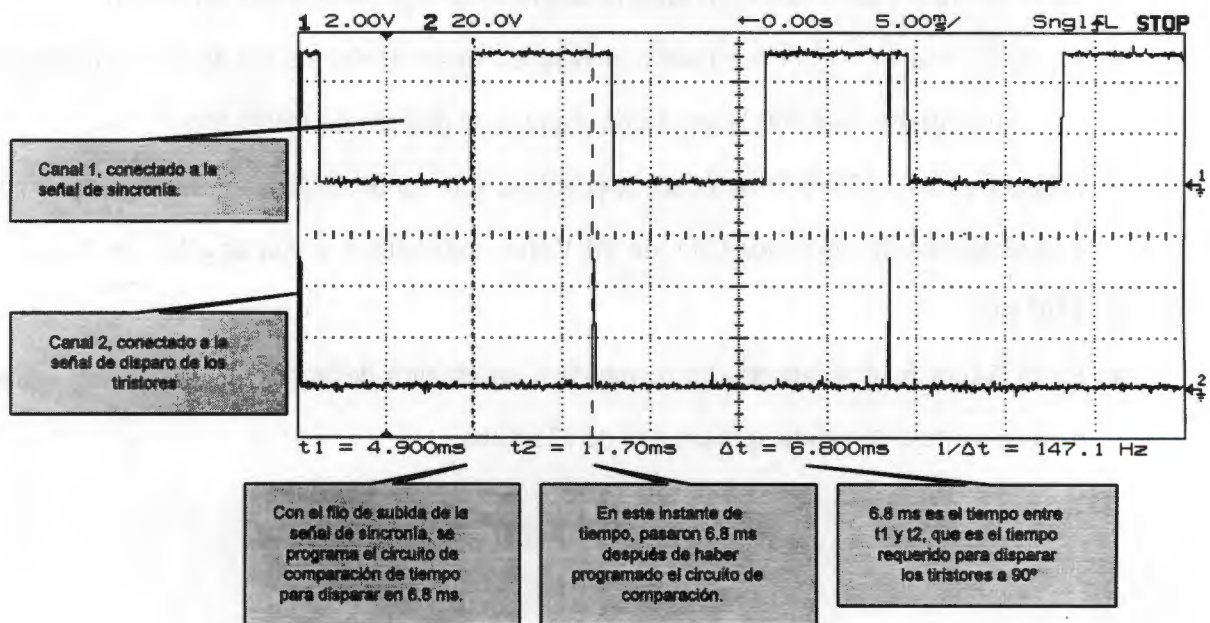


Figura 5.3. Señales de sincronía y disparo de tiristor a 90 grados.

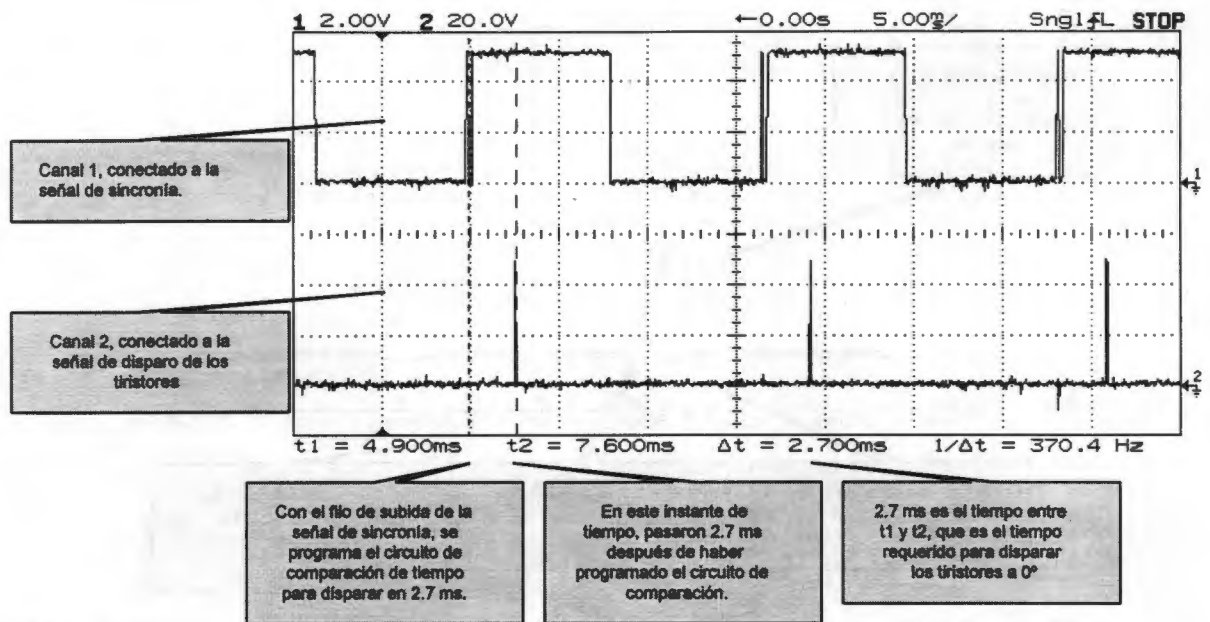


Figura 5.4. Señales de sincronía y disparo de tiristor a 0 grados.

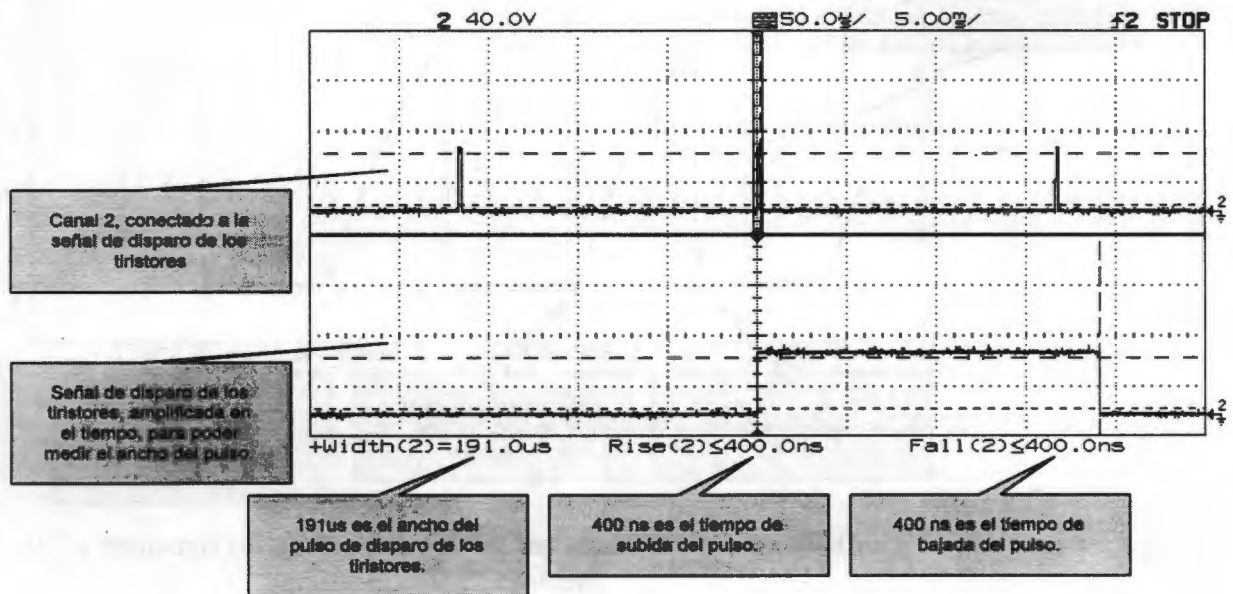
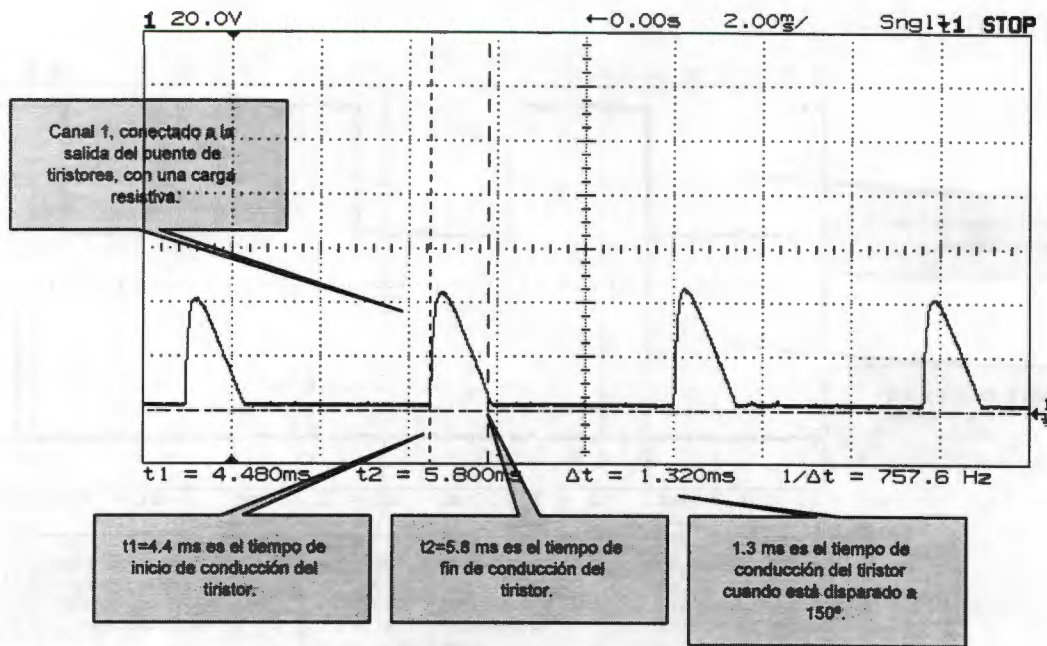
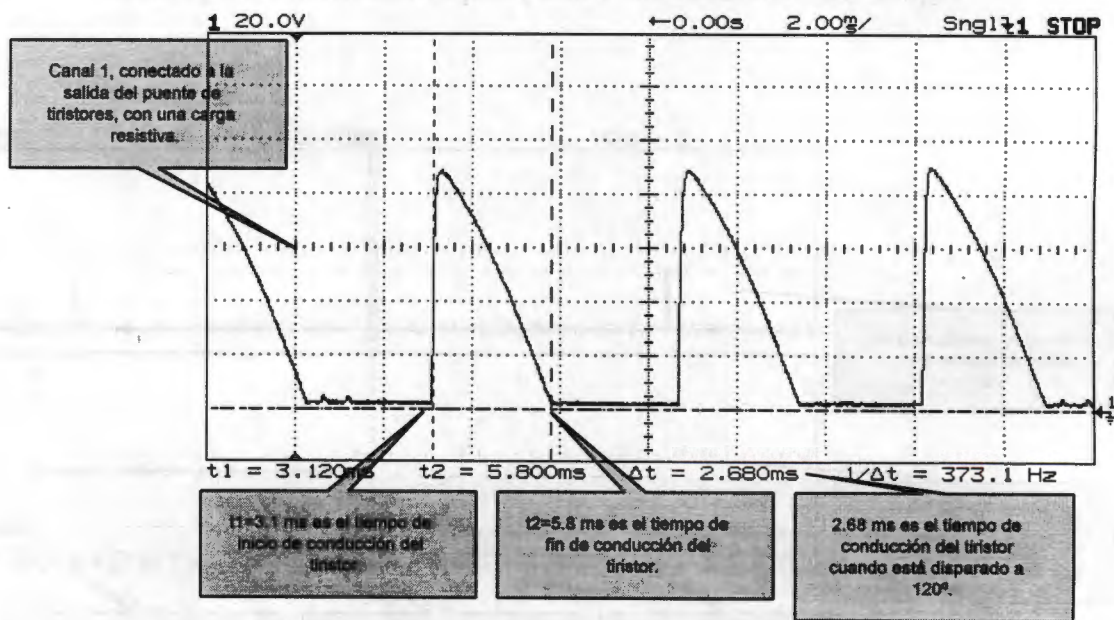


Figura 5.5. Ancho y forma del pulso de disparo de los tiristores.



**Figura 5.6.** Voltaje de salida con carga resistiva y disparo en los tiristores a 150 grados.



**Figura 5.7.** Voltaje de salida con carga resistiva y disparo en los tiristores a 120 grados.

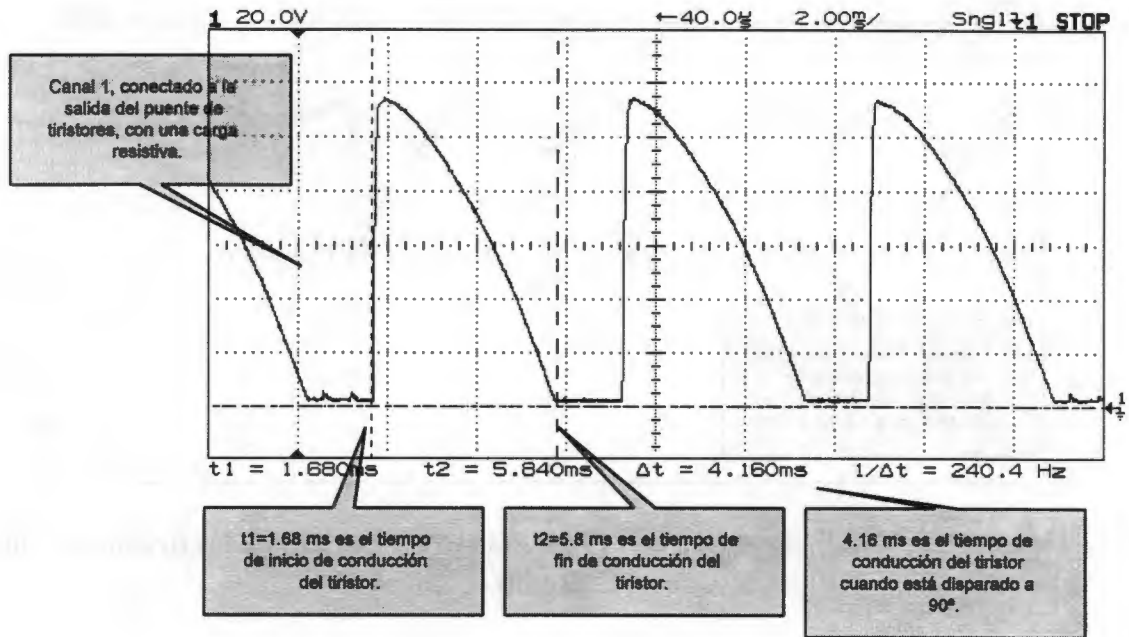


Figura 5.8. Voltaje de salida con carga resistiva y disparo en los tiristores a 90 grados.

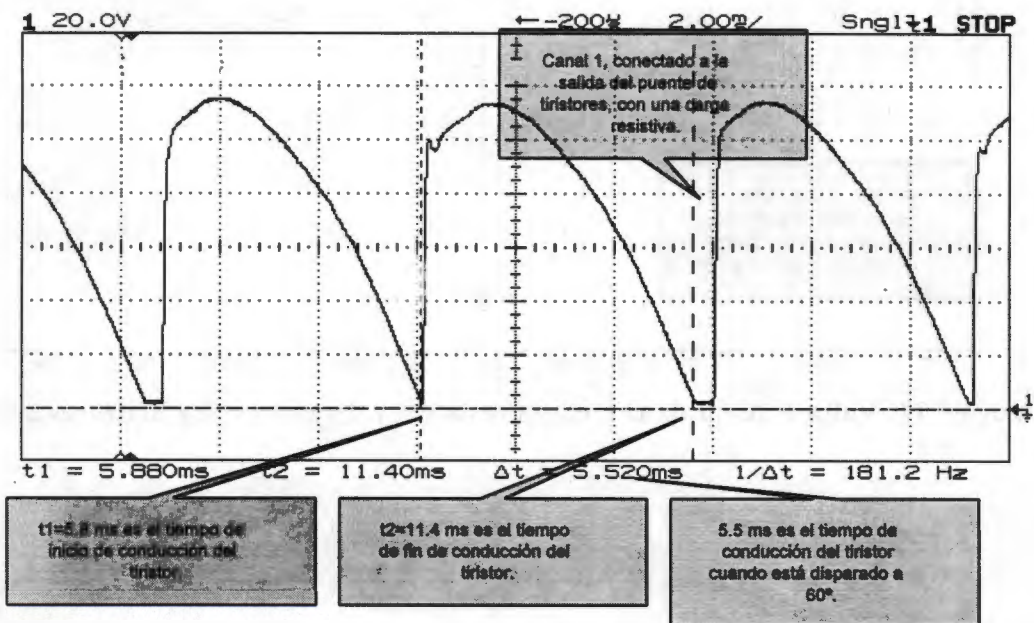
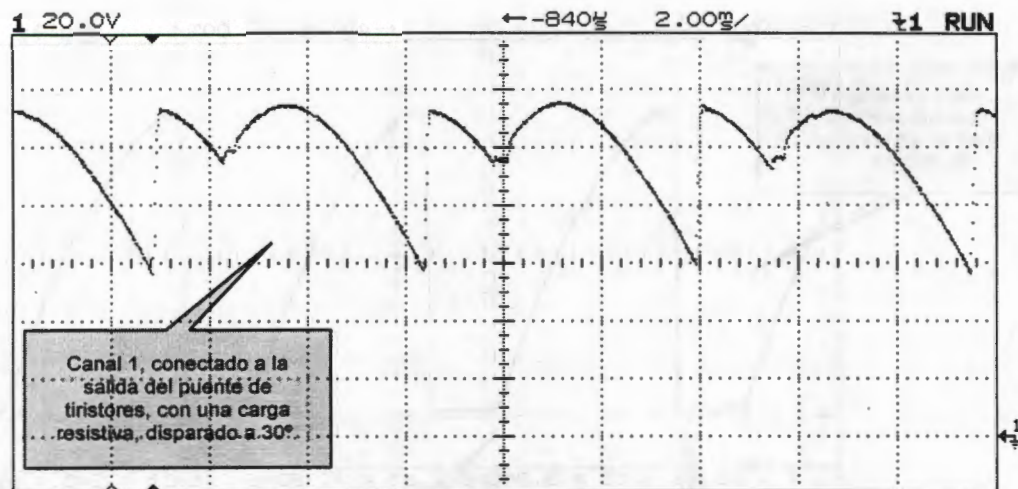
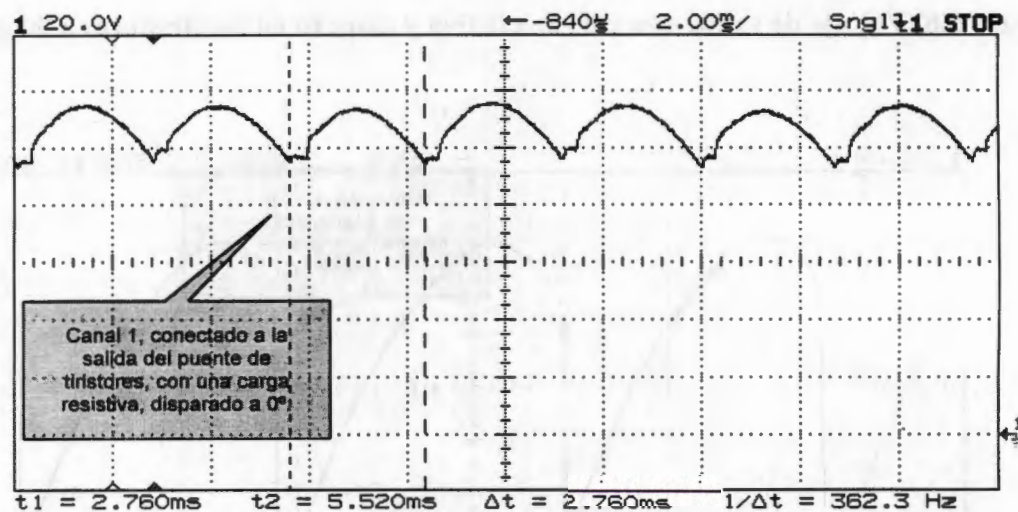


Figura 5.9. Voltaje de salida con carga resistiva y disparo en los tiristores a 60 grados.

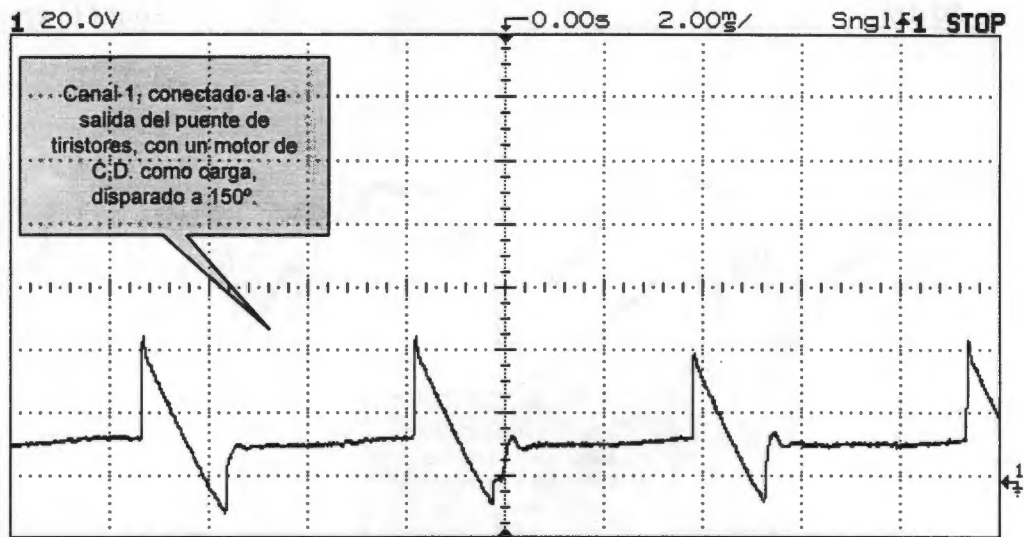


**Figura 5.10. Voltaje de salida con carga resistiva y disparo en los tiristores a 30 grados.**

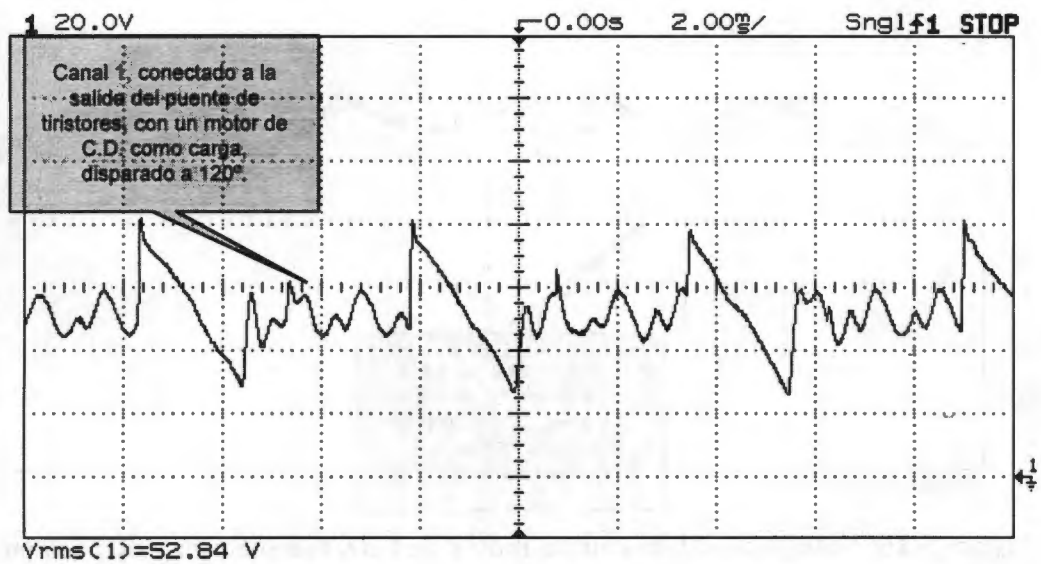


**Figura 5.11. Voltaje de salida con carga resistiva y disparo en los tiristores a 0 grados.**

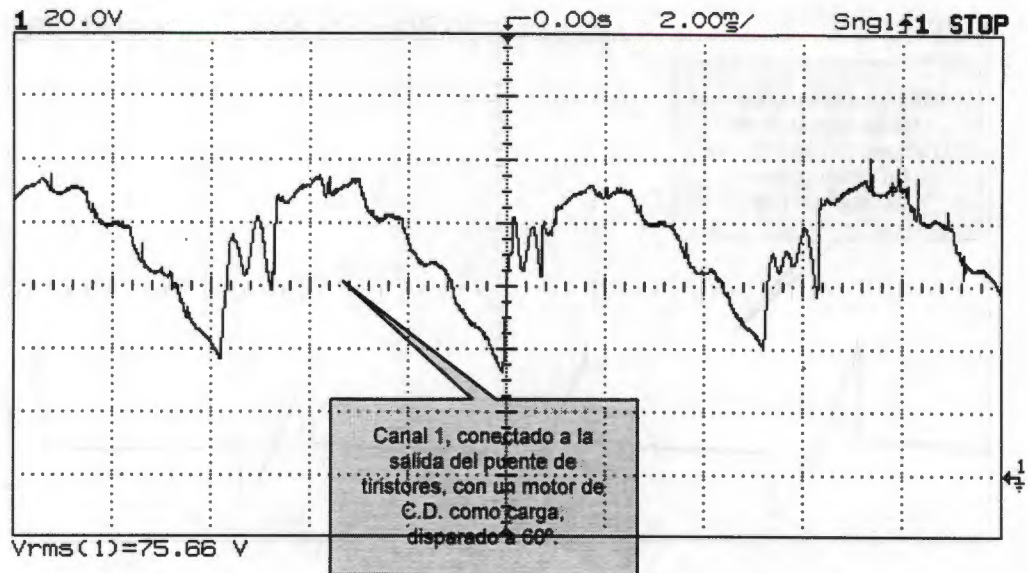




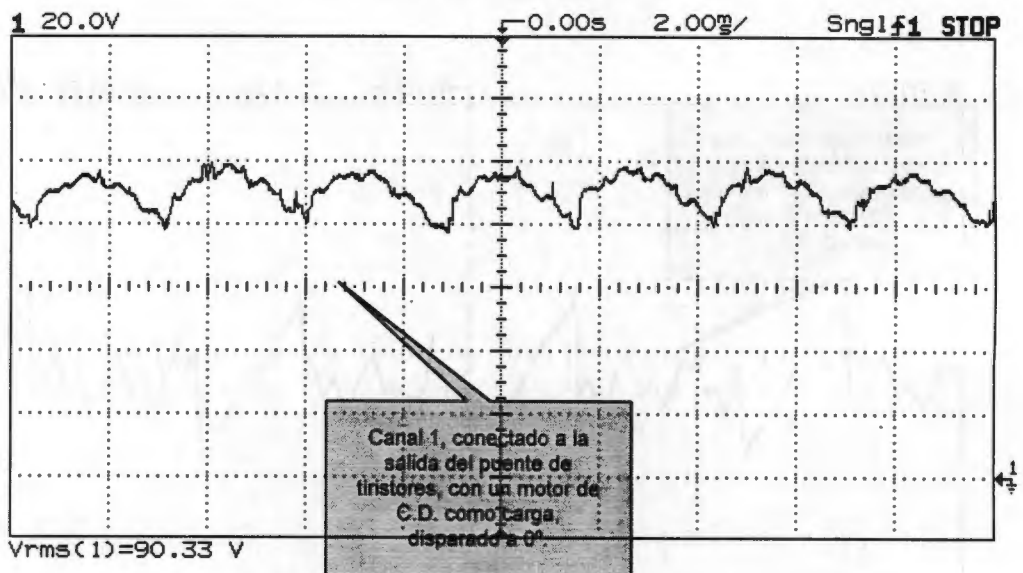
**Figura 5.12. Voltaje de salida con un motor de C.D. como carga y disparo en los tiristores a 150 grados.**



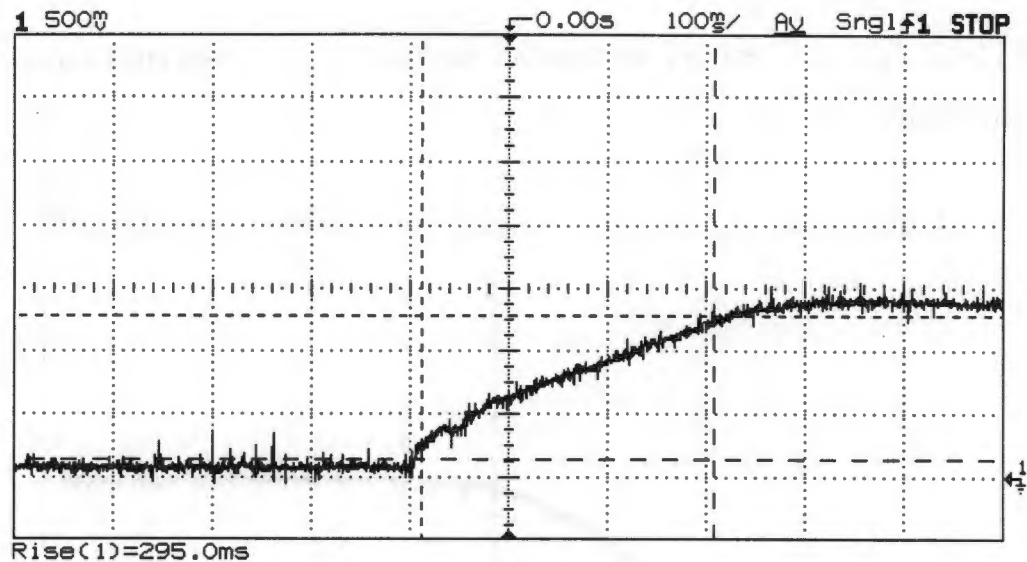
**Figura 5.13. Voltaje de salida con un motor de C.D. como carga y disparo en los tiristores a 120 grados.**



**Figura 5.14.** Voltaje de salida con un motor de C.D. como carga y disparo en los tiristores a 60 grados.



**Figura 5.15.** Voltaje de salida con un motor de C.D. como carga y disparo en los tiristores a 0 grados.



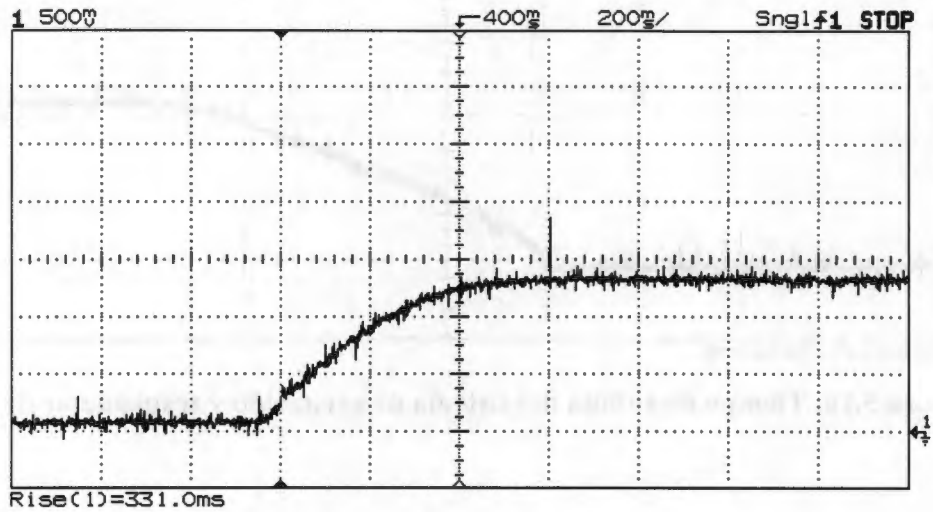
**Figura 5.16. Tiempo de subida del sistema de excitación y transductor de voltaje.**

### 5.3. Pruebas de un control tipo ST1.

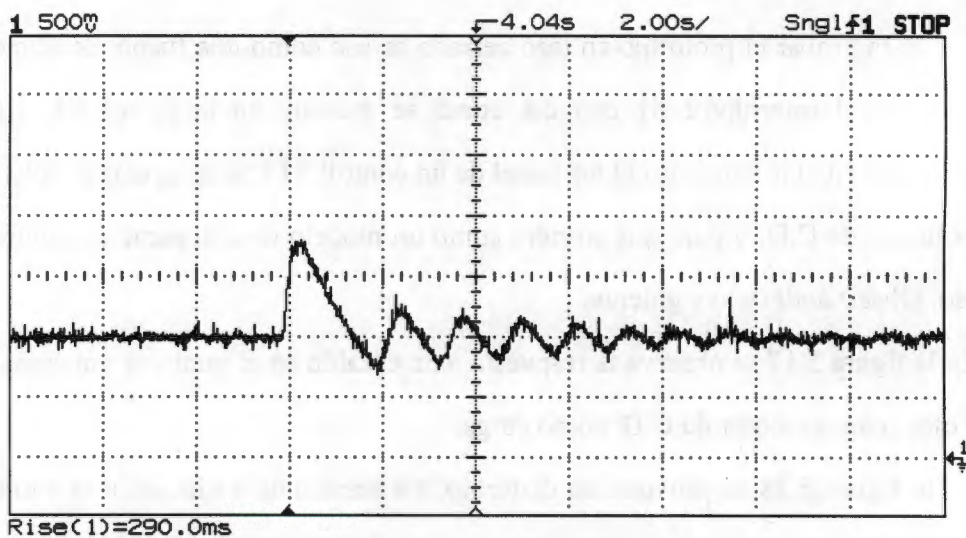
Para probar el prototipo en lazo cerrado se usó como una fuente de alimentación de C.D. , con el interruptor S1 cerrado, como se muestra en la figura 5.1. El algoritmo programado en el microcontrolador fue el de un control ST1 para regular el voltaje de salida de la fuente de C.D. y para que sirviera como un modelo de comparación contra el control difuso. Observándose lo siguiente:

- En la figura 5.17 se observa la respuesta a un escalón en el punto de consigna de 0 a 125 Volts., con un motor de C.D. como carga.
- En la figura 5.18 se provoca un disturbio, mediante una variación a la entrada de 60 a 120 Volts, por medio de un transformador variable, con un motor de C.D. como carga.
- En la figura 5.19 se observa la respuesta a un escalón en el punto de consigna de 0 a 196 Volts. con carga resistiva.
- En la figura 5.20 se provoca un disturbio, mediante una variación a la entrada de 135 a 250 Volts, por medio de un transformador variable, con una carga resistiva.

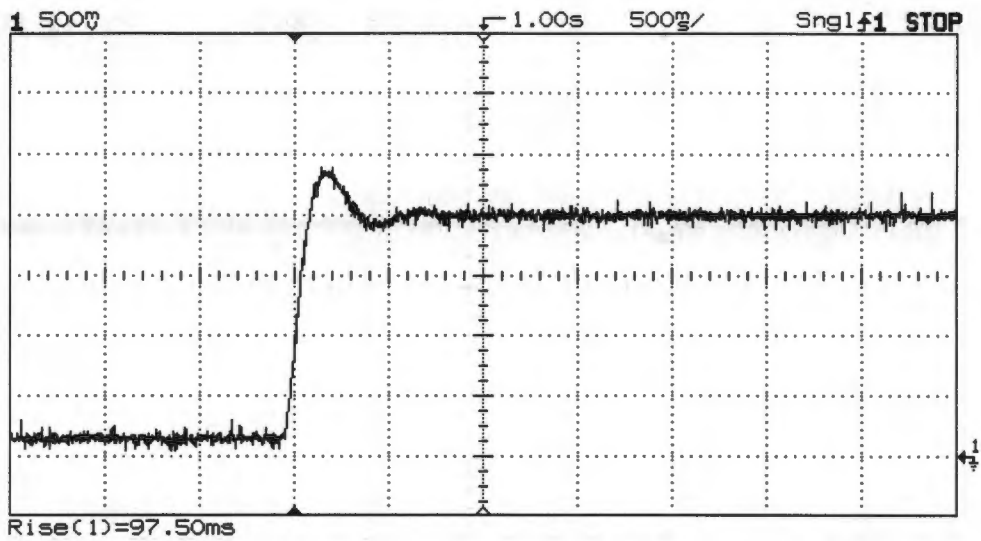
- En la figura 5.21 se provoca un disturbio, mediante una variación en la carga de 700 a 1700 Watts.



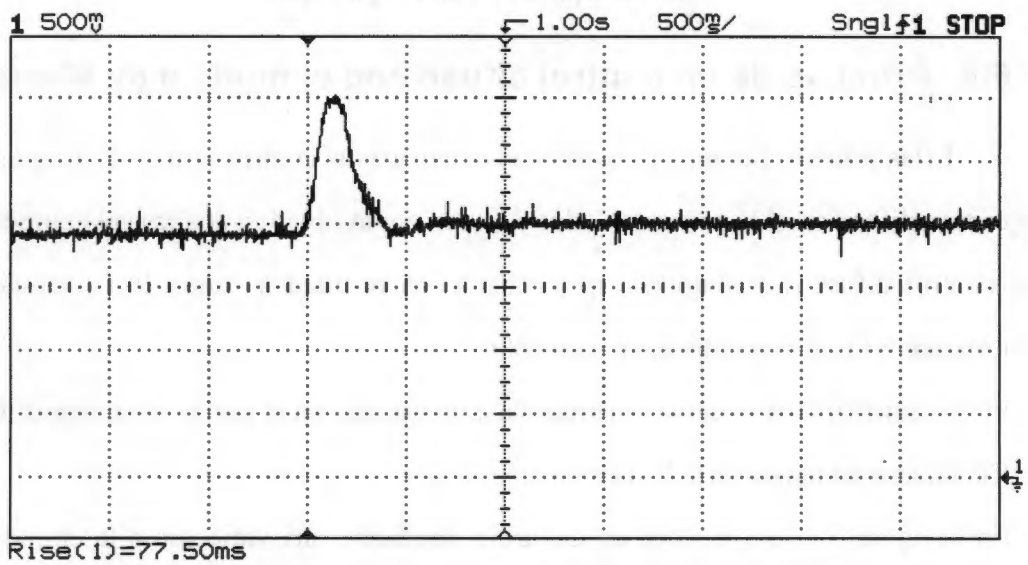
**Figura 5.17. Respuesta en tiempo a un escalón de un control tipo ST1 con carga inductiva.**



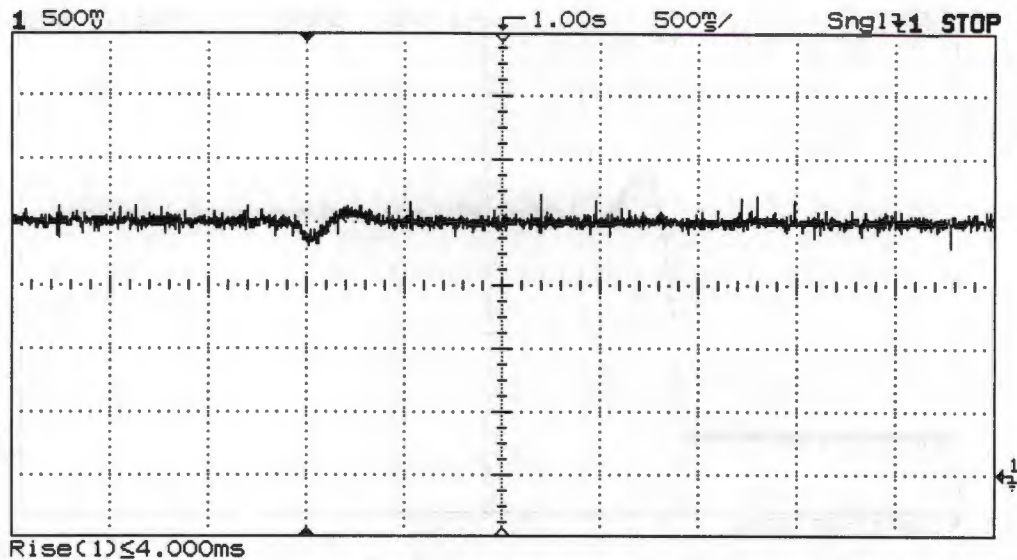
**Figura 5.18. Respuesta en tiempo a un cambio en la alimentación de un control tipo ST1 con carga inductiva.**



**Figura 5.19. Respuesta en tiempo a un escalón de un control tipo ST1 con carga resistiva.**



**Figura 5.20. Respuesta en tiempo a un cambio en la alimentación de un control tipo ST1 con carga resistiva.**

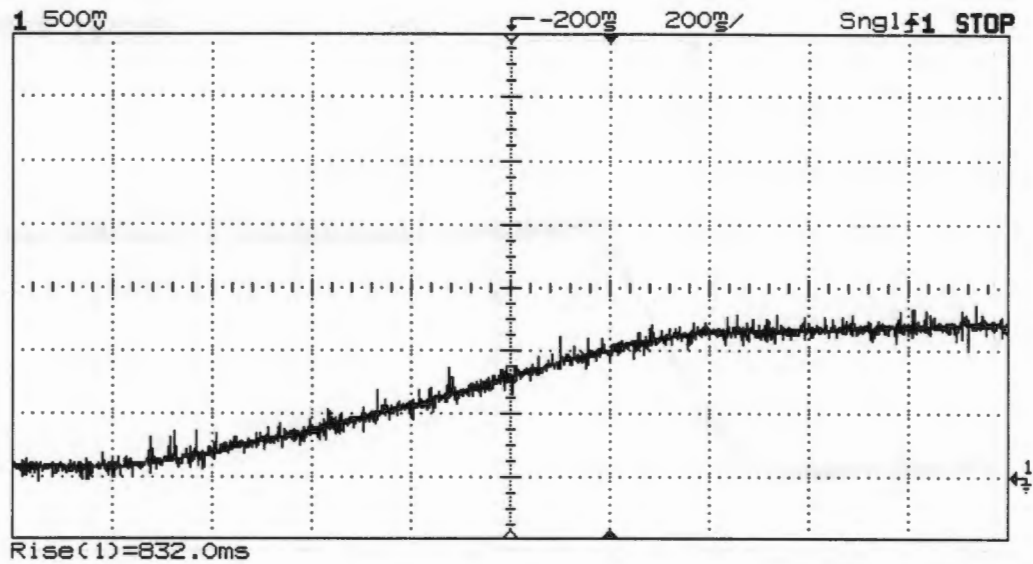


**Figura 5.21.** Respuesta en tiempo a un cambio en la carga de 700 a 1700 watts, de un control tipo ST1 con carga resistiva.

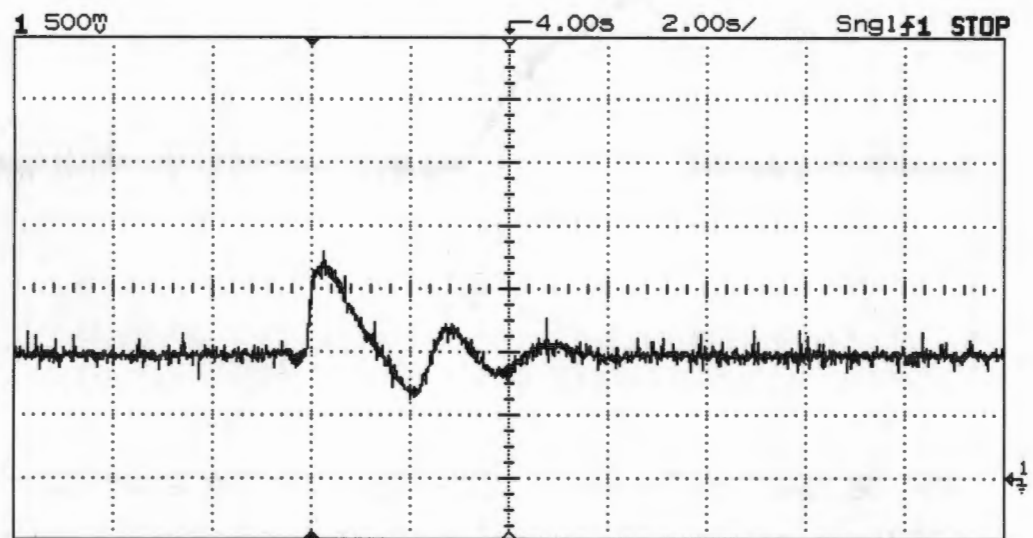
#### **5.4. Pruebas de un control difuso con el modelo de Mamdani.**

Estas pruebas fueron similares a las efectuadas al control tipo ST1, programando un algoritmo difuso en el microcontrolador y tienen como objetivo analizar el comportamiento del control difuso, sin sintonizar y comparar los resultados contra los obtenidos con el controlador ST1. Observándose lo siguiente:

- En la figura 5.22 se observa la respuesta a un escalón en el punto de consigna de 0 a 125 Volts., con un motor de C.D. como carga.
- En la figura 5.23 se provoca un disturbio, mediante una variación a la entrada de 60 a 120 Volts, por medio de un transformador variable, con un motor de C.D. como carga.
- En la figura 5.24 se observa la respuesta a un escalón en el punto de consigna de 0 a 196 Volts. con carga resistiva.
- En la figura 5.25 se provoca un disturbio, mediante una variación a la entrada de 135 a 250 Volts, por medio de un transformador variable, con una carga resistiva.
- En la figura 5.26 se provoca un disturbio, mediante una variación en la carga de 700 a 1700 Watts.



**Figura 5.22. Respuesta en tiempo a un escalón de un control difuso, con carga inductiva.**



**Figura 5.23. Respuesta en tiempo a un cambio en la alimentación de un control difuso, con carga inductiva.**

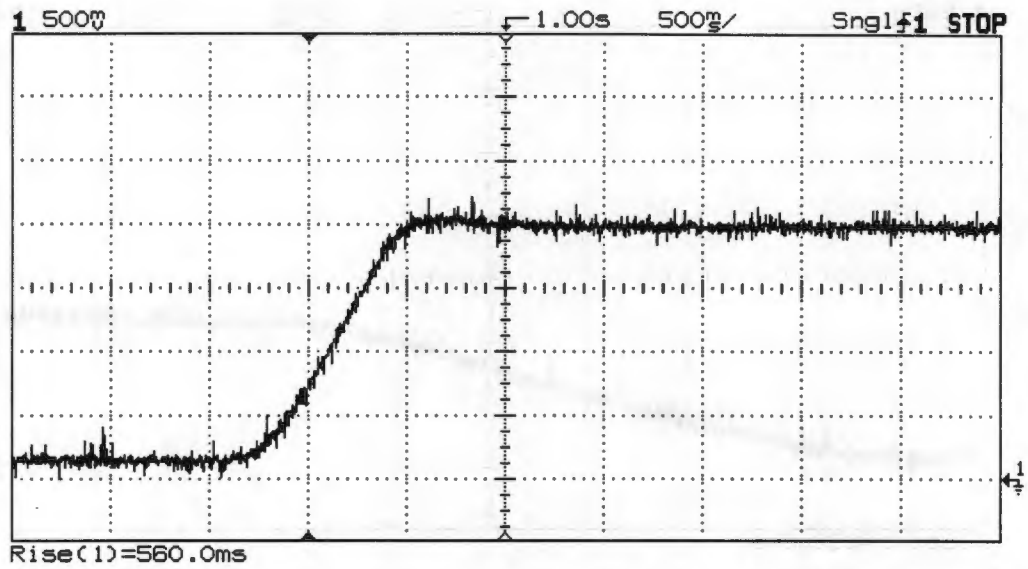


Figura 5.24. Respuesta en tiempo a un escalón de un control difuso, con carga resistiva.

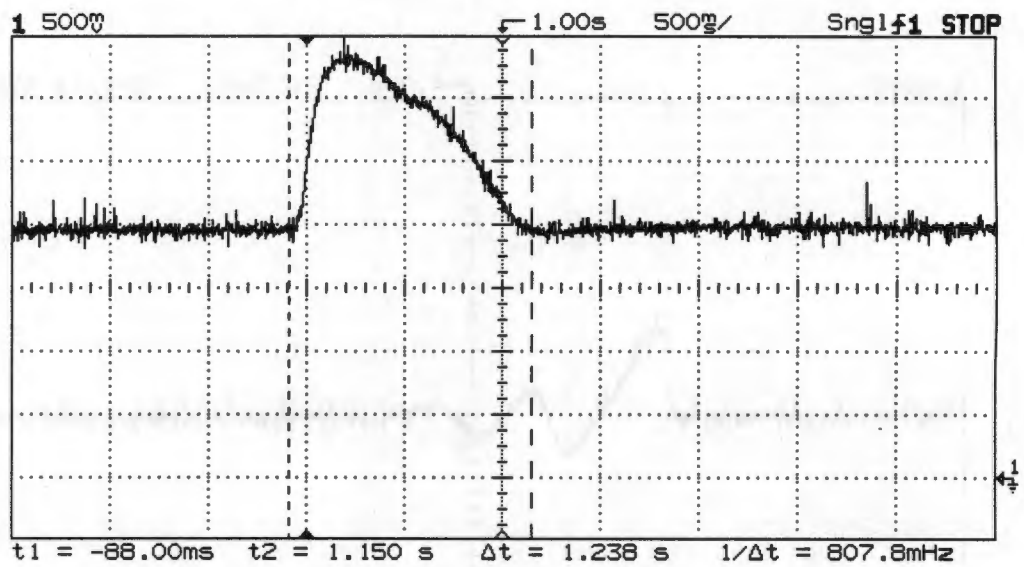
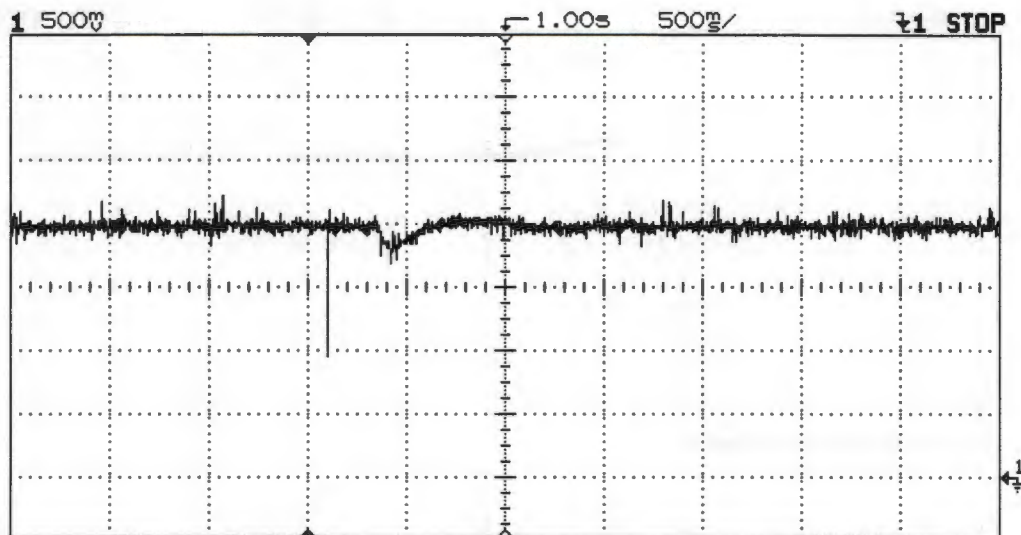


Figura 5.25. Respuesta en tiempo a un cambio en la alimentación de un control difuso, con carga resistiva.





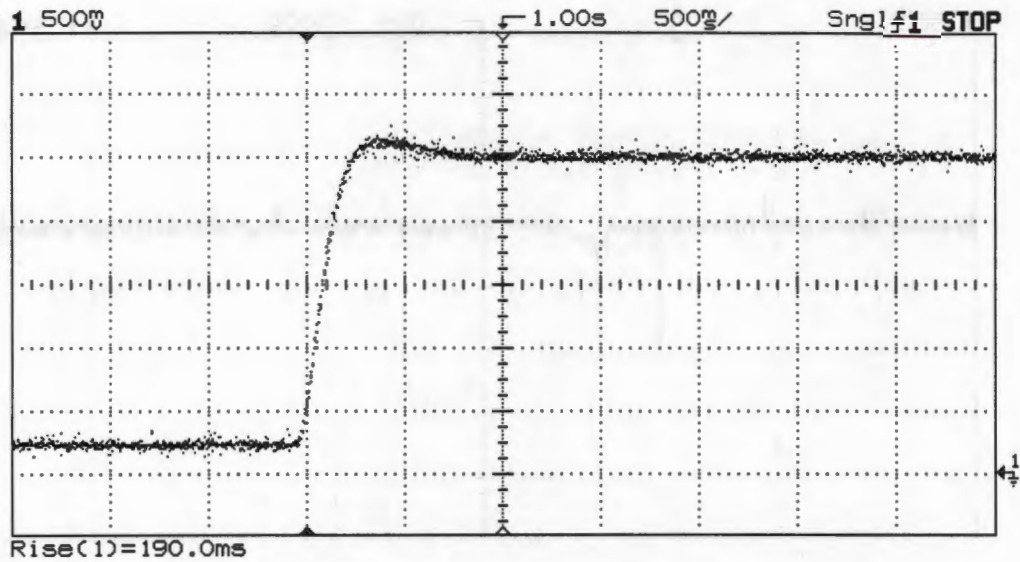
**Figura 5.26. Respuesta en tiempo a un cambio en la carga de 700 a 1700 watts, de un control difuso, con carga resistiva.**

Después de observar éste grupo de respuestas se puede concluir, que: el control difuso respondió más lentamente que el control tipo ST1 debido a que no está sintonizado, sin embargo, éste presentó menos oscilaciones cuando fue sometido a transitorios con cargas inductivas.

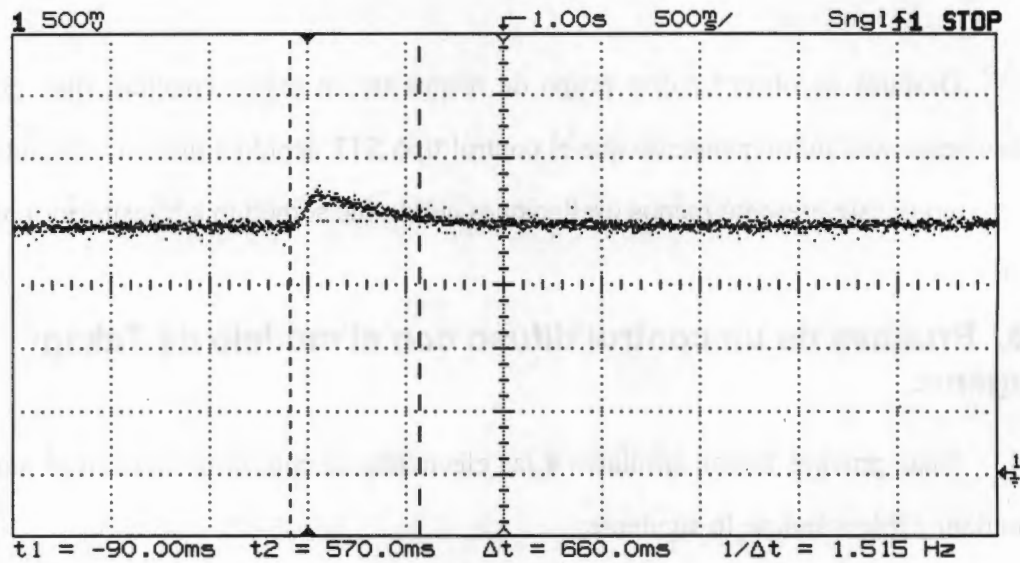
### **5.5. Pruebas de un control difuso con el modelo de Takagi Sugeno.**

Estas pruebas fueron similares a las efectuadas al control difuso con el modelo de Mamdani. Observándose lo siguiente:

- En la figura 5.27 se observa la respuesta a un escalón en el punto de consigna de 0 a 196 Volts. con carga resistiva.
- En la figura 5.28 se observa la respuesta cuando se provoca un disturbio, mediante una variación a la entrada de 135 a 250 Volts, por medio de un transformador variable, con una carga resistiva.



**Figura 5.27. Respuesta en tiempo a un escalón de un control difuso con el modelo de Takagi-Sugeno, con carga resistiva.**

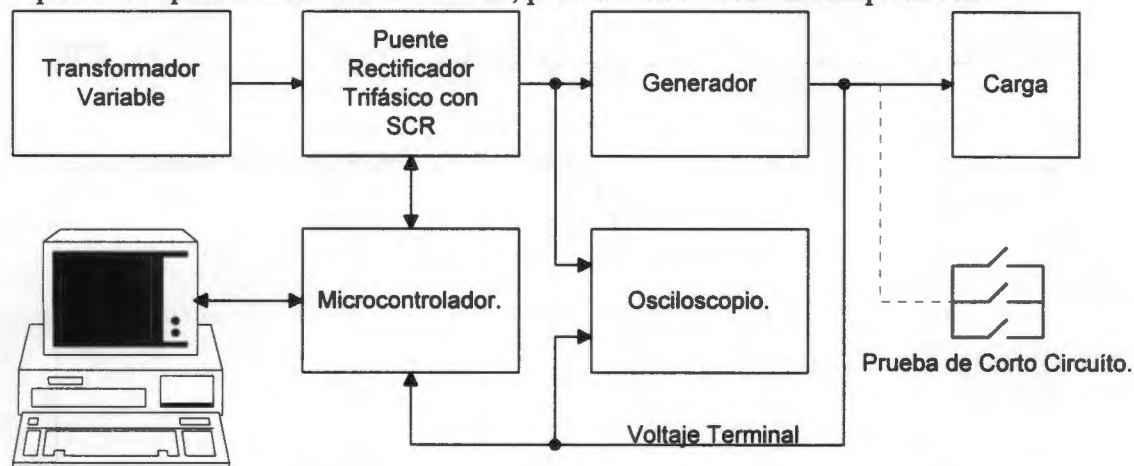


**Figura 5.28. Respuesta en tiempo a un cambio en la alimentación de un control difuso con el modelo de Takagi Sugeno, con carga resistiva.**

## 5.6. Pruebas de un control de excitación difuso con el modelo de Mamdani y un generador de 5KVA.

La siguiente prueba consistió en regular el voltaje terminal de un generador de 5KVA en lazo cerrado usando el modelo de Mamdani, tal y como se muestra en la figura 5.29, obteniéndose las siguientes respuestas:

- En la figura 5.30 se muestra el voltaje terminal del generador, cuando se cambia el punto de operación de 0 a 220 volts.
- En la figura 5.31. se muestra el voltaje terminal del generador, cuando se cambia el punto de operación de 220 a 88 volts, por comando desde la computadora.

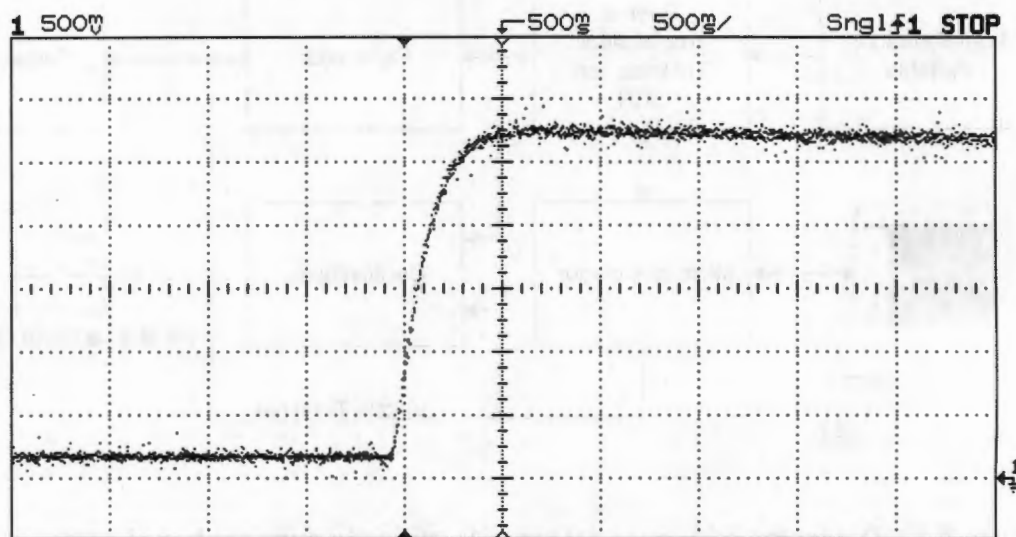


**Figura 5.29. Diagrama a bloques del circuito utilizado para probar el prototipo con un generador de 5 KVA**

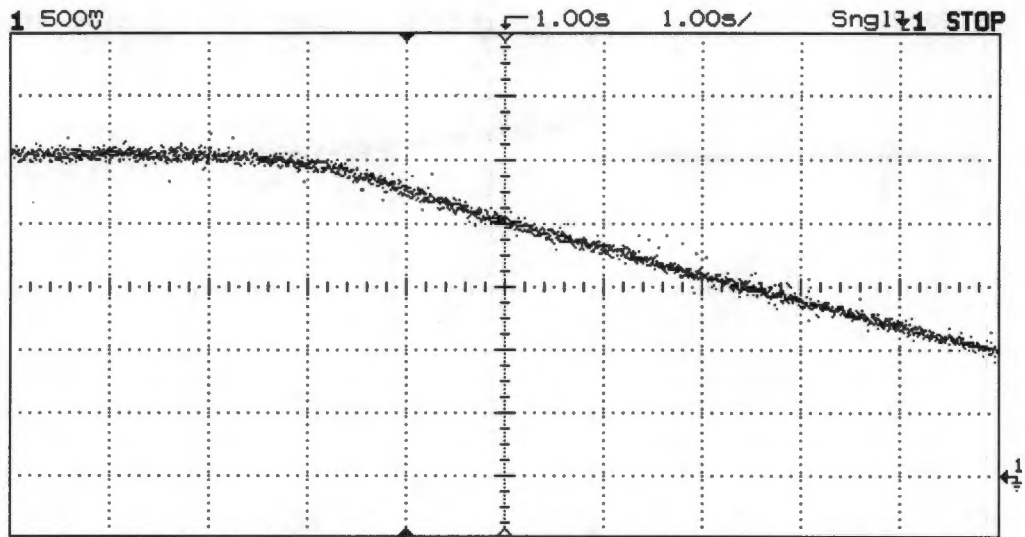
- En la figura 5.32 se muestra el voltaje terminal del generador, cuando se conecta una carga de un motor trifásico de 1 H.P. a la salida del generador.
- En la figura 5.33 se muestra el voltaje terminal del generador, cuando se desconecta una carga de un motor trifásico de 1 H.P. a la salida del generador.
- En la figura 5.34 se muestra el voltaje terminal del generador, con cambios de carga de un motor de trifásico de 1 H.P. a la salida del generador. Estos cambios consistieron en conectar y desconectar el motor en periodos de 2 segundos.

- En la figura 5.35 se muestra el voltaje terminal del generador, con pruebas de corto circuito súbito.
- En la figura 5.36 se muestra el voltaje de campo del generador, con pruebas de corto circuito súbito.
- En las figuras 5.39 a 5.45 se muestran fotografías del equipo usado.

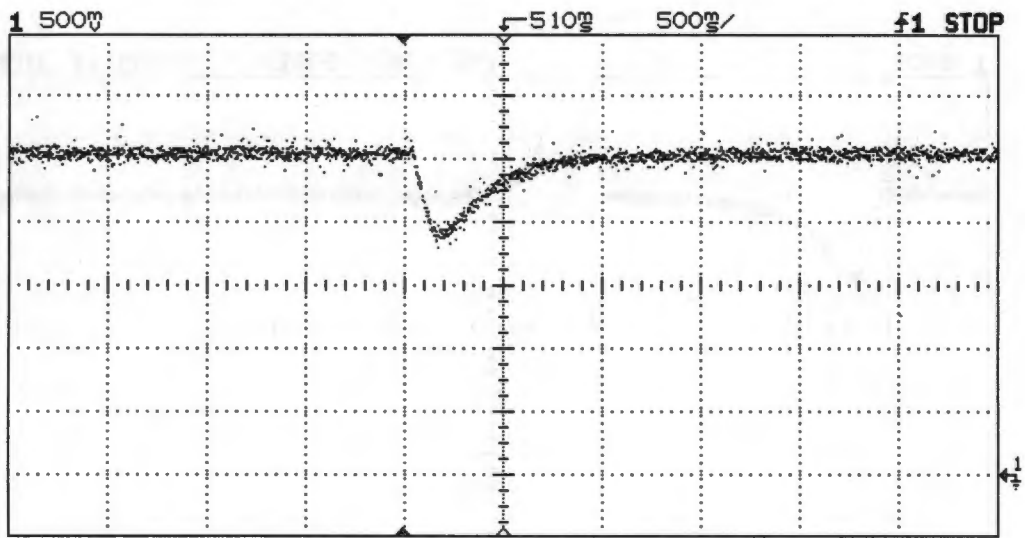
Después de observar este grupo de respuestas se puede concluir, que: el control difuso demostró no presentar oscilaciones ante cambios de carga y pruebas de corto circuito.



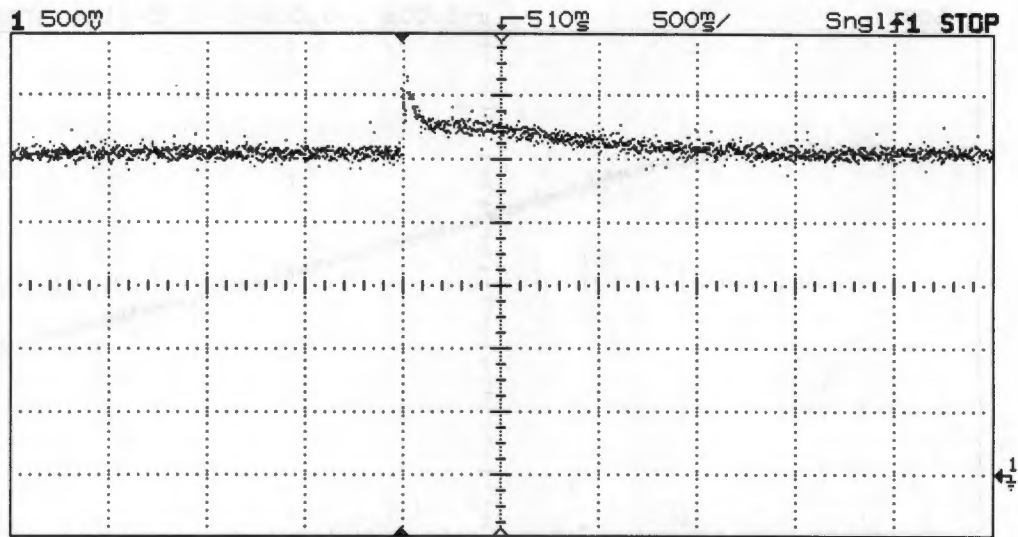
**Figura 5.30. Voltaje Terminal a la salida de un generador de 5KVA con un regulador difuso y prueba de cambio del punto de operación a 220 volts.**



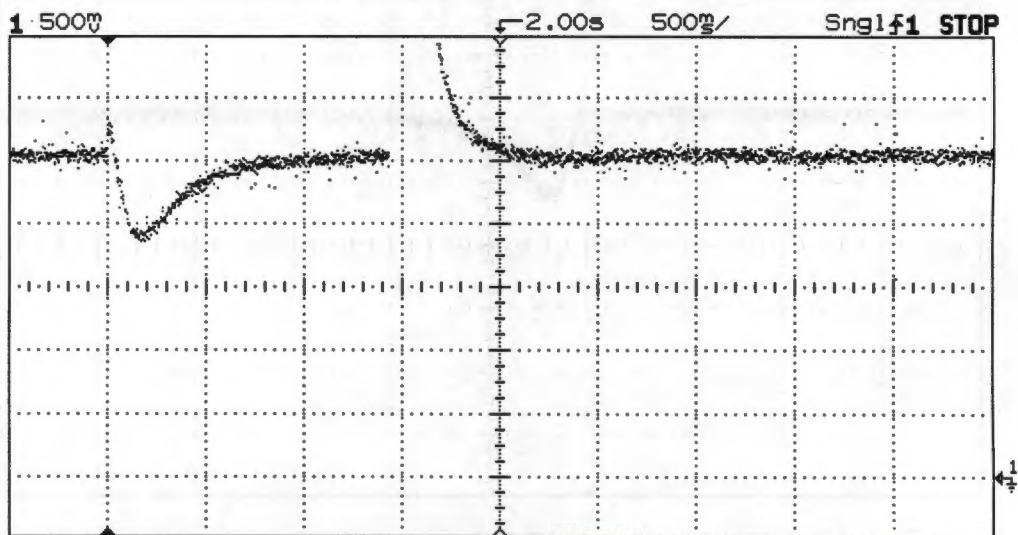
**Figura 5.31. Voltaje Terminal a la salida de un generador de 5KVA con un regulador difuso y prueba de cambio de punto de operación desde la computadora.**



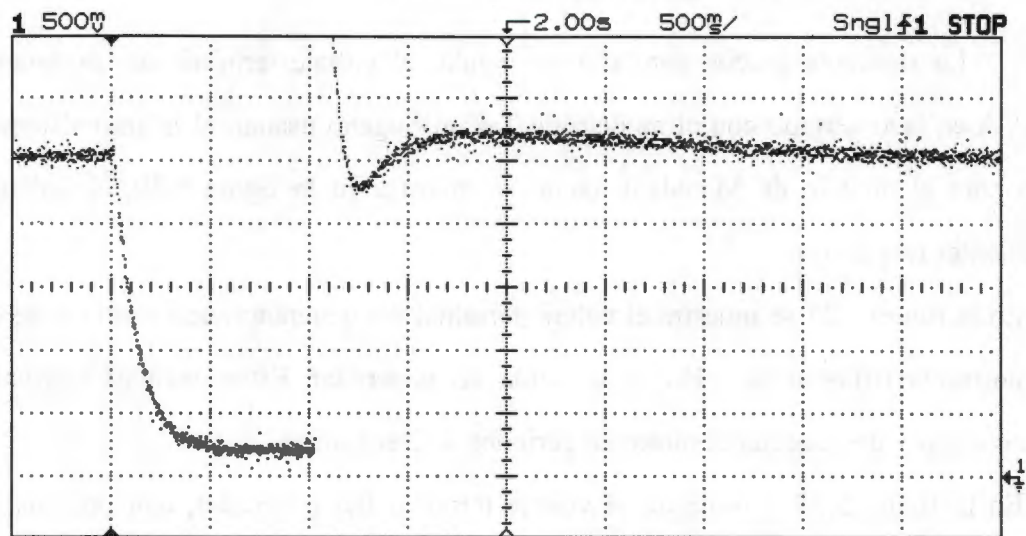
**Figura 5.32. Voltaje Terminal a la salida de un generador de 5KVA con un regulador difuso y prueba de entrada de carga.**



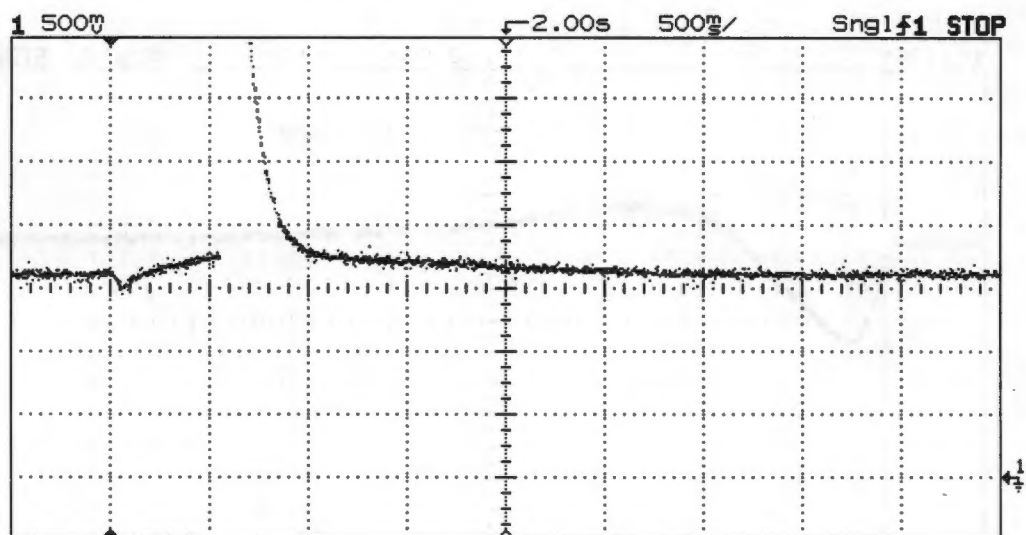
**Figura 5.33. Voltaje Terminal a la salida de un generador de 5KVA con un regulador difuso y prueba de salida de carga.**



**Figura 5.34. Voltaje Terminal a la salida de un generador de 5KVA con un regulador difuso y prueba de cambios de carga.**



**Figura 5.35. Voltaje Terminal a la salida de un generador de 5KVA con un regulador difuso y prueba de corto circuito.**

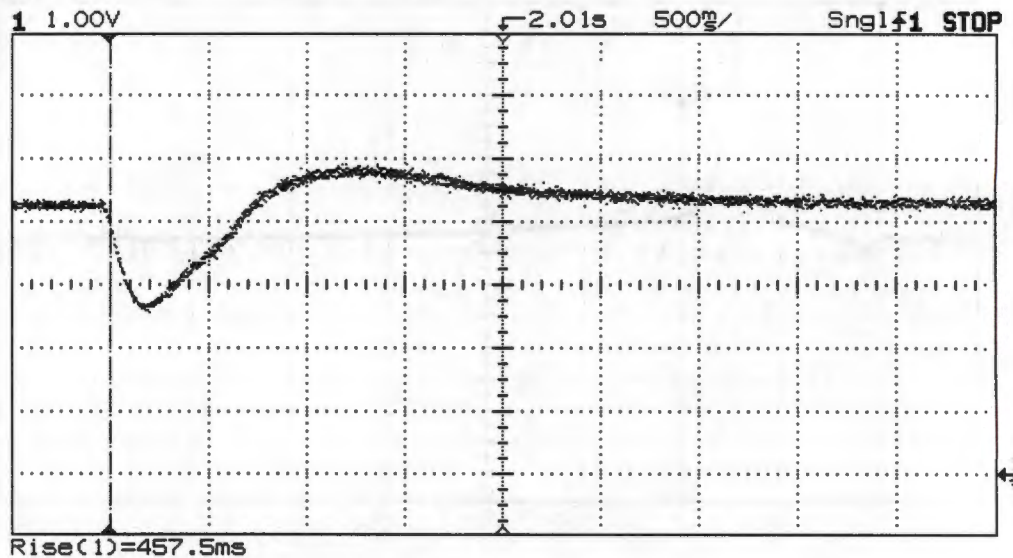


**Figura 5.36. Voltaje de campo de un generador de 5KVA con un regulador difuso y prueba de corto circuito.**

## 5.7. Pruebas de un control de excitación difuso con el modelo de Takagi-Sugeno y un generador de 5KVA.

La siguiente prueba consistió en regular el voltaje terminal de un generador de 5KVA en lazo cerrado con el modelo de Takagi-Sugeno usando el mismo sistema que se usó para el modelo de Mamdani, como se muestra en la figura 5.29, obteniéndose las siguientes respuestas:

- En la figura 5.37 se muestra el voltaje terminal del generador, con cambios de carga de un motor trifásico de 1 H.P. a la salida del generador. Estos cambios consistieron en conectar y desconectar el motor en periodos de 2 segundos.
- En la figura 5.38 se muestra el voltaje terminal del generador, con pruebas de corto circuito súbito.



**Figura 5.37. Voltaje Terminal a la salida de un generador de 5KVA con un regulador difuso con el modelo de Takagi-Sugeno y pruebas de cambio de carga.**



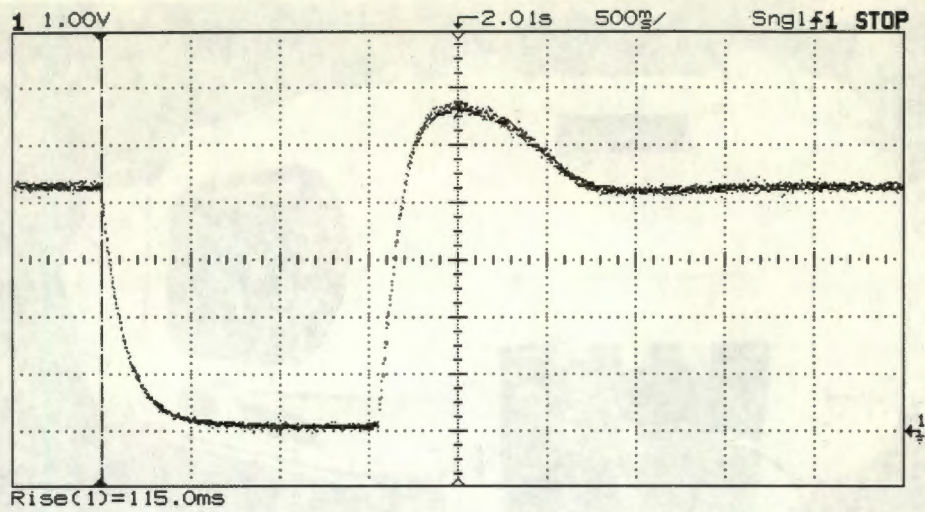


Figura 5.38. Voltaje Terminal a la salida de un generador de 5KVA con un regulador difuso con el modelo de Takagi-Sugeno y prueba de corto circuito.

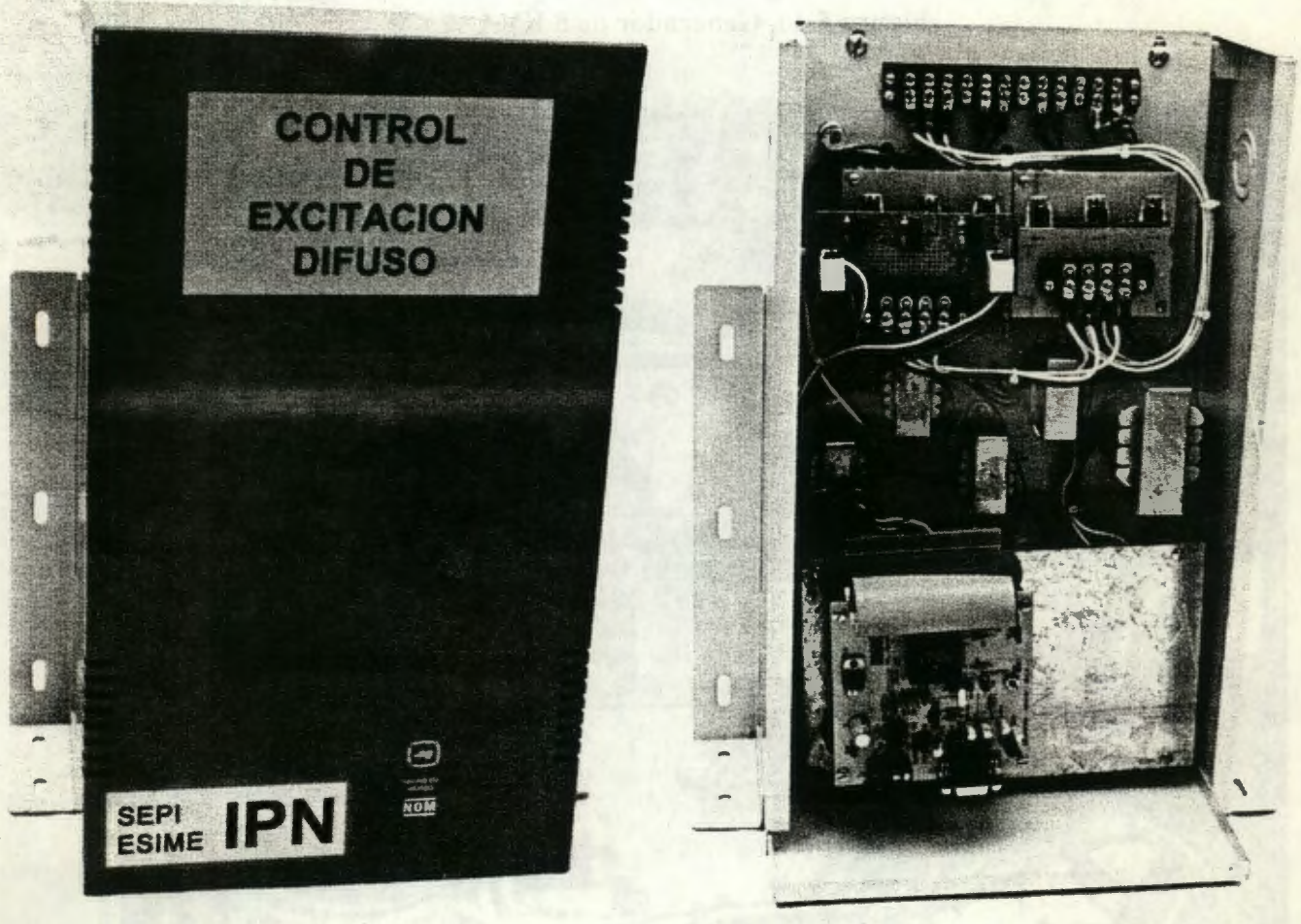
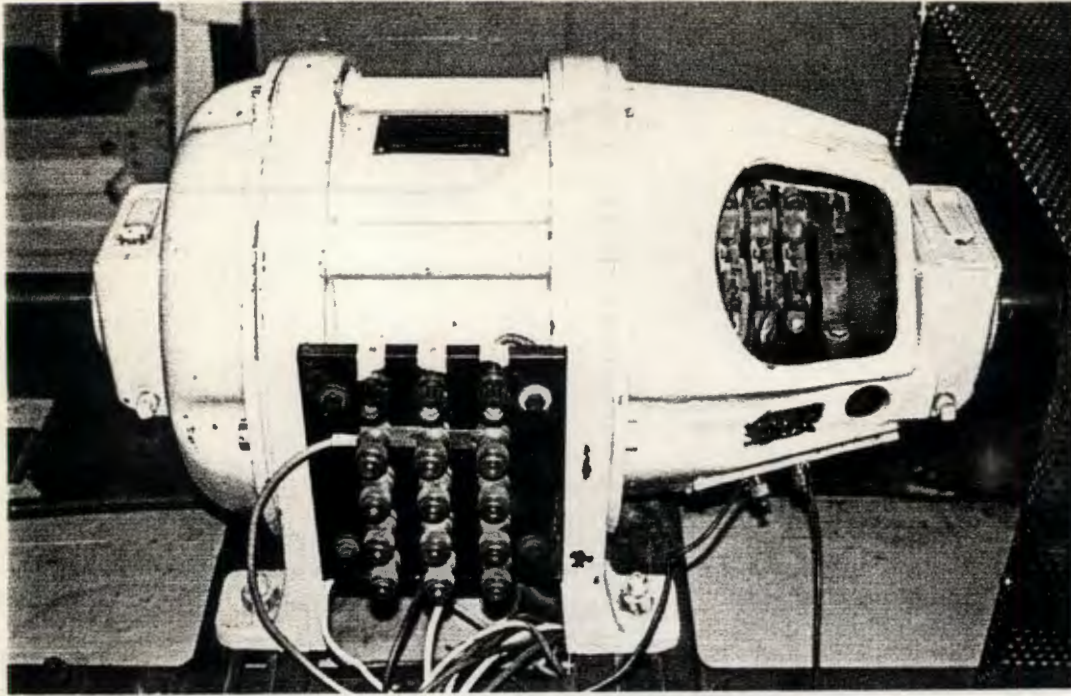
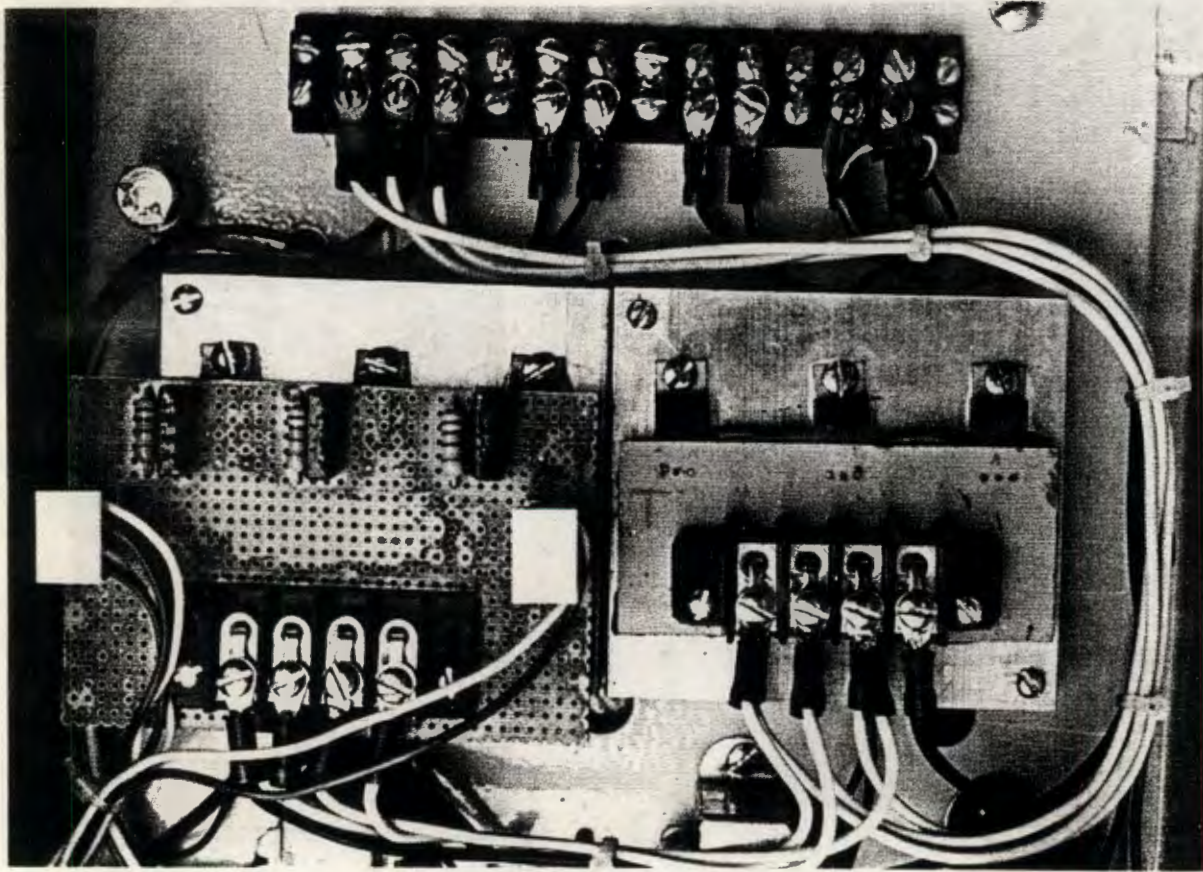


Figura 5.39. Prototipo.



**Figura 5.40. Generador de 5 KVA**



**Figura 5.41. Puente de tiristores.**

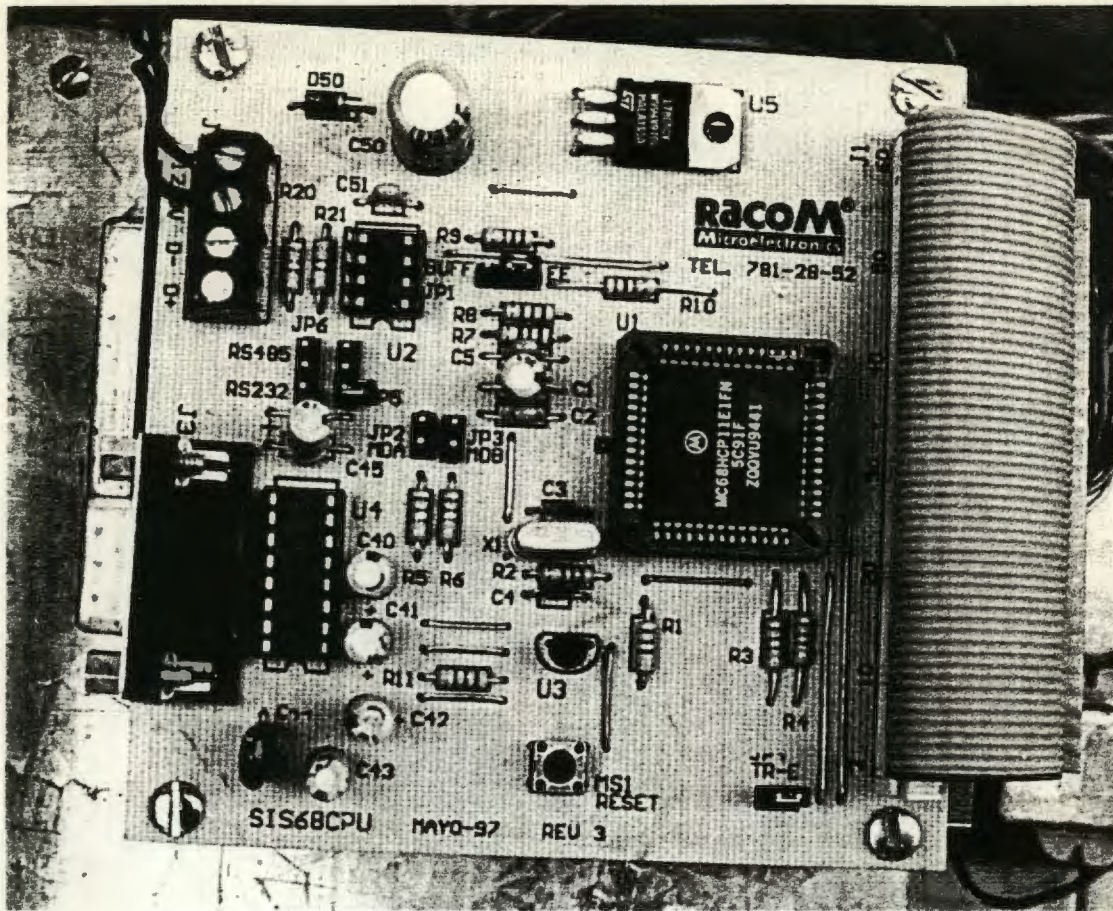


Figura 5.42. Sistema mínimo con el microcontrolador 68HC11.

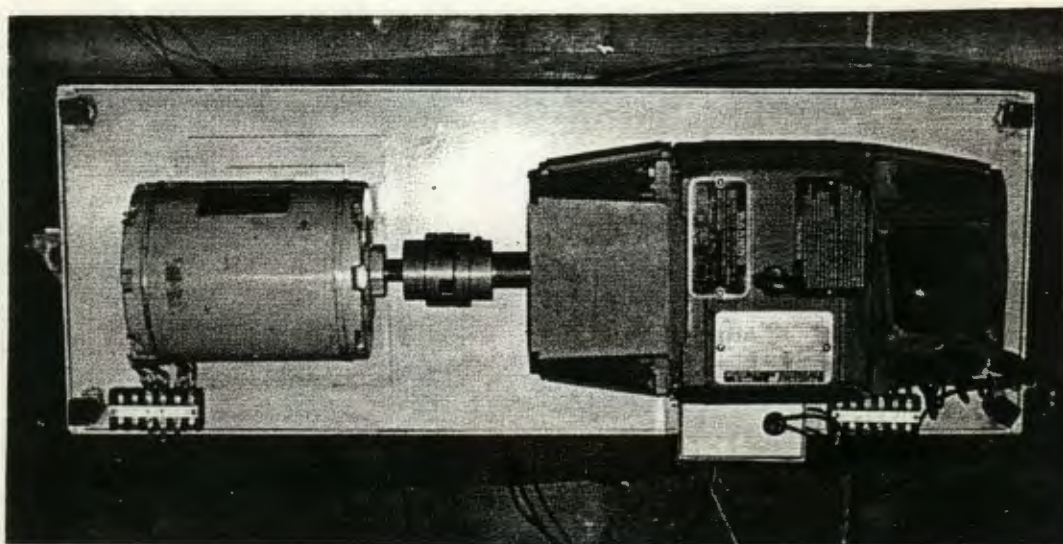


Figura 5.43. Sistema de motores de C.A. C.D. usado como carga.



Figure 2-2. Systema nimiru qui microcontrolat SBCIA.

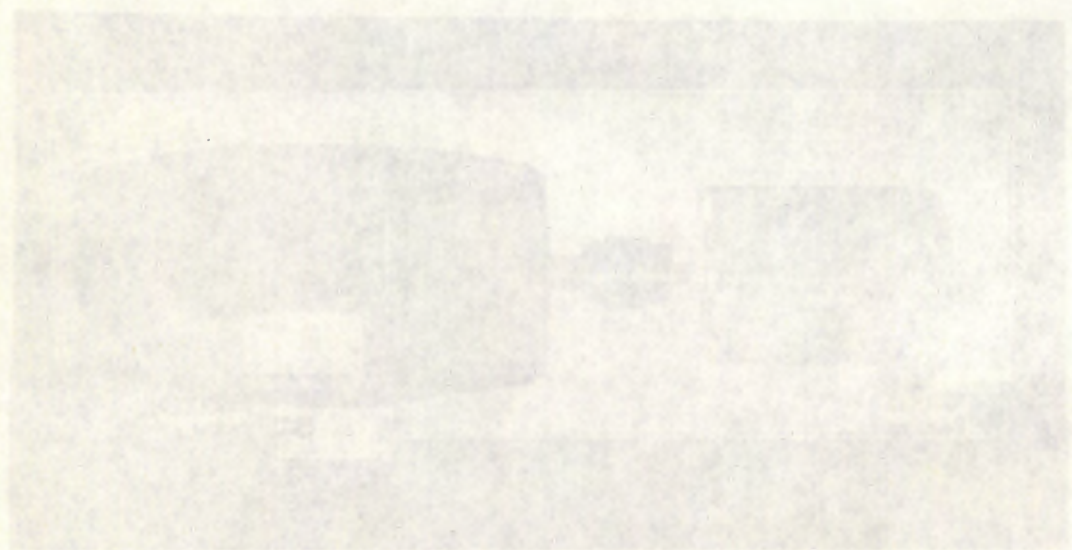


Figure 2-3. Systema de motore de C.A. CD, arduu kama carter.

## **CAPÍTULO 6**

### **CONCLUSIONES Y APORTACIONES.**

## CAPÍTULO 6

### CONCLUSIONES Y APORTACIONES.

## 6.1. Conclusiones.

En el desarrollo de este trabajo se realizaron las siguientes etapas: aplicar los modelos de Mamdani y Takagi-Sugeno en el diseño de un control de excitación difuso; determinar un algoritmo de sintonización a partir de los modelos matemáticos de Mamdani; Takagi-Sugeno y un control tipo PI de estructura variable; simular el control propuesto con un sistema máquina bus infinito sujeto a cambios de carga y fallas por corto circuito; analizar la estabilidad aplicando el criterio de Kasuo Tanaka; construir un prototipo por medio de un microcontrolador y técnicas de programación en tiempo real; y probar el prototipo en una máquina de laboratorio de 5KVA.

De los resultados obtenidos podemos concluir que:

- La relación matemática entre los modelos de controles difusos de Mamdani, Takagi-Sugeno, y un control tipo PI de estructura variable, permite construir controles donde previamente se definan las ganancias proporcional e integral para varias regiones de éstos.
- El algoritmo de sintonización propuesto permite ajustar el control difuso con una respuesta rápida cuando el error es grande y con una respuesta lenta cuando el error es bajo.
- Las pruebas de simulación demostraron que la lógica difusa permite ir variando las ganancias proporcional e integral entre diferentes regiones del error sin que se observen oscilaciones, siempre y cuando el control se encuentre sintonizado.
- Un control como el descrito permite construir sistemas de excitación que tengan un comportamiento estable en dos o más regiones, para un régimen de trabajo dinámico y estático, debido a que cada región puede ser ajustada independientemente.
- El análisis de estabilidad permite comprobar que el control con lógica difusa puede ser estable en forma local e inestable en lo global.

- Las pruebas en lazo abierto del prototipo demostraron que el uso de un microcontrolador como el 68HC11 y un filtro predictivo pueden generar los pulsos de disparo para controlar un puente de tiristores trifásico, sin tener problemas de falsos disparos por ruido eléctrico, ni tener que ajustar el valor de componentes pasivos, como resistencias o capacitores.
- El control se conectó para controlar el voltaje terminal de un generador de 5KVA, funcionando adecuadamente ante cambios de carga y pruebas de corto circuito.

## 6.2. Aportaciones.

Las contribuciones originales de este trabajo son:

### 1. Desarrollar una metodología para el diseño de un regulador difuso.

El método comúnmente usado para el diseño de un control difuso con el modelo de Mamdani, consiste en la construcción de una matriz de asociación difusa, usando los conocimientos de los expertos en control, donde algunas celdas se pueden determinar sin mucha dificultad, sin embargo otras requieren de pruebas heurísticas.

Después de observar varias matrices de asociación difusa de reguladores de excitación, se puede identificar que éstas se comportan en forma simétrica con respecto al error y al cambio del error; que las celdas del centro afectan la respuesta estacionaria y que las celdas de los extremos afectan la respuesta transitoria.

El método propuesto consiste en definir regiones de operación dentro de la matriz de asociación difusa del regulador; por ejemplo una región donde el valor absoluto del error es bajo y otra donde el valor absoluto del error es alto; encontrar las ecuaciones de diferencias que definan estas regiones y aplicar el método de Takagi-Sugeno.

Las ventajas de este método se pueden ver en el número de parámetros a determinar, por ejemplo, en el caso de 5 regiones del error y del cambio del error se tienen que determinar 25 parámetros de las consecuencias a realizar más las funciones de



membresía de salida. Usando el método propuesto sólo se tendrían que determinar 4 parámetros de las ecuaciones de diferencias; además el método de Takagi-Sugeno permite eliminar el paso de obtención de los valores difusos, ya que la solución de las ecuaciones de diferencias son valores reales (ver ecuación 2.53).

## **2. Desarrollar un algoritmo de ajuste de los parámetros del regulador.**

Con el método propuesto se pudo determinar la relación matemática entre los modelos de los controles difusos de Mamdani, Takagi-sugeno, y un control tipo PI de estructura variable (ver ecuaciones 2.63 y 2.64).

Al determinar los parámetros que afectan las ganancias proporcional e integral en las regiones del absoluto del error bajo y alto se pueden usar criterios conocidos, por ejemplo *“si el error en estado estacionario es grande aumentar la ganancia integral”* (ver sección 2.6.5)

La ecuación 2.64 permitió desarrollar un algoritmo para ajustar 4 parámetros de las regiones del absoluto del error bajo y alto. Primero se ajustan las ganancias proporcional de ambas regiones a un mismo valor con una ganancia integral mínima, de esta manera el control se comporta como si fuera un control tipo proporcional; después, se ajusta la ganancia integral de ambas regiones hasta lograr un error estacionario cero con respuesta sobreamortiguada, comportándose el control como uno de tipo PI. Por último, se definen las regiones de error alto y bajo y se ajustan las ganancias proporcional e integral del error alto para obtener el tiempo de subida deseado.

El número total de parámetros a sintonizar con este método es de 4 y una función de membresía, porque la función de membresía del absoluto del error alto es el complemento de la función de membresía del error bajo. Para el mismo caso, con el método de Mamdani se tendrían que sintonizar 15 funciones de membresía y 25 consecuencias de la matriz de asociación difusa.

### **3. Analizar la estabilidad del control difuso propuesto.**

Conocer las ecuaciones del control difuso de excitación propuesto permite analizar su estabilidad en una región de operación del generador síncrono aplicando el criterio de Kasuo Tanaka. [40] que está basado en el segundo método de Liapunov. El método consiste en encontrar las ecuaciones equivalentes del generador y del control para las regiones de error que esté definido y encontrar una matriz definida positiva común para todas las regiones de operación del regulador que cumpla con el segundo método de Liapunov.

La aplicación de este criterio es de gran utilidad para el diseño de reguladores difusos ya que permite conocer si el sistema es estable antes de su implementación.

### **4. Diseñar e implementar un prototipo de tipo industrial.**

Uno de los objetivos que se propusieron al empezar este trabajo fue aplicar la teoría que se desarrollará en la implementación de un prototipo industrial. Para lograr este objetivo se analizaron los microcontroladores disponibles en el mercado y se seleccionó una pastilla donde se pudieran realizar todas las funciones requeridas, logrando con esto una estructura óptima ya que se usaron un número mínimo de componentes y costo.

El prototipo desarrollado puede probarse con cualquier tipo de algoritmo de control ya que está diseñado en forma modular y las funciones pueden modificarse en forma independiente.

Las funciones que ejecuta en tiempo real son: sincronizar y generar los pulsos de disparo de los tiristores, ejecutar un filtro predictivo para evitar falsos disparos por ruido eléctrico, ejecutar el algoritmo de control difuso y comunicarse con una computadora central.

El programa principal se encuentra en un lazo cerrado calculando el incremento del ángulo de disparo del puente de tiristores en función del error del voltaje terminal y del algoritmo de control difuso, el valor del nuevo ángulo se guarda en una localidad de

memoria. El programa principal se interrumpe un instante de tiempo por medio de las señales de sincronía de cruce de cero de la alimentación trifásica para correr las subrutinas de control de disparo del puente de tiristores trifásico usando el ultimo valor de ángulo de disparo de los tiristores guardado en memoria por el programa principal, siendo de esta manera transparente para el algoritmo de control el tener que disparar a los tiristores.

monstrando el progreso práctico de los trabajos en materia de tiempo por medio de los  
resultados de las pruebas de campo de los ensayos de campo de los ensayos de campo de los  
ensayos de campo de los ensayos de campo de los ensayos de campo de los ensayos de campo  
de los ensayos de campo de los ensayos de campo de los ensayos de campo de los ensayos de campo  
de los ensayos de campo de los ensayos de campo de los ensayos de campo de los ensayos de campo

los ensayos

## REFERENCIAS

- [1] Chuen Chien Lee. "Fuzzy Logic in Control Systems:Fuzzy Logic Controller-Part I ".  
*IEEE Transactions on Systems, Man, and Cybernetics*, Vol. 20 No 2 , March / April  
1990, pp 404-418
- [2] Chuen Chien Lee. "Fuzzy Logic in Control Systems:Fuzzy Logic Controller-Part II ".  
*IEEE Transactions on Systems, Man, and Cybernetics*, Vol. 20 No 2 , March / April  
1990, pp 419-435
- [3]L.A. Zadeh, "Fuzzy Sets", *Information and control*, 8 1965, pp338
- [4]L.A. Zadeh, "A Fuzzy Set Theoretic Interpretation of Linguistic Hedges", *Journal of  
Cybernetics*, 2 1972 pp 4-34
- [5] George J. Klir and Tina A. Folger "*Fuzzy Sets Uncertainty and Information*" Prentice  
Hall 1988
- [6] Kaufmann and Gupta "*Introduction to Fuzzy Arithmetic*" VNR 1985
- [7] Abram Kandel "*Fuzzy Mathematical Techniques with applications*" Adison Wesley  
1986
- [8] Daniel Mcneill and Paul Freiberger "*Fuzzy Logic The revolutionary computer  
technology that is changing our world*" Touchstone 1993
- [9] "*Fide User's manual*\_" Apronicx 1992
- [10] Earl Cox "*The Fuzzy Systems Handbook*", AP Professional, 1994
- [11] Jim Bezdek "Fuzzy Models-What are they, and why" *IEEE Transactions on Fuzzy  
Systems*, Vol. 1 No 1 , February 1993, pp 1-5

- [12] Pat Murphy "Fuzzy Logic and its application in control systems" *ISA paper 91-0474-1191*, pp 1231-1245
- [13] Abul R. Hasan, and Thomas S. Martis and Sadrul Ula "Design and Implementation of a Fuzzy Controller Based Automatic Voltage Regulator for a Synchronous Generator." *94-WM-025-7-EC* 1994
- [14] E.Handschin and W.Hoffmann and F.Reyer and Th.Stephanblome and U.Schlucking and D.Westermann and S.Ahemed (1994): "A New Method of Excitation Control Based on Fuzzy Theory", *IEEE Trans. on Power Systems*, Vol.9 No 1, February 1994
- [15] David Romero Romero , Raúl Cortés Mateos y Domitilo Libreros. "Control de Voltaje en Tiempo Real de una Máquina Síncrona en Base a un Microcontrolador" *IEEE SECCION MEXICO RVP*, 1993
- [16] David Romero Romero , Raúl Cortés Mateos y Domitilo Libreros. "Sistema de excitación para una máquina síncrona por microcomputadora." *5° Coloquio de Ingeniería Electromecánica y Sistemas*, México D.F., Noviembre 1993, pp 175-178.
- [17] David Romero Romero y Raúl Cortés Mateos. "Diseño de un sistema de regulación de voltaje de una máquina síncrona por control difuso." *IEEE SECCION MEXICO RVP*, Julio 1994
- [18] David Romero Romero , Raúl Cortés Mateos y Domitilo Libreros. "Sintonización de un control difuso para un sistema de excitación de una máquina síncrona." *2° Congreso de Ingeniería Electromecánica y Sistemas*, México D.F., Noviembre 1994
- [19] David Romero Romero, Raúl Cortés Mateos. "Análisis en el plano de fase de un control difuso adaptable para un sistema de excitación de un generador síncrono." *IEEE SECCIÓN MÉXICO RVP*, Julio 1995.
- [20] David Romero Romero, Raúl Cortés Mateos. "Control difuso para un sistema de excitación de un generador síncrono con lazo de corriente." *Quinto Congreso*

*Nacional de Máquinas Eléctricas Rotatorias y Cuarto Simposium Internacional de Ingeniería Eléctrica*, Octubre 1995.

[21] David Romero Romero, Raúl Cortés Mateos. "Análisis de estabilidad de un control de excitación difuso." *IEEE SECCIÓN MÉXICO RVP*, Julio 1996.

[22] Mohammad Jamshidi and Nades vadiee and Timothy J. Ross "*Fuzzy Logic and Control : Software and Hardware Applications*" Prentice Hall 1993

[23] D. Driankov, H. Hellendoorn, M. Reinfrank: "*An Introduction to Fuzzy Control*" Springer-Verlag 1993

[24] Muhammad H. Rashid Power "*Electronics Circuits, Devices, And Applications*" Prentice Hall 1988

[25] Mohan Undeland Robbins "*Power Electronics Converters, Applications And Design*" Prentice Hall 1989

[26] Olive D W (1968): "Digital Simulation of Synchronous *Machine Transients* ", *IEEE Trans. on Power Apparatus, and Systems*, Vol. PAS-87, August 1968, 1669-1675.

[27] Li-Xin-Wang, "*Adaptive Fuzzy Systems and Control, Design and Stability Analysis*", Prentice Hall 1994.

[28] Freeman, Skapura "*Redes Neuronales algoritmos, aplicaciones y técnicas de programación*" Addison Wesley Iberoamericana, S.A. 1993

[29] Bart Kosko "*Neural Networks and Systems : A Dinamical Systems Approach to Machine Intelligence*" Prentice Hall 1992

[30] *Fuzzy Logic Education Program*, for Motorola by Cortex Communications, Inc Austin. Texas.

[31] G.J. Lipovski "*Single and Multiple-Chip Microcomputer Interfacing*" Motorola Inc. Prentice Hall, Inc. 1988

- [32] Peter Spasov "Microcontroller Technology The HC11" Prentice Hall Career Technology 1993
- [33] Frederick F. Driscoll, Robert F. Coughlin, Robert S. Villanucci "Data Acquisition and Process Control with the M68HC11 Microcontroller" Macmillan Publishing Company 1994
- [34] HC11 M68HC11. Reference Manual, Motorola Inc. 1996
- [35] Karl J. Astrom, Bjorn Wittenmark, "Computer Controlled Systems", Prentice Hall, 1990
- [36] Gene F. Franklin, J.David Powell, Michael L. Workman, "Digital Control of Dynamic Systems", Addison Wesley, 1990
- [37] George Ellis, "Control System Design Guide", Academic Press 1991
- [38] Mandami, E.H. "Application of Fuzzy Algorithms for Control of Simple Dynamic Plant,". Proc, *IEEE, Vol.121*, 1984.
- [39] T Takagi and M. Sugeno, "Fuzzy identification of systems and its applications to modeling and control," *IEEE Trans. Syst., Man, Cybern.*, vol 15, pp. 116-132, 1985
- [40] K Tanaka and M. Sugeno, "Stability analysis and design of fuzzy control systems," *Fuzzy Sets and Syst.*, vol. 45, no. 2, pp. 135-156, 1992
- [41] Tanaka and Manabu Sano, "Fuzzy Stability Criterion of a Class of Nonlinear Systems," *Information Sciences.*, no. 71, pp. 3-26, 1993
- [42] Tanaka and Manabu Sano, "Fuzzy Stability Criterion of a Class of Nonlinear Systems," *Information Sciences.*, no. 71, pp. 3-26, 1993
- [43] K Tanaka and Manabu Sano, "A Robust Stabilization Problem of Fuzzy Control Systems and its application to backing up control of a truck trailer," *IEEE Trans. On Fuzzy Systems.*, Vol. 2, No. 2, pp. 119-134, 1994

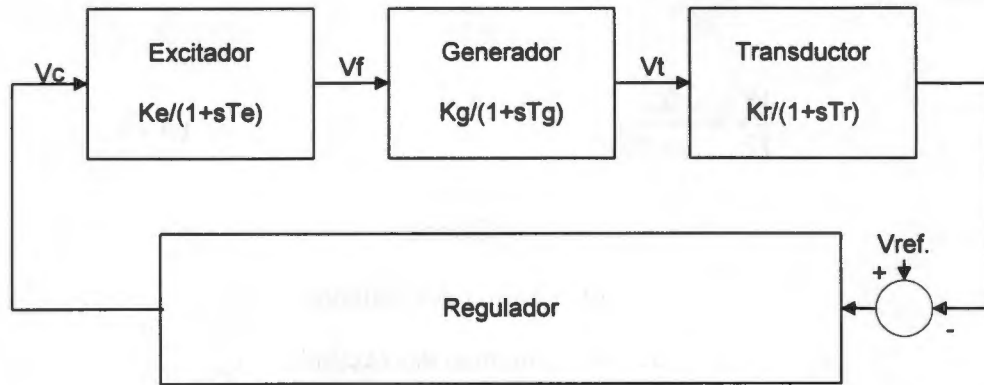


- [44] K Tanaka, "Stability and Stabilizability of Fuzzy-Neural-Linear Control Systems," *IEEE Trans. On Fuzzy Systems.*, Vol. 3, No. 4, pp. 438-447, 1995
- [45] Hua O Wang, K Tanaka and Michael F. Griffin, "An Approach to Fuzzy Control of Non linear Systems: Stability and Design Issues," *IEEE Trans. On Fuzzy Systems.*, Vol. 4, No. 1, pp. 14-23, 1996
- [46] Laub, A., "Computation of Balancing Transformations", Proc. JACC Vol.1, paper FA8-E, 1980.
- [47] Moore, B., "Principal Component Analysis in Linear Systems: Controllability, Observability, and Model Reduction", *IEEE Transactions on Automatic Control*, 26-1, Feb. 1981.
- [48] Prabha Kundur "Power System Stability and control" *Mc Graw Hill*, 1994.
- [49] J.A.Momoh SM, K.Tomsovic "Overview and Literature survey of Fuzzy set theory in power systems." *IEEE Transactions on Power Systems*, 1995
- [50] S.B. Dhar: "Power System Long Range Decision Analysis under Fuzzy Environment", *IEEE Trans on PAS*, Vol. PAS-98, No. 2, 1979
- [51] Takashi Hiyama, Koushi Miyazaki, Hironori Satoh "A fuzzy Logic Excitation System for Stability Enhancement of Power Systems with Multi-mode Oscillations", *IEEE Trans. On Energy Conversion*, Vol. 11, No. 2, June 1996
- [52] Braae, M., and Rutherford, D.A., "Theoretical and Linguistic Aspects of the Fuzzy Logic Controller", *Automatica*, Vol.15 1979. pp. 553-577.
- [53] Domitilo Libreros, Raúl Cortés Mateos, Martín Raya bahena. " Técnica de DSP para obtener el valor rms de señales en sistemas eléctricos de Potencia" *IEEE SECCIÓN MÉXICO RVP*, Julio 1995.

- 5 [54] Domitilo Libreros, Raúl Cortés Mateos, Luis Puebla Palma, "Semiconvertidor trifásico controlado por fase basado en un microcontrolador", *IEEE SECCIÓN MÉXICO RVP*, Julio 1996.
- [55] G.T. Heydt, Daozhi Xia. "Self-Tuning Controller For Generator Excitation Control." *IEEE Transaction on Power Apparatus and Systems*. Vol. PAS-102, No.6 June 1983 pp. 1877-1884.
- [56] Navin Govind, Abul R. Hasan "Real Time Fuzzy Logic Speed Control using conventional, Assembly and Simulation Methods for Industrial DC Motors", *IEEE IA&C 1995*
- [57] *M68HC12 Reference Manual*, Motorola Inc. 1996
- [58] Paul M. Anderson, A. A. Fouad "Power System Control and Stability." IEEE PRESS, 1994
- [59] Charles L. Phillips, H. Troy Naole "Digital Control System Analysis and Design" Prentice Hall, 1995
- [60] M. L. Crenshaw, K. E. Bollinger "Excitacion Systems Models for Power System Stability Studies." *IEEE Transaction on Power Apparatus and Systems*. Vol. PAS-100, No.2 Febrero 1981 pp. 494-509.
- [61] Power Generation Committee of the IEEE "Computer Representation of Excitacion Systems." *IEEE Transaction on Power Apparatus and Systems*. Junio 1968 pp. 50-54.

# APÉNDICE A

Para probar el regulador se simuló una máquina aislada, con un diagrama a bloques como el que se muestra en la figura A .1.



**Figura A .1. Diagrama a bloques de una máquina aislada y un regulador.**

El alternador se simula como un sistema continuo en el tiempo y su función de transferencia es: [61]

$$\frac{V_t}{V_f} = \frac{K_g}{(1 + sT_g)} \quad (\text{A .1})$$

Donde :

$T_g = 2$  es la constante de tiempo

$K_g = 1.5$  es la ganancia

$V_f$  = voltaje de campo

$V_t$  = Voltaje terminal del generador.

El transductor se representa como un sistema de primer orden y su función de transferencia es:

$$\frac{y}{V_t} = \frac{K_r}{(s + T_r)} \quad (\text{A .2})$$

Donde:

$y$  = Voltaje de salida del transductor

$K_r = 1 =$  ganancia del transductor.

$T_r = .01 =$  constante de tiempo del transductor.

El excitador se representa como un sistema de primer orden con una no linealidad a la salida dada por un limitador de voltaje de campo máximo y voltaje de campo mínimo y su función de transferencia es:


$$\frac{V_f}{V_r} = \frac{K_e}{(s + T_e)} \quad (A.3)$$

Donde:

$V_r =$  Salida del regulador.

$K_e = 1 =$  ganancia del excitador = 1

$T_e = .01 =$  constante de tiempo del excitador

Se simula una "no-linealidad" debido a que el excitador está alimentado por el alternador, por lo que el voltaje máximo es igual a una constante " $K_p$ " multiplicada por el voltaje terminal más un voltaje debido al campo magnético inicial.

$$V_{fmax} = .1 + K_p * v_t \quad (A.4)$$

$$V_{fmin} = .0 \quad (A.5)$$

El diagrama a bloques del modelo de un control tipo ST1 simulado en el tiempo se puede ver en la figura A.2.

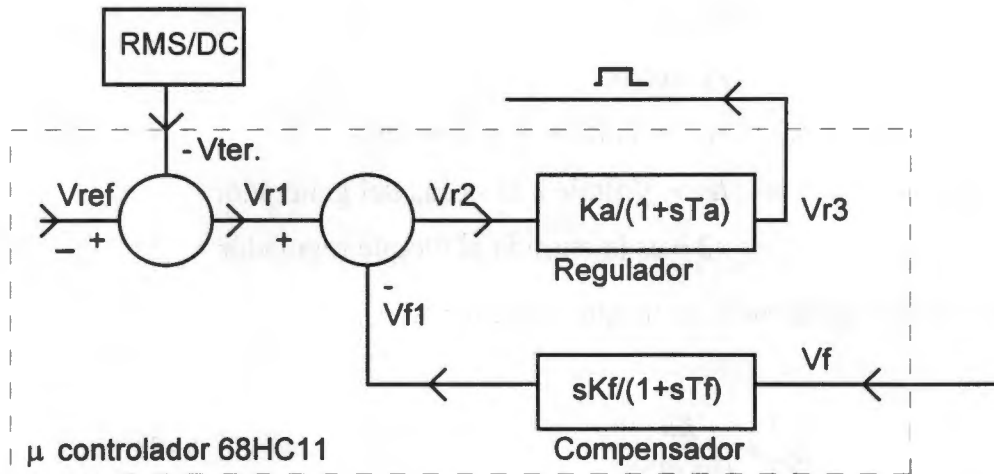


Figura A .2. Diagrama a bloques del regulador ST1.

Las ecuaciones del regulador están compuestas por dos bloques, el regulador y el compensador.

La función de transferencia del bloque compensador es:

$$\frac{Vf1}{Vf} = \frac{sKf}{(1+sTf)} \quad (A.6)$$

Donde :

$Tf = 5$  es la constante de tiempo

$Kf = .05$  es la ganancia

$f$  = Voltaje de campo

$f1$  = Salida del bloque compensador

El error se calcula restando el voltaje de salida del transductor del voltaje de referencia del voltaje de salida del compensador.

$$\begin{aligned} r1 &= Vref - Vter \\ r2 &= Vr1 - Vf1 \end{aligned} \quad (A.7)$$



I. P. N.  
BIBLIOTECA  
S E P I

Donde :

$r1$  = error

$ref$  = Voltaje de referencia

$ter$  = Voltaje a la salida del generador

$r2$  = es la entrada al bloque regulador

La función de transferencia del bloque regulador es:

$$\frac{Vr3}{Vr2} = \frac{Ka}{(1+sTa)} \quad (A-8)$$

Donde :

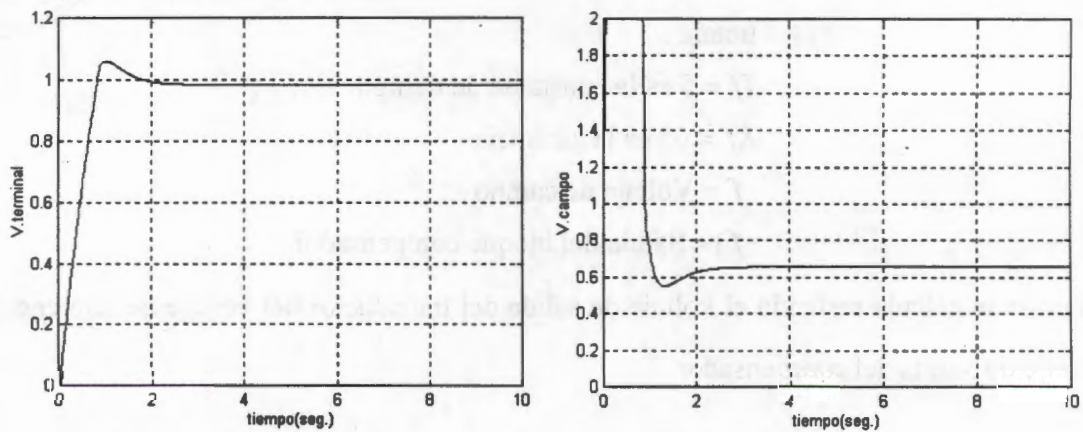
$Ta = .1$  es la constante de tiempo

$Ka = 2$  es la ganancia

$r2$  = Entrada al regulador

$r3$  = Salida del regulador

En la figura A .3 se pueden observar las gráficas de comportamiento del voltaje terminal, del voltaje de campo y la salida del regulador durante los primeros segundos de una respuesta escalón, en el arranque.



**Figura A .3. Simulación de un sistema analógico ST1.**

## Simulación de un control digital tipo ST1

Los controladores digitales procesan datos en intervalos regulares llamados ciclos, al menos ocurren tres cosas durante cada ciclo, se muestrean las entradas, se ejecuta el algoritmo de control y se almacena la salida. El tiempo entre cada ciclo es conocido como tiempo de muestreo y su inversa como frecuencia de muestreo.

El dominio de  $z$  es una extensión del dominio de  $s$ , y está basado en el operador de retardo  $e^{-sT}$ , que se define como  $1/z = z^{-1}$ , por ejemplo, si se tiene una variable llamada  $Vt$ , éste sería su valor actual y  $Vtz^{-1}$  sería su valor en el muestreo anterior.

Podemos decir que el dominio  $s$  es para los sistemas continuos y el dominio  $z$  es para los sistemas muestreados.

Para poder pasar de un modelo continuo a uno muestreado, se puede usar una transformación bilineal [37].

$$s \approx \frac{2}{T} \left( \frac{z-1}{z+1} \right) \quad (\text{A.9})$$

Por medio de esta transformación, el modelo del control analógico, anteriormente descrito, se convirtió en un modelo de control discreto, quedando las siguientes ecuaciones para el bloque controlador y para el bloque compensador.

Bloque compensador

$$Vf1(n) = -b1Vf1(n-1) + a1(Vf(n) - Vf(n-1)) \quad (\text{A.10})$$

Cálculo del error

$$Vr1(n) = Vref - Vter(n) \quad (\text{A.11})$$

$$Vr2(n) = Vr1(n) - Vf1(n) \quad (\text{A.12})$$

Bloque regulador

$$Vr3(n) = -bVr3(n-1) + a(Vr2(n) + Vr2(n-1)) \quad (\text{A.13})$$

Donde:

$$a_1 = 2K_f / (h + 2T_f)$$

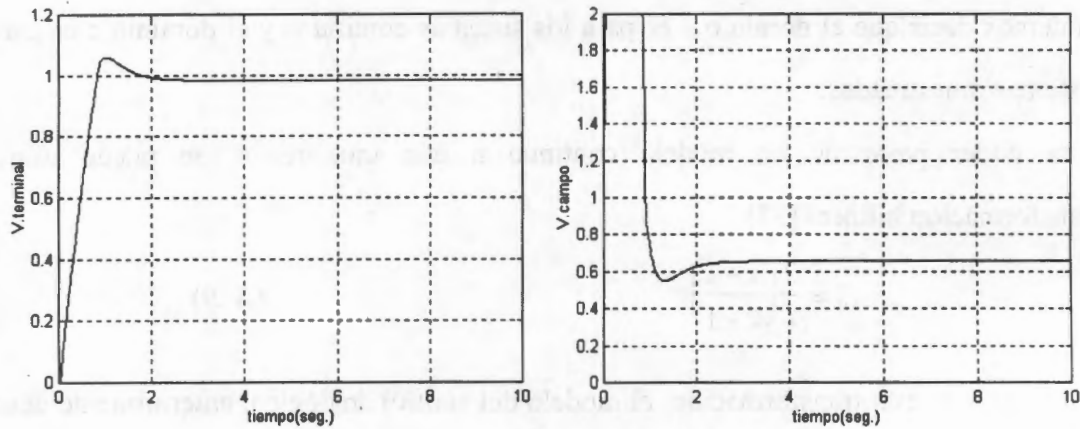
$$b_1 = (h - 2T_f) / (h + 2T_f)$$

$$a = h * K_{fa} / (h + 2 * T_a)$$

$$b = (h - 2 * T_a) / (h + 2 * T_a)$$

$h$  = Tiempo de muestreo para este caso 100 Hz

Las gráficas de las respuestas obtenidas de la simulación del modelo equivalente discreto se puede ver en la figura A .4 observando un comportamiento similar al sistema analógico.



**Figura A .4. Respuesta a un escalón en el arranque del sistema discreto ST1 equivalente a un analógico.**



## APÉNDICE B

Para la simulación del generador se utilizó el modelo de Park [26] y las ecuaciones son las siguientes:

$$p\delta = -\omega_0 S \quad (\text{B.1})$$

$$T_e = e_{dpp}i_d + e_{qpp}i_q - (X_{dpp} - X_{qpp})i_d i_q \quad (\text{B.2})$$

$$pS = (-K_d S + T_m - T_e) / M \quad (\text{B.3})$$

$$pe_{qp} = (V_f - (X_d - X_{dp})i_d - e_{qp}) / T_{dop} \quad (\text{B.4})$$

$$pe_{dpp} = ((X_q - X_{qpp})i_q - e_{dpp}) / T_{qopp} \quad (\text{B.5})$$

$$pe_{qpp} = (e_{qp} - (X_{dp} - X_{dpp})i_d - e_{qpp}) / T_{dopp} \quad (\text{B.6})$$

$$C_{91} = X_{dpp} - X_{1pu}$$

$$C_{92} = X_{qpp} + X_{1pu}$$

$$C_{93} = R_a + R_{1pu}$$

$$C_{94} = C_{93} \times C_{93} + C_{91} \times C_{92}$$

$$44 = e_{dpp} - V_{buspu} \times \text{sen}(\delta)$$

$$45 = e_{qpp} - V_{buspu} \times \text{cos}(\delta)$$

$$i_{dpu} = (C_{93} \times V_{44} + C_{92} \times V_{45}) / C_{94} \quad (\text{B.7})$$

$$i_{qpu} = (C_{93} \times V_{45} + C_{91} \times V_{44}) / C_{94} \quad (\text{B.8})$$

$$d_{pu} = e_{dpp} + X_{qpp} \times i_{qpu} - R_a \times i_{dpu} \quad (\text{B.9})$$

$$q_{pu} = e_{qpp} + X_{dpp} \times i_{dpu} - R_a \times i_{qpu} \quad (\text{B.10})$$

$$V_{dpu} = \sqrt{(V_{dpu}^2 + V_{qpu}^2)} \quad (\text{B.11})$$

$$i_{pu} = \sqrt{(i_{dpu}^2 + i_{qpu}^2)} \quad (\text{B.12})$$

$$P_{pu} = \sqrt{(V_{dpu} \times i_{dpu} + V_{qpu} \times i_{qpu})} \quad (\text{B.13})$$

$$Q_{pu} = \sqrt{(V_{dpu} \times i_{dpu} - V_{qpu} \times i_{qpu})} \quad (\text{B.14})$$

$$S_{pu} = \sqrt{((V_{dpu}^2 + V_{qpu}^2) \times (i_{dpu}^2 + i_{qpu}^2))} \quad (\text{B.15})$$

Donde las entradas son:

$V_f$  = Voltaje de campo del generador [pu].

$V_{bus}$  = Voltaje del bus [pu].

$R_l$  = Resistencia de la línea [pu].

$Xl$  = Reactancia de la línea [pu].

$Tm$  = Par de entrada [pu].

Las salidas son:

$Vt$  = Voltaje terminal.

Otras variables usadas como salidas para analizar el comportamiento de la máquina son las potencias: real, reactiva y aparente  $Ppu$ ,  $Qpu$  y  $Spu$  respectivamente.

las Variables de estado son:

$\delta$  = Angulo de potencia.

$S$  = Deslizamiento.

$eqp$  = Componente de voltaje transitoria [pu].

$edpp$  = Componente de voltaje subtransitoria en el eje directo [pu] .

$eqpp$  = Componente de voltaje subtransitoria en el eje de cuadratura [pu] .

Los parámetros usados son [55]:

$$\omega = 2\pi f_0 = 2\pi \times 60$$

$Kd = 3$  Constante de fricción de par [pu].

$M = 5.5294$  Momento de inercia del generador [pu].

$T_{d0p} = 5.66$  Constante de tiempo transitoria a circuito abierto en el eje directo.

$T_{d0pp} = 0.041$  Constante de tiempo subtransitoria a circuito abierto en el eje directo.

$T_{q0pp} = 0.065$  Constante de tiempo subtransitoria a circuito abierto en el eje en cuadratura.

$Ra = 0.0$  Resistencia de armadura [pu].

$Xd = 1.904$  Reactancia síncrona en el eje directo [pu].

$X_{dp} = 0.312$  Reactancia transitoria en el eje directo [pu].

$X_{dpp} = 0.266$  Reactancia subtransitoria en el eje directo [pu].

$Xq = 1.88$  Reactancia síncrona en el eje en cuadratura [pu].

$X_{qpp} = 0.260$  Reactancia subtransitoria en el eje en cuadratura [pu].

Los parámetros para una línea larga son:

$V_{bus} = 1$  Voltaje nominal del bus [pu].

$R_{ll} = 0.12$  Resistencia de la línea [pu].

$X_{ll} = 1.10$  Reactancia de la línea [pu].

y para una línea corta son:

$R_{ll} = 0.024$  Resistencia de la línea [pu].

$X_{ll} = 0.115$  Reactancia de la línea [pu].

Las ecuaciones de la turbina son:

$$dtm1 = (-tm1 + Fhp * dphp + php) / Trh$$

$$tm = tm1$$

Los parámetros de la turbina de tipo térmica son [55]:

Tsm:.1 ; Tch:.15 ; Trh:5 ; Fhp:.33