

TESIS DOCTORAL

APORTACIONES ELECTRONICAS AL CONTROL
VECTORIAL INDIRECTO DE MAQUINAS
ASINCRONAS

Autor:

Eduardo Galván Díez

Director:

Leopoldo García Franquelo



FDO. D. LEOPOLDO GARCÍA,



FDO. EDUARDO GALVÁN.

UNIVERSIDAD DE SEVILLA

Facultad de Ciencias

97

230

del libro

Sevilla,

El día del Mes del Año

Abu al-Hasan

A mi esposa e hijas

Resumen

En este trabajo se presentan una serie de aportaciones al control vectorial indirecto de las máquinas asíncronas.

En el Capítulo 2 se muestra una panorámica del estado actual de la regulación de velocidad de la máquina de corriente alterna, centrándose fundamentalmente en la máquina de inducción. Se describen los distintos métodos de control vectorial directo e indirecto y las últimas soluciones adoptadas para su realización. En este mismo Capítulo se hace una recopilación de las distintas técnicas utilizadas para resolver el bucle de control externo, entendiéndose como tal el control de velocidad, posición o par, aunque con una mayor incidencia en la velocidad por ser el parámetro que mayor interés ha suscitado. Así, comienza el Capítulo con el control vectorial, continúa con las técnicas de control a nivel externo, como son las técnicas clásicas (control lineal), control adaptativo, estructura variable en modo deslizante, neuronal y borroso, y finaliza con algunos de los métodos de realización electrónica del control vectorial.

El Capítulo 3 está íntegramente dedicado a las aportaciones que esta tesis presenta con respecto al bucle de control externo. Este se divide a su vez en dos bloques: Lógica Borrosa y Lógica Estocástica.

En el primer bloque del Capítulo 3 se estudian las ventajas de utilizar un controlador borroso en el control de velocidad y se muestran sus distintas posibilidades, comparándolo con un controlador clásico Proporcional más Integral (PI). Se comprueba la robustez ante variaciones de los parámetros del sistema (inercia, par resistente, etc.). Los resultados inicialmente obtenidos mediante simulaciones son posteriormente comprobados mediante medidas experimentales sobre un sistema real. La diferencia de este trabajo con otros anteriores de control borroso aplicado a motores de inducción, radica en que se ha profundizado en la lógica borrosa hasta el

punto de incluir algunas aportaciones en este campo, como son el estudio analítico de la superficie de control para la generación de reglas y el estudio de las derivadas parciales de dicha superficie para asegurar estabilidades locales.

Una aproximación diferente se realiza en el segundo bloque de este Capítulo. Allí se propone el empleo de una arquitectura simple para la realización de controladores mediante el empleo de lógica estocástica. Para comprobar la validez de esta aproximación se ha optado por un controlador tipo “Proporcional más Integral” realizado mediante estas técnicas. El circuito se diseña y se realiza mediante una FPGA. Como un primer paso para su posterior aplicación al motor de corriente alterna, se prueba sobre un inversor monofásico accionando un motor de corriente continua y se comprueba su correcto funcionamiento mediante resultados experimentales.

En el Capítulo 4 se proponen arquitecturas electrónicas para resolver algunos de los principales problemas que se presentan en el control vectorial indirecto, como son el cambio de coordenadas y la medida de velocidad.

El cambio de coordenadas se resuelve mediante una suma de productos de las componentes de intensidad por los senos y cosenos del ángulo de los nuevos ejes. Para la generación de las funciones senoidales se propone un sencillo método de generación mediante aproximaciones polinómicas de segundo grado ($\text{sen}\pi x = 4x(1-x)$, con x entre 0 y 1) mostrándose la precisión de la aproximación realizada. Esto evita la utilización de tablas de almacenamiento. Por otra parte, se presenta el problema de realizar el cálculo de productos y sumas el cual queda resuelto de manera muy sencilla con técnicas de lógica estocástica. El correcto funcionamiento del circuito propuesto se ha probado mediante simulación funcional mediante lenguaje de alto nivel C como paso previo a su posterior realización microelectrónica.

Como segunda parte del Capítulo 4, se presenta una original realización física del circuito dedicado a la medida de velocidad. Esta es generalmente necesaria para la realización del control vectorial indirecto. La peculiaridad que presenta este diseño microelectrónico es su adaptabilidad a todo el rango de velocidad, manteniendo un error de medida y un tiempo de muestreo constante. El circuito cambia de método de conteo de número de pulsos por unidad de tiempo para altas veloci-

dades a tiempo entre 32, 16, 8, 4 y 2 pulsos para velocidades cada vez más bajas. El circuito ha sido probado experimentalmente a lo largo de la realización de esta tesis debido a que ha sido el encargado de enviar la información de la velocidad del motor al sistema de control. Además de esta prueba de funcionamiento y de la descripción del circuito, se muestran resultados experimentales.

Finalmente, en el Capítulo 5 se extraen las conclusiones y se abren las puertas a futuras líneas de investigación que se puedan derivar de esta tesis.

Los resultados de esta tesis van a tener una directa aplicación industrial ya que actualmente se ha obtenido una subvención por parte de la acción especial GAME del proyecto europeo ESPRIT para la realización de un proyecto de colaboración con una empresa española incorporando control vectorial y borroso.

Algunos temas, por poseer un especial interés o por ser de reciente aplicación, se han sintetizado en los apéndices finales.

Así, en el Apéndice I se describen las técnicas de modelado del motor de inducción. Se hace un especial hincapié en el modelado de la máquina cuando se tiene un control absoluto de las intensidades del estator con control vectorial indirecto.

En el Apéndice II se hace una breve introducción al control borroso. El autor ha querido dar a esta introducción una visión analítica de este tipo de controladores que será aprovechada a lo largo de la tesis.

Por último, el Apéndice III está dedicado al procesado estocástico de señales.

Agradecimientos

Deseo agradecer a todos aquellos familiares, profesores, compañeros y alumnos su contribución que, de una forma u otra, ha permitido la realización de esta tesis, mencionando especialmente

- A D. Leopoldo García Franquelo, por sus inestimables consejos y apoyo.
- A D. Antonio Torralba Silgado, por su estrecha colaboración en muchos de los trabajos realizados.
- A D. Carlos Janer, por la información suministrada sobre temas de procesado estocástico y sus acertadas sugerencias.
- A D. Federico José Barrero por la gran ayuda prestada en la puesta a punto del modelo de simulación y de la bancada de ensayos.
- Al alumno D. Ignacio García Gamero por su ayuda prestada en la realización del cambio de coordenadas.
- A mi esposa Granada e hijas Granada y Blanca por su ayuda y gran comprensión mostrada.

Nomenclatura

ϕ_{qs}, ϕ_{ds} . Proyecciones rectangulares del flujo del estator.

ϕ_{qr}, ϕ_{dr} . Proyecciones rectangulares del flujo del rotor.

ϕ_{qm}, ϕ_{dm} . Proyecciones rectangulares del flujo común.

i_a, i_b, i_c . Proyecciones trifásicas de las intensidades de línea de la máquina asíncrona.

i_{qs}, i_{ds} . Proyecciones rectangulares de las intensidades del estator referidas a unos ejes móviles.

i_{qr}, i_{dr} . Proyecciones rectangulares de las intensidades del rotor referidas a unos ejes móviles.

i_{qm}, i_{dm} . Proyecciones rectangulares de las intensidades de magnetización.

$$k_0 = \frac{B_m}{pJ}.$$

$$k_1 = \frac{3}{2} \frac{L_m}{J}.$$

$$k_2 = \frac{R_r L_m}{L_r}.$$

$$k_2 = \frac{R_r L_m}{L_r}.$$

$$k_2^* = \frac{R_r L_m}{L_r}. \text{ Estimada.}$$

$$k_3 = \frac{R_r}{L_r}.$$

$$k_3^* = \frac{R_r}{L_r}. \text{ Estimada.}$$

$$k_4 = \frac{1}{pJ}.$$

R_s . Resistencia del estator referida al estator.

R_r . Resistencia del rotor referida al estator.

R_r^* . Resistencia del rotor referida al estator estimada.

$L_\sigma = L_s - \frac{L_m^2}{L_r}$. Inductancia transitoria.

L_s . Inductancia del estator.

L_m . Inductancia mútua.

L_r . Inductancia del rotor referida al estator.

T_e . Par electromagnético.

T_d . Par de carga.

J_m, B_m . Momento de inercia y coeficiente de viscosidad del motor.

P . Número de pares de polos.

ω_e, ω_r . Pulsación angular del campo eléctrico y del rotor.

$\omega_m = \left(\frac{1}{P}\right)\omega_r$. Pulsación angular mecánica.

s . Operador laplaciano.

$$u_1 = \omega_e.$$

$$u_2 = i_{qs}.$$

$$u_3 = i_{ds}.$$

$$u_4 = T_l.$$

v_a, v_b, v_c . Proyecciones trifásicas de las tensiones de fase de la máquina asíncrona referidas a unos ejes estáticos.

v_q, v_d, v_o . Proyecciones rectangulares de las tensiones de fase de la máquina asíncrona referidas a unos ejes móviles.

v_α, v_β, v_h . Proyecciones rectangulares de las tensiones de fase de la máquina asíncrona referidas a unos ejes fijos.

v_1, v_2, v_3 . Tensiones de las ramas del inversor trifásico respecto al polo negativo de la fuente de continua.

$$x_1 = \omega_r.$$

$$x_2 = \dot{\phi}_{qr}.$$

$$x_3 = \dot{\phi}_{dr}.$$

θ . Angulo de los ejes móviles.

Indice

Lista de Figuras	III
Lista de Tablas	V
1 Introducción	1
1.1 Generalidades	1
1.2 Objetivo y Planteamiento de la Tesis	4
2 Control Vectorial. Estado Actual	7
2.1 Control del Bucle de Desacoplo. Control Vectorial	7
2.1.1 Control Vectorial Directo	8
2.1.2 Control Vectorial Indirecto	11
2.2 Control del Bucle Externo	13
2.2.1 Técnicas Lineales	16
2.2.2 Control de Estructura Variable con Modo Deslizante	17
2.2.3 Control Adaptativo	20
2.2.4 Control Borroso	21
2.2.5 Control Neuronal	26
2.3 Realización Electrónica del Control Vectorial	26
3 Aportación al Bucle de Control	29
3.1 Lógica Borrosa	30
3.1.1 Generación Heurística de Reglas	31
3.1.2 Generación Analítica de Reglas	33
3.1.3 Una Interpretación de la Derivada Parcial de la Superficie	38
3.2 Bucle de Control. Sistema Motor-Controlador	39
3.2.1 Estructura del Controlador	39
3.2.2 Resultados de Simulación	44
3.2.3 Una Versión Simplificada	47
3.2.4 Aplicación Sobre el Sistema Real	50
3.3 Estabilidad	61
3.4 Realización del Controlador Borroso	63
3.4.1 Realización Mediante Computador	64

3.4.2	Realización mediante Tablas	64
3.5	Lógica Estocástica	67
3.5.1	Descripción del Compensador	68
4	Aportación al Bucle de Desacoplo	75
4.1	Cambio de Coordenadas	77
4.1.1	Aproximación Polinómica del Seno	77
4.1.2	Realización estocástica de la aproximación polinómica del Seno	79
4.1.3	Arquitectura del Circuito Propuesto	84
4.1.4	Resultados de Simulación	85
4.2	Medida de la Velocidad	87
4.2.1	Realización Electrónica	89
5	Conclusiones y Futuras Lineas de Investigación	93
5.1	Conclusiones	93
5.2	Futuras Lineas de Investigación	95
	Bibliografía	99
I	Modelo Dinámico de la Máquina Asíncrona	117
I.1	Cambios de Coordenadas	117
I.2	Modelado	120
I.2.1	Modelo Dinámico Referido a unos Ejes Síncronos	121
I.3	Modelo Dinámico Referido a unos Ejes Solidarios al Estator	122
I.3.1	Modelo Simplificado Mediante la Realimentación de las Intensidades del Estator	123
I.3.2	Modelo del Motor de Inducción Controlado Vectorialmente de Forma Indirecta	125
I.3.3	Modelo Lineal Mediante Transformada de Laplace.	127
II	Control Borroso.	129
II.1	Conjunto Borroso	129
II.2	Función de Pertenencia	129
II.3	Funciones Borrosas de Implicación	130
II.4	Controlador Borroso	132
II.4.1	Codificación a Borroso	132
II.4.2	Conjunto de Funciones de Pertenencia	133
II.4.3	Inferencia	134
II.4.4	Reducción a Escalar	134
II.5	Expresión Simplificada de la Derivada Parcial de la Superficie Borrosa	135
III	Procesamiento Digital Estocástico	137
III.1	Codificación Estocástica	137
III.2	Multiplicación Estocástica y Suma Estocástica	138
III.3	Suma de Secuencias Estocásticas	139

IV Sistema Desarrollado para la Realización de esta Tesis	141
IV.1 Circuito de Control de Intensidades	141
IV.2 Inversor Trifásico	142
IV.3 Formas de Onda	144
IV.4 Programa de Control	144
IV.5 Programa de Control Borroso	151
IV.6 Obtención de Datos	151

Lista de Figuras

2-1	Control vectorial directo. Orientación sobre el flujo del rotor.	9
2-2	Esquema para la determinación del flujo de magnetización y del par del motor de inducción.	10
2-3	Respuesta de par determinada experimentalmente sin sintonización del control vectorial. Par 1 calculado de forma exacta directamente de los datos experimentales. Par 2 calculado mediante parámetros estimados y sintonizado.	11
2-4	Diagrama de control vectorial indirecto.	12
2-5	Componentes de flujo para: (a) $\frac{R_r^*}{R_r} = 1$. y (b) $\frac{R_r^*}{R_r} = 2$	14
2-6	Diagrama de bloques del control adaptativo con modelo de referencia propuesto por Tzou y Wu.	21
2-7	Diagrama de bloques del control adaptativo con modelo de referencia propuesto por Robert D. Lorenz y Donald Lawson.	22
2-8	Diagrama de bloques del controlador borroso propuesto por B. Lin y R. G. Hoft.	24
2-9	Diagrama de bloques del controlador borroso propuesto por Sayeed A. Mir y otros.	25
3-1	Funciones de pertenencia.	35
3-2	Funciones de pertenencia monótonas con partición propia.	36
3-3	Funciones de pertenencia monótonas y con partición propia.	37
3-4	Representación gráfica de la derivada parcial de una superficie borrosa.	39
3-5	Diagrama de bloques para el control del motor de inducción.	40
3-6	Representación de las funciones de pertenencia para el término lingüístico normalizado error e y para Δe	42
3-7	Representación de las funciones de pertenencia para el término lingüístico normalizado I_{qs}	42
3-8	Representación de las funciones de pertenencia de la composición bidimensional $e \times \Delta e$	43
3-9	Representación de superficie de control $I_{qs} = f(e, \Delta e)$	45
3-10	Respuesta temporal simulada utilizando las reglas de la tabla 3.2.	46
3-11	Respuesta temporal simulada añadiendo el término integral Ie como antecedente y las reglas de la tabla 3.3.	46

3-12	Respuesta temporal simulada cuando la resistencia del rotor se divide por dos (desajuste de parámetros del sistema).	47
3-13	Expresión analítica para el término integral $K_u(e)$.	49
3-14	Respuesta en velocidad del motor de inducción.	50
3-15	Respuesta en velocidad del motor de inducción ante una variación de la inercia.	51
3-16	Sistema de ensayos del controlador borroso aplicado al motor de inducción.	52
3-17	Funciones de pertenencia triangulares para el error (e), la integral del error (Ie) y la actuación (i_{qe}).	53
3-18	Superficie de control representando un control PI.	53
3-19	Superficie de control con saturación.	55
3-20	Ampliación de la superficie de control.	55
3-21	Respuesta en velocidad del motor para distintas velocidades de referencia utilizando: (a) Control PI. (b) Controlador borroso.	56
3-22	Respuesta en velocidad del sistema Motor-Controlador para una aplicación de par resistente $T_l = 1 Nm$: (a) Controlador PI. (b) Controlador borroso.	58
3-23	Respuesta en velocidad del motor con baja inercia ($J = 5 \cdot 10^{-3}$): (a) Controlador PI. (b) Controlador borroso.	59
3-24	Respuesta en velocidad del motor con alta inercia ($J = 25 \cdot 10^{-3}$): (a) Controlador PI. (b) Controlador borroso.	60
3-25	Límite de estabilidad para las pendientes.	63
3-26	Realización del controlador mediante tabla para 2 antecedentes y un consecuente.	65
3-27	Diagrama de bloques del controlador.	69
3-28	Círculo de potencia.	70
3-29	Resultados de simulación.	70
3-30	Resultados experimentales mostrando la respuesta en velocidad del motor de corriente continua.	71
3-31	Resultados experimentales mostrando los pulsos estocásticos: (a) En reposo. (b) Forzando un sentido de giro. (c) Forzando sentido de giro contrario.	72
3-32	Controlador estocástico.	73
4-1	Diagrama del motor con el control vectorial indirecto.	76
4-2	Aproximación trapezoidal de la función seno.	78
4-3	Aproximación polinómica del seno y coseno mediante la función $4x(1-x)$.	79
4-4	Error de la aproximación polinómica del $\text{seno}(\pi x)$ mediante la función $4x(1-x)$. El argumento está normalizado entre 0 y 1.	80
4-5	Arquitectura estocástica propuesta para la aproximación del seno generando estocásticamente la función $4x(1-x)$.	80
4-6	Aproximación del seno generando estocásticamente la función $4x(1-x)$ para: (a) 64, (b) 256 y (c) 512 ciclos de reloj.	82
4-7	Error de la aproximación del seno generando estocásticamente la función $4x(1-x)$ para: (a) 64, (b) 256 y (c) 512 ciclos de reloj.	83
4-8	Círculo electrónico propuesto para la generación de la intensidad i_a .	84

4-9	Circuito electrónico propuesto para la generación de la intensidad i_b	84
4-10	Criterio para la totalización con signo.	85
4-11	Resultados obtenidos mediante simulación de las intensidades de fase i_a e i_b generadas estocásticamente.	86
4-12	Desarrollo en serie de Fourier de la intensidad i_a generada estocásticamente.	86
4-13	Tacómetro digital.	87
4-14	Diagrama de bloques del circuito propuesto para la medida de velocidad.	89
4-15	Fotografía del sistema de medida de velocidad realizado.	90
4-16	a) Precisión relativa. b) Tiempo de muestreo.	91
4-17	Resultados experimentales mostrando la respuesta en velocidad del circuito de medida de velocidad.	92
I-1	Diagrama vectorial para el cambio de los ejes trifásicos a ejes rectangulares.	118
I-2	Circuito trifásico con conexión estrella y triángulo.	119
I-3	Representación eléctrica del modelo del motor de inducción en unos ejes q y d fijos al estator.	123
I-4	Diagrama de bloques para el control de las intensidades del estator.	124
I-5	Modelo aproximado de primer orden del motor de inducción.	127
I-6	Modelo del motor de inducción con resistencia del rotor no sintonizada.	128
II-1	Estructura del controlador borroso.	133
III-1	Codificación estocástica.	137
III-2	Multiplicación	139
III-3	Suma de pulsos.	140
III-4	Acumulación de pulsos y conversión PWM.	140
IV-1	Sistema de ensayos del controlador borroso aplicado al motor de inducción.	142
IV-2	Circuito de control de intensidades.	143
IV-3	Control de intensidad de fase.	144
IV-4	Circuito de control de intensidades mediante amplificadores operacionales. (a) Generación de pulsos de disparo. (Se utiliza el mismo circuito para las tres fases). (b) Generación de la intensidad de referencia I_{cref} . (c) Generación de la intensidad medida I_c	145
IV-5	Fotografía del inversor trifásico.	146
IV-6	Esquema simplificado del circuito inversor trifásico.	146
IV-7	Respuesta de la velocidad del motor ante un cambio de sentido de giro.	147
IV-8	(a) Intensidades de línea i_a e i_b . (b) Ampliación en la zona de inversión del sentido de giro.	148
IV-9	(a) Flujos estimados ϕ_{qm} y ϕ_{dm} . (b) Ampliación en la zona de inversión del sentido de giro.	149
IV-10	Respuesta de par estimada ante un cambio en el sentido de giro del motor de inducción.	150

Lista de Tablas

2.1	Reglas para el controlador de intensidad propuesto por M.Seong-Sik y otros.	25
3.1	Matriz de control de Macvicar-Whelanchavez.	32
3.2	Conjunto de reglas para la generación de la intensidad I_{qs}	44
3.3	Reglas para el término integral.	45
3.4	Regla para la integral del error.	48
3.5	Conjunto de reglas para la realización simplificada.	49
3.6	Parámetros del motor de inducción.	51
3.7	Evaluación del controlador PI para cada regla.	54
4.1	Términos del desarrollo de Fourier de la aproximación cuadrática.	78
4.2	Método empleado para distintas velocidades.	91

Capítulo 1

Introducción

1.1 Generalidades

Las Máquinas Rotativas han ocupado siempre un lugar relevante en la industria. Actualmente, las máquinas de corriente alterna y continua realizan la conversión de aproximadamente un 40% de la energía eléctrica producida en el planeta [5].

Las máquinas de corriente continua se utilizan tradicionalmente en procesos donde se requieren muy buenas prestaciones debido fundamentalmente a su fácil controlabilidad.

Durante las dos últimas décadas, la máquina de corriente alterna ha ido desbancando progresivamente a la de continua gracias a la aparición de la técnicas de “Control de Flujo” (control escalar y vectorial), que las hace equivalentes desde el punto de vista de las prestaciones. Sumando a lo anterior su gran robustez, bajo costo de fabricación y casi nulo coste de mantenimiento, ha hecho que la utilización industrial de la máquina de alterna se haya acabado imponiendo sobre la de continua.

Inicialmente con el control escalar se conseguía una buena regulación de velocidad donde no se requerían unas grandes prestaciones. Con el control vectorial, a diferencia del escalar, se consigue separar dinámicamente el par y el flujo de la máquina de alterna. Para conseguir esto es necesario un exacto conocimiento del flujo del motor. Este problema ha dado lugar a la aparición de un sinnúmero de estimadores de los parámetros de la máquina que permiten reconstruir el flujo del

rotor [13]–[24].

El control vectorial fue desarrollado en Alemania a finales de los 60. K. Hasse inventó el Control Vectorial Indirecto en 1969 [1] y F. Blashke desarrolló el Control Vectorial Directo dos años después [2].

Por ser el sistema controlado vectorialmente altamente dependiente de los parámetros del modelo, las técnicas aplicadas al control de velocidad, posición o par, han pasado de ser los clásicos PID's a convertirse en controles adaptativos [45]–[51], modo deslizante [31]–[42], y muy recientemente neuronal [57] y borroso [59]–[80].

El proceso de estimación de la constante de tiempo del rotor (proceso de estimación de parámetros) y su aplicación al control vectorial ya es, de por sí, un claro ejemplo de control adaptativo. Este esquema es el primero que se utiliza en el control de la máquina de alterna. Posteriormente, van surgiendo una serie de esquemas de tipo adaptativo y con modelo de referencia, de los que se hace en el Capítulo 1 una selección de los más relevantes.

El control de estructura variable con modo deslizante fue propuesto y desarrollado en la entonces Unión Soviética a principios de los años 50 por Emelyanov y varios colaboradores [31] [32] [33]. Es a principios de los 80 cuando comienzan a publicarse trabajos específicos para el control del Motor de Inducción. En [35] es presentado uno de los primeros trabajos. La principal característica de este tipo de controladores es su gran robustez ante variaciones de los parámetros.

El control borroso, propuesto inicialmente por L. A. Zadeh en [59], ha recibido una especial atención en el pasado reciente debido a que estos controladores son fáciles de diseñar y su producción en serie comienza a ser de un bajo costo [61], [69]. Algunas aplicaciones recientes en el campo de la electrónica de potencia, y en especial al control de motores, pueden encontrarse en la literatura [73]–[79].

Pero para que todo lo anterior se produjera, ha hecho falta un cambio radical en la concepción electrónica utilizada para controlar la máquina. La mayoría de los controladores actuadores de máquinas rotativas y convertidores de potencia en general construidos antes de los 80 fueron basados en circuitería analógica que, a pesar de todo, podía competir en precio con la circuitería digital discreta.

Actualmente en la industria, la mayoría de las tareas de control pueden ser

realizadas mediante microprocesador. Las primeras experiencias con microprocesadores evidenciaron las enormes ventajas que su uso conllevaría:

- Alta flexibilidad desde el punto de vista del diseño.
- Más complejidad de cálculo, pudiéndose realizar todo tipo de operaciones.
- Inicialización automática y posibilidad de sintonización del controlador.
- Facilidad en general para la integración del controlador digital.

A partir de 1983, comenzaron a aparecer en el mercado a un costo elevado microprocesadores con arquitectura específicamente diseñada para sistemas de control y procesadores de señal, pudiéndose realizar con ellos íntegramente el controlador digital del motor de corriente alterna. Debido a la mejora de los procesos productivos, el costo de los DSP's va cayendo paulatinamente y es durante el año 1988 cuando los fabricantes japoneses comienzan una producción masiva de controladores de baja y alta potencia, basados todos en el DSP.

Actualmente nos encontramos en una 3^a generación de DSP's operando en coma flotante que pueden realizar todas las tareas que se necesitan para el control de la máquina de inducción.

El imparable crecimiento del diseño microelectrónico hecho a medida (ASIC) hace que sea de un gran interés su utilización en el campo del control del motor de inducción. Su utilización podría llegar desde DSP's diseñados para la aplicación concreta, hasta elementos auxiliares que puedan descargar tanto al microprocesador como al DSP de tareas elementales. Con esto se consigue en algunos casos disponer de mayor potencia de cálculo, y en otros poder utilizar, para una aplicación concreta, controladores de menor potencia, y por tanto más baratos.

Las razones apuntadas anteriormente son las que fundamentalmente han motivado la realización de esta tesis y de futuros trabajos de diseño microelectrónico a nivel industrial. Concretamente, los resultados de esta tesis van a tener una directa aplicación en la industria ya que actualmente se ha obtenido una subvención por parte de la acción especial GAME del proyecto europeo ESPRIT para la realización de un proyecto de colaboración con una empresa española. Dicho proyecto tiene

como objetivo la realización de un circuito microelectrónico que incorpora control vectorial indirecto y control borroso del motor de inducción.

1.2 Objetivo y Planteamiento de la Tesis

El objetivo de esta tesis es la aportación al control vectorial de motores de corriente alterna con nuevas técnicas de realización electrónica principalmente desde el punto de vista de lógica borrosa y estocástica.

En este primer Capítulo se hace una introducción y se estructura la tesis.

En el Capítulo 2 se describe el estado actual de la regulación de velocidad de la máquina de corriente alterna, centrada fundamentalmente en la máquina de inducción.

El Capítulo 3 se dedica a las aportaciones a nivel del bucle de control externo. Estas aportaciones se realizan en una mayor medida desde el punto de vista de la lógica borrosa. Se describe una metodología mediante técnicas heurísticas y analíticas para generación de reglas. Se realizan predicciones mediante simulación y se confirman, mediante resultados experimentales sobre un sistema real, las predicciones iniciales.

Se dedica una segunda sección del Capítulo a la Lógica Estocástica. En este apartado, a diferencia del anterior, se busca exclusivamente probar el funcionamiento experimental del circuito propuesto. Los resultados experimentales obtenidos deben ser considerados como punto de partida de una línea de investigación, la cual se encuentra actualmente en curso, proponiéndose como línea futura al final de esta tesis.

En el Capítulo 4 se proponen arquitecturas electrónicas para resolver algunos de los principales problemas que se presentan en el control vectorial indirecto, como son el cambio de coordenadas y la medida de velocidad.

En el Capítulo 5 se extraen las conclusiones y se abren las puertas a futuras líneas de investigación que se puedan derivar de esta tesis.

Algunos temas, por poseer un especial interés o ser de reciente aplicación, se han sintetizado en los apéndices finales adoptándose el siguiente orden:

1. Apéndice I sobre control vectorial. Además incluye la nomenclatura empleada en la tesis.
2. Apéndice II sobre lógica borrosa.
3. Apéndice III sobre lógica estocástica.

Finalmente, en el Apéndice IV se ha incluido una descripción completa del sistema de control vectorial desarrollado para las pruebas experimentales y de los programas utilizados para el control y la simulación del sistema.

La nomenclatura, una lista de las figuras y otra de las tablas empleadas a lo largo de esta tesis doctoral se encuentran al comienzo de la tesis.

La bibliografía se ha ordenado por temas y cada uno de ellos por fecha de publicación.

Capítulo 2

Control Vectorial. Estado Actual

2.1 Control del Bucle de Desacoplo. Control Vectorial

En los métodos de control escalares, el módulo de la tensión o intensidad de estátor y su frecuencia son las variables de control. En un control con realimentación de tensión, tanto el par como el flujo del entrehierro son funciones directas de la tensión y de la frecuencia. Este acoplamiento es el responsable de una mala respuesta del motor de inducción. Por ejemplo, si el par es incrementado al aumentar la frecuencia, el flujo tiende a decrecer. La disminución habrá de ser compensada de forma lenta por el bucle de control de flujo aumentando la tensión. Se observa que la disminución transitoria de flujo reduce la sensibilidad del par a la variación del deslizamiento, disminuyéndose la respuesta dinámica. Las limitaciones anteriormente comentadas pueden ser soslayadas aplicando control vectorial.

En el control vectorial se considera la máquina funcionando en un sistema de referencia, el cual gira a la velocidad de sincronismo. Desde este punto de vista, las variables aparecen con sus componentes con valor constante en régimen permanente. Sólo varían en regímenes transitorios.

El control vectorial o desacoplado da lugar a la aparición de una analogía entre la máquina de corriente alterna y la de continua con excitación independiente. Los problemas de estabilidad de la máquina de corriente alterna desaparecen, la generación de par se hace lineal y la respuesta dinámica se hace tan rápida como la de la máquina de corriente continua.

El método de control vectorial directo inicialmente desarrollado por Blashke [2] sintetiza un vector unitario que determina los ejes de referencia síncronos a partir de la medida directa del flujo del entrehierro o del rotor. La generación de este vector no es fácil. En ausencia de cualquier medida directa del flujo se hace necesaria la estimación a partir de los valores de tensión e intensidad del motor. Esta estimación se hace imprecisa a baja velocidad. Blashke, consciente de esta limitación, desarrolló una serie de estimadores. Uno de ellos, basado en la medida de la velocidad y las intensidades del motor, es capaz de estimar el flujo hasta la velocidad cero.

El método de control vectorial indirecto desarrollado por Hasse [1] genera el vector unitario indirectamente a partir de la posición del rotor y una señal de velocidad de deslizamiento calculada para que la componente sobre el eje q de flujo sea cero (orientación del flujo del rotor sobre el eje d). El principal problema de este método es que la estimación de la velocidad de deslizamiento es muy dependiente de la resistencia del rotor y, por tanto, varía con la temperatura.

2.1.1 Control Vectorial Directo

El método de control directo sintetiza un vector unitario que determina los ejes de referencia síncronos a partir de la medida directa del flujo del entrehierro o del rotor como se muestra en la figura 2-1.

En el caso general no se dispone de esta medida de forma directa, ya que para ello es necesario introducir sensores en la corona del estator. Por esa razón, es necesaria la estimación del flujo del rotor a partir del resto de variables medibles, que son las tensiones e intensidades del estator, y la velocidad del rotor. El proceso de estimación generalmente conlleva una reconstrucción de la dinámica del motor y la resolución de las ecuaciones que dictaminan el comportamiento de la máquina. Una vez determinadas las componentes del flujo del rotor ϕ_{qr} y ϕ_{dr} , se genera el vector unitario que deshace el cambio de ejes de coordenadas. La manera de hacerlo es calcular el módulo del vector y los senos y cosenos de su ángulo según las ecuaciones (2.1), (2.2) y (2.3).

$$\phi_r = \sqrt{\phi_{qr}^2 + \phi_{dr}^2} \quad (2.1)$$

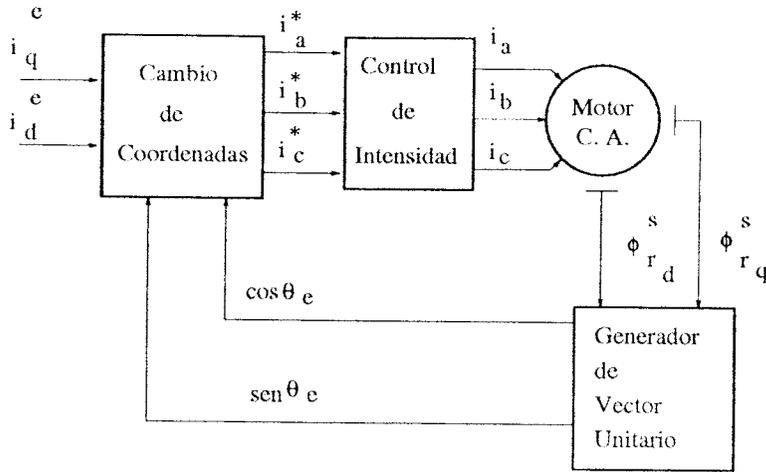


Figura 2-1: Control vectorial directo. Orientación sobre el flujo del rotor.

$$\text{sen}(\omega_e t) = \frac{\phi_{qr}}{\phi_r} \quad (2.2)$$

$$\text{cos}(\omega_e t) = \frac{\phi_{dr}}{\phi_r} \quad (2.3)$$

La determinación del flujo se realiza mediante una simulación del flujo del motor, según se indica en el Apéndice I. Tomando sólo las variables $x_2 = \phi_{qr}$ y $x_3 = \phi_{dr}$, quedan dos ecuaciones diferenciales de primer orden, (2.4) y (2.5), que nos permiten obtener la evolución de dichas componentes en función del tiempo.

$$\frac{dx_2}{dt} = x_1 x_3 - k_3 x_2 + k_2 u_2 \quad (2.4)$$

$$\frac{dx_3}{dt} = -x_1 x_2 - k_3 x_3 + k_2 u_3 \quad (2.5)$$

Otra alternativa posible es estimar los flujos de magnetización ϕ_{qm} y ϕ_{dm} según la ecuación:

$$\frac{d\phi_{qm}}{dt} = v_{qs} - R_s i_{qs} \quad (2.6)$$

$$\frac{d\phi_{dm}}{dt} = v_{ds} - R_s i_{ds} \quad (2.7)$$

El esquema completo de medida del flujo (ecuaciones (2.6) y (2.7)) se representa en la figura 2-2.

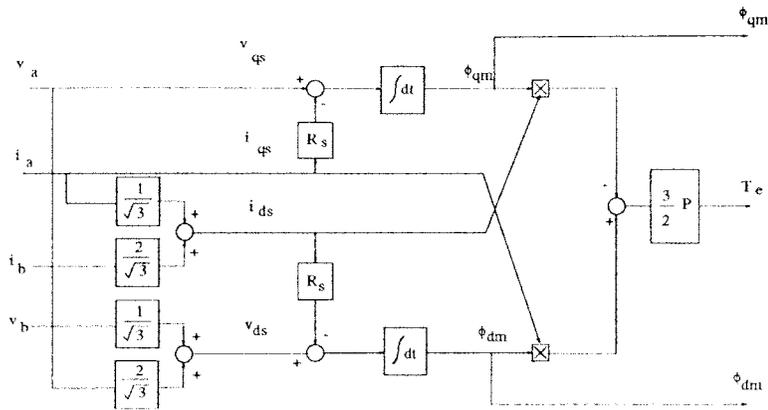


Figura 2-2: Esquema para la determinación del flujo de magnetización y del par del motor de inducción.

La utilización simultánea de los dos métodos anteriormente expuestos puede utilizarse como un método de estimación de parámetros. El par eléctrico calculado por el segundo método sólo depende de R_s , que es fácilmente medible, lo cual proporciona una medida de par independiente de los parámetros. El primer método proporciona una medida dependiente de los parámetros L_m y R_r . El proceso de estimación consistirá en alterar dichos parámetros hasta que las dos respuestas temporales de par coincidan.

El proceso anteriormente expuesto ha sido utilizado para la estimación de los parámetros del motor de inducción empleado para el desarrollo de esta tesis. Se han medido experimentalmente mediante una tarjeta de adquisición de datos las intensidades del estator, la velocidad, la tensión continua del puente inversor y los estados de las tres ramas del inversor. La información anterior queda almacenada en un fichero, el cual es procesado para determinar el par por los dos métodos anteriormente apuntados. La adquisición se ha realizado utilizando una respuesta de par mal sintonizada para enriquecer la información del proceso. En la figura 2-3 se muestran los resultados obtenidos por los dos métodos. Par 1 se calcula de forma exacta y par 2 se sintoniza minimizando la diferencia. La igualdad total de manera instantánea nunca podrá ser alcanzada debido a la precisión de las medidas.

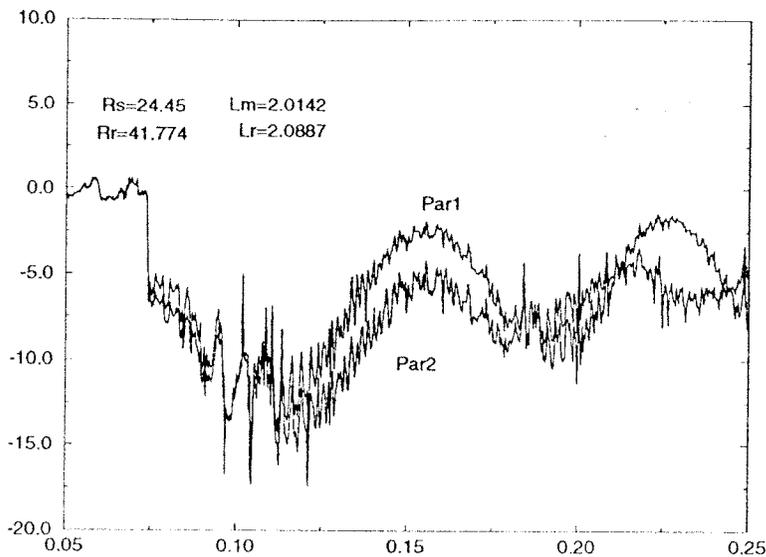


Figura 2-3: Respuesta de par determinada experimentalmente sin sintonización del control vectorial. Par 1 calculado de forma exacta directamente de los datos experimentales. Par 2 calculado mediante parámetros estimados y sintonizado.

2.1.2 Control Vectorial Indirecto

Este tipo de control vectorial se realiza estimando la posición relativa de los ejes síncronos respecto de los del rotor (ángulo de deslizamiento). El objetivo es hacer que la componente de par del flujo del rotor sea cero, o sea, que el flujo del rotor esté completamente alineado con el eje d^e . Para ello, se calcula la velocidad de deslizamiento que hace cero el término de flujo x_2 de la ecuación del par eléctrico en las ecuaciones (I.23).

Una vez estimado el ángulo de deslizamiento se suma con el del rotor para determinar el ángulo eléctrico. Conociendo dicho ángulo puede deshacerse el cambio de coordenadas.

$$\theta_e = \theta_{sl} + \theta_r \quad (2.8)$$

En esta ecuación:

θ_e = ángulo eléctrico.

θ_{sl} = ángulo de deslizamiento.

θ_r = ángulo del rotor respecto a los ejes estáticos medido mediante sensor de posición.

El esquema de control adoptado para este caso es el mostrado en la figura 2-4.

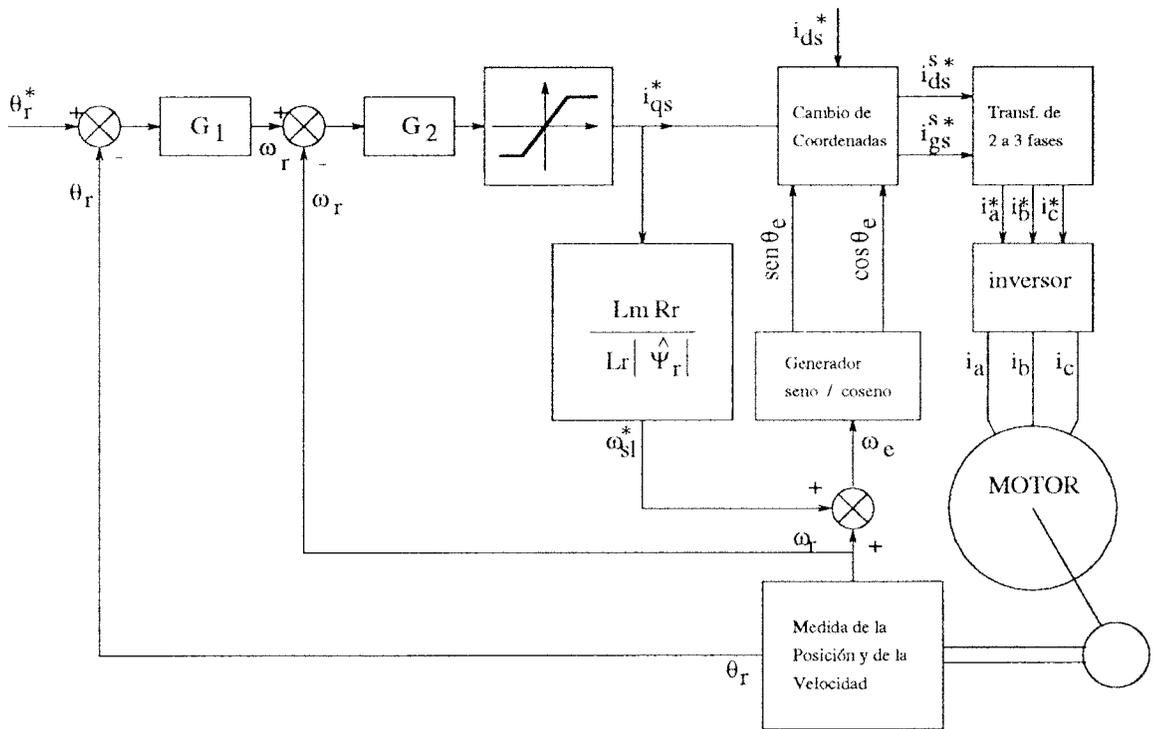


Figura 2-4: Diagrama de control vectorial indirecto.

El cambio de coordenadas en la figura 2-4, consiste en pasar de las coordenadas síncronas a las estáticas realizando las transformaciones descritas en el Apéndice I (ecuación (I.2)).

Refiriéndonos al sistema de ecuaciones del modelo del motor controlado vectorialmente, puede apreciarse cómo afecta la falta de sintonización en la medida de los parámetros del rotor a la solución dinámica y permanente del sistema.

Puede observarse que la solución de régimen permanente del sistema descrito en el Apéndice I (motor controlado vectorialmente de forma indirecta y con realimentación de intensidades del estator) y definidos por el sistema de ecuaciones (I.27) o por el sistema (I.40) es:

$$\begin{aligned} x_2 &= 0 \\ x_3 &= \frac{k_2}{k_3} u_3 \end{aligned} \quad (2.9)$$

Esto significa que la componente de par (sobre el eje q) del flujo del rotor x_2 es nula, con lo que el flujo del rotor está alineado con el eje d .

La gráfica siguiente muestra la diferencia existente entre una dinámica “desacoplada” y otra “no desacoplada”. En [7] se describe de una forma sencilla la problemática de la falta de sintonización en el control vectorial indirecto. Mediante simulación del motor controlado vectorialmente que se utiliza en esta tesis (los parámetros del motor se muestran en la tabla 3.6 del Capítulo 3) puede observarse en la figura 2-5 dicho fenómeno.

Como se observa en la figura 2-5, la falta de sintonización hace que la componente del flujo sobre el eje “d” varíe de forma apreciable durante un periodo transitorio. El efecto causado es la pérdida de flujo (y por tanto de par) durante el arranque.

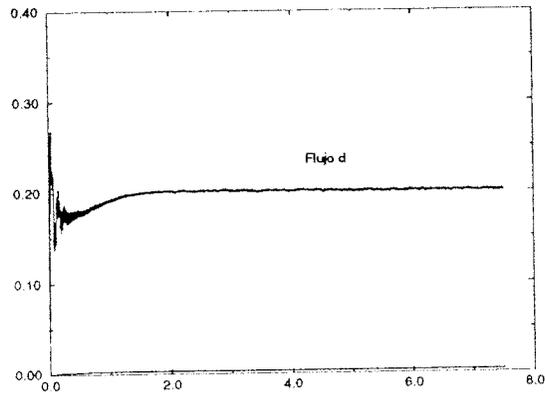
2.2 Control del Bucle Externo

El bucle externo de control del motor de inducción puede cerrarse con la finalidad de controlar el par, la velocidad o la posición. El control de par se utiliza principalmente en aplicaciones de tracción eléctrica y máquinas herramienta. Para el control de par se emplea generalmente control vectorial directo debido a que se aprovecha la estimación del flujo del rotor para estimar el par que se está aplicando.

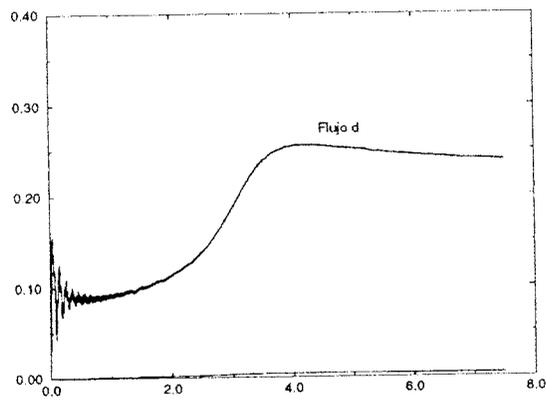
El control de velocidad se utiliza en un sinnúmero de aplicaciones. Pueden destacarse aquí los trenes de laminado, bombeo, industria papelera, etc. En aplicaciones de servomotores, ascensores, puentes grúa, etc, es el control de velocidad y el de posición el que se aplica.

Para realizar un buen control del bucle externo es necesario asistirlo internamente con un control vectorial. Con esto se reduce la dimensión del sistema y el par del motor queda proporcional al producto del flujo por la componente de par de la intensidad en los ejes síncronos, tal como se describió en el apartado anterior.

También se indicó con anterioridad que si se controla vectorialmente el motor, el sistema motor-control vectorial sólo se puede reducir a un sistema desacoplado en flujo y par si la estimación de los ejes de referencia es exacta. Puesto que esta



(a)



(b)

Figura 2-5: Componentes de flujo para: (a) $\frac{R_r^*}{R_r} = 1$. y (b) $\frac{R_r^*}{R_r} = 2$.

estimación depende fuertemente de los parámetros del motor, cuando estos varían el sistema se comporta con una dinámica diferente.

Por ser el sistema muy dependiente de los parámetros se hace necesario un control lo más robusto posible. Controles con estructura variable, principalmente en modo deslizante, borroso, neuronal y adaptativo son de uso obligado si se está buscando un buen rechazo ante variaciones de los parámetros.

En aplicaciones a la máquina de corriente alterna, en los casos de control neuronal y borroso, el número de publicaciones es bastante menor que en los demás casos por ser más reciente. En esta sección se hará una recopilación de las publicaciones más relevantes sobre los temas anteriores y que estén además directamente relacionadas con el control de la máquina de inducción.

Por otra parte, es importante destacar la similitud que existe entre las distintas técnicas anteriormente mencionadas. Todas son estructuralmente variables, poseen una no linealidad inherente. Con esta no linealidad se consiguen más grados de libertad que con los controladores clásicos de tipo lineal. Esto es debido fundamentalmente a que con un controlador lineal sólo puede establecerse la ley de control según un plano, y éste es el mismo en todo el rango de funcionamiento. Estos controladores funcionan bien cuando están sintonizados en un punto de trabajo. A no ser que el sistema sea también lineal, siempre habrá de llegarse a una situación de compromiso de manera que una buena sintonización en un rango de funcionamiento sirva para otro.

Además, al tener más grados de libertad, estos controladores manejan un mayor grado de información. Los controladores adaptativos poseen la no linealidad en sus parámetros, ya que estos varían según una función no lineal de los errores de la salida con respecto a un modelo de referencia (MRAC), o varían según un proceso de estimación no lineal [52]. La información que manejan puede ser tan sencilla como las constantes de un modelo (MRAC) hasta tan amplia como los valores de entrada-salida, en un número de instantes pasados en los procesos de estimación de parámetros. Los controladores en modo deslizante poseen la no linealidad en los cambios bruscos de la estructura de realimentación [33]. Los controladores neuronales y borrosos poseen la no linealidad en la función sigmoïdal y las funciones de

pertenencia respectivamente [69]. Si existe algún proceso de sintonización también aparece una variación, generalmente no lineal, de los parámetros con el tiempo.

2.2.1 Técnicas Lineales

Estas técnicas parten del supuesto de que el sistema puede modelarse de forma lineal, o bien puede linealizarse en un punto de trabajo [25]. Esta suposición puede dar buenos resultados cuando no existen grandes variaciones en los parámetros, la referencia o el par resistente. Algunas de las distintas alternativas utilizadas para el control pueden listarse a continuación:

- Control PID y sus variaciones.
- Control con realimentación de las variables de estado.
- Controladores LQG.
- Controladores H_2 y H_∞ .

En general, la formulación se presenta en variables de estado de la forma:

$$\begin{aligned}\dot{x} &= Ax + Bu \\ y &= Cx\end{aligned}\tag{2.10}$$

En el sistema (2.10), x es el vector de estados y A y B las matrices del sistema lineal.

En forma discreta, el sistema (2.10) se representa mediante (2.11):

$$\begin{aligned}X((n+1)T) &= FX(nT) + Gu(nT) \\ y(nT) &= CX(nT)\end{aligned}\tag{2.11}$$

Aquí, $F = e^{AT}$ y $G = \int_0^T (e^{A\tau} d\tau)B$.

El controlador PID presenta problemas cuando se realizan cambios bruscos en la referencia.

El control con realimentación directa de las variables de estado es la solución óptima desde el punto de vista de la respuesta, pero presenta generalmente el problema de existencia de error en régimen permanente. Para solucionar esto, se dota al sistema de un término integral de la forma:

$$q((n+1)T) = q(nT) + y_{ref}(nT) - y(nT) \quad (2.12)$$

El sistema se amplía en una variable de estado más quedando

$$x_a = (x_1 \ x_2 \dots x_n \ q).$$

En tal caso queda el sistema:

$$\begin{aligned} x_a((n+1)T) &= F_a X(nT) + G_a u(nT) + D_a y_{ref} \\ y_a(nT) &= C_a X(nT) \end{aligned} \quad (2.13)$$

En el sistema anterior:

$$F_a = \begin{bmatrix} F & 0 \\ C & 1 \end{bmatrix} \quad (2.14)$$

$$G_a = \begin{pmatrix} G^T & 0 \end{pmatrix}^T \quad (2.15)$$

$$D_a = \begin{pmatrix} 0 & 0 & 1 \end{pmatrix}^T \quad (2.16)$$

2.2.2 Control de Estructura Variable con Modo Deslizante

El control de estructura variable con “modo deslizante” fue propuesto y desarrollado en la entonces Unión Soviética a principios de los años 50 por Emelyanov y varios colaboradores [31] [32] [33].

Es a principios de los 80 cuando comienzan a publicarse trabajos específicos para el control del motor de inducción. En [35] aparece otro de los primeros trabajos

relacionados con este tipo de control y aplicado al motor de inducción. En [36] Sabanovic y Vilalovic presentan un estudio generalizado para las máquinas de corriente alterna. En [37] se presenta un controlador rápido para control de intensidad de un CSI-IM (motor de inducción accionado mediante inversor alimentado con fuente de corriente).

Además de las publicaciones anteriores, es interesante citar algunas otras publicaciones que, aunque no se refieren al motor de inducción, resultan de gran interés, en algunos casos por las técnicas empleadas y, en otros, por su realización física.

Para un motor de corriente continua, en [39] se presenta un control óptimo y en [38] se desarrolla un controlador enteramente analógico y se compara con el control digital.

El control de estructura variable difiere de los demás tipos de control en que la estructura de control cambia de forma discontinua. En los sistemas clásicos de control la estructura está fijada por el proceso a controlar, e incluso en el control adaptativo, en el que las constantes del controlador varían de acuerdo con el mecanismo de adaptación, la estructura del sistema más controlador se preserva. Por el contrario, la estructura de éste cambia en función de una función vectorial predeterminada. El beneficio obtenido con tal complicación es la posibilidad de combinar las propiedades de cada estructura. Además, y lo que es más importante, este tipo de control puede hacer que el sistema controlado posea nuevas propiedades y la posibilidad de obtener trayectorias describiendo un especial tipo de movimiento denominado “modo deslizante” el cual no está incluido en ninguna de las estructuras de partida.

A continuación se formula el problema de forma genérica destacando la particularización para algunas de las publicaciones recientes.

Considérese el siguiente sistema dinámico, en el cual la acción de control se efectúa de forma lineal:

$$\frac{dx}{dt} = f(x, t) + B(x, t)u \quad (2.17)$$

En la ecuación (2.17), $x, f \in R^n$, $B(x, t)$ es una matriz de $n \times m$. La m dimensional acción de control se define por la siguiente función discontinua:

$$u_i(x, t) = \begin{cases} u_i^+(x, t) & \text{si } s_i(x, t) > 0 \\ u_i^-(x, t) & \text{si } s_i(x, t) < 0 \end{cases} \quad (2.18)$$

La lógica de conmutación es $S(x, t) = [s_1(x, t), \dots, s_m(x, t)]^T$ y u_i^+ , u_i^- y s_i son funciones continuas. El *modo deslizante* se produce en una superficie de conmutación $s_i(x, t) = 0$ cuando todas las trayectorias son atraídas al subespacio $s_i = 0$. Una vez que ocurre esto, el vector de estados del sistema *desliza* y se mantiene en la superficie $s_i = 0$.

La condición suficiente para que el *deslizamiento* ocurra en la i -ésima hipersuperficie, $s_i = 0$, es que exista un número positivo η_i que satisfaga la ecuación (2.19).

$$s_i \frac{ds_i}{dt} < -\eta_i \|s_i\| \quad \eta_i > 0 \quad (2.19)$$

En [36] se define el sistema como:

$$\frac{dx}{dt} = f(x) + KDU \quad (2.20)$$

En el vector de estados se engloban las variables velocidad, posición y flujos e intensidades.

Cada uno de los tres interruptores S_1 , S_2 , S_3 puede tomar posición 1 ó 2, dependiendo del signo de las funciones s_1 , s_2 , y s_3 . Así, la tensión de salida de cada interruptor se determina como:

$$U_j = V_{cc} \frac{1 + \text{sgn}s_j}{2} = V_{cc} u_j \quad j = 1, 2, 3 \quad (2.21)$$

$$u_j = \begin{cases} 1 & \text{si } s_j > 0 \\ 0 & \text{si } s_j < 0 \end{cases} \quad (2.22)$$

Utkin, en [40], pretende hacer que la velocidad y el flujo del rotor se igualen a los valores de referencia, y para ello, define:

$$s_1 = c_1[w_{ref} - W_r] + \frac{d}{dt}[w_{ref} - W_r] = 0 \quad (2.23)$$

$$s_2 = c_2[\phi_{ref} - \phi_r] + \frac{d}{dt}[\phi_{ref} - \phi_r] = 0 \quad (2.24)$$

$$s_3 = \int_0^t (v_a + v_b + v_c) dt = 0 \quad (2.25)$$

Con la última ecuación se consigue equilibrar el sistema de tensiones trifásicas.

2.2.3 Control Adaptativo

Una de las primeras aplicaciones del control adaptativo al motor de inducción, es su utilización como identificador de la constante de tiempo del rotor [45].

En [46] se presenta una aplicación clásica del control adaptativo aplicado al motor de inducción accionado mediante un inversor con fuente de corriente y controlado mediante técnicas escalares de corriente-frecuencia. El sistema accionador-motor es modelado en pequeña señal y el modelo resultante es el empleado para diseñar el controlador. Es interesante destacar la realización analógica mediante amplificadores operacionales del controlador propuesto.

Otro interesante ejemplo de control adaptativo con modelo de referencia es propuesto por Tzou y Wu en [48]. Allí se utiliza el controlador adaptativo como un modificador para dar robustez al sistema. El diagrama de bloques propuesto se representa en la figura 2-6. En dicha figura pueden distinguirse los distintos bloques:

- El bloque A representa el controlador clásico de servoposición.
- El bloque B representa el controlador complementario adaptativo.
- El bloque C representa el sistema motor controlado vectorialmente de forma indirecta.

El diseño del controlador de posición se resuelve por asignación de polos y ceros. Los parámetros del bloque de control adaptativo se eligen para garantizar la estabilidad según la relación:

$$\tau = (\beta - 1) \frac{T_m}{2} \quad (2.26)$$

Los bloques de la figura 2-6 se realizan mediante un sistema multiprocesador. Se utilizan para la aplicación tres microprocesadores Intel 8088. Los bloques

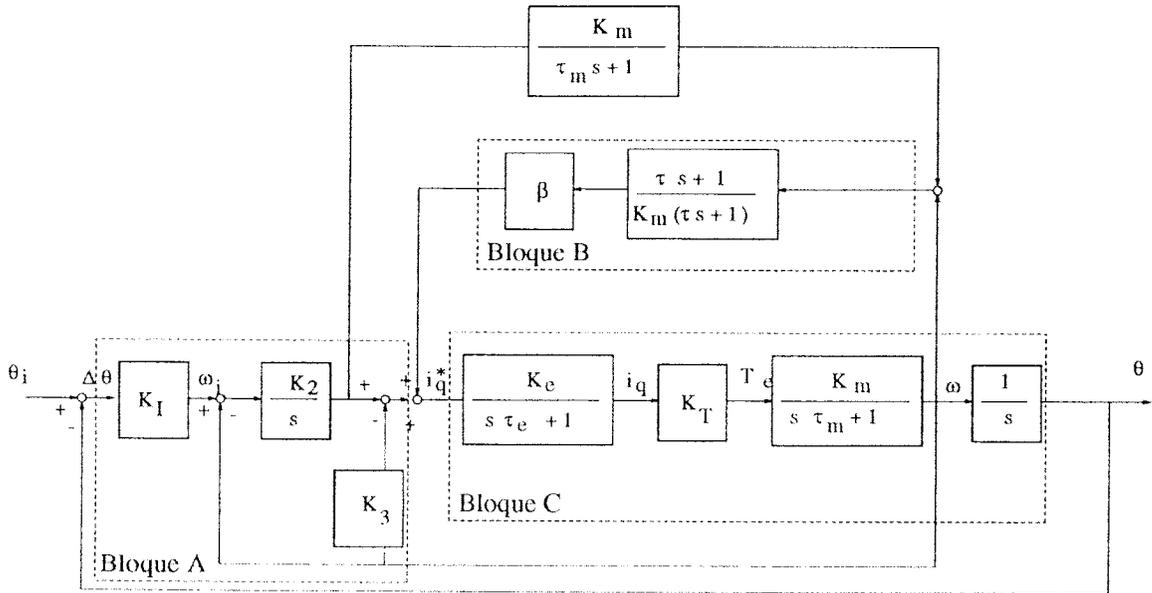


Figura 2-6: Diagrama de bloques del control adaptativo con modelo de referencia propuesto por Tzou y Wu.

A y C son realizados por uno de ellos, el bloque B por otro y el tercero realiza la función de calcular el flujo del rotor.

Otra interesante aplicación es propuesta por Lorenz y Lawson en [47]. En ejemplos anteriores la adaptación se realizaba modificando el bucle externo. En este caso, lo que se modifica es el interno. El control vectorial se intenta sintonizar permanentemente. El modelo para este caso es el par motor. En la figura 2-7 se representa el diagrama propuesto.

En [50] aparece un esquema muy similar al anterior y se proponen otros modelos de referencia basados en la potencia reactiva y magnitud de tensión d y q. En [51] se extiende para la región de hipersincronismo.

2.2.4 Control Borroso

La aplicación del control borroso a las máquinas de alterna es muy reciente. El controlador borroso se aplica a distintos niveles:

- En el control interno de realimentación de intensidad [74] [82].

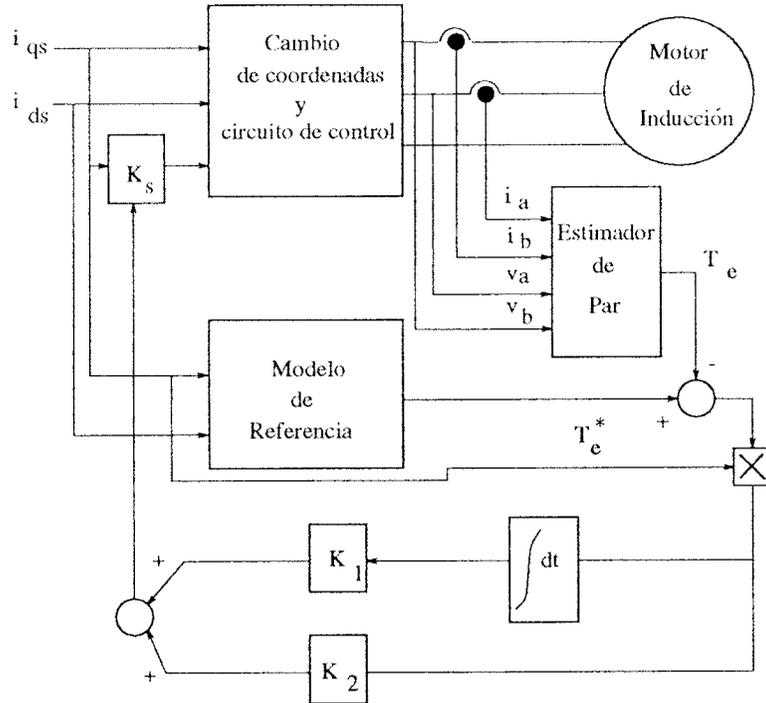


Figura 2-7: Diagrama de bloques del control adaptativo con modelo de referencia propuesto por Robert D. Lorenz y Donald Lawson.

- En el bucle interno de control de par y flujo. [77].
- En el bucle externo de control de velocidad y posición [72], [75], [79], [80].
- Con autosintonización aplicada a los distintos niveles [76] y [78].

Una de las primeras aplicaciones puede encontrarse en [72]. Allí, se resuelve el control del bucle externo mediante un controlador PI cuyas constantes se varían de forma borrosa.

En [74], M.Seong-Sik y otros sustituyen el control PI para las intensidades del estator por un controlador borroso cuyos antecedentes son:

- E = Error de intensidad.
- δE = Variación de dicho error.

y el consecuente es:

- O = Variación del tiempo de encendido de los interruptores.

Los términos lingüísticos empleados para designar las funciones de pertenencia son:

- C = Cero.
- $+G$ = Positivo grande.
- $+P$ = Positivo pequeño.
- $-G$ = Negativo grande.
- $-P$ = Negativo pequeño.

Las reglas empleadas pueden sintetizarse en la tabla 2.1:

Una realización más optimizada es presentada por B. Lin y R. G. Hoft en [82]. Allí se resuelve el problema de la generación de los pulsos de disparo directamente en el controlador borroso. Los antecedentes son los errores de las intensidades del estator y los consecuentes, los tiempos de encendido de dichos interruptores. El esquema se muestra en la figura 2-8.

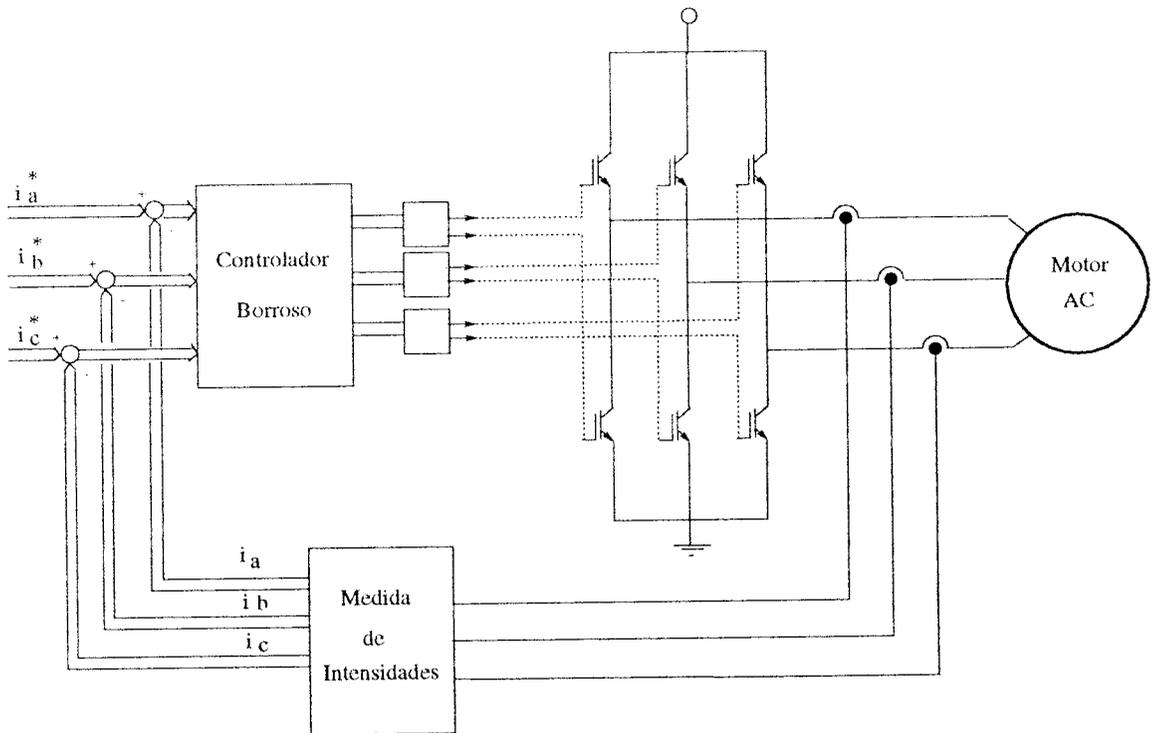


Figura 2-8: Diagrama de bloques del controlador borroso propuesto por B. Lin y R. G. Hoft.

E	δE		
	-G	C	+G
-G	-G	-P	-P
C	-P	C	+P
+G	+P	+P	+G

Tabla 2.1: Reglas para el controlador de intensidad propuesto por M.Seong-Sik y otros.

En [77], Sayeed A. Mir y otros aplican el control al bucle interno. Se realiza un control vectorial directo, obteniéndose a la salida del controlador borroso las señales de disparo de los interruptores de potencia. El controlador se obtiene utilizando como consecuentes el error de par y de flujo, así como la posición del flujo del entrehierro. El consecuente es una variable discreta que corresponde a la posición de los interruptores (en total 7 posiciones distintas). Se definen 180 reglas, se infieren mediante la técnica de Mamdani (min-max) y se utiliza el criterio del máximo para la reducción a escalar.

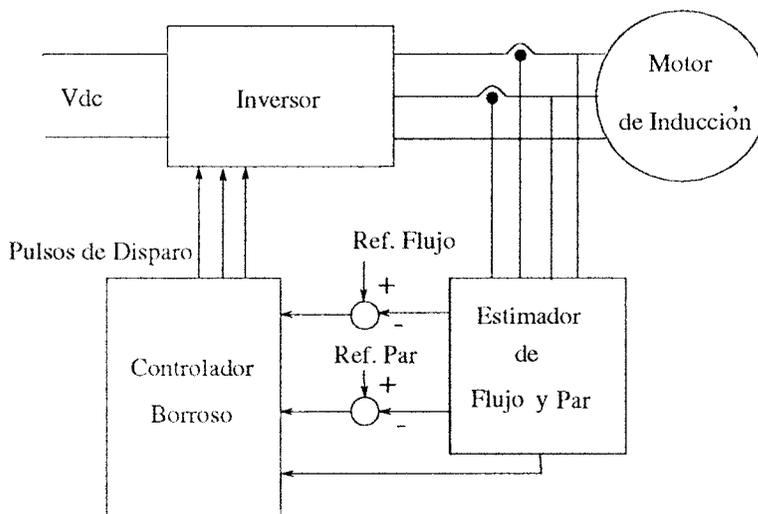


Figura 2-9: Diagrama de bloques del controlador borroso propuesto por Sayeed A. Mir y otros.

En [76], mediante un paquete de programas se realiza la sintonización de los distintos controladores (intensidad, par y velocidad), y en [78] se hace una auto-sintonización basada en unos puntos característicos producidos por la intersección entre la evolución del sistema en el plano de fases con una recta que atraviesa dicho plano.

2.2.5 Control Neuronal

El control neuronal aplicado a la máquina de corriente alterna es muy reciente y son muy pocas las publicaciones al respecto. Los distintos niveles a los que ha sido aplicado son:

- En el control interno de realimentación de intensidad [58].
- En control adaptativo de velocidad con identificación [57].

La aplicación a la realimentación de intensidades del estator propuesta en [58] es semejante a la representada en la figura 2-8. En este caso la función del controlador borroso la hace una red de neuronas. Las entradas a la red son los errores de intensidad de fase.

En [57] se desarrolla un control neuronal que se basa en la suposición de la existencia del modelo en diferencias del motor de inducción basado íntegramente en cantidades medibles de la forma:

$$i_{qd}(k+1) = f(i_{qd}(k), \omega_r(k), w_r(k-1), v_{qd}(k-1)) + c v_{qd}(k) \quad (2.27)$$

Con esto se proponen dos esquemas adaptativos neuronales, uno de control de intensidad y otro de velocidad.

2.3 Realización Electrónica del Control Vectorial

La realización electrónica del control vectorial es muy variada. Hacer aquí una recopilación de todos los distintos métodos empleados para resolver tal problema resultaría una ardua tarea. La razón estriba en que la mayoría de las publicaciones sobre control vectorial llevan pareja una verificación de resultados sobre un sistema

real, y cada uno de estos sistemas presentan una serie de peculiaridades que los hace diferentes unos de otros. Por tal motivo, nos limitaremos aquí a invocar algunos de los trabajos que contengan alguna originalidad o estén específicamente orientados a la realización del control vectorial.

La mayoría de las realizaciones microelectrónicas hechas a medida (ASIC) se han centrado en los Moduladores por Anchura de Pulsos (PWM). Son muchas las realizaciones, pero es interesante destacar [84], [87] y [85]. En estos, se propone un diseño de un PWM resuelto con tecnología *Conjunto de Puertas* (Gate Array) que además incorpora la posibilidad de cambio de coordenadas. También resulta de interés el PWM realizado mediante codificación estocástica y propuesto en [93]. En [88] se presenta una ingeniosa solución del control de intensidades basado en modelado cualitativo (aunque no formalizado por los autores en estos términos) de las intensidades en unos ejes síncronos.

Dos interesantes trabajos desde el punto de vista microelectrónico son [86], donde se resuelve un circuito de disparo con altas tensiones de funcionamiento, y [92], donde se resuelve, con circuitería CMOS, el circuito de disparo de puerta y el control PWM.

La realización del control vectorial se ha implantado de manera extendida en uno o varios microprocesadores, DSP's, microcontroladores o combinación de ellos. Algunos ejemplos de realización son:

- [90] realizado mediante microcontrolador.
- [88] y [89] realizado mediante DSP.
- [91] realizado mediante Transputers.

También son interesantes los estudios relacionados con la realización discreta de este tipo de controladores. Una buena muestra puede encontrarse en [94].

Otro campo de actuación ha sido el modelado en tiempo real del motor para la medida del flujo y el par del motor. Para resolver este problema se propone en [95] un circuito digital (realizado mediante FPGA) que simula el comportamiento del motor generando los flujos y las intensidades de estator y rotor.

Capítulo 3

Aportación al Bucle de Control

El bucle externo empleado en la regulación de velocidad de la máquina asíncrona se ha diversificado enormemente durante las dos últimas décadas. De todos los métodos de control, la lógica borrosa y la estocástica son los temas que mayor interés han suscitado por parte del autor de esta tesis y, por tanto, este capítulo irá íntegramente dedicado a ellos.

El controlador borroso permite sintetizar muchos otros tipos de controladores, puede dotársele de capacidad de aprendizaje, y su manipulación resulta sencilla al emular conceptualmente el comportamiento humano. Esto último hace que posea una robustez inherente al no depender directamente del modelo del sistema, y por tanto, de los parámetros.

Respecto a la lógica estocástica, el autor pretende mostrar como puede ser empleada con éxito para el procesamiento de señales digitales o analógicas aplicándola a circuitos relacionados con el control vectorial.

La estructura del bucle de control será distinta dependiendo de qué es lo que se pretende controlar, par, velocidad, posición y de cómo se quiere controlar, con mejores o peores prestaciones. De esto último dependerá directamente el costo final del sistema de control. A continuación se detallan las distintas posibilidades de control del bucle externo aludidas anteriormente.

3.1 Lógica Borrosa

En esta sección se describen una serie de pautas a seguir para la elección de las reglas que componen el controlador borroso del motor de inducción. Existen un sinnúmero de métodos para obtener reglas que permitan dicho control con buenas prestaciones. La metodología para hacer esto puede resumirse en los siguientes pasos:

1. Definición del sistema a controlar y de lo que se desea conseguir.
2. Búsqueda de un método para que el sistema controlado se comporte según las especificaciones del paso anterior.
3. Garantizar la estabilidad para la solución del paso anterior.
4. Si el sistema global (entendiendo por tal: sistema más controlador) no es estable, volver al segundo paso.

Por tanto, la generación de reglas va encaminada a satisfacer los requerimientos del proceso anterior. Las reglas pueden generarse de distintas formas:

- Heurística.
- Analítica.
- Aprendizaje supervisado y no supervisado.

Las dos últimas alternativas son siempre un segundo paso de un proceso que puede presentarse de la siguiente forma:

1. Definido el sistema a controlar, se establece un algoritmo de control óptimo. Este se basa en la minimización de una función de costes. Con este proceso se obtiene una expresión analítica de una superficie de control que relaciona las variables a controlar (generalmente variables de estado del sistema) con la acción que ha de realizarse sobre el sistema.
2. Proceso de aprendizaje de la ley de control.

3. Puesto que la superficie de actuación óptima se ha basado en una expresión analítica del modelo del sistema, el resultado puede no ser satisfactorio a la hora de implementarlo en la realidad.

Esta última circunstancia puede hacer necesaria una intervención heurística del diseñador en unos casos o automática del controlador en otros, la cual puede modificar alguna de las reglas determinadas por el proceso anterior. En los siguientes subapartados se describen dos de los métodos anteriormente expuestos. Respecto a la generación heurística se resumen, por una parte, algunas de las leyes aplicadas por otros autores, y seguidamente se proponen por el doctorando algunas pautas para la generación de reglas. La generación analítica es un resultado de un estudio detallado de las expresiones matemáticas envueltas en un proceso de inferencia borroso. La sección anteriormente mencionada se quiere presentar como una aportación del autor, no sólo al control vectorial (para resolver controladores concretos), sino también al control borroso en general.

3.1.1 Generación Heurística de Reglas

El proceso de generación heurística es el método que más se acerca a la filosofía inicial del control borroso. El control borroso nace como un modo de expresar el razonamiento humano mediante una serie de reglas. Desde el punto de vista del control de sistemas complejos su eficiencia está más que probada. El control se establece sin utilizar ningún modelo matemático del sistema. El controlador así diseñado posee una robustez inherente, ya que no depende directamente de los parámetros utilizados para modelar el sistema.

El proceso de elección de reglas es bien simple. Se eligen una serie de reglas iniciales y se van alterando hasta que se consiguen las mejores prestaciones garantizándose en todo momento la estabilidad. Este procedimiento, si bien resulta sencillo de describir, no es fácil de realizar. Hay que elegir muy bien las funciones de pertenencia y la manera en que éstas se componen. Para que el proceso anterior resulte de interés hay que referirlo a un problema concreto. Para el caso de la regulación de velocidad del motor de inducción y de las máquinas rotativas en general, el controlador tiene como variables de entrada el error, derivada del error e integral del

error. Una primera aproximación a la solución del problema es la matriz de control de Macvicar–Whelanchavez representada mediante la tabla 3.1 [60], la cual se basa en las siguientes reglas:

1. Si la salida tiene el valor deseado y la derivada del error es igual a cero, entonces se mantiene constante la salida del controlador.
2. Si la salida diverge del valor deseado, la acción dependerá del signo del error y de su derivada. Si las condiciones son tales que el error puede ser cambiado por sí mismo de forma rápida, entonces se mantiene la salida del controlador constante o casi constante. En los demás casos se varía la salida del controlador para obtener el resultado deseado.

e	δe							
	-G	-M	-P	-C	-C	+P	+M	+G
+G	+C	+P	-M	-G	-G	-G	-G	-G
+M	+P	-C	-P	-M	-M	-M	-G	-G
+P	+P	+P	-C	-P	-P	-P	-M	-G
+C	+M	+M	+P	+C	+C	-P	-M	-M
-C	+M	+M	+P	+C	-C	-P	-M	-M
-P	+G	+M	+P	+P	+P	+C	-S	-P
-M	+G	+G	+M	+M	+M	+P	+C	+C
-G	+G	+G	+G	+G	+G	+M	+C	+C

Tabla 3.1: Matriz de control de Macvicar–Whelanchavez.

Las iniciales empleadas corresponden a los siguientes términos lingüísticos:

- -G y +G = Negativo y positivo grande.
- -M y +M = Negativo y positivo mediano.
- -P y +P = Negativo y positivo pequeño.

- $-C$ y $+C$ = Negativo y positivo próximo a cero.

Una alternativa a la matriz anterior es propuesta en [65] y se resume en los siguientes supuestos:

1. El término integral es el responsable de la sobreoscilación. Una ligera disminución del término integral cuando el error deja de ser pequeño reducirá considerablemente la sobreoscilación. Un pequeño aumento del término integral durante la subida mejora en un 10-20% el tiempo de subida.
2. El término derivativo es el responsable de la suavidad de la respuesta. Un pequeño incremento en las transiciones y en régimen permanente elimina las pequeñas oscilaciones que generalmente ocurren.
3. El incremento del término proporcional da lugar a una reducción del tiempo de subida, pero incrementa las oscilaciones. Este término ha de ser reducido finalmente para evitar comportamiento oscilatorio.

Respecto a controladores de tipo Proporcional más Integral ($K_p(e + \omega_{cc} \int e)$), es de sobras conocido que:

1. Para un valor óptimo de K_p , ante una entrada en escalón, una disminución de ω_{cc} da lugar a un tiempo de subida menor y un aumento produce oscilaciones.
2. Para un valor óptimo de ω_{cc} , ante una entrada en escalón, una disminución de K_p produce un tiempo de subida menor y un aumento produce un tiempo de subida mayor.

3.1.2 Generación Analítica de Reglas

En esta sección se proponen algunas técnicas para conseguir reproducir una superficie mediante razonamiento borroso. La manera de hacerlo es combinar las técnicas de modelado de datos con la analítica que hay detrás de la superficie generada de forma borrosa.

La superficie borrosa ha de imitar en lo posible a una función que relaciona un subespacio muestral de las variables de entrada con las variables de salida.

El problema analítico se plantea de la forma siguiente:

1. Definir la expresión analítica de la superficie borrosa aproximante (ecuación (3.1), válida para funciones de pertenencia de salida no solapadas y técnica de máximos ponderados para la reducción a escalar). En el Apéndice II se indica cómo se obtiene dicha expresión (ecuación (II.13)). Dadas las funciones de pertenencia del espacio de antecedentes $\eta_i(X, a_i, b_i)$, puede calcularse la función (3.1):

$$y = \frac{\sum_{i=0}^{i=nr} \eta_i(x_j, a_{ik}) c_i}{\sum_{i=0}^{i=nr} \eta_i(x_j, a_{ik})} \quad (3.1)$$

2. Establecer un sistema de ecuaciones no lineales evaluando la superficie para cada punto patrón. Las incógnitas son los parámetros que sirven para establecer la superficie borrosa, o sea, las funciones de pertenencia de entrada y salida y las reglas que las componen.
3. Resolver el sistema de ecuaciones.

Para obtener una solución existen dos posibilidades:

- Que el conjunto sea redundante (nube de puntos). Ocurre cuando existen más ecuaciones que incógnitas. En este caso pueden utilizarse técnicas de resumen de datos, por ejemplo, regresión lineal o no lineal (método de Marquardt), cuantificación vectorial, etc.
- Que el número de elementos del conjunto patrón sea menor o igual que el de parámetros de la superficie; en tal caso el sistema de ecuaciones puede ser resuelto. La solución de este sistema generalmente no es trivial por ser un sistema no lineal. Una manera de resolverlo es simplificando el problema, por ejemplo, acotando el rango de variación de los parámetros.

A continuación, se desarrolla un método de generación analítica para el caso de que los parámetros a variar para reproducir la función deseada sean las posiciones relativas de las funciones de pertenencia del consecuente y la forma de las funciones de pertenencia del conjunto de antecedentes.

Supóngase que se desea aproximar la función:

$$y = f(x) \quad (3.2)$$

De la expresión de la curva anterior se extrae un subconjunto patrón como se muestra en la figura 3-1:

$$S = [(x_1, y_1)(x_2, y_2) \dots (x_p, y_p)(x_m, y_m)] \quad (3.3)$$

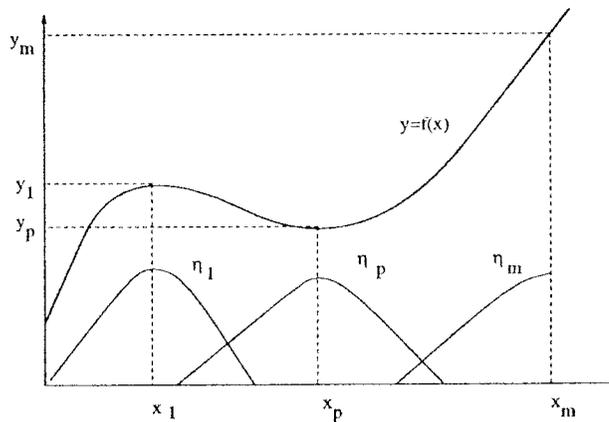


Figura 3-1: Funciones de pertenencia.

El número de elementos m va a depender de la precisión con la que se desee obtener la aproximación.

En lo que sigue se suponen funciones de pertenencia monótonas y de partición propia (Ver Apéndice II) como se muestra en la figura 3-2. En esta figura, se definen los parámetros $x_1, x_2, \dots, x_p, x_m$ como los centroides (argumentos donde se producen los máximos de estas funciones) y puede observarse que para una partición propia las funciones de pertenencia no atraviesan el centroide de las funciones adyacentes.

Un ejemplo de funciones que generan partición propia son las funciones triangulares (ecuación (3.4)).

$$\eta_{i,j}(x) = \max\left(1 - \frac{2\|x - a_i\|}{b_i}, 0\right), i = 1 \dots 3 \quad (3.4)$$

La condición de partición propia puede expresarse, para funciones de per-

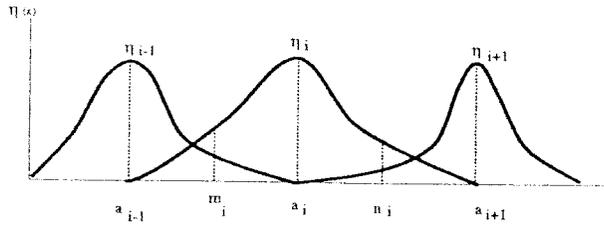


Figura 3-2: Funciones de pertenencia monótonas con partición propia.

tenencia monótonas decrecientes a un lado y otro de su valor máximo como:

$$\eta_j(a_i) = 0, \quad i \neq j \quad (3.5)$$

Si se reduce a escalar utilizando la técnica de máximos ponderados (ver Apéndice II), la expresión analítica de la función borrosa utilizada como función aproximante es:

$$f_a(x) = \frac{\sum_{i=1}^{i=n} c_i \eta_i(x)}{\sum_{i=1}^{i=n} \eta_i(x)} \quad (3.6)$$

Particularizando para un subconjunto del conjunto de elementos patrones (x_p) :

$$y_p = f_a(x_p) = \frac{\sum_{i=1}^{i=n} c_i \eta_i(x_p)}{\sum_{i=1}^{i=n} \eta_i(a_i)} \quad (3.7)$$

Aplicando la condición de partición propia:

$$y_p = \frac{c_i \eta_i(x_p)}{\eta_i(x_p)} = \frac{1 \times c_i}{1} = c_i \quad (3.8)$$

Utilizando el mismo número de funciones de pertenencia, puede aumentarse aún más el grado de aproximación incorporando al conjunto incógnitas a determinar los grados de pertenencia de n puntos intermedios entre cada regla caracterizada por una función de pertenencia (para el caso n -dimensional la función de pertenencia será n -dimensional) $\eta_i(x)$, $\eta_j(x)$. Dichos puntos intermedios $y_k = f(x_k)$ con $k = 1..n$ se representan en la figura 3-3.

Para cada punto x_k , se definen las incógnitas a determinar $\eta_i(x_k)$, $\eta_j(x_k)$ como los grados de pertenencia de x_k a las funciones de pertenencia $\eta_i(x)$ y $\eta_j(x)$

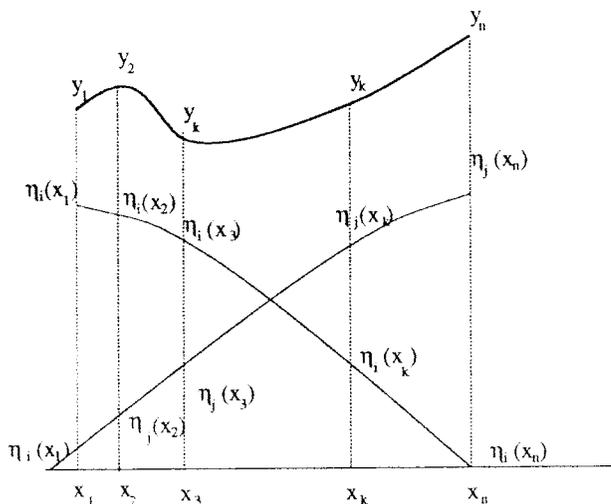


Figura 3-3: Funciones de pertenencia monótonas y con partición propia.

que van a caracterizar la forma de dichas funciones de pertenencia. El sistema de ecuaciones resultante puede plantearse de la siguiente forma:

$$y_k(x_k) = \frac{c_i \eta_i(x_k) + c_j \eta_j(x_k)}{\eta_i(x_k) + \eta_j(x_k)} \quad k = 1..n \quad (3.9)$$

Se tienen n ecuaciones con $2n$ incógnitas. Una solución puede obtenerse dando valores arbitrarios a n grados de pertenencia. Por ejemplo, puede fijarse un valor arbitrario para $\eta_j(x_k)$ y calcularse:

$$\eta_i(x_k) = \frac{y_k(\eta_i + \eta_j) - c_j \eta_j}{c_i} \quad (3.10)$$

Otra posibilidad es suponer, para partición propia:

$$\sum_{i=0}^{i=n} \eta_i(x_k) = 1 \quad k = 1..n \quad (3.11)$$

En tal caso:

$$\eta_i(x_k) = 1 - \eta_j(x_k) \quad k = 1..n \quad (3.12)$$

Sustituyendo la ecuación (3.12) en (3.9) y despejando las incógnitas, se obtiene:

$$\eta_i(x_k) = \frac{y_k - c_j}{c_i - c_j} \quad k = 1..n \quad (3.13)$$

Existe, en otros casos, una fuerte restricción en la forma de las funciones de pertenencia. Dicha forma suele estar definida por una serie de parámetros. Esto hará que sólo se puedan aprender una cantidad equivalente de puntos intermedios con precisión absoluta o un mayor número de elementos a costa de asumir un error global. Las técnicas necesarias para resolver este problema forman parte de la teoría de los aproximadores universales de la cual puede encontrarse un claro ejemplo de su aplicación a conjuntos borrosos en [68].

3.1.3 Una Interpretación de la Derivada Parcial de la Superficie

En el Apéndice II se desarrolla una expresión de la derivada parcial de la superficie borrosa. La expresión obtenida (ecuación (3.14)) tiene una clara interpretación. Depende de la suma de distancias de las reglas adyacentes multiplicadas por las pendientes de las respectivas reglas y dividido todo ello por la suma de los grados de pertenencia.

$$\frac{\partial y}{\partial x_j} = \frac{1}{\sum_{i=0}^{i=nr} \eta_i(x_j, a_{ik})} \sum_{i=0}^{i=nr} \frac{\partial \eta_i(x_j, a_{ik})}{\partial x_j} (s_i - y) \quad (3.14)$$

Como ejemplo para una dimensión, en la figura 3-4 se muestra gráficamente dicho significado.

De la ecuación anterior (3.14) se pueden extraer algunas conclusiones de interés:

1. Si la derivada parcial de la función de pertenencia es la propia función (funciones tipo exponencial), se obtiene que el resultado es una relación borrosa de las distancias entre los valores de salida (s_i) y la propia superficie.
2. Cuando las funciones de pertenencia de las variables de entrada incumplen la "condición del ancho" ([71], pag. 122), las tangentes en los puntos característicos son nulas en la zona donde no se incumple. Estos puntos serán por tanto máximos, mínimos o puntos de inflexión.
3. La contribución en la pendiente es mayor para las funciones de pertenencia próximas al lugar donde se desea obtener dicha tangente.

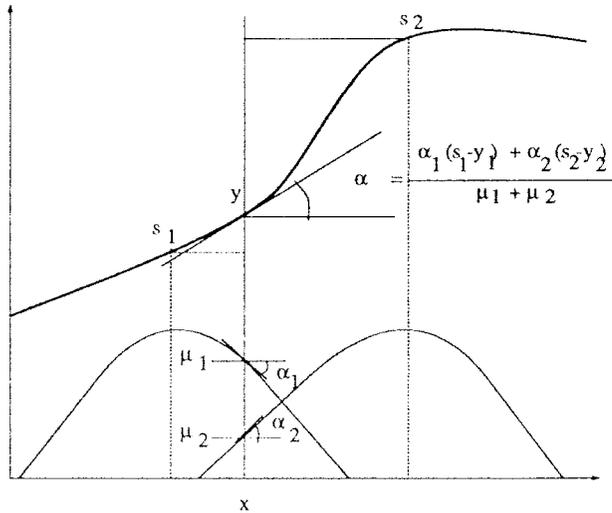


Figura 3-4: Representación gráfica de la derivada parcial de una superficie borrosa.

3.2 Bucle de Control. Sistema Motor-Controlador

La aplicación de la metodología heurística a la máquina de corriente alterna fue presentada por el doctorando en [80]. En el trabajo allí presentado, se hace un especial hincapié en la tremenda potencialidad que con este tipo de controladores se puede conseguir. A continuación, se hace una descripción de los pasos seguidos y los resultados obtenidos. Además, se clarifican en la medida de lo posible detalles que puedan resultar de interés.

3.2.1 Estructura del Controlador

En la figura 3-5 se muestra el diagrama de bloques de un motor de inducción utilizando el control vectorial indirecto (CVI) que se describió en el Capítulo 1. El bloque CVI incluye las operaciones necesarias para la generación de las intensidades de referencia i_a , i_b e i_c . La máquina opera con flujo constante, y por ello, la componente de flujo de la intensidad i_{ds} se mantiene constante.

El controlador utiliza principios heurísticos de razonamiento borroso. El error (e) entre la velocidad deseada ω_{ref} y la velocidad del rotor ω_r es usada como

señal de entrada. Otra de las señales de entrada es el incremento del error de velocidad (Δe) medido entre dos intervalos de muestreo sucesivos. La componente de par de la intensidad i_{qs} es usada como señal de salida. Entradas y salidas son definidas según sus funciones de pertenencia una vez normalizadas en el rango $[-1, 1]$, y representadas en la figuras 3-6 y 3-7. Estas gráficas representan las expresiones analíticas de la ecuación (3.15).

$$\mu_i(x) = \frac{1}{1 + \left(\frac{x-a_i}{s_i}\right)^2} \quad i = 1..n \quad (3.15)$$

La utilización de este tipo de funciones de pertenencia, comparándolas con funciones de tipo triangular, permite obtener superficies de control con transiciones más suaves, lo cual se traduce en una mejor respuesta dinámica. El inconveniente es su mayor coste computacional o de realización electrónica. Al estar esta primera parte orientada a simulaciones, la utilización de este tipo de funciones está totalmente justificada. Posteriormente, para la obtención de resultados experimentales, serán utilizadas como funciones de pertenencia las de tipo triangular.

Para las funciones de pertenencia de entrada, $n = 3$, y se elige $a_1 = -1$, $a_2 = 0$, $a_3 = 1$ y $s_i = .5$ con $i = 1..3$. Para las funciones de pertenencia de salida $n = 5$ y $a_1 = -1$, $a_2 = -.5$, $a_3 = 0$, $a_4 = .5$, $a_5 = 1$ y $s_j = .25$ con $j = 1..5$.

La composición según las reglas (proceso de inferencia) se realiza combinando las funciones monodimensionales y creando funciones bidimensionales mediante el producto cartesiano de los antecedentes $e \times \Delta e$. Cada regla, según la tabla 3.2, asocia a cada función bidimensional de entrada una monodimensional de salida. El conjunto de funciones de pertenencia bidimensionales se expresa analíticamente mediante la ecuación (3.16). Para generarlas se ha aplicado el método de conjunción

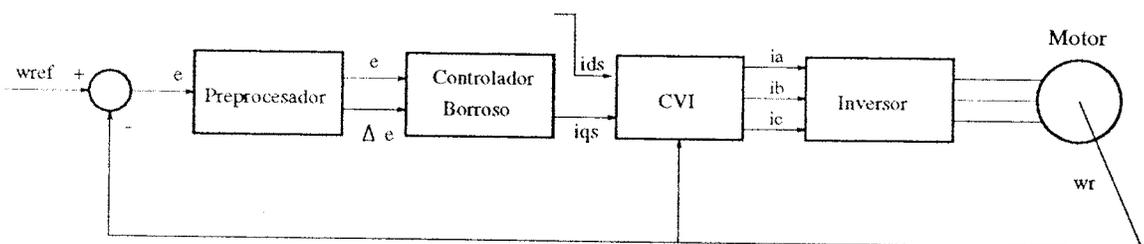


Figura 3-5: Diagrama de bloques para el control del motor de inducción.

“producto algebraico” propuesto por Larsen [66]–[67] en lugar del “mínimo” (Mamdani [61]). Con la elección del producto se obtienen mayor suavidad en las transiciones debido a la simetría radial que presentan las funciones de pertenencia compuestas. La realización resulta más complicada que la del “mínimo” que será la que se utilice para los resultados experimentales.

Las funciones anteriormente mencionadas se representan gráficamente en la figura 3-8, y analíticamente mediante la ecuación (3.16):

$$\mu_{ij}(x) = \frac{1}{1 + \left(\frac{x-a_i}{s_i}\right)^2} \frac{1}{1 + \left(\frac{x-a_j}{s_j}\right)^2} \quad i = 1..n ; j = 1..m \quad (3.16)$$

Se definen los términos lingüísticos empleados para designar las funciones de pertenencia como:

- -G = Negativo grande.
- -M = Negativo mediano.
- C = Próximo a cero.
- +M = Positivo mediano.
- +G = Positivo grande.

En la figura 3-8 se representan las funciones de pertenencia bidimensionales de todas las combinaciones de e y Δe que existen en su producto cartesiano. Estas, al estar generadas mediante la técnica de “Máximo de Productos”, presentan simetría radial (una forma piramidal hubiera sido producida por una composición “Máximo de Mínimos”).

La inferencia se realiza en base al conjunto de reglas mostradas en la tabla 3.2. Estas reglas se definen de forma heurística según se apuntaba al comienzo de este Capítulo.

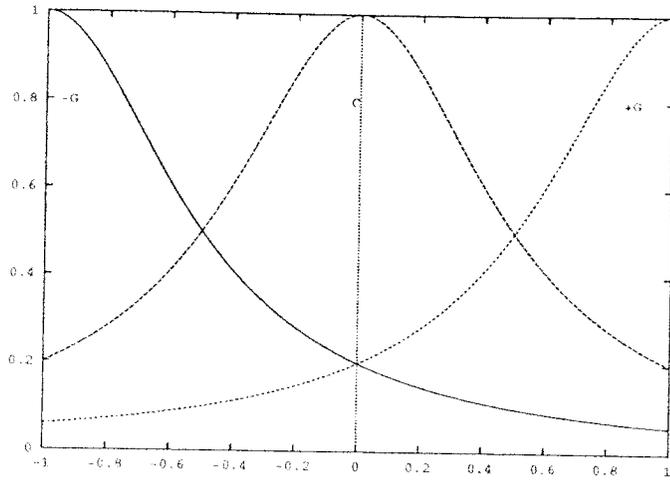


Figura 3-6: Representación de las funciones de pertenencia para el término lingüístico normalizado error e y para Δe .

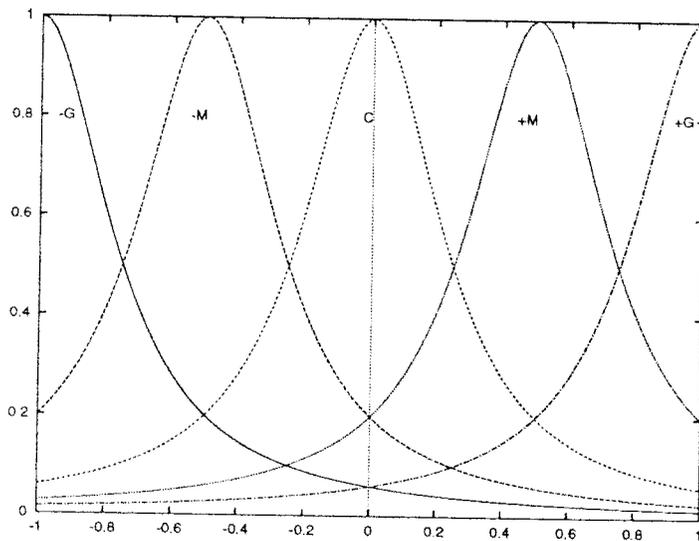


Figura 3-7: Representación de las funciones de pertenencia para el término lingüístico normalizado I_{qs} .

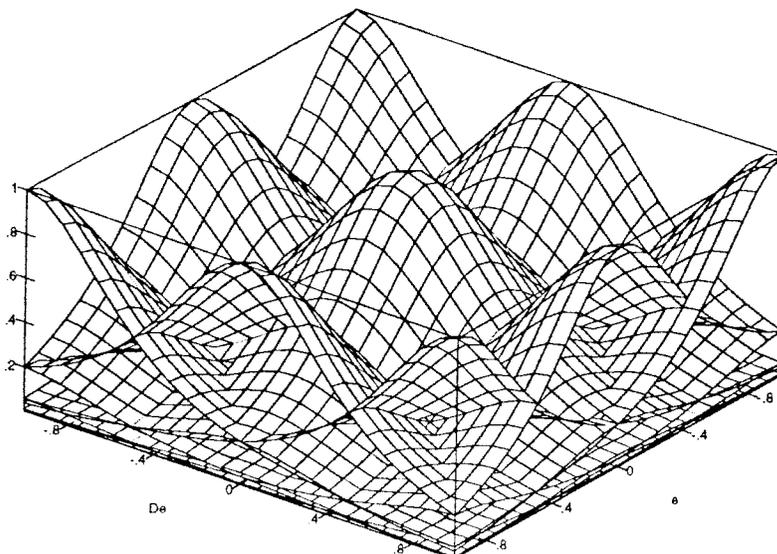


Figura 3-8: Representación de las funciones de pertenencia de la composición bidimensional $e \times \Delta e$.

La reducción a escalar se realiza aplicando la técnica de máximos ponderados. El resultado que se obtiene es equivalente al de utilizar valores determinísticos para representar las funciones de pertenencia de la salida, pero con la diferencia de que aquel caso es más genérico. La superficie de control resultante se muestra en la figura 3-9, que corresponde a la expresión analítica desarrollada en la ecuación (3.18):

$$z = \frac{\sum_{k=1}^{k=l} c_k \times \eta_k}{\sum_{i=1}^{i=l} \eta_k} \quad (3.17)$$

$$z = \frac{\sum_{i=1, j=1}^{i=n, j=m} c_k \times \frac{1}{1 + \left(\frac{x-a_i}{s_i}\right)^2} \frac{1}{1 + \left(\frac{x-a_j}{s_j}\right)^2}}{\sum_{i=1, j=1}^{i=n, j=m} \frac{1}{1 + \left(\frac{x-a_i}{s_i}\right)^2} \frac{1}{1 + \left(\frac{x-a_j}{s_j}\right)^2}} \quad (3.18)$$

En las ecuaciones (3.17) y (3.18), $k = 1..l = n \times m$.

En las expresiones (3.17) y (3.18), z es la actuación normalizada a la salida, c_i representa el valor en el que el consecuente de salida alcanza el máximo para cada una de sus funciones de pertenencia y η_i es el grado de pertenencia de los antecedentes a cada una de sus funciones de pertenencia. m y n son el número de funciones de pertenencia de cada antecedente respectivamente. Para el caso que nos

Número de Regla	Regla
1	SI e es -G y δe es -G ENTONCES I_{qs} es +G
2	SI e es -G y δe es C ENTONCES I_{qs} es +M
3	SI e es -G y δe es +G ENTONCES I_{qs} es +P
4	SI e es C y δe es -G ENTONCES I_{qs} es +P
5	SI e es C y δe es C ENTONCES I_{qs} es C
6	SI e es C y δe es +G ENTONCES I_{qs} es -P
7	SI e es +G y δe es -G ENTONCES I_{qs} es -P
8	SI e es +G y δe es C ENTONCES I_{qs} es -M
9	SI e es +G y δe es +G ENTONCES I_{qs} es -G

Tabla 3.2: Conjunto de reglas para la generación de la intensidad I_{qs} .

ocupa, $m = n = 3$ y, por tanto, $l = n \times m = 9$. El valor l debe coincidir, además, con el número total de reglas. La ecuación (3.18) se representa gráficamente en la figura 3-9.

3.2.2 Resultados de Simulación

Con el fin de probar las prestaciones del controlador propuesto junto con el sistema actuador-motor, el conjunto se simula mediante computador. Para esta prueba se han utilizado los parámetros del sistema real descrito en [30]. Siguiendo los experimentos descritos allí, en esta simulación el controlador vectorial es implementado íntegramente en un microprocesador. El motor es alimentado mediante inversor con fuente de tensión (PWM VSI) controlado con realimentación de intensidad. El periodo de muestreo es $600\mu s$, y la velocidad del motor es medida mediante un encoder incremental que genera 8000 pulsos por revolución.

La figura 3-10 muestra la respuesta en velocidad. Un escalón de par de $2Nm$ es aplicado al motor en el tiempo $t = 1.0s$. En esta figura también pueden observarse los resultados obtenidos mediante el controlador PI diseñado en [30] (allí

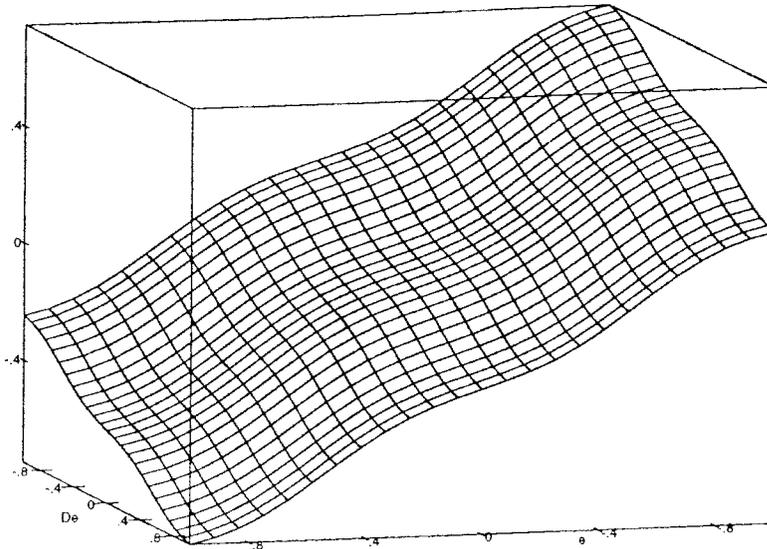


Figura 3-9: Representación de superficie de control $I_{qs} = f(e, \Delta e)$.

se utilizan los valores de $K_p = 0.07, K_i = 0.7$).

Se observa que existe un error en régimen permanente debido a que no se ha incluido en el controlador ningún término de tipo integral. Para evitar esto, se puede utilizar el error de velocidad acumulado I_e y añadir dos nuevas reglas según la tabla 3.3:

Número de Regla	Regla
10	SI e es C y I_e es +M ENTONCES z es -G
11	SI e es C y I_e es -M ENTONCES z es +G

Tabla 3.3: Reglas para el término integral.

La respuesta en velocidad del motor utilizando el controlador mejorado se muestra en la figura 3-11 . En este caso se observa la cancelación del error en régimen permanente.

La constante de tiempo del rotor del motor es altamente dependiente de la temperatura [16]. La variación de este parámetro hace que el modelo del motor cambie sensiblemente.

El controlador borroso utiliza un razonamiento basado en la experiencia,

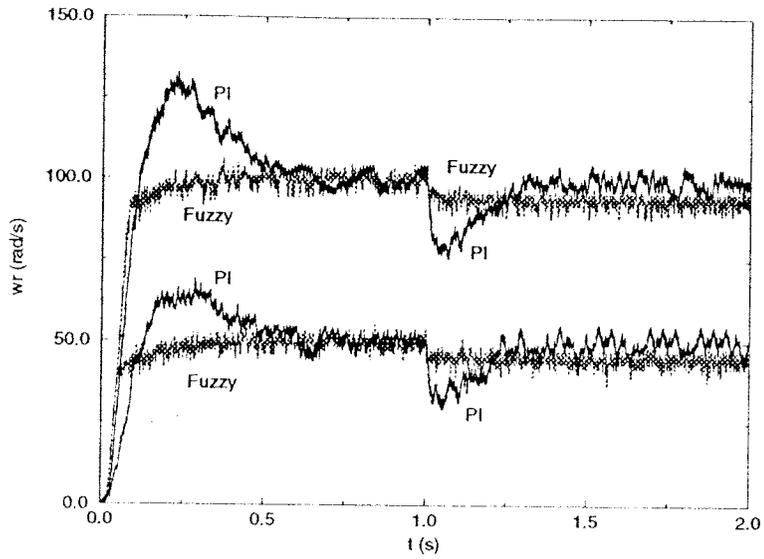


Figura 3-10: Respuesta temporal simulada utilizando las reglas de la tabla 3.2.

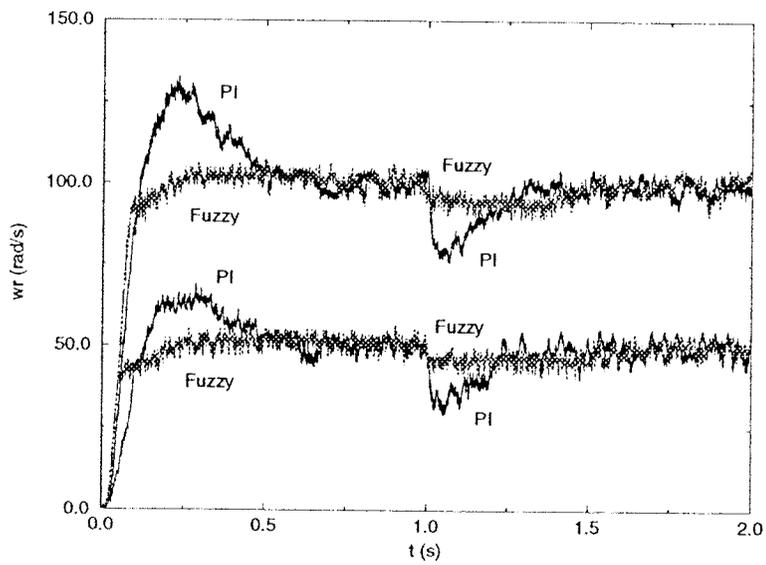


Figura 3-11: Respuesta temporal simulada añadiendo el término integral Ie como antecedente y las reglas de la tabla 3.3.

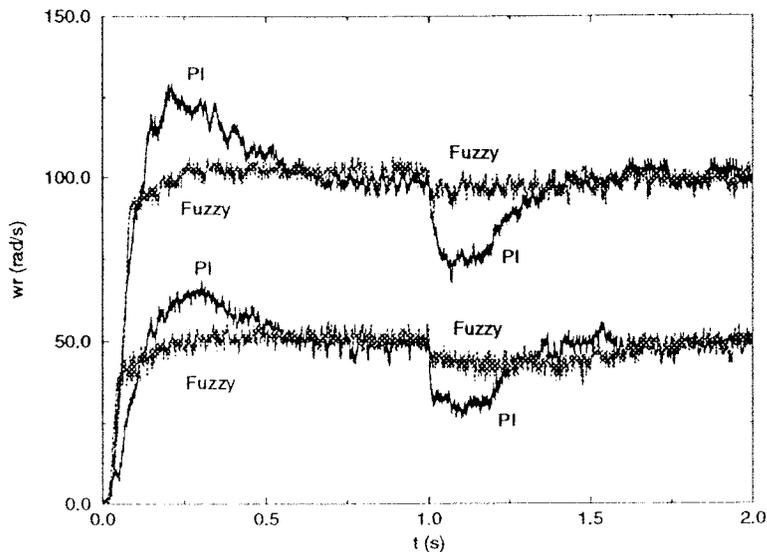


Figura 3-12: Respuesta temporal simulada cuando la resistencia del rotor se divide por dos (desajuste de parámetros del sistema).

el cual no depende de forma directa de los parámetros necesarios para caracterizar el modelo del sistema. Esto hace que el controlador borroso presente una robustez inherente, tal como se observa en la figura 3-12. Aquí se muestran los resultados de simulación cuando la constante de tiempo del rotor es reducida a la mitad. Puede observarse el excelente comportamiento del sistema controlado mediante el sistema borroso ante grandes variaciones de los parámetros, especialmente si se compara con el controlador PI.

3.2.3 Una Versión Simplificada

El hecho de aumentar el número de antecedentes complica la realización física del controlador borroso. El número de reglas a procesar se describe mediante la ecuación (3.19):

$$N_{reg} = \prod_{i=1}^{i=N_{ant}} N_i \quad (3.19)$$

En la ecuación (3.19), $N_{reg} = n$ de reglas, $N_{ant} = n^o$ de antecedentes y $N_i = n^o$ de funciones de pertenencia del antecedente i . O sea, el coste de añadir una nueva

regla supone multiplicar el número de reglas que había inicialmente por el número de funciones de pertenencia de esta nueva regla.

Por otra parte, la medida del término derivativo es obtenida con una baja precisión, debido a que al existir ruido superpuesto a causa de la imprecisión de la señal que se está midiendo, la derivada lo amplifica. La razón apuntada anteriormente hace que en muchos casos (generalmente cuando se tiene mayor imprecisión en la medida) se prescinda del término derivativo.

Para este caso se toman como antecedentes $e = \omega_{ref} - \omega_r$ e $I_e = \int_0^t e$. El razonamiento para el control puede basarse en los siguientes supuestos:

1. Debido a que el término integral es responsable de la sobreoscilación, una reducción de la importancia relativa de dicho término cuando el error de velocidad es grande puede reducir considerablemente dicha sobreoscilación. El término integral se actualiza en el preprocesador según la ecuación (3.20).

$$Ie(k+1) = Ie(k) + K_u(e) \times e \times \Delta t \quad (3.20)$$

La constante K_u es una función borrosa de e de la forma:

Número	Regla
1	SI e es C ENTONCES K_u es +G

Tabla 3.4: Regla para la integral del error.

2. La influencia del término integral sobre la señal de salida queda restringida a una zona donde el error es pequeño. De esta manera, el término proporcional es el responsable de sobreoscilación nula, y el integral, de eliminar el error en régimen permanente.
3. Para un mismo término integral, el incremento del término proporcional reduce el tiempo de subida pero incrementa las oscilaciones. Así, este término habrá de ser decrecido cuando el error de velocidad decrece. Con esto se evitan oscilaciones estacionarias.

Los razonamientos 2 y 3 anteriormente mencionados pueden ser resumidos en las reglas de la tabla 3.5. La respuesta puede ser mejorada si se posee una medida precisa de la derivada ([65]).

Número	Regla
1	SI e es $+G$ ENTONCES z es $-G$
2	SI e es C ENTONCES z es C
3	SI e es $-G$ ENTONCES z es $+G$

Tabla 3.5: Conjunto de reglas para la realización simplificada.

El controlador anteriormente propuesto se aplica al control del motor de inducción cuyas constantes se resumen en la tabla 3.6, obteniéndose los resultados mediante simulación de la figura 3-14 y 3-15.

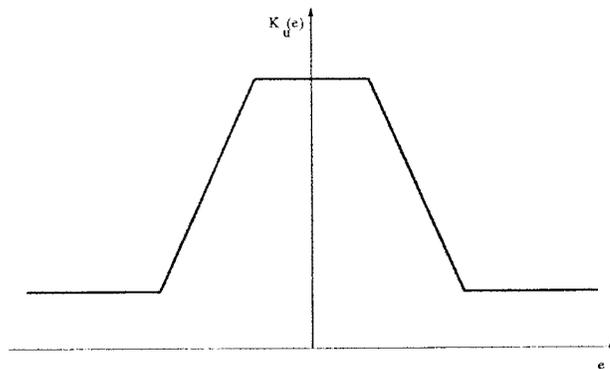


Figura 3-13: Expresión analítica para el término integral $K_u(e)$

En la figura 3-14 se representan los resultados de simulación al utilizar esta técnica. Puede observarse una sustancial mejora en la sobreoscilación del proceso de arranque y en los tiempos de establecimiento cuando se aplica una variación del par resistente. El rizado superpuesto sobre la respuesta de velocidad se debe a la existencia de un tiempo de muestreo distinto. A mayor tiempo de muestreo, mayor es dicho rizado. El controlador PI trabaja además con un tiempo de muestreo inferior al del controlador borroso.

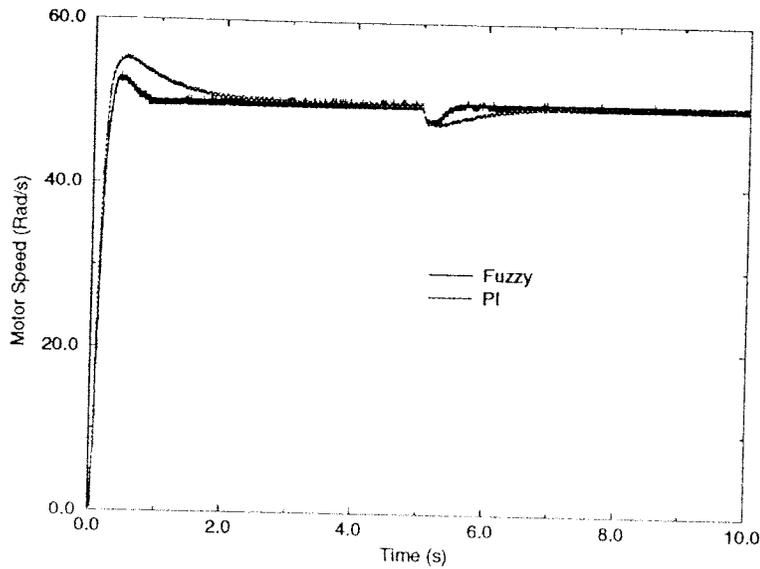


Figura 3-14: Respuesta en velocidad del motor de inducción.

En la figura 3-15 puede observarse el excelente rechazo ante variaciones de los parámetros. En este caso, la inercia fue duplicada.

La versión simplificada anteriormente descrita fue presentada por el autor de esta tesis en las sesiones técnicas del IFCA [79] (Tarrassa 1993).

3.2.4 Aplicación Sobre el Sistema Real

El proceso anterior supone una metodología a seguir previa a la realización física.

Para la implantación sobre un sistema real se utiliza el equipo compuesto por los siguientes elementos (tal como se muestra en la figura IV-1):

- Sistema de control borroso localizado en un computador.
- Circuito de control de intensidades.
- Circuito de potencia actuador.
- Bancada motor-generador.
- Carga electrónica.

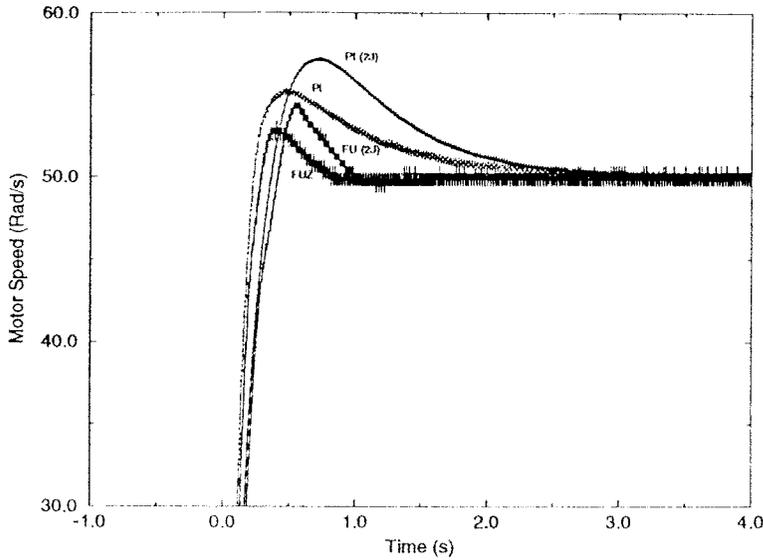


Figura 3-15: Respuesta en velocidad del motor de inducción ante una variación de la inercia.

- Computador para la adquisición de datos.

Los parámetros característicos del motor se definen en la tabla 3.6.

$L_m(H)$	2.0642	$R_s(\Omega)$	24.45
$L_s(H)$	2.0888	$R_r(\Omega)$	41.774
$L_r(H)$	2.0887	p	2

Tabla 3.6: Parámetros del motor de inducción.

Para esta aplicación se han desarrollado dos controladores que puedan compararse. Los dos controladores utilizados son el clásico PI y el controlador borroso.

El controlador PI implementa la ecuación (3.21):

$$i_{qe} = K_p \times e + K_i \times \int e \quad (3.21)$$

Las constantes $K_p = 0.08$ y $K_i = 0.05$ se han ajustado de forma experimental. Hay que decir que existe una limitación de la constante proporcional a partir de la cual el sistema se hace inestable. La inestabilidad se pone de manifiesto en la forma de onda de las intensidades circulantes por el estator.

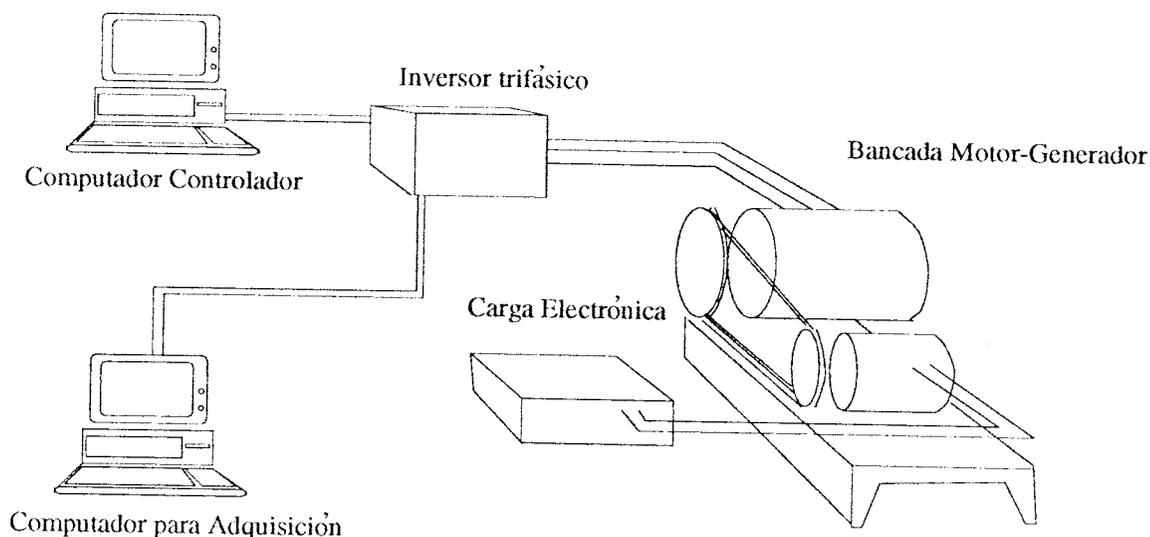


Figura 3-16: Sistema de ensayos del controlador borroso aplicado al motor de inducción.

Aplicando la expresión analítica, en una primera aproximación al problema, pueden elegirse las reglas siguiendo una política de control similar al controlador PI mencionado con anterioridad. Esto se consigue evaluando el controlador en cada punto según la tabla 3.7.

Los valores obtenidos para i_{qe} son los que se asignan para las posiciones de las funciones de pertenencia de salida según se indicó al inicio de este capítulo.

El controlador borroso está compuesto por 9 reglas cuyas funciones de pertenencia triangulares se muestran en la figura 3-17. La elección de funciones triangulares está justificada en este caso desde el punto de vista de la realización física. Su sencillez permite realizar la inferencia (cálculo de la acción de control i_{qc}) cada tiempo de muestreo (ver Apéndice IV). Además, para esta aplicación, y con el fin de disminuir en lo posible el tiempo de cálculo, se realiza la conjunción de las funciones de pertenencia utilizando como operador para la norma triangular la intersección representada por el mínimo (ver Apéndice II).

En la figura 3-18 se muestra la superficie de control. Se observa la forma casi plana que presenta similar a un PI.

Por razones de seguridad se aplica una saturación a la actuación del sistema, la cual se representa en la figura 3-19.

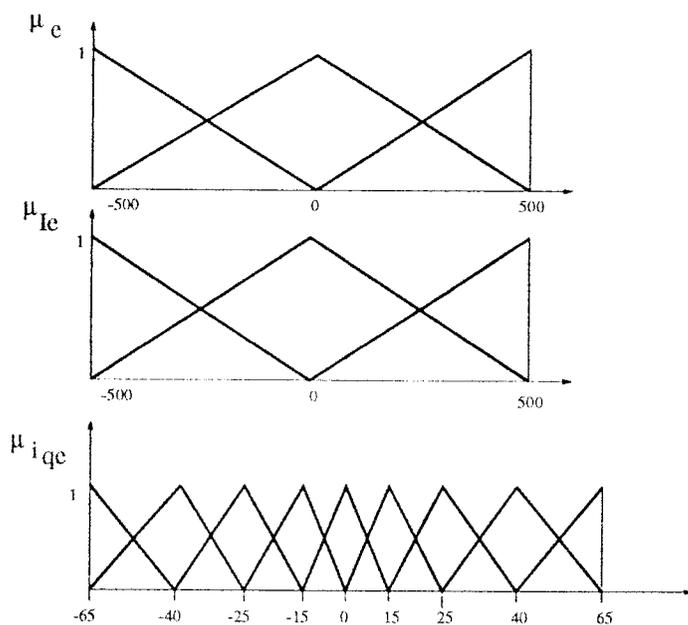


Figura 3-17: Funciones de pertenencia triangulares para el error (e), la integral del error (Ie) y la actuación (i_{qe}).

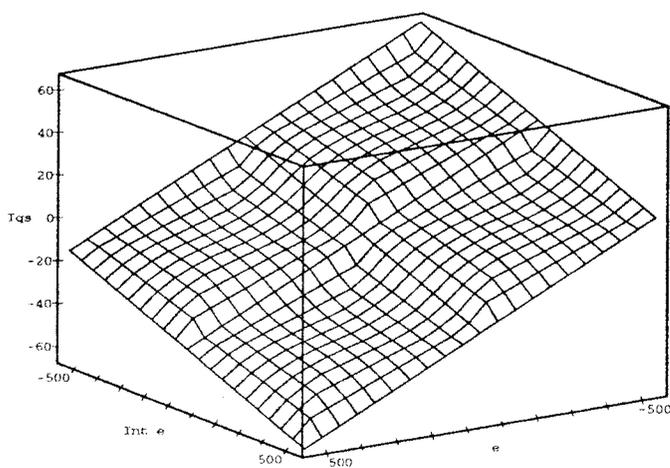


Figura 3-18: Superficie de control representando un control PI.

Regla	Error e	Integral de error $\int e$	Actuación i_{qe}
1	-500	-500	-65
2	-500	0	-40
3	-500	500	-15
4	0	-500	-25
5	0	0	0
6	0	500	25
7	500	-500	15
8	500	0	40
9	500	500	65

Tabla 3.7: Evaluación del controlador PI para cada regla.

La superficie de la figura 3-18 presenta una serie de peculiaridades:

- Vista globalmente representa un plano.
- Haciendo una ampliación en un entorno del origen de coordenadas se observan (figura 3-20) ocho zonas diferenciadas por planos de distinta pendiente.
- La existencia de distintos planos tangentes en distintas zonas es equivalente a poseer controladores PI que tienen distinta K_p y K_I , un par de valores para cada zona.
- El ajuste de dichos planos puede hacerse variando los valores de la tabla según la expresión analítica (3.14), que relaciona la derivada parcial de la superficie con los valores de las reglas.

Los resultados obtenidos con este controlador se muestran en la figura 3-21 (a) para el controlador PI, y 3-21 (b) para el controlador borroso con bajo nivel de flujo $i_{ds} = 0.2A$. Con esta disminución en el flujo se busca hacer que el motor sea más sensible ante variaciones de carga. Comparando las dos figuras anteriormente citadas, puede observarse la gran similitud de su comportamiento dinámico.

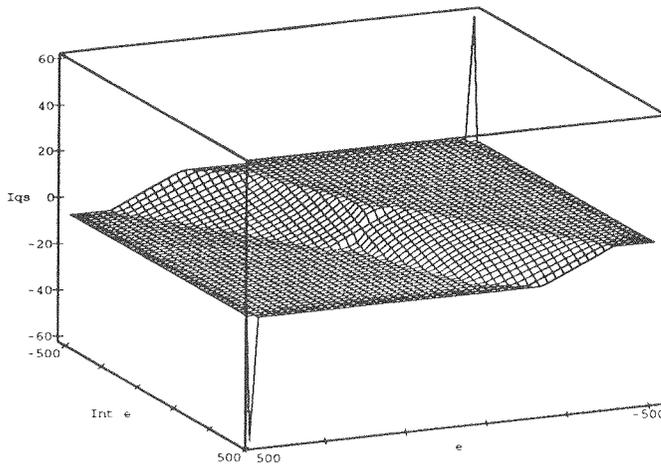


Figura 3-19: Superficie de control con saturación.

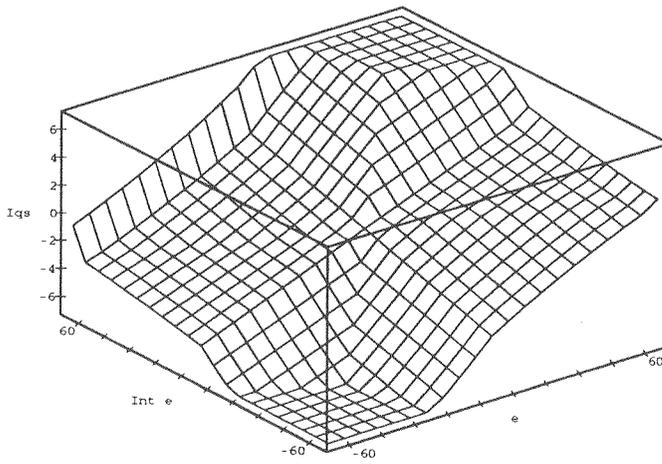
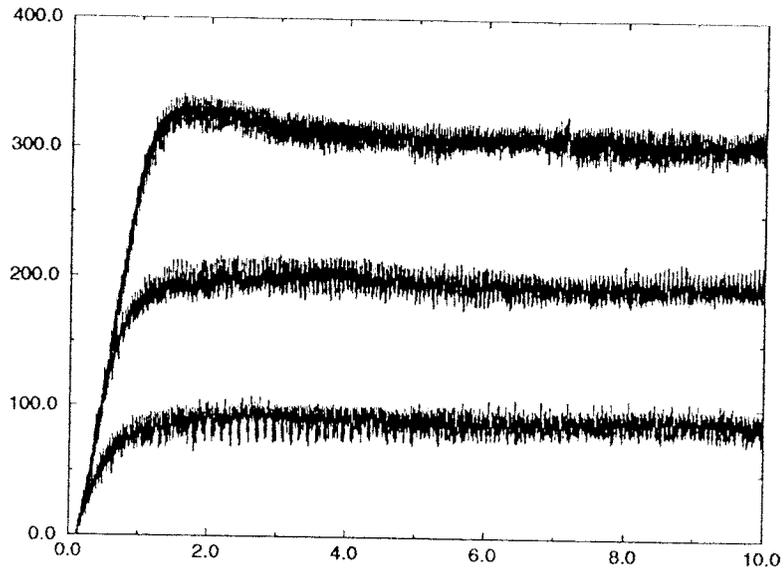
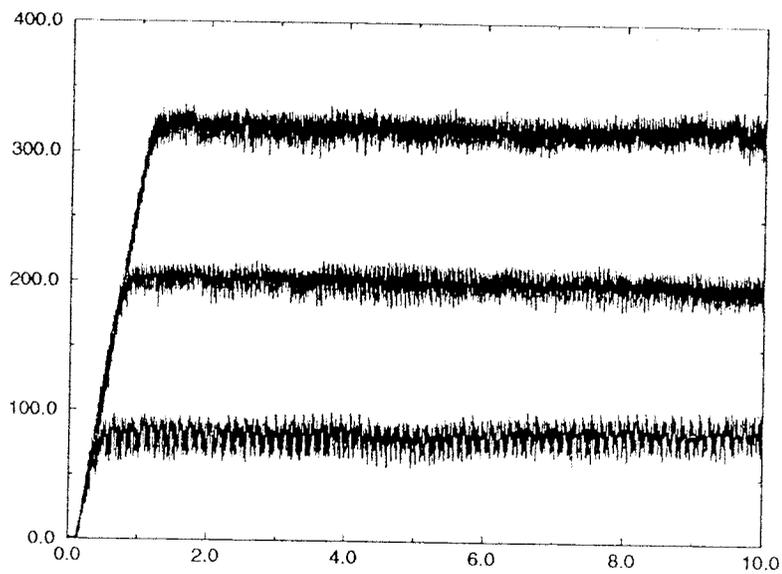


Figura 3-20: Ampliación de la superficie de control.



(a)



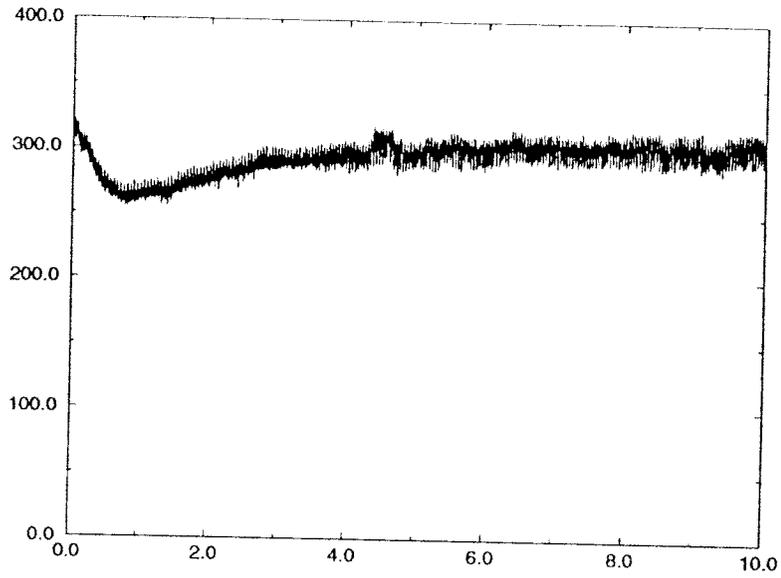
(b)

Figura 3-21: Respuesta en velocidad del motor para distintas velocidades de referencia utilizando: (a) Control PI. (b) Controlador borroso.

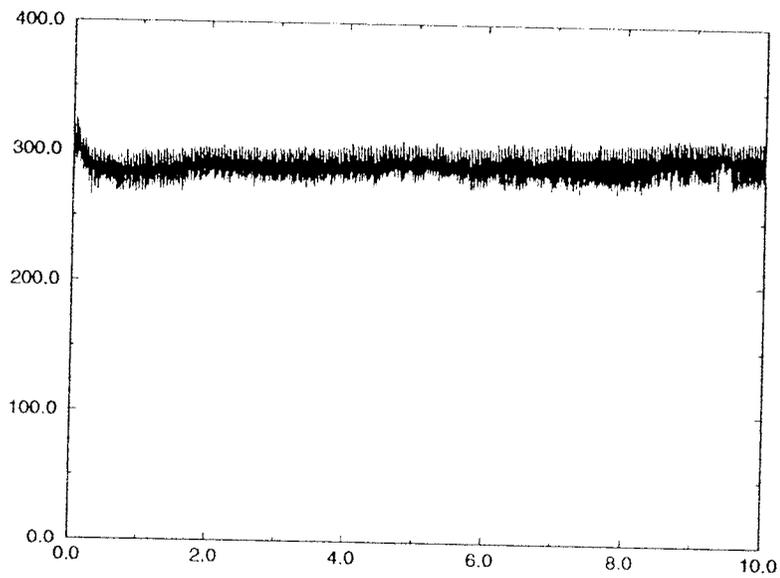
En las figuras 3-22 (a) y 3-22 (b) se muestra la respuesta en velocidad del motor ante variaciones de carga $T_l = 1 Nm$. Como puede apreciarse, el controlador borroso es más robusto desde este punto de vista.

Una segunda prueba, esta vez con un mayor nivel de flujo ($i_d = 1.7A$), pretende mostrar el grado de robustez ante variaciones de la inercia. En tal situación, se obtienen los resultados de las figuras 3-23 y 3-24.

Como puede apreciarse en las figuras 3-23, y 3-24, la respuesta, para el caso del control PI, se ve afectada cuando la inercia varía. El resultado es un aumento de la sobreoscilación, principalmente cuando el cambio de referencia es más acentuado. El controlador borroso, por el contrario, mantiene sus prestaciones dinámicas con las mismas variaciones de la inercia.

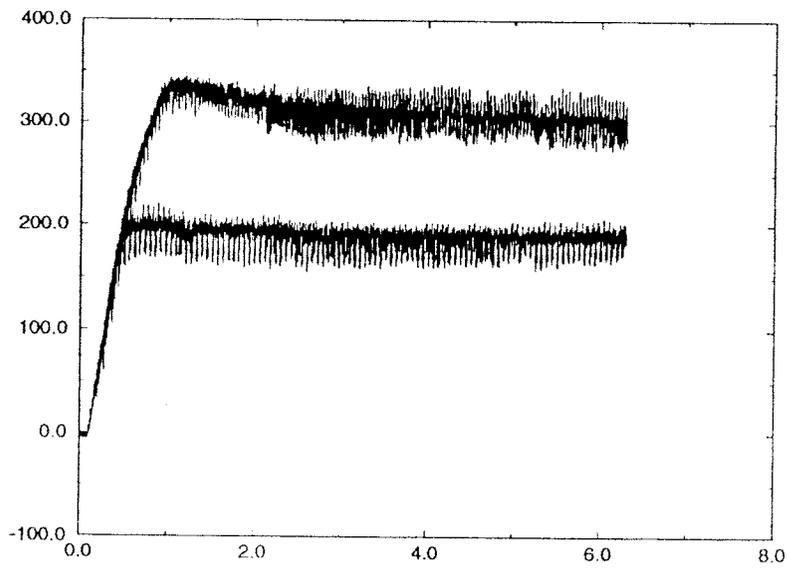


(a)

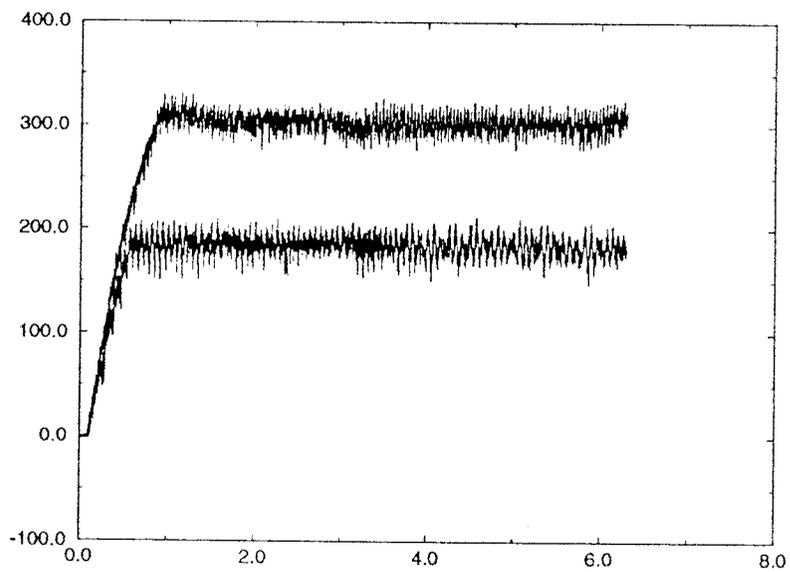


(b)

Figura 3-22: Respuesta en velocidad del sistema Motor-Controlador para una aplicación de par resistente $T_l = 1 \text{ Nm}$: (a) Controlador PI. (b) Controlador borroso.

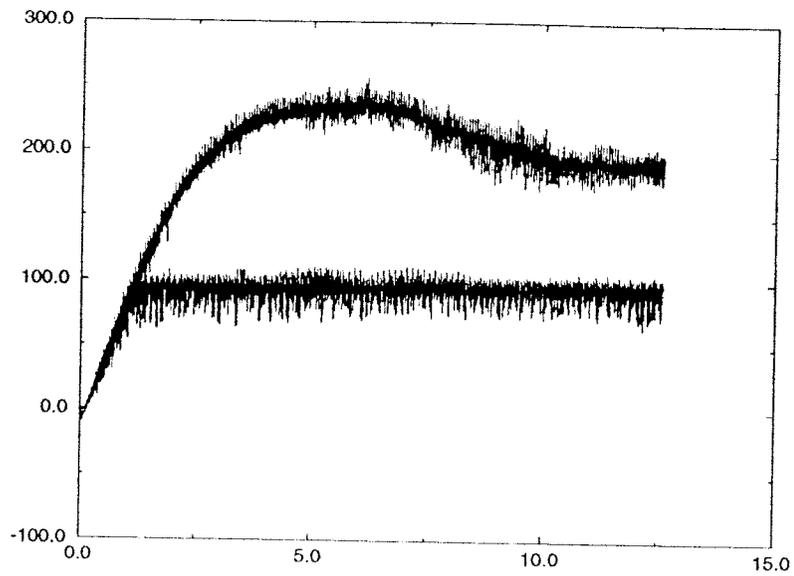


(a)

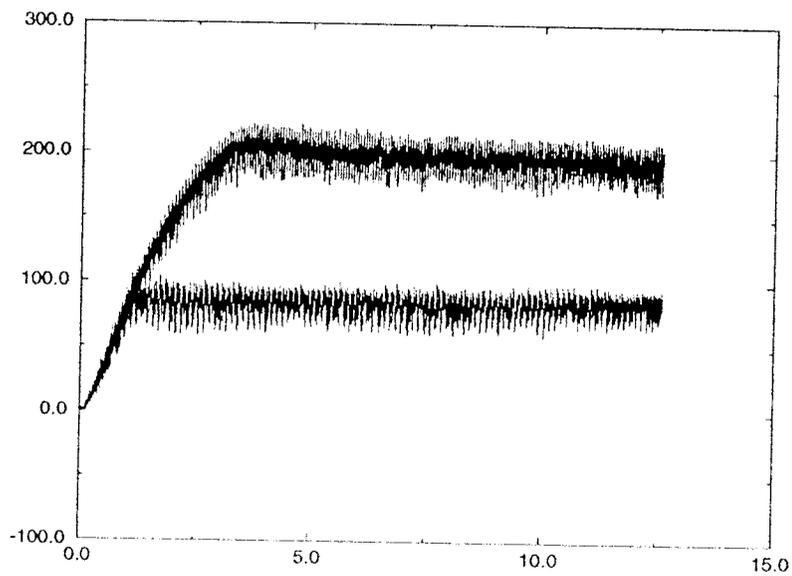


(b)

Figura 3-23: Respuesta en velocidad del motor con baja inercia ($J = 5 \cdot 10^{-3}$): (a) Controlador PI. (b) Controlador borroso.



(a)



(b)

Figura 3-24: Respuesta en velocidad del motor con alta inercia ($J = 25 \cdot 10^{-3}$): (a) Controlador PI. (b) Controlador borroso.

3.3 Estabilidad

El estudio de estabilidad puede realizarse desde distintos puntos de vista. Para esta aplicación se ha optado por el estudio clásico del sistema linealizado. Este análisis aporta una nueva visión al control vectorial indirecto.

Definiendo las variables de estado, actuaciones y constantes tal como se describieron en el Apéndice I, se tiene, para el modelo del motor en unos ejes síncronos con realimentación directa de las intensidades del estator y control vectorial indirecto, el siguiente sistema de ecuaciones:

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \\ \dot{x}_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -k_0 x_1 + k_1 u_2 x_3 - k_1 u_3 x_2 - k_4 u_4 \\ -k_3 x_2 - \frac{k_3^* u_2}{u_3} x_3 + k_2 u_2 \\ -k_3 x_3 + \frac{k_3^* u_2}{u_3} x_2 + k_2 u_3 \end{bmatrix} \quad (3.22)$$

En la ecuación (3.22) se sustituye x_i por $X_i + \delta x_i$, donde X_i representa el valor de la variable en régimen permanente. Lo mismo se hace con las actuaciones u_i . Puesto que lo que interesa es estudiar la estabilidad en el origen y tener en cuenta los efectos del término integral, se utiliza como nueva variable de estado el error de velocidad $x_{e1} = u_{r1} - x_1$ (x_{e1} es el error de velocidad, u_{r1} es la referencia de velocidad y x_1 la velocidad)), y se añade una nueva variable de estado, x_4 , que representa la integral del error (por tanto, aparece una nueva ecuación en el sistema).

El nuevo sistema queda de la forma:

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_{e1} \\ \dot{x}_2 \\ \dot{x}_3 \\ \dot{x}_4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -k_0 x_{e1} - k_0 u_{r1} + k_1 u_2 x_3 - k_1 u_3 x_2 - k_4 u_4 \\ -k_3 x_2 - \frac{k_3^* u_2}{u_3} x_3 + k_2 u_2 \\ -k_3 x_3 + \frac{k_3^* u_2}{u_3} x_2 + k_2 u_3 \\ x_{e1} \end{bmatrix} \quad (3.23)$$

El sistema linealizado se caracteriza porque puede ser expresado en variables de estado mediante la ecuación (3.24):

$$\dot{x} = Ax + Bu \quad (3.24)$$

Las matrices A y B se calculan linealizando el sistema en torno a un punto de régimen permanente.

$$A = \begin{bmatrix} -k_0 & k_1 U_3 & -k_1 U_2 & 0 \\ 0 & -k_3 & -\frac{k_3^* U_2}{U_3} & 0 \\ 0 & \frac{k_3^* U_2}{U_3} & -k_3 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (3.25)$$

$$B = \begin{bmatrix} k_0 & -k_1 X_3 & k_1 X_2 & k_4 \\ 0 & -\frac{k_3^* X_3}{U_3} + k_2 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{k_3^* X_2}{U_3} & k_2 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (3.26)$$

Aplicando la ley de control genérica:

$$u_2 = kf(x_{e1}, x_4) \quad (3.27)$$

La ecuación anterior puede ser linealizada en torno a un punto $U_2 = f(X_{e1}, X_4)$, y queda:

$$\delta u_2 = kf x_{e1} \delta x_1 + kf x_4 \delta x_4 \quad (3.28)$$

La matriz A del sistema en bucle cerrado queda:

$$A = \begin{bmatrix} -k_0 - k_1 X_3 kf x_{e1} & k_1 U_3 & -k_1 U_2 & -k_1 X_3 f x_4 \\ -(\frac{k_3^* X_3}{U_3} + k_2) kf x_{e1} & -k_3 & -\frac{k_3^* U_2}{U_3} & -(\frac{k_3^* X_3}{U_3} + k_2) kf x_4 \\ \frac{k_3^* X_2}{U_3} kf x_{e1} & \frac{k_3^* U_2}{U_3} & -k_3 & \frac{k_3^* X_2}{U_3} kf x_4 \\ 1 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (3.29)$$

$$B = \begin{bmatrix} k_0 & k_1 X_2 & k_4 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & k_2 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (3.30)$$

Cuando $k_3^* = k_3$, se conoce con precisión la constante de tiempo del rotor, y el sistema anterior queda de la forma:

$$A = \begin{bmatrix} -k_0 - k_1 \frac{k_2}{k_3} U_3 kf x_{e1} & k_1 U_3 & -k_1 U_2 & -k_1 \frac{k_2}{k_3} U_3 kf x_4 \\ 0 & -k_3 & -\frac{k_3^* U_2}{U_3} & 0 \\ 0 & \frac{k_3^* U_2}{U_3} & -k_3 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (3.31)$$

Dando valores a los parámetros y suponiendo un punto de trabajo, $U_2 = 1.$, $U_3 = 1.$ pueden calcularse los autovalores de la matriz (3.31) para obtenerse en función de las pendientes del controlador kfx_{e1} y kfx_4 . La gráfica así obtenida se representa en la figura 3-25.

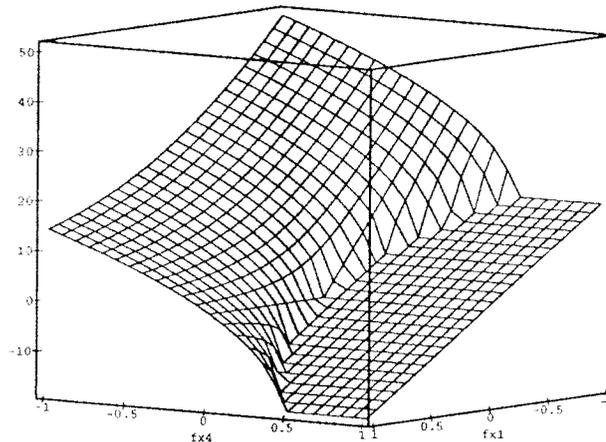


Figura 3-25: Límite de estabilidad para las pendientes.

En la figura 3-25 se observa que la estabilidad queda garantizada localmente para valores positivos de las pendiente de realimentación debido a que para valores positivos de dichas pendientes los autovalores son negativos y viceversa.

3.4 Realización del Controlador Borroso

A continuación se describe de forma resumida la realización de laboratorio utilizada para este trabajo (para mayor detalle ver Apéndice IV) y se añaden algunas otras alternativas a los controladores borrosos existentes en el mercado. La opción de la utilización de las técnicas que a continuación se describen está justificada por el hecho de que en el momento de comenzar estos trabajos no se disponía de controladores borrosos industriales.

3.4.1 Realización Mediante Computador

Esta es la solución adoptada para la realización de esta tesis.

El controlador se realiza mediante programación de alto nivel (lenguaje C) y se implanta en un computador. El programa está diseñado de la siguiente manera:

1. Se lee un fichero donde va almacenada de una manera compacta la información de las funciones de pertenencia de entrada, las de salida y las reglas.
2. La acción de control se computa cada tiempo de muestreo calculándose el máximo de los mínimos y computando dicha acción al reducir a escalar mediante la suma ponderada de los máximos.

El proceso anterior tiene la ventaja de que permite cambiar en cualquier momento, incluso con el sistema en funcionamiento, las funciones de pertenencia y las reglas.

La desventaja es que el control es más lento (en esta aplicación, con un microprocesador 386sx 30Mhz con coprocesador matemático puede conseguirse procesar 7500 inferencias por segundo).

3.4.2 Realización mediante Tablas

Este método es el más sencillo y puede ser adecuado para aplicaciones de bajo coste donde el controlador está totalmente definido. Consiste en hacer uso de una memoria donde queda guardada toda la información de la relación de inferencia. En la figura 3-26 se representa la estructura de dicha realización.

La idea consiste en establecer el producto cartesiano de los antecedentes para obtener los consecuentes. La limitación vendrá dada por la resolución que se desee tener en antecedentes y consecuentes. Por ejemplo, con el producto cartesiano de un antecedente de 8 bits con otro antecedente de 8 bits, para obtener como resultado un consecuente de 8 bits, se necesita una memoria de 16 bits de direccionamiento y de 8 bits de datos.

Esta solución es de aplicación en los siguientes supuestos:

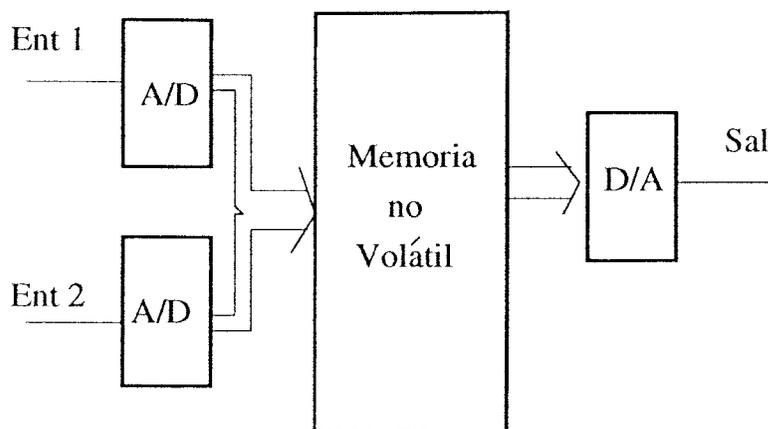


Figura 3-26: Realización del controlador mediante tabla para 2 antecedentes y un consecuente.

- Cuando se ha obtenido una superficie de control definida e inamovible. La metodología a seguir para definir dicha superficie es cualquiera de las estudiadas en el capítulo anterior.
- Cuando el número de conjuntos antecedentes es bajo, tres a lo sumo.
- Cuando la suma de las resoluciones, medidas en número de bits utilizados para la codificación de antecedentes, no es elevada. Por ejemplo, una cantidad fija de bits de direcciones habría de repartirse entre los antecedentes, de manera que el antecetente con menor precisión dejara bits libres para el antecedente con mayor precisión.

Esta realización tiene la ventaja de que la respuesta sólo está limitada por los tiempos de acceso, que suelen ser muy bajos. El inconveniente es la congelación total o parcial de los datos que impiden la aplicación de aprendizaje o cambios locales. Por ello, el método es aplicable cuando las relaciones de antecedentes y consecuentes están muy probadas en eficiencia.

Una forma sencilla de realizar electrónicamente el método descrito anteriormente es mediante la utilización de un circuito ASIC. Este circuito se encarga de gestionar las comunicaciones y convertir señales de entrada y salida. Detalles de este diseño puede encontrarse en [96] y [97].

3.5 Lógica Estocástica

En este apartado se describe la realización de un compensador Proporcional más Integral como claro ejemplo de las enormes posibilidades que presenta la utilización de lógica estocástica.

Las ventajas de este tipo de controladores son:

1. La inmunidad al ruido que caracteriza cualquier diseño digital.
2. Su flexibilidad por permitir de forma remota el cambio de constantes.
3. El poco espacio de silicio que ocupa lo hace ideal para su fabricación industrial incluyéndolo en un circuito microelectrónico (ASIC).
4. Comunicación por un sólo hilo debido a que la comunicación de las consignas se realiza ya codificada a forma estocástica.
5. Alta velocidad de respuesta debido fundamentalmente a que un cambio de la consigna se propaga directamente al receptor sin existir ningún proceso intermedio de codificación, transmisión serie y recepción paralelo, procesos característicos de toda comunicación serie.

Como antecedente, decir que este trabajo ha sido presentado por el doctorando en [100] y está aceptado para su presentación en [103].

Hay que advertir, por otra parte, que la forma de presentar este apartado dedicado al bucle de control externo difiere bastante de la sección anterior en el sistema sobre el que se prueba y en las pruebas realizadas. Lo único que se ha pretendido con este trabajo es enriquecer las posibilidades del bucle externo de control proponiendo la lógica estocástica como una nueva alternativa de realización electrónica. Por tanto, el controlador PI y su acción sobre un motor de corriente continua es sólo un ejemplo de aplicación. La lógica estocástica puede ser considerada a un nivel superior como un método para sintetizar con electrónica discreta controladores de cualquier otro tipo. Por tanto, el camino queda abierto a nuevas líneas de investigación que quedarán apuntadas al final de esta tesis.

3.5.1 Descripción del Compensador

En la figura 3-27 se muestra el diagrama de bloques del sistema controlado estocásticamente.

El circuito preprocesador calcula el error en velocidad e respecto de una referencia, y acumula los errores medidos en ciclos sucesivos I para tener una estimación de la integral del error. Además, gestiona los desbordamientos tanto del error como de su integral. Estos valores son multiplicados estocásticamente y sumados mediante multiplexaje en el tiempo de los pulsos productos.

Para probar la eficiencia del compensador estocástico, y para simplificar la implementación, se aplica éste al control “Proporcional más Integral” de un motor de corriente continua alimentado por un inversor en configuración de medio puente. En esta aplicación, los pulsos estocásticos de salida se emplean directamente para el disparo de los transistores del circuito de potencia, evitando de esta manera la habitual codificación PWM [3]. Gracias a la simplicidad del diseño, el controlador se ha implementado sobre una *FPGA*. La extensión de este problema a uno trifásico es inmediata sin más que intercalar un cambio de coordenadas siguiendo la misma arquitectura. Además, se aprovecha el hecho de que la codificación está ya efectuada.

La secuencia de pulsos de salida ataca directamente el circuito de base de los transistores que constituyen la etapa de potencia en medio puente que alimenta el motor (figura 3-28). La figura 3-29 muestra los resultados obtenidos por simulación de esta aplicación. La magnitud de las oscilaciones en régimen permanente son causadas por la poca precisión del codificador digital empleado.

El circuito anteriormente descrito ha sido realizado y ensayado en el laboratorio para probar su eficiencia. En la figura 3-30 se muestran los resultados experimentales mostrando la respuesta en velocidad del motor de corriente continua.

En la gráfica 3-31 se muestran la medida experimental de la velocidad y del tren de pulsos estocásticos que aparece en bornas del motor de corriente continua. Se ha obtenido para tres casos: en reposo, forzando un sentido de giro y otro respectivamente que se manifiesta por un ligero desplazamiento de la velocidad de su posición de reposo (la referencia de velocidad en este caso es cero). En cada caso

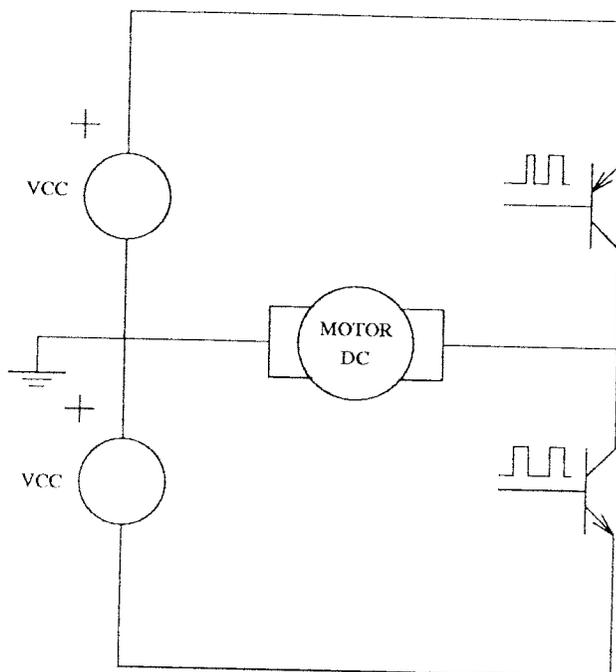


Figura 3-28: Circuito de potencia.

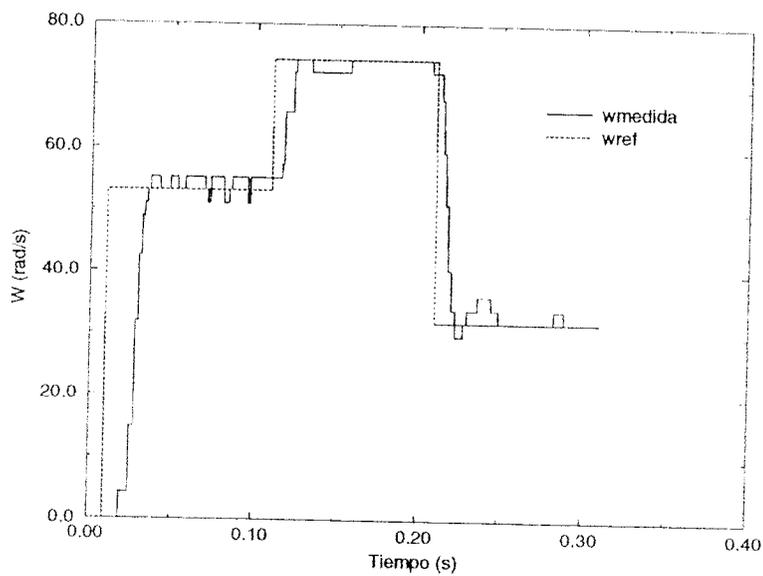


Figura 3-29: Resultados de simulación.

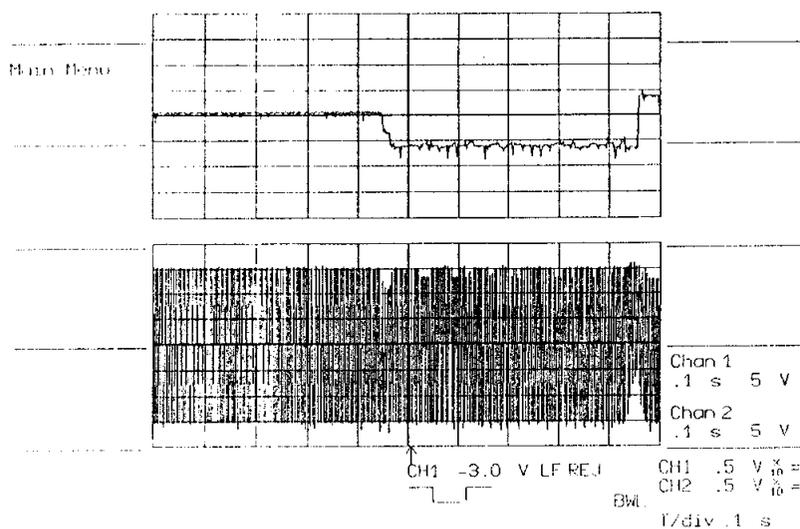
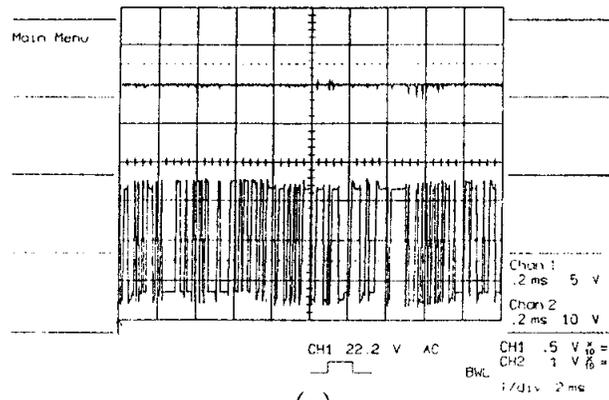


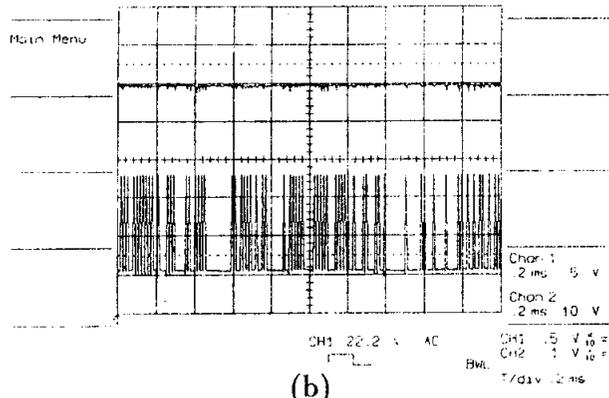
Figura 3-30: Resultados experimentales mostrando la respuesta en velocidad del motor de corriente continua.

puede observarse como los pulsos aumentan su densidad tendiendo a contrarrestar las perturbaciones.

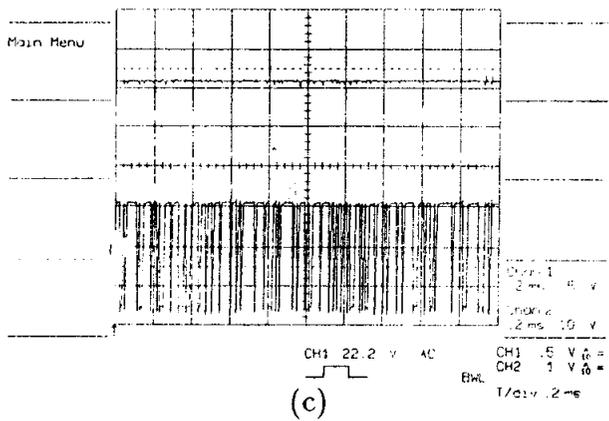
Este controlador se encuentra implementado mediante FPGA, tal como se muestra en la figura 3-32.



(a)



(b)



(c)

Figura 3-31: Resultados experimentales mostrando los pulsos estocásticos: (a) En reposo. (b) Forzando un sentido de giro. (c) Forzando sentido de giro contrario.

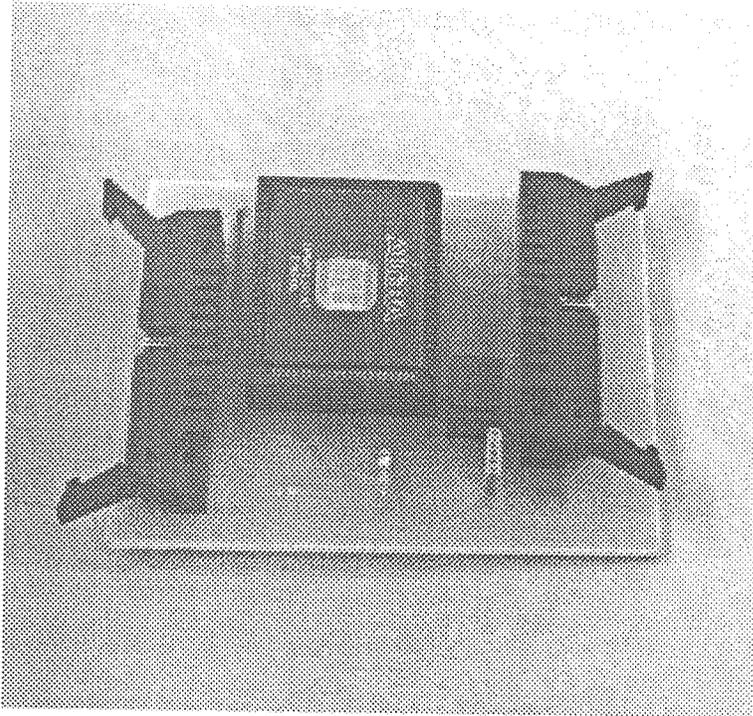


Figura 3-32: Controlador estocástico.

Capítulo 4

Aportación al Bucle de Desacoplo

En esta sección se describen las distintas alternativas que pueden tomarse para una realización del control vectorial indirecto.

El esquema general del control vectorial indirecto se describió en el capítulo I. Las técnicas de control del bucle externo (un posible método de realización del compensador) se describieron en el capítulo II. Un esquema general de lo anterior: compensador y control vectorial, se muestra de forma simplificada mediante diagrama de bloques en la figura 4-1. En éste aparecen una serie de elementos fundamentales, que son:

- Compensador.
- Estimador del ángulo de deslizamiento.
- Cambio de coordenadas.
- Cálculo de la velocidad del rotor.

Actualmente existen en el mercado DSP's capaces de realizar todas las tareas de los bloques de control vectorial, además de las propias de sintonización de la constante del rotor e interfase Hombre-Máquina con suficientes prestaciones.

Desde el punto de vista de la realización microelectrónica, cabría preguntarse qué bloques pueden y deben ser realizados de forma independiente implantados en un circuito microelectrónico. La respuesta va a depender de los siguientes factores:

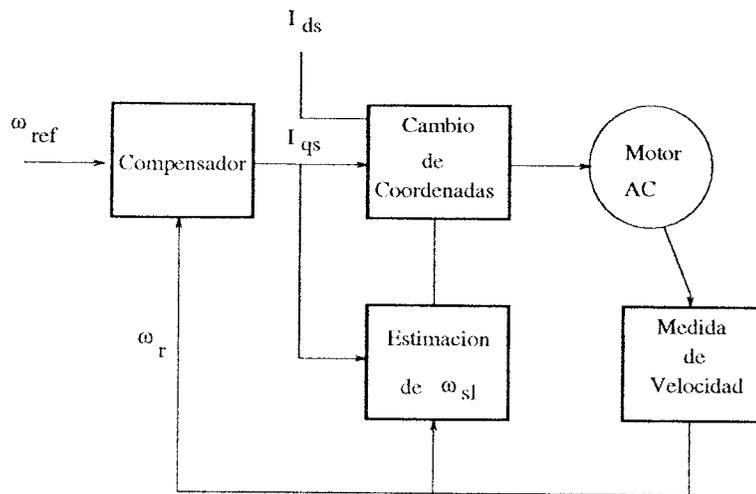


Figura 4-1: Diagrama del motor con el control vectorial indirecto.

- La potencia de cálculo de que se disponga para unas determinadas prestaciones.
- Si el sistema es repetitivo a gran escala.
- Si el elemento de control forma parte integrante de un sistema de control distribuido.
- Si se maneja gran cantidad de información paralela para comunicar distintos elementos y esto obliga a una codificación serie de la información.
- Si existen, en general, otros elementos (circuitos integrados) que justifiquen una integración total.

Desde el punto de vista de la potencia de cálculo, la realización electrónica puede hacerse necesaria cuando el sistema microprocesador está sobrecargado con tareas de cálculo y no satisface las especificaciones, por ejemplo, la frecuencia de conmutación de un sistema inversor de alta frecuencia.

Cuando el sistema se produce en cantidades masivas, es interesante, fundamentalmente por razones de costo, un diseño hecho a medida. En este caso puede optarse por integrar el DSP en el ASIC o dejar externo un microcomputador de gama baja junto al ASIC.

En cualquiera de los casos anteriores, siempre hay que disponer de una circuitería dedicada a resolver problemas de adquisición de señales, medida de velocidad y preparación de los pulsos de los interruptores de potencia. Por ello, el control completo del motor de inducción es un sistema de alto coste con una gran cantidad de elementos. Esto hace que en la actualidad sigan existiendo aún una gran cantidad de equipos industriales que incorporan el control escalar.

Este capítulo se divide en una serie de subapartados, en los cuales se trata la problemática y posibilidad de realización de cada uno de los bloques que componen un control vectorial indirecto representados en la figura 4-1.

4.1 Cambio de Coordenadas

El cambio de coordenadas se realiza tradicionalmente en el microprocesador o externamente mediante circuitería analógica.

Las ecuaciones necesarias para realizar el cambio de coordenadas síncronas a estáticas pueden ser expresadas de distinta forma. La que se utilizará en lo que sigue se describe mediante la ecuación (4.1):

$$i_a = i_q \cos\theta + i_d \sin\theta \quad (4.1)$$

$$i_b = \frac{\sqrt{3}}{2} i_q \sin\theta - \frac{1}{2} i_q \cos\theta - \frac{\sqrt{3}}{2} i_d \cos\theta - \frac{1}{2} i_d \sin\theta \quad (4.2)$$

Como puede observarse en la ecuación (4.1), para obtener el cambio de coordenadas es necesario el cálculo de senos y cosenos. En un primer paso se va a desarrollar una aproximación polinómica de las funciones senoidales para posteriormente poder reproducirlas mediante codificación estocástica. Por último se presenta la arquitectura completa que resuelve el cambio de coordenadas.

4.1.1 Aproximación Polinómica del Seno

Para la generación de la función senoidal existen varias alternativas. Una de ellas, y la más sencilla desde el punto de vista del diseño, es la utilización de una tabla. Con este método se almacenan los valores de la senoide en una memoria no volátil a la que se accede direccionando con el argumento de la función. Con

esto, puede conseguirse una gran precisión y rapidez, a costa de utilizar memorias auxiliares. Existe en la bibliografía algunas técnicas de aproximación. En [83] se hace una aproximación trapezoidal, tal como se muestra en la figura 4-2

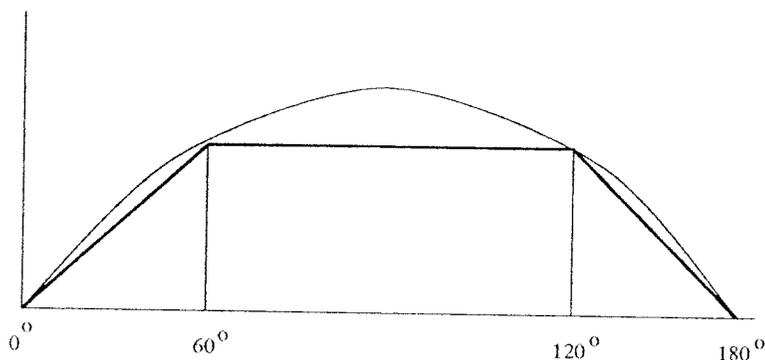


Figura 4-2: Aproximación trapezoidal de la función seno.

Una posible alternativa a las anteriores es la utilización de aproximaciones polinómicas. La aproximación más sencilla de realizar es la polinómica de segundo grado. En la figura 4-3 se muestra tal aproximación entre 0 y 2π . Lo representado corresponde a $\text{sen } x$ entre 0 y 2π y una función polinómica $4\frac{x}{\pi}(1 - \frac{x}{\pi})$ entre 0 y π y $-4\frac{x-\pi}{\pi}(1 - \frac{x-\pi}{\pi})$ entre π y 2π . El coseno se calcula a través del seno.

Para saber hasta qué punto la aproximación es aceptable conviene calcular el desarrollo de Fourier de la aproximación cuadrática. Las magnitudes de los armónicos se muestran en la tabla 4.1. Puede comprobarse que los armónicos pares y el término de continua son nulos.

Oden del Armónico	Coefficiente a_n	Coefficiente b_n
1	0	$\frac{32}{\pi^3}$
3	0	$\frac{1}{27} \frac{32}{\pi^3}$
7	0	$\frac{1}{343} \frac{32}{\pi^3}$
9	0	$\frac{1}{729} \frac{32}{\pi^3}$

Tabla 4.1: Términos del desarrollo de Fourier de la aproximación cuadrática.

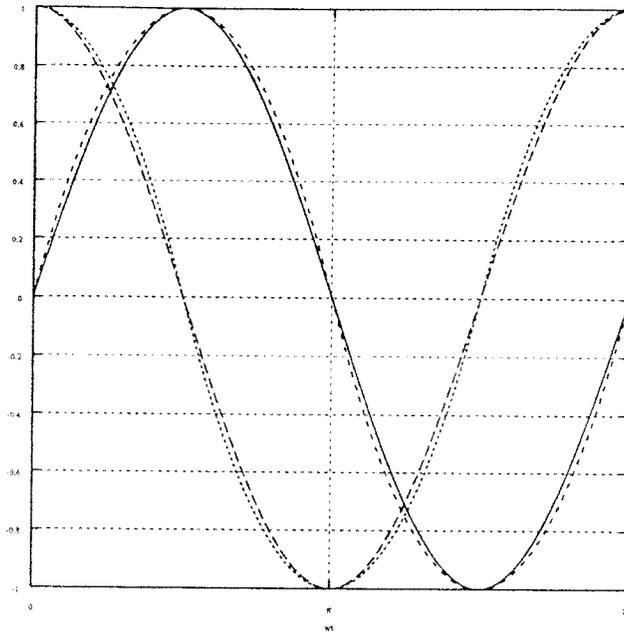


Figura 4-3: Aproximación polinómica del seno y coseno mediante la función $4x(1-x)$.

El error de la aproximación se representa en la figura 4-4. En esta se representa la diferencia $4x(1-x) - \text{seno}(\pi x)$ (el argumento está normalizado entre 0 y 1). Puesto que el máximo valor del seno es uno, esta diferencia representa el error absoluto de la aproximación. Se observa que es ligeramente superior al 5%

4.1.2 Realización estocástica de la aproximación polinómica del Seno

La aproximación polinómica de la función seno puede ser generada utilizando lógica estocástica mediante el circuito de la figura 4-5. En el circuito, a la salida del biestable "D" se genera una secuencia casi incorrelada de media x . Al invertirla se genera otra de media $1-x$ y multiplicándolas estocásticamente (tal como se indica en el Apéndice II) se genera la función $x(1-x)$ que corresponde a $\frac{1}{4}\text{seno}(x)$.

En las figuras 4-6, se representa la aproximación junto con la función seno para distinto número de iteraciones. Se comprueba que la aproximación aumenta

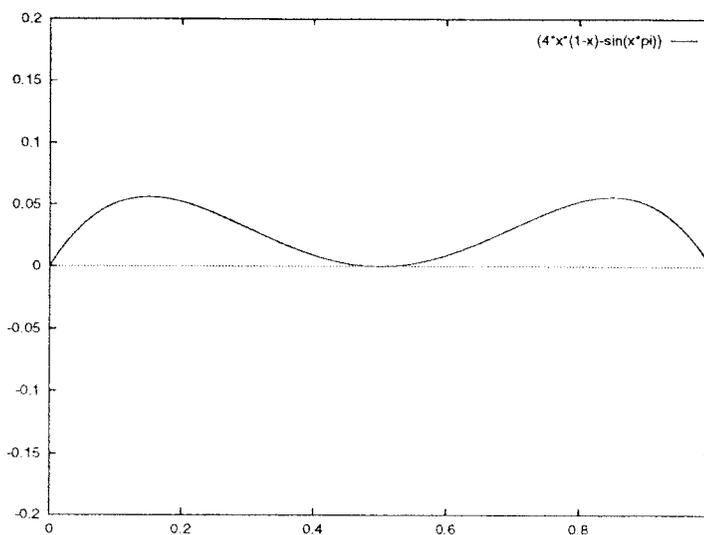


Figura 4-4: Error de la aproximación polinómica del $\text{seno}(\pi x)$ mediante la función $4x(1-x)$. El argumento está normalizado entre 0 y 1.

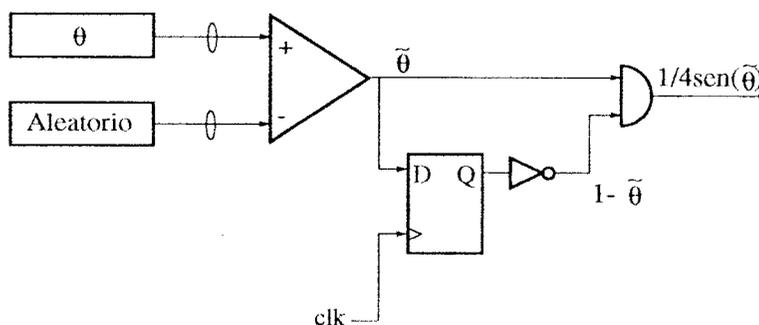


Figura 4-5: Arquitectura estocástica propuesta para la aproximación del seno generando estocásticamente la función $4x(1-x)$.

sustancialmente con el número de iteraciones.

En 4-7 se representa el error absoluto en tanto por ciento. Puede observarse que para un número de iteraciones por encima de 512 se obtienen errores absolutos generalmente dentro de la banda del 10%. Hay que hacer notar que para estos casos las imprecisiones se reparten por igual entre la aproximación polinómica y el procesado estocástico.

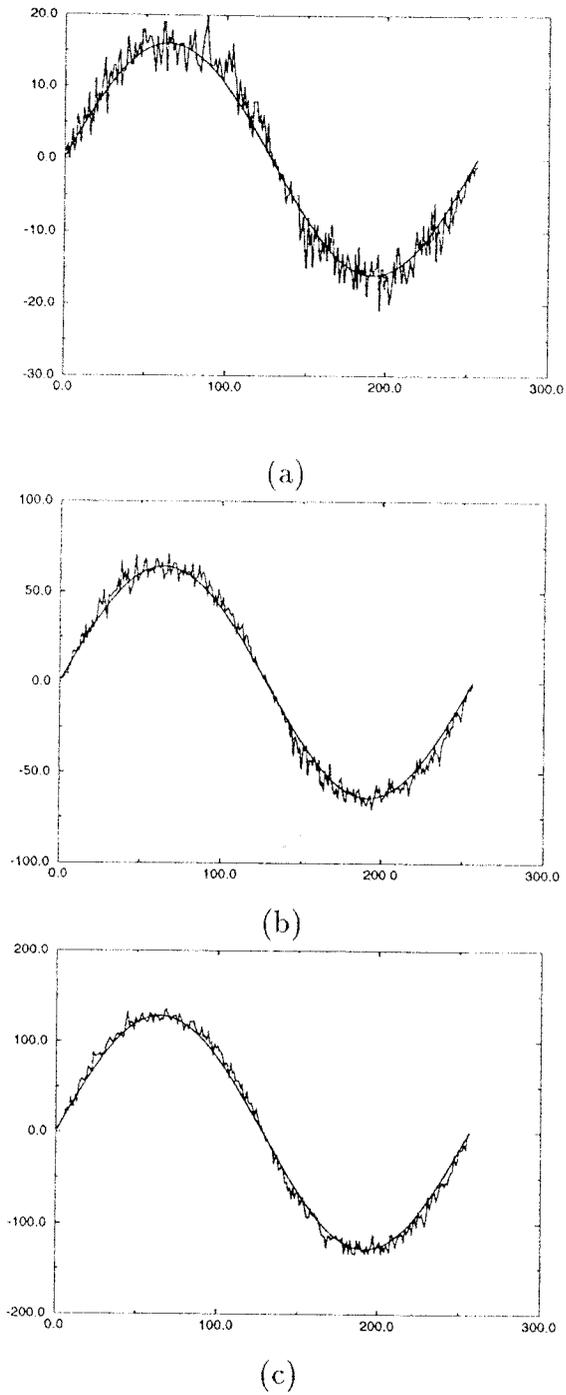
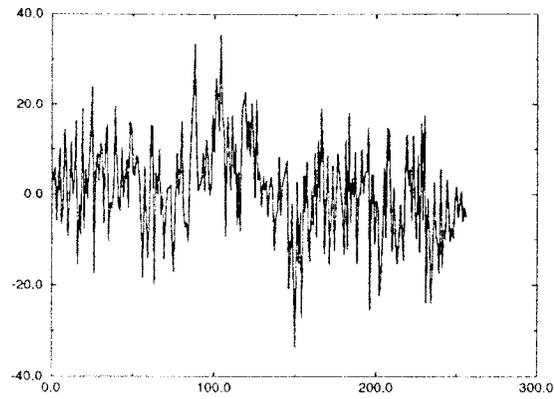
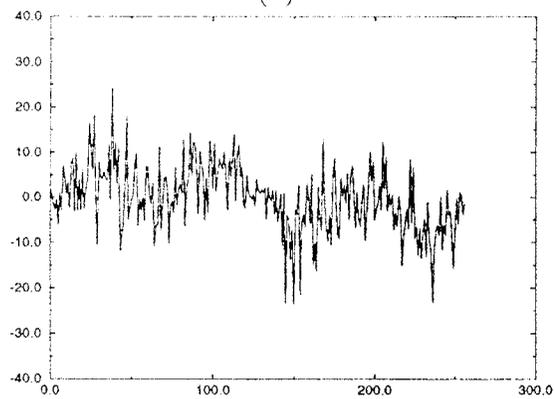


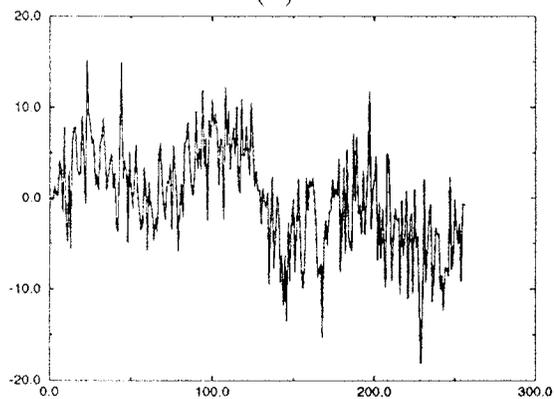
Figura 4-6: Aproximación del seno generando estocásticamente la función $4x(1-x)$ para: (a) 64, (b) 256 y (c) 512 ciclos de reloj.



(a)



(b)



(c)

Figura 4-7: Error de la aproximación del seno generando estocásticamente la función $4x(1-x)$ para: (a) 64, (b) 256 y (c) 512 ciclos de reloj.

4.1.3 Arquitectura del Circuito Propuesto

El circuito electrónico que realiza el cambio de coordenadas síncronas a estáticas se muestra en forma de bloques en las figuras 4-8 y 4-9 para la generación de i_a e i_b resolviendo las ecuaciones (4.1) y (4.2) respectivamente.

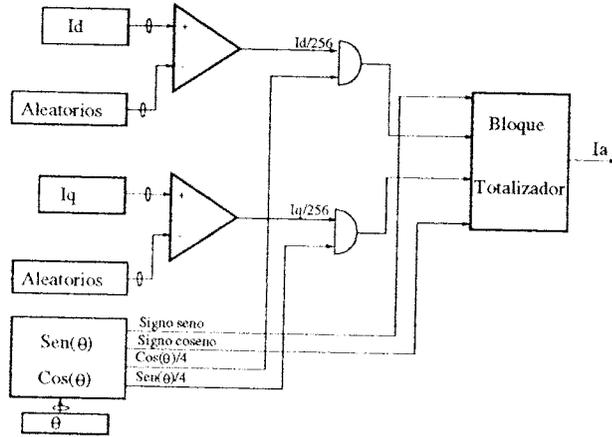


Figura 4-8: Circuito electrónico propuesto para la generación de la intensidad i_a .

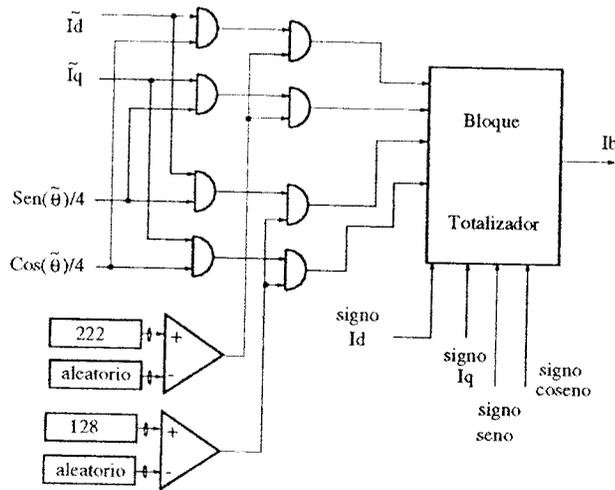


Figura 4-9: Circuito electrónico propuesto para la generación de la intensidad i_b .

La totalización se resuelve sumando las señales de entrada en el tiempo, es decir, colocando una consecutiva a la otra y dotándolas de signo, de tal manera que cuando la entrada esté a cero corresponda a una salida con media 0.5, cuando la entrada sea negativa (con valor cero en el signo y valor uno de la señal), corresponda a una salida con media cero y cuando sea positiva, a una salida con media uno. Lo anterior se resume en la figura 4-10.

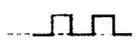
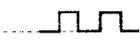
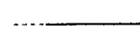
Si $I_d=0$	
Si $(I_d=1)$ y $(\text{signo}=1)$	
Si $(I_d=1)$ y $(\text{signo}=0)$	
Si $(I_q=0)$	
Si $(I_q=1)$ y $(\text{signo}=1)$	
Si $(I_q=1)$ y $(\text{signo}=0)$	

Figura 4-10: Criterio para la totalización con signo.

4.1.4 Resultados de Simulación

En la figura 4-11 se representan las intensidades i_a e i_b generadas mediante el circuito propuesto. La transformada de Fourier de una de las intensidades de fase generada mediante esta técnica y representada en la figura 4-12, revela que, a pesar de tener un ruido superpuesto, no genera componente armónica apreciable. Este ruido superpuesto es equivalente en magnitud al producido por el rizado en la intensidad real para inversores controlados en intensidad.

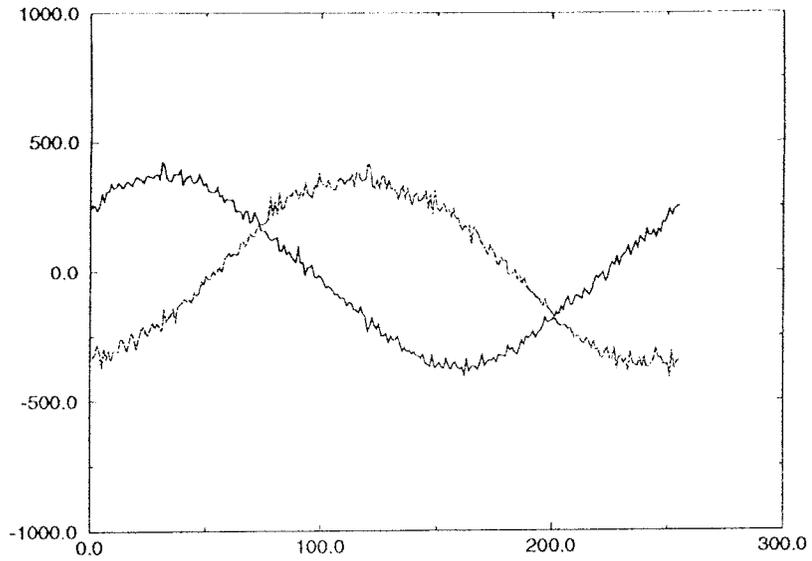


Figura 4-11: Resultados obtenidos mediante simulación de las intensidades de fase i_a e i_b generadas estocásticamente.

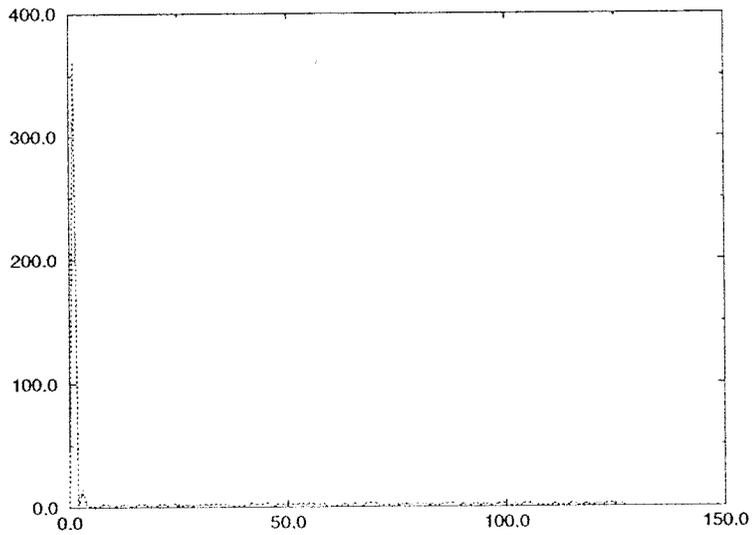


Figura 4-12: Desarrollo en serie de Fourier de la intensidad i_a generada estocásticamente.

4.2 Medida de la Velocidad

El tacómetro es y ha sido un elemento esencial en el diseño del control realimentado de velocidad para la máquina de corriente continua y alterna.

Los tacómetros analógicos (dinamos tacométricas) han sido muy usados por sus buenas prestaciones dinámicas. Sin embargo, las razones listadas a continuación recomiendan el uso de tacómetros digitales:

- Una mejor precisión.
- Para controladores digitales, la conversión A/D es evitada.
- Al no tener escobillas, no requiere mantenimiento.
- Alta inmunidad al ruido, con lo cual no se requiere filtrado.

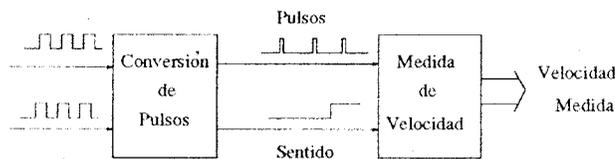


Figura 4-13: Tacómetro digital.

El circuito electrónico de un tacómetro digital se compone de las dos partes siguientes: la conversión de los trenes de pulsos desfasados a pulsos sencillos y sentido de velocidad, y el bloque de medida de velocidad (fig. 4-13). La interfase de adaptación de pulsos se puede realizar con una lógica sencilla. En las referencias [104]–[105] se describe e implementa con circuitería sencilla el primer bloque. Los métodos de medida de velocidad son descritos en [106]–[108]. La velocidad se mide mediante un tren de pulsos proveniente de los dos sensores, el cual tiene m marcas equidistantes en la circunferencia. Dos métodos son empleados generalmente para medir la velocidad: contar los pulsos durante un periodo de tiempo y medida del tiempo entre pulso y pulso. Otros métodos más avanzados (incluyendo observadores) y de compleja realización mediante electrónica discreta son descritos en [106] y no serán considerados aquí.

- *Contaje de pulsos.* En un tiempo T_c , m pulsos provenientes del sensor son contados. Si C_m es el número de pulsos en el contador al final de un periodo, entonces

$$w_{est} = \frac{2\pi C_m}{m T_c} \quad (4.3)$$

El error relativo de la medida es:

$$\left| \frac{\Delta w}{w} \right| = \frac{2\pi}{m T_c} \frac{1}{w} \Delta C_m \quad (4.4)$$

- *Medida del tiempo entre pulsos.* Un contador comienza a contar con un flanco de subida de un pulso del encoder y es parado por un flanco del siguiente pulso. Si f_b es la frecuencia con la que el contador cuenta, y C_b es el valor final, entonces

$$w_{est} = \frac{2\pi f_b}{m C_b} \quad (4.5)$$

El error relativo de la medida es

$$\left| \frac{\Delta w}{w} \right| = \frac{\Delta C_b}{\Delta C_b + \frac{2\pi f_b}{mw}} \simeq \frac{mw}{2\pi f_b} \Delta C_b \quad (4.6)$$

Generalmente, se mide el tiempo entre más de un pulso para minimizar errores de tolerancia mecánica.

El análisis de estos dos métodos nos lleva a las siguientes conclusiones: el método de contaje de pulsos es adecuado para media y alta velocidad, y en baja velocidad el error relativo se incrementa sustancialmente. Por otra parte, el método de medida de tiempo entre dos o más pulsos es muy preciso a baja velocidad a costa de una peor respuesta dinámica y baja precisión a velocidades altas.

En [107], se propone el llamado *método de retardo constante*. En esencia, éste mide el tiempo entre k pulsos sucesivos, y ajusta dinámicamente el valor de k para obtener un tiempo de respuesta aproximadamente constante. Este método fue implementado sobre microprocesador.

El doctorando propone un nuevo método que permite una buena precisión en un alto rango de velocidad sin sacrificar la respuesta dinámica. El circuito se implementa usando una FPGA y una EPROM. A continuación se describe en detalle dicho circuito.

4.2.1 Realización Electrónica

Aquí se propone un nuevo método que combina lo mejor de los dos métodos discutidos anteriormente. En el rango de alta velocidad, el método propuesto cuenta los pulsos provenientes del sensor con un tiempo fijo. A baja velocidad, mide tiempos entre k pulsos sucesivos. Este número de pulsos k es ajustado dinámicamente para mantener la precisión en un cierto margen preservando el tiempo de respuesta.

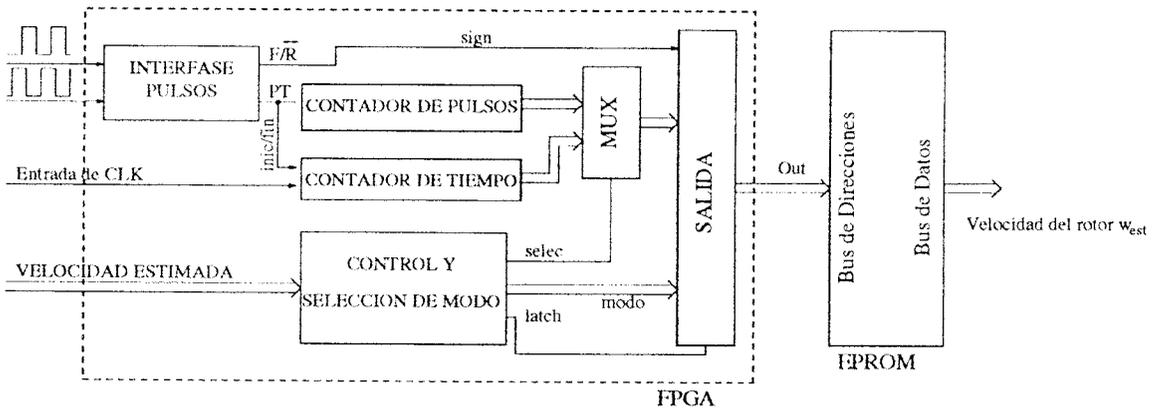


Figura 4-14: Diagrama de bloques del circuito propuesto para la medida de velocidad.

El diagrama de bloques del circuito se muestra en la figura 4-14. Un bloque de decisión examina la velocidad y determina qué método será el usado en el siguiente período.

El valor de k es automáticamente seleccionado de un conjunto de valores discretos. El contenido del contador de tiempo es almacenado y utilizado para direccionar una memoria no volátil (EPROM). Un código indicando qué método se está utilizando sirve para paginar la memoria.

La figura 4-15 muestra la fotografía del sistema. Además de FPGA y EPROM, el circuito está dotado de circuitos adicionales para generación de reloj, y convertidor D/A que permite probar el funcionamiento del circuito fácilmente.

Para comprobar experimentalmente el funcionamiento del circuito se utiliza un motor DC con excitación independiente, que además puede servir como dinamo tacométrica y que lleva acoplado en el eje un sensor de pulsos de $m = 290$ pulsos

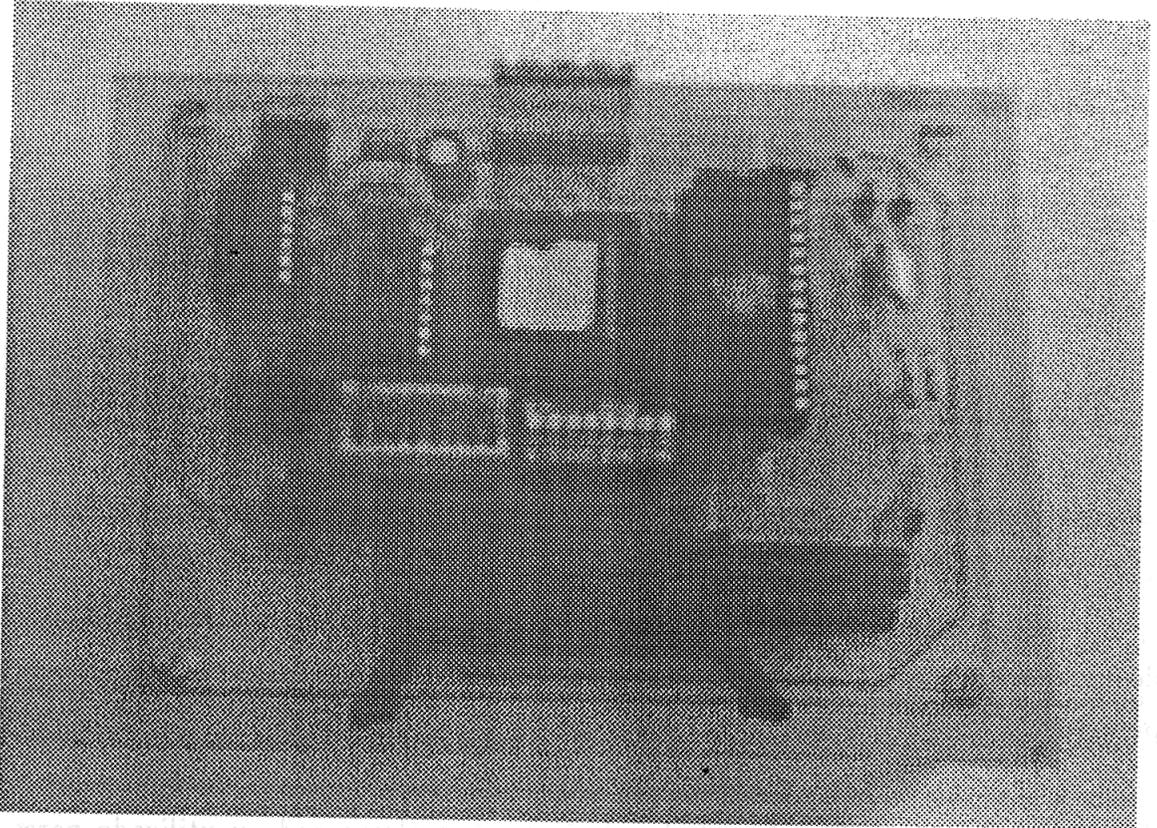


Figura 4-15: Fotografía del sistema de medida de velocidad realizado.

por revolución. Para nuestra aplicación, el método de cuenta de pulsos se selecciona para velocidades por encima de 192 rad/s . El método de tiempo entre pulsos se selecciona para rangos de velocidad según la tabla 4.2:

Rango de velocidad en rad/s	Método	k	Página de la ROM
> 192	Contaje de pulsos	0	-
96 to 192	Tiempo medido entre k pulsos	32	1
48 to 96	Tiempo medido entre k pulsos	16	2
24 to 48	Tiempo medido entre k pulsos	8	3
8 to 24	Tiempo medido entre k pulsos	4	4
0 to 8	Tiempo medido entre k pulsos	2	5

Tabla 4.2: Método empleado para distintas velocidades.

La figura 4-16a muestra la precisión de la medida de velocidad. Se observa que el error relativo es siempre menor que el 2%. La figura 4-16b muestra que el tiempo de cálculo es inferior a $16mS$.

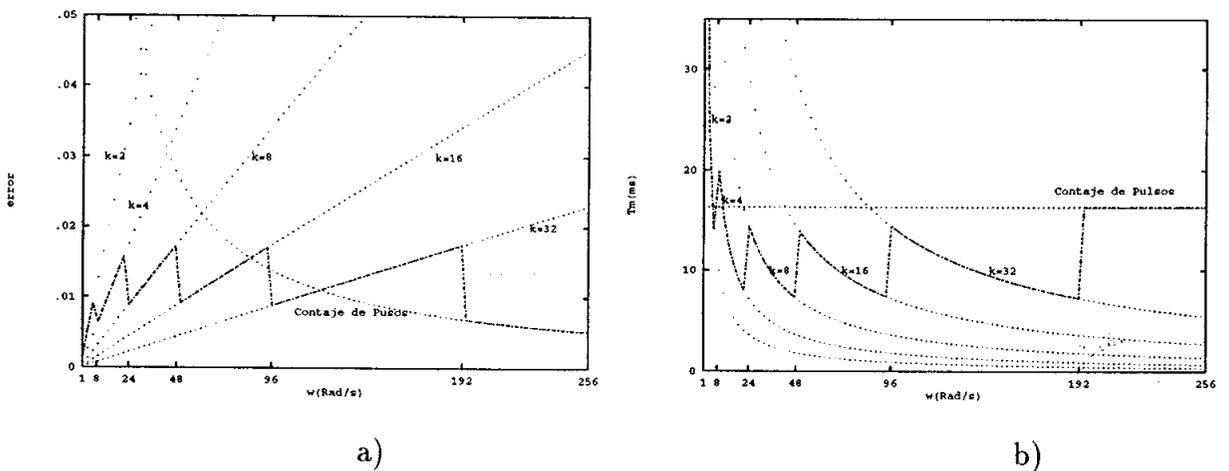


Figura 4-16: a) Precisión relativa. b) Tiempo de muestreo.

El circuito medidor de velocidad ha sido realizado y ensayado en el laboratorio para probar su eficiencia.

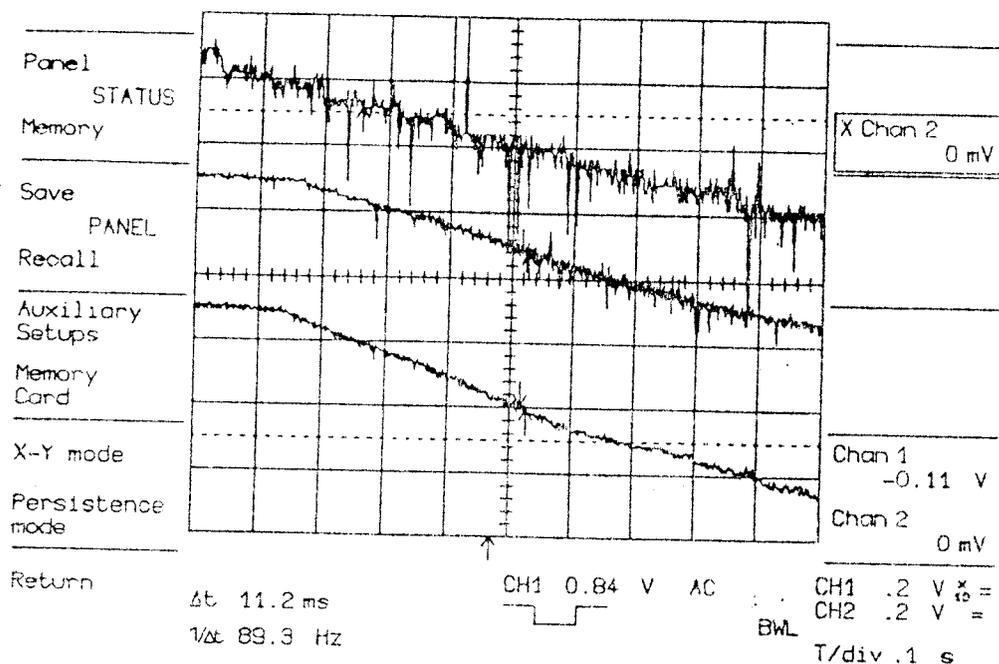


Figura 4-17: Resultados experimentales mostrando la respuesta en velocidad del circuito de medida de velocidad.

En la figura 4-17 se muestra la respuesta dinámica del circuito propuesto para la medida de la velocidad. El motor funciona como tacómetro. La curva superior representa una ampliación de la curva intermedia. La curva intermedia es la obtenida digitalmente una vez convertida a analógica (de ahí el ruido superpuesto en la medida), y la inferior es la medida en bornas del motor proporcional a la velocidad real. En la curva superior puede observarse un escalonamiento debido al tiempo de muestreo y como éste permanece casi constante.

Capítulo 5

Conclusiones y Futuras Lineas de Investigación

5.1 Conclusiones

Para finalizar, pueden extraerse del desarrollo de esta tesis doctoral las siguientes conclusiones:

1. Se ha realizado una recopilación bibliográfica para poder abordar la problemática del control vectorial indirecto.
2. Se han aplicado técnicas de control borroso a la máquina de corriente alterna probando la eficiencia respecto a la robustez ante variaciones externas e internas de este tipo de controladores. Para ello, se ha diseñado una estrategia de generación heurística de reglas que ha servido de punto de partida para diseñar controladores borrosos. En esta primera fase se han mostrado, a modo de ejemplo, los resultados obtenidos mediante simulación. Estos resultados han motivado al autor para la realización de un sistema real donde probar experimentalmente dichos resultados.
3. Se ha profundizado en la generación de reglas mediante las expresiones analíticas de la superficie generada aplicando lógica borrosa. Se ha propuesto un método directo de aprendizaje para reproducir cualquier superficie de control mediante

un controlador borroso.

4. Se ha montado un sistema para ensayos de laboratorio intentándose en todo momento cubrir todas las necesidades desde el punto de vista de la experimentación. Por tanto: se ha montado un inversor trifásico de 6Kw (sobredimensionado para este motor con idea de futura aplicación a motores de mayor potencia), se ha realizado un circuito de control de las intensidades del estator, se han realizado circuitos de adaptación de medidas, se han realizado programas de control de distintas características (borroso, PI, tensión frecuencia, vectorial, etc) y programas de adquisición de datos. Además se han realizado programas de simulación del motor de inducción junto con los distintos controladores.
5. Gracias al esfuerzo realizado con el sistema real anteriormente mencionado se demostrado experimentalmente las ventajas que de la utilización de este tipo de controladores se habían predicho.
6. Se ha propuesto y probado experimentalmente una arquitectura basada en lógica estocástica para el control de velocidad (controlador PI). El sistema propuesto puede realizar el control no sólo de velocidad, sino de cualquier otra variable que se desee. Para este diseño se han tenido fundamentalmente en cuenta razones de costo para llegar a la máxima escala de integración. Se ha obtenido, por tanto, un tipo especial de compensadores que encuentran su principal aplicación en sistemas de control distribuido donde una unidad central puede mandar las consignas de forma estocástica.
7. Se ha propuesto una alternativa de realización electrónica para desacoplar las ecuaciones en el control vectorial. De esta manera, se han propuesto aproximaciones polinómicas para realizar las funciones trigonométricas utilizando lógica estocástica.
8. Para la lectura de velocidad, se ha desarrollado y probado experimentalmente un nuevo circuito que sintetiza las ventajas de los distintos métodos de medida digital de velocidad.

9. Los resultados de esta tesis van a tener una directa aplicación industrial ya que actualmente se ha obtenido una subvención por parte de la acción especial GAME del proyecto europeo ESPRIT para la realización de un proyecto de colaboración con una empresa española. Dicho proyecto tiene como objetivo la realización de un circuito microelectrónico que incorpora control vectorial indirecto y control borroso del motor de inducción.

5.2 Futuras Lineas de Investigación

A continuación se listan algunos temas de interés que pueden derivarse del esta tesis doctoral.

1. Modelado Borroso y Estudio de Estabilidad

El modelado borroso, desde la perspectiva de Sugeno [62], es una de las aplicaciones más interesantes que pueden realizarse sobre el motor de inducción. Como primera lectura, una introducción a la técnica empleada para tal fin puede encontrarse en [71] (paginas 186–195). Allí también se aborda el estudio de la estabilidad local y global del sistema junto con el controlador. La idea consiste en linealizar el modelo del motor según un conjunto de reglas que definen la validez de submodelos lineales en distintas regiones del espacio de estados. La elección de las reglas deberá ser de tal forma que el sistema borroso global aproxime con suficiente precisión al sistema real.

2. Controladores Adaptativos Neuronales y Borrosos

A lo largo del desarrollo de esta tesis, el autor ha recopilado una extensa relación de publicaciones de control adaptativo. Este tipo de controladores es el más susceptible de ser aplicado al motor de inducción por ser éste un sistema cuyos parámetros cambian con el tiempo de forma apreciable haciendo que varíen las prestaciones del sistema. La línea de investigación en este campo puede ir orientada a controladores adaptativos de tipo neuronal y borroso. Una pri-

mera aproximación puede ser la utilización de controladores autosintonizables, que, por ejemplo, para el caso de borrosos las reglas puedan ser cambiantes en función de unos índices de comportamiento global.

3. Desacoplo Borroso o Neuronal

El desacoplo en las ecuaciones puede ser entendido como una función no lineal que se introduce para linealizar el sistema. La expresión en forma genérica es una función no lineal de los flujos y de las intensidades del estator en los ejes móviles eléctricos (componentes de par y flujo) que puede ser aproximada mediante técnicas borrosas o neuronales.

4. Otras Arquitecturas Basadas en Lógica Estocástica

Las dos aplicaciones de este tipo de circuitos desarrolladas en la tesis pueden abrir un camino de investigación mediante el cual se puedan sintetizar otros tipos de procesadores digitales de señal basados en lógica estocástica de los que se listan algunos ejemplos:

- Medidor de par basado en lógica estocástica. La ecuación que se utiliza para calcular el par es no lineal. Consiste en la suma de los productos cruzados de las componentes de intensidad y flujo que puede ser calculado mediante lógica estocástica.
- Arquitectura borrosa totalmente estocástica. En este tipo de controladores borrosos se está trabajando actualmente por parte de compañeros del Grupo de Tecnología Electrónica [101]. La idea que se propone como futura línea de investigación es realizar estocásticamente (mediante puertas “AND”) la conjunción “producto algebraico” como operador triangular normal y mediante puertas “OR” la disjunción “suma algebraica” como operación co-normal. Las funciones de pertenencia pueden realizarse estocásticamente mediante aproximación polinómica.

- Controladores digitales lineales, adaptativos, predictivos, etc. Con las técnicas de lógica estocástica se pueden sintetizar un sinnúmero de tipos de controladores debido a que pueden realizarse operaciones lineales de sumas y productos de forma sencilla. El funcionamiento para un caso particular (PI) está probado en esta tesis, lo cual avala la posibilidad de esta línea de investigación.
- Filtros digitales. Lo apuntado anteriormente es también aplicable a la resolución electrónica de filtros digitales.

Bibliografía

- [1] K. Hasse, “Zur Dynamik drehzahl geregelter Antriebe mit Stromrichter gespeisten Asynchronkurzschlusslaufermotoren Dissertation” *T. H. Darmstadt*, 1969.
- [2] F. Blaschke, “The Principle of Field Orientation as Applied to the New TRANSCVEKTOR Close-Loop Control System for Rotating-Field Machines”, *Siemens Z.*, Vol. 45, pp 757–760, 1971.
- [3] W. Leonard. *Control of electrical drives*, Berlin, Heidelberg, New York, Tokyo: Springer-Verlag 1985.
- [4] A. K. Bose, *Power Electronic and AC Drives*, Prentice-Hall Englewood Cliffs, N. J., 1987.
- [5] W. Leonhard, “Adjustable Speed AC Drives”, *Proceedings of the IEEE. Special Issue on Power Electronics*, Apr. 1988.
- [6] B.K. Bose, “Technology Trends in Microcomputer Control of Electrical Machines”, *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, February 1988.
- [7] P. J. C. Branco, “A Didactic Explanation of Field Oriented Systems Sensitivity”, *The European Power Electronics Assotiation*, pp 408–412, EPE-1993.

Control Vectorial. Modelado

- [8] Jan A. A. Melkebeek, Donald Novotny, "The Influence of Saturation on Induction Machine Drive Dynamics" *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. IA-19, No. 5, Sep-Oct 1983.
- [9] Thomas A. Lipo, Alfio Consoli, "Modeling and Simulation of Induction Motors with Saturable Leakage Reactances" *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. IA-20, No. 1, Jan-Feb 1984.
- [10] Russel J. Kerman, "Steady-State and Transient Analyses of an Induction Machine with Saturation of the Magnetizing Branch" *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. IA-21, No. 1, Jan-Feb 1985.
- [11] Gordon R. Slemon, "Modeling of induction Machines for Electric Drives" *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 25, No. 6, Nov-Dec 1989.
- [12] J. O. Ojo, Alfio Consoli Thomas A. Lipo, "An Improved Model of Saturated Induction Machines" *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 26, No. 2, Mar-Apr 1990.

Control Vectorial. Estimación de Parametros

- [13] Toshiyuki Irisa, Sigeo Takata, Ryuzou Ueda, Toshikatsu Sonoda. "Reliability of Induction Machines for High Performance Based on Parametes Characteristics" *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. IA-21, No. 2, Mar-Apr 1985.
- [14] Takayoshi Matsuo Thomas A. Lipo, "A Rotor Parameter Identification Scheme for Vector-Controller Induction Motor Drives" *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. IA-21, No. 4, May-Jun 1985.
- [15] Friedrich Loeser, Philipp K. Sattler, "Identification and Compensation of the rotor Temperature of AC Drives by an Observer" *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. IA-21, No. 6, Nov-Dec 1985.
- [16] R. Krishnan and A. S. Bharadwadj, "A Review of Parameter Sensitivity and Adaptation in Indirect Vector Controlled Induction Motor Drive Systems". *IEEE PESC'90*, Cambridge, Massachusetts (USA) 1990, pp. 560-565.
- [17] Ashwin M. Khambadkone and Joachim Holtz, "Vector Controlled Induction Motor Drive with a Self-Commissioning Scheme" *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 38, No. 5, Oct 1991.
- [18] Joachim Holtz, Thomas thimm, "Identification of the Machine Parameters in a Vector-Controlled Induction Motor Drive" *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 27, No. 6, Nov-Dec 1991.
- [19] David J. Atkinson, Paul P. Acarnley, and John W. Finch, "Observers for Induction Motor State and Paramenter Estimation" *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 27, No. 6, Nov-Dec 1991.
- [20] Piotr J. Chrzan and Piotr Kurzynski, "A Rotor Time Constant Evaluation for Vector-Controlled Induction Motor Drives" *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 39, No. 5, Oct 1992.

- [21] R. Nilsen, M. P. Kazmierkowski, "New Reduced-Order Observer with Parameter Adaptation for Flux Estimation in Induction Motors" *PESC'92*, Toledo (España) 1992, pp 245-252.
- [22] E. Von Westerholt, M. Pietrzak-David, B. de Fornel, "Extended State Estimation of Nonlinear Modeled Induction Machines" *PESC'92*, Toledo (España) 1992, pp 272-278.
- [23] X. Roboam, B. Dagues, J.C. Hapiot, J. Faucher, "Elaboration of Simulation Software by Sotie Method Valization of Flux Observer for Induction Motor" *PESC'92*, Toledo (España) 1992, pp 659-994.
- [24] Li-Cheng Zai, Christopher L. DeMarco, Thomas A. Lipo, "An Extended Kalman Filter Approach to Rotor Time Constant Measurement in PWM Induction Motor Drives" *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 28, No. 1, Jan-Feb 1992.

Control Lineal

- [25] H. Kwakernaak, R. Sivan *Linear Control System*, Wiley-Interscience, 1972.
- [26] J. C. Doyle, "Guaranteed Margins for LQG Regulators", *IEEE Transactions on Automatic Control*, VOL. AC-23, NO. 4, pp 756-757, 1978.
- [27] J.C. Doyle, G. Stein, "Robustness with Observers", *IEEE Transactions on Automatic Control*, VOL. AC-24, NO. 4, pp. 607-611, 1979.
- [28] K.J.Amstrom, B.Wittermark. *Computer Controlled Systems*. Englewood Cliffs, NJ: Prentice Hall, 1984.
- [29] F. Gordillo, F.R. Rubio "Self-tuning Controller with LQGLTR Structure", *European Control Conference (ECC 91)*, pp. 2159-2163.
- [30] Yau-Tze Kao and Chang-Huan Liu, "Analysis and Design of Microprocessor-Based Vector-Controlled Induction Motor Drives" *IEEE Trans. on Industry Applications*, vol. 39, no. 1, pp. 46-54, February 1992.

Control Modo Deslizante

- [31] S. V. Emelyanov, *Variable Structure Systems*. Moscou: Nauka (En Ruso), 1967.
- [32] Y. Itkis, *Control Systems of Variable Structure*. New York: Wiley, 1976.
- [33] V. A. Utkin, *Sliding Modes and Their Application in Variable Structure Systems*. Moscow: Mir, 1978.
- [34] F. Harashima, H. Hashimoto and S. Kondo. "Mosfet conveter-fed position servo system with sliding mode control". *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, IE-32, no.3, 1985.
- [35] B. K. Bose, "Sliding Mode Control of Induction Motor", *Conf Rec. IEEE/IAS Annu. Meet.*, pp 479-486, 1985
- [36] Asif Sabanovic y Faruk Bilalovic, "Sliding Mode Control of AC Drives", *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 25, No. 1, Jan-Feb 1989.
- [37] J. Zhang y T. H. Barton, "A Fast Variable Structure Current Controller for an Induction Machine Drive", *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 25, No. 1, Jan-Feb 1989.
- [38] Fu-Juay Chang, Hisiang-Ju Liao, Shy Shyang Chang, "Position Control of dc Motor via Variables Structure Dystems: A Chattering Alleviation Approach", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 37, No. 6, Dec 1990.
- [39] Zarco Cucej, Joze Mohorco, Peter Planisic, Karel Jezernik y Dalí Donlagic, "Vector control Method in Sliding Mode Control of an AC Motor ", *PESC'92*, Toledo (España) 1992, pp 253-258.
- [40] V. Utkin, "Sliding Mode Control Design Principles and Applications to Electric Drives", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 40, No. 1, Feb 1993.
- [41] A Novel Sliding Mode Control Method for Induction Motor Drives", *IAS-93 Annual Meeting*, pp 739-745, Toronto 1993

- [42] Hideki Hashimoto, Yoji Ishikawa and Fumio Harashima, "Application of Sliding Mode Control Using Reduced Order Model in Induction Motor", *PESC'92*, Toledo (España) 1992, pp 259-264.
- [43] John Y. Hung, Weibing Gao, James C. Hung, "Variable Structure Control: A Survey", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 40, No. 1, Feb 1993.
- [44] Weibing Gao, James Hung, "Variable Structure Control of Nonlinear Systems: A New Approach", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 40, No. 1, Feb 1993.

Control Adaptativo

- [45] Hidehiko Sugimoto, Shinzo Tamai, "Secondary Resistance Identification of an Induction-Motor Applied Model Reference Adaptive System and Its Characteristic" *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. IA-23, No. 2, Mar-Apr 1987.
- [46] Chang-Ming Liaw, Ching-Tsai Pan, Yin-Chan Chen, "Design and Implementation of an Adaptive Controller for Current-Fed Induction Motor", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 35, No. 3, Aug 1988.
- [47] Robert D. Lorenz, Donald Lawson, "A Simplified Approach to Continuous On-Line Tuning of Field-Oriented Induction Machine Drives", *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 26, No. 3, May-Jun 1990.
- [48] Ying-Yu Tzou, Hsiang-Jui Wu, "Multimicroprocessor-Based Robust Control of an AC Induction Servo Motor", *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 26, No. 3, May-Jun 1990.
- [49] Louis A. Dessaint, Bernard J. Herbert, Hoang Le-Huy, Gianni Cavuoti, "A DSP-Based Adaptive Controller for a Smooth Positioning System", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 37, No. 5, Oct 1990.
- [50] Timothy M. Rowan, Russel J. Kerkman, David Leggate, "A simple On-Line Adaption for Indirect Field Orientation of an Induction Machine", *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 27, No. 4, Jul-Aug 1991.
- [51] Russel J. Kerkman, Timothy M. Rowan, David Leggate "Indirect Field-Oriented Control of an Induction Motor in the Field-Weakening Region", *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 28, No. 4, Jul-Aug 1992.
- [52] Åström, *Control Adaptativo* Paraninfo 1988.

Control Neuronal

- [53] K. Narendra and Parthasarathy, "Identification and Control of Dynamical Systems", *IEEE Transactions on Neural Networks*. VOL. 1, NO. 1, 4-27, 1990.
- [54] Quero, J.M. and Camacho, E.F., "Neural Generalized Predictive Self-Tuning Controllers", *IEEE International Conference on Systems Engineering*., pp 160-163, 1990.
- [55] Rumelhart, D. and McClelland, J. *Parallel Distributed Processing*., MIT press, 1986.
- [56] J.M. Quero. *Redes de Neuronas: Análisis y Simulación Mediante Arquitectura Multiprocesador*. Tesis Doctoral. E.T.S. Ingenieros Industriales de Sevilla. Noviembre 1990.
- [57] Michael T. Wishart, Ronald G. Harley, "Identification and Control of Induction Machines using Artificial Neural Networks" *IAS-93 Annual Meeting*, pp 703-709, Toronto 1993
- [58] B. Lin y R. G. Hoft, "Power electronic Inverter Control with Neural Networks", *Proceedings of APEC San Diego*, Mar 1993.

Control Borroso

- [59] L.A.Zadeh, "Fuzzy sets". *Inform. Contr.*, vol. 8, pp. 338–353, 1965.
- [60] P. J. Macvicar-Whelan, " Fuzzy sets for Man–Machine interaction", *Int. J. Man–Mach. Studies*, Vol. 8, pp. 687–697, 1976.
- [61] E.H.Mamdani Ed., *Fuzzy Reasoning and its Applications*. New York, Academic, 1981.
- [62] T. Takagi y M. Sugeno, "Fuzzy Identification of Systems and Its Applications to Modeling and Control", *IEEE Trans. on System Man and Cybernetics*, Vol. 15, N0 1, Jan–Feb 1985.
- [63] A.Ollero, A.García Cerezo. "Direct digital control, Autotuning and Supervision using Fuzzy Logic". *Fuzzy Sets and Systems*, vol. 30, pp. 135–153.
- [64] Y.F.Li, C.C.Lau. "Development of fuzzy algorithms for servo systems". *IEEE Control Systems Magazine*, vol. 3, April 1989, pp. 65–72.
- [65] S.Tzafestas and N.P.Papanikolopoulos. "Incremental Fuzzy Expert PID Control". *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, vol.37, 1990, pp. 365–371.
- [66] Chuen Chien Lee, "Fuzzy Logic in Control Systems: Fuzzy Logic Controller–Part I", *IEEE Trans. on System Man and Cybernetics*, Vol. 20, N0 2, Mar–Apr 1990.
- [67] Chuen Chien Lee, "Fuzzy Logic in Control Systems: Fuzzy Logic Controller–Part II", *IEEE Trans. on System Man and Cybernetics*, Vol. 20, N0 2, Mar–Apr 1990.
- [68] L.–X. Wang, J. M. Mendel, "Fuzzy Basis Functions, Universal Approximation, and Orthogonal Least–Squares Algorithm.
- [69] B.Kosko. *Neural Networks and Fuzzy Systems*. Prentice–Hall, 1992.

- [70] Atsushi Ishigame, Tadashi Furukawa, Shinji Kawamoto, Tsuneo Taniguchi, "Sliding Mode Controller Design Based on Fuzzy Inference for Nolinear Systems", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 40, No. 1, Feb 1993.
- [71] D. Driankov, H. Hellendoorn, M. Reintrank, *An Introduction to Fuzzy Control*, Springer-Verlag Berlin Heidelberg 1993.

Control Borroso Aplicado al Motor de Inducción

- [72] I. Miki, "Vector Control of Induction Motor with Fuzzy PI Controller", *Proceedings of IAS*, pp. 1292–1298, Vol. 7, No 3, 1991.
- [73] Y.Izuno, R.Takeda and M.Nakaoka, "New Fuzzy Reasoning-Based High-Performance Speed/Position Servo Control Schemes Incorporating Ultrasonic Motor". *IEEE Trans. on Industry Applications*, vol. 28, no. 3, 1992, pp. 613–618.
- [74] M.Seong-Sik, L.Kyu-Chan, S.Jhong-Whan and C.Kyu-Bock. "A Fuzzy Current Controller for Field-Oriented Controlled Induction Machine by Fuzzy Rule". *Proc. of IEEE PESC'92*, Toledo (España) 1992, pp. 265–270.
- [75] A.Suyitno, J.Fujikawa, H.Kobayashi, Y.Dote. "Variable-Structured Robust Controller by Fuzzy Logic for Servomotors". *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, vol. 40, No. 1, Feb. 1993, pp. 80–88.
- [76] Toshiaki Kudor, Kazufumi Ishihara, Haruo Naitoh, "Self-Commissioning for Vector Controlled Induction Motors", *IAS-93 Annual Meeting*, pp 528-535, Toronto 1993
- [77] Sayeed A. Mir, Donald S. Zinger, Malik E. Elbuluk, "Fuzzy Implementation of Self Control of Induction Machines" *IAS-93 Annual Meeting*, pp 710-717, Toronto 1993
- [78] Ichiro Miki, Tatsuo Kumano, Tetsuo Yamada, "Auto-Tuning Method Based on Fuzzy Reasoning for Speed Controller in Vector-Controlled Induction Motor Drives", *IAS-93 Annual Meeting*, pp 718-727, Toronto 1993
- [79] E. Galván, A. Torralba, F. Barrero, M. A. Aguirre, L. G. Franquelo, "Fuzzy-Logic based Control of an Induction Motor", *IFCA Technical Session*, App. to Real Systems, N. 12, Terrasa 1993.

- [80] E. Galván, F. Barrero, M. A. Aguirre, A. Torralba, L. G. Franquelo, “A Robust Speed Control of AC Motor Drives based on Fuzzy Reasoning”, *IAS-93 Annual Meeting*, pp 2055–2058, Toronto 1993.
- [81] Amin Suyitno, J. Fujikawa, H. Kobayashi, Yasuhiko Dote, “ Variable-Structured Robust Controller by Fuzzy Logic for Servomotors”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 40, No. 1, Feb 1993.
- [82] B. Lin y R. G. Hoft, “Real Time Digital Control of PWM Inverter With Fuzzy Logic Compensator for Nonlinear Loads”, *Proceedings of IAS*, (Aceptado para su presentación).

Realización Electrónica

- [83] Marlen Varnovitsky, "A Microcomputer-Based Control Signal Generator for a Three-Phase Switching Power Inverter", *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. IA-19, No. 2, Mar-Apr 1983.
- [84] E. Kiel, W. Schumacher, R. Gabriel, "PWM Gate Array for AC Drives", *EPE Conf. Rec.*, 1987, Grenoble (France), pp.653-468.
- [85] *Hanning L5A0252 User's Manual*, 1987.
- [86] Jeffrey G. Mansmann, Eric J. Wildi, John P. Walden, Kenji Fujino, Yoshi Hasegawa, "ASIC like HVIC for Interfacing to a Half-Bridge based Power Circuits", *PESC'88*, Kyoto (Japón) 1988, pp 1319-1324.
- [87] T. Henke, U. Rathert, R. Lessmeier, R. Gabriel, "High Dynamic Control of AC Induction Motor Drives Improved by ASIC", *EPE Conf. Rec.*, 1989, Aachen (Alemania), pp.515-519.
- [88] Marian P. Kazmierkowski, Waldemar Sulkowski, "A Novel Vector Control Scheme for Transistor PWM Inverter-Fed Induction Motor Drive", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 38, No. 1, Feb 1991.
- [89] Xingyi Xu, Donald W. Novotny, "Implementation of Direct Stator Flux Orientation Control on a Versatil DSP Based System", *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 27, No. 4, Jul-Aug 1991.
- [90] Lars Norum, Waldemar Sulkowski, Lars Arne Aga, "Compact Realisation of PWM-VSI Current Contrller for PMSM Drive Application using low Cost Standart Microcontroller", *PESC'92 annual meating*, Toledo (España) 1992, pp 680-685.
- [91] Jan Peracaula, Josep Bordonau, "Microprocessor and Transputer Implementation of AC Motor Vectorial Control", *PESC'92 annual meating*, Toledo (España) 1992, pp 691-698.

- [92] Leo F. Casey, Jhon Ofori-Tencorang y Martin F. Schelect, "CMOS Drive and Control Circuitry for 1–10MHz Power Conversion", *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 6, No. 4, Oct. 1992
- [93] Jean-Marie Retif, Bruno Allard, "A PWM ASIC using Stochastic Coding", *PESC'92*, Toledo (España) 1992, pp 587–594.
- [94] G. A. Capolino, H. Henao, "Discrete Implementation for Regulators in Indirect Vector-Controlled Induction Machine Drive", *PESC'92*, Toledo (España) 1992, pp 672–679.
- [95] Olli Vainio, Seppo J. Ovaska, Jari J. Pasanen, "A Digital Signal Processing Approach to Real-Time AC Motor Modeling", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 39, No. 1, Feb 1992.
- [96] L.G.Franquelo, A.Torralba, M.A.Aguirre, F.Siviane. "Proyecto ERIN-1". *Actas del VII Congreso de Diseño de Circuitos Integrados*, pp. 437–442. Toledo, 3–5 Nov., 1992.
- [97] M. A. Aguirre, E. Galván, A. Torralba, L. G. Franquelo, "CI Para Control Borrroso Por Tabla de Inferencia", *VII Congreso de diseño de Circuitos Integrados*, Málaga 1993, pp. 225–227.

Lógica Estocástica

- [98] D.E. van der Bout and T.K.Miller III, "A Digital Architecture Employing Stochasticism for the Simulation of Hopfield Neural Nets". *IEEE Trans. Circuits Syst.*, vol. 36, pp. 732-738, May 1989.
- [99] Y.Kondo and Y.Sawada, "Functional Abilities of a Stochastic Logic Neural Network". *IEEE Trans. Neural Networks*, vol. 3, no. 3, May 1992.
- [100] A. Torralba, E. Galván, E. Rodríguez, L.G. Franquelo, "Circuito de control Basado en Lógica Estocástica. Aplicación a un Motor de Corriente Continua", *VII Congreso de diseño de Circuitos Integrados*, Málaga 1993, pp. 155-158.
- [101] F.Colodro, A.Torralba and L.G.Franquelo. "A fuzzy-logic chip using stochastic logic: the defuzzifier". *Proc. of the European Workshop on Industrial Fuzzy Control and Applications IFCA '93*, Tarrasa, Apr. 1993.
- [102] Carlos Janer Jiménez, *Arquitecturas Estocásticas Paralelas para la Realización Microelectrónica de Redes Neuronales*. Tesis Doctoral. E.T.S. Ingenieros Industriales de Sevilla. Marzo 1993.
- [103] A. Torralba, E. Galván y L. G. Franquelo, "A Simple Controller Based on Stochastic Logic. Application to the Control of a DC Motor", Aceptado para su presentación en IECON'94, Bologna Sep. 1994.

Medida de Velocidad

- [104] E. S. Tez “Interfacing Bi-Phase Incremental Encoder”, *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, Vol. 33, pp. 337–338, August 1986, .
- [105] B. Hébert, M. Brûlé, L. Dessaint, “A High Efficiency Interface for Biphas Incremental Encoder with Error Detection” *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, Vol. 40, pp. 155–156. February 1993.
- [106] R.D.Lorenz, *Microprocessor Control of Motor Drives and Power Converters*. Tutorial Course, Chapter 8. V.R.Stefanovic and R.M.Nelms, Ed. *IEEE Industry Applications Society*, Toronto, October 1993.
- [107] R. Bonert, “Digital Tachometer with Fast Dynamic Response Implemented by Microprocessor”. *IEEE Trans. on Industrial Applications*, Vol. 19, pp.1052–1056, November–December 1983.
- [108] R.D.Lorenz, “High-Resolution Velocity Estimation for All-Digital, ac Servo Drives”. *IEEE Trans. on Industry Applications*, vol. 27, no. 4, pp. 701–705, 1991.
- [109] E. Galván, A. Torralba y L. G. Franquelo, “A Simple Digital Tachometer with High Precision in a Wide Speed Range”, Aceptado para su presentación en IECON'94, Bologna Sep. 1994.

Apéndice I

Modelo Dinámico de la Máquina Asíncrona

El modelo de la máquina de corriente alterna no sólo es una herramienta para probar la eficiencia de las distintas técnicas de control y su realización electrónica, sino que además, su profundo conocimiento va a ser de capital importancia en la elaboración de las distintas técnicas de control utilizadas.

I.1 Cambios de Coordenadas

El modelo dinámico del motor de inducción, por estar basado en magnitudes vectoriales, ha de estar referido a unos ejes de coordenadas. Por esto, es necesario definir las variables utilizadas, los ejes de coordenadas y la manera de transformar las variables de unos ejes a otros.

Se establece una relación matricial entre las variables expresadas en los ejes trifásicos (con subíndice a, b, c) y unos ejes de referencia ortogonales (con subíndice q, d) cuyo eje "q" forma un ángulo de valor θ con el eje "a" (ecuación (I.1)).

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\theta & \operatorname{sen}\theta & 1 \\ \cos(\theta - 120) & \operatorname{sen}(\theta + 120) & 1 \\ \cos(\theta + 120) & \operatorname{sen}(\theta - 120) & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_q \\ v_d \\ v_0 \end{bmatrix} \quad (\text{I.1})$$

El subíndice cero indica la secuencia homopolar, la cual es cero para un sistema equilibrado.

Se puede establecer la relación inversa según la ecuación (I.2):

$$\begin{bmatrix} v_q \\ v_d \\ v_0 \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos\theta & \text{sen}(\theta - 120) & \cos(\theta + 120) \\ \text{sen}\theta & \text{sen}(\theta - 120) & \text{sen}(\theta + 120) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} \quad (\text{I.2})$$

Las ecuaciones (I.1) y (I.2) son igualmente válidas para pasar cualquier otra variable de unos ejes a otros.

Las ecuaciones (I.1) y (I.2) se pueden representar según el diagrama vectorial de la figura I-1.

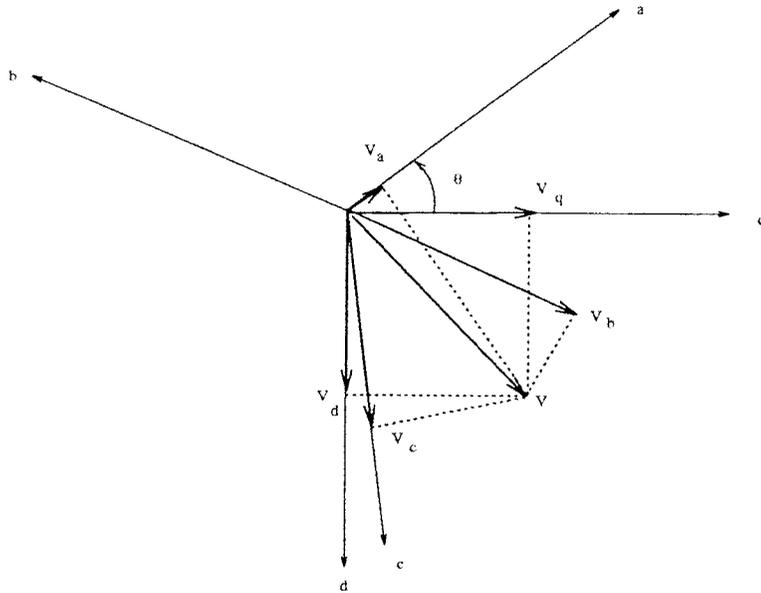


Figura I-1: Diagrama vectorial para el cambio de los ejes trifásicos a ejes rectangulares.

Un caso particular es el de unos ejes estáticos (v_α, v_β, v_h) sin más que hacer $\theta = 0$ (ecuación (I.3)).

$$\begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \\ v_h \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} \\ 0 & -\frac{1}{\sqrt{3}} & \frac{1}{\sqrt{3}} \\ \frac{1}{3} & \frac{1}{3} & \frac{1}{3} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} \quad (\text{I.3})$$

De la figura I-2 se puede extraer la relación que liga las tensiones de fase v_a, v_b, v_c con la tensión de los interruptores del convertidor de potencia v_1, v_2, v_3 . Para conexión en estrella:

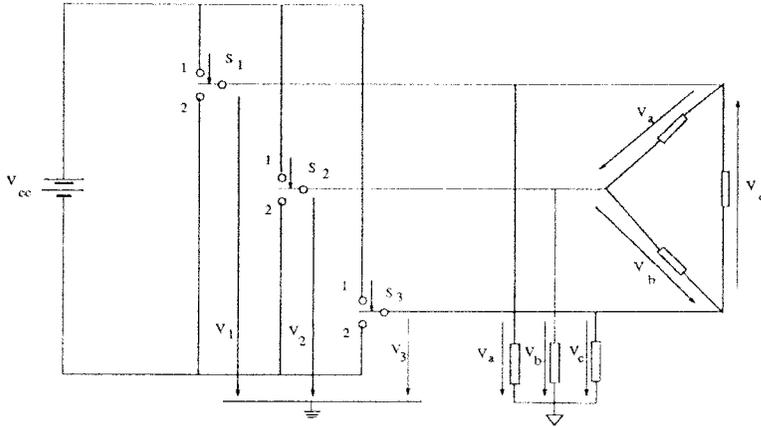


Figura I-2: Circuito trifásico con conexión estrella y triángulo.

Según el circuito de la figura I-2, tomando una referencia de tensión arbitraria, se obtiene para una conexión estrella:

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \\ v_3 \end{bmatrix} \quad (I.4)$$

Para una conexión triángulo:

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \\ v_3 \end{bmatrix} \quad (I.5)$$

La relación directa entre las coordenadas estáticas (v_α, v_β) con las tensiones de los interruptores $(v_1, v_2$ y $v_3)$ se obtiene, para configuración estrella, mediante la relación matricial:

$$\begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} \\ 0 & -\frac{1}{\sqrt{3}} & \frac{1}{\sqrt{3}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \\ v_3 \end{bmatrix} \quad (I.6)$$

Y para configuración triángulo:

$$\begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ -\frac{1}{\sqrt{3}} & -\frac{1}{\sqrt{3}} & \frac{2}{\sqrt{3}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \\ v_3 \end{bmatrix} \quad (\text{I.7})$$

I.2 Modelado

La máquina de alterna puede modelarse utilizando distintos puntos de vista. En primer lugar, se puede definir el modelo transitorio y el modelo de régimen permanente. Este último es un sistema algebraico de ecuaciones, consecuencia de hacer cero las derivadas de las variables de estado del sistema de ecuaciones diferenciales.

Considerando los ejes de referencia utilizados para medir las magnitudes físicas del motor, pueden describirse los siguientes modelos:

- Modelo referido a ejes solidarios al estator (modelo estático).
- Modelo referido a ejes que giran a la velocidad de sincronismo.
- Modelo referido a ejes solidarios al rotor.

Según la manera de expresar las variables de estado, existen muchas alternativas:

- Flujo común y flujos de dispersión primario y secundario. Consecuentemente aparecen las inductancias asociadas al flujo común (inductancia de magnetización) y a los flujos de dispersión (inductancias de dispersión).
- Flujos totales concatenados por una fase de primario y secundario respectivamente. En este caso aparecen en los modelos las inductancias cíclicas de autoinducción (L_1 del estator, L_2 del rotor) e inducción mútua (M_{12} y M_{21}). Estas dos últimas coinciden quedando una sola inductancia mútua M .
- Intensidades de estator (i_{qs} , i_{ds}) y rotor (i_{qr} , i_{dr}).
- Intensidades de estator (i_{qs} , i_{ds}) y magnetización (i_{qm} , i_{dm}). Donde:

$$\begin{aligned} i_{qm} &= i_{qs} + i_{qr} \\ i_{dm} &= i_{ds} + i_{dr} \end{aligned} \quad (\text{I.8})$$

- Intensidad de estator (i_{qs} , i_{ds}) y flujo del rotor (ϕ_{qr} , ϕ_{dr}). Donde:

$$\begin{aligned}\phi_{qr} &= L_r i_{qr} + L_m i_{qs} \\ \phi_{dr} &= L_r i_{dr} + L_m i_{ds}\end{aligned}\quad (\text{I.9})$$

- Intensidad de estator (i_{qs} , i_{ds}) y flujo del estator (ϕ_{qs} , ϕ_{ds}). Donde:

$$\begin{aligned}\phi_{qs} &= L_\sigma i_{qs} + \frac{L_m}{L_r} \phi_{qr} \\ \phi_{ds} &= L_\sigma i_{ds} + \frac{L_m}{L_r} \phi_{dr}\end{aligned}\quad (\text{I.10})$$

I.2.1 Modelo Dinámico Referido a unos Ejes Síncronos

A continuación se describe el modelo matemático de un motor de inducción trifásico conectado en estrella referido a unos ejes de referencia ortogonales q^e, d^e que giran a la velocidad de sincronismo [4].

Este es el modelo dinámico más utilizado tradicionalmente, debido fundamentalmente a que todas las variables son constantes en régimen permanente.

$$\begin{bmatrix} v_{qs}^e \\ v_{ds}^e \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + L_\sigma s & \omega_e L_\sigma & \frac{L_m}{L_r} s & \omega_e \frac{L_m}{L_r} \\ -\omega_e L_\sigma & R_s + L_\sigma s & -\omega_e \frac{L_m}{L_r} & \frac{L_m}{L_r} s \\ -R_r L_m & 0 & R_r + L_r s & (\omega_e - \omega_r) L_r \\ 0 & -R_r L_m & -(\omega_e - \omega_r) L_r & R_r + L_r s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{qs}^e \\ i_{ds}^e \\ \phi_{qr}^e \\ \phi_{dr}^e \end{bmatrix}\quad (\text{I.11})$$

$$J_m s \omega_m + B_m \omega_m + T_d = T_e \quad (\text{I.12})$$

$$T_e = \frac{3}{2} \frac{P}{2} \frac{L_m}{L_r} (i_{qs}^e \phi_{dr}^e - i_{ds}^e \phi_{qr}^e) \quad (\text{I.13})$$

Como puede apreciarse, el modelo del motor puede representarse mediante un sistema de 5 ecuaciones diferenciales de primer orden no lineales.

La no linealidad radica en los términos donde aparecen ω_r y ω_e , y en la expresión del par electromagnético donde se encuentran los productos cruzados $i_{qs}^e \phi_{dr}^e$ y $i_{ds}^e \phi_{qr}^e$.

I.3 Modelo Dinámico Referido a unos Ejes Solidarios al Estator

Este modelo, denominado Stanley, es una consecuencia directa del modelo síncrono sin más que hacer $\omega_e = 0$.

$$\begin{bmatrix} v_{qs}^s \\ v_{ds}^s \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + L_\sigma s & 0 & \frac{L_m s}{L_r} & 0 \\ 0 & R_s + L_\sigma s & 0 & \frac{L_m s}{L_r} \\ -R_r L_m & 0 & R_r + L_r s & -\omega_r L_r \\ 0 & -R_r L_m & \omega_r L_r & R_r + L_r s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{qs}^s \\ i_{ds}^s \\ \phi_{qr}^s \\ \phi_{dr}^s \end{bmatrix} \quad (\text{I.14})$$

$$J_m s \frac{\omega_r}{P} + B_m \frac{\omega_r}{P} + T_d = T_e \quad (\text{I.15})$$

$$T_e = \frac{3}{2} P \frac{L_m}{L_r} (i_{qs}^s \phi_{dr}^s - i_{ds}^s \phi_{qr}^s) \quad (\text{I.16})$$

Para este caso se representan en la figura I-3 los circuitos eléctricos equivalentes para cada eje de coordenadas, cuyo comportamiento viene dado por las ecuaciones anteriores. En este circuito las tensiones de entrada v_{qs}^s y v_{ds}^s se determinan mediante la ecuación (I.2).

El sistema de ecuaciones anterior, una vez expresado mediante variables de estado, puede resolverse mediante integración de un sistema de 6 ecuaciones de primer orden según el sistema (I.17)–(I.22):

$$\frac{di_{qs}}{dt} = \frac{1}{L_s L_r - L_m^2} (-L_m^2 \omega_r i_{ds} + R_r L_m i_{qr} - L_m L_r \omega_r i_{dr} + L_r v_{qs} - R_s L_r i_{qs}) \quad (\text{I.17})$$

$$\frac{di_{ds}}{dt} = \frac{1}{L_s L_r - L_m^2} (L_m^2 \omega_r i_{qs} + R_r L_m i_{dr} + L_m L_r \omega_r i_{qr} + L_r v_{ds} - R_s L_r i_{ds}) \quad (\text{I.18})$$

$$\frac{di_{qr}}{dt} = \frac{1}{L_s L_r - L_m^2} (L_s L_m \omega_r i_{ds} + L_s L_r \omega_r i_{dr} - L_s R_r i_{qr} - L_m v_{qs} L_m R_s i_{qs}) \quad (\text{I.19})$$

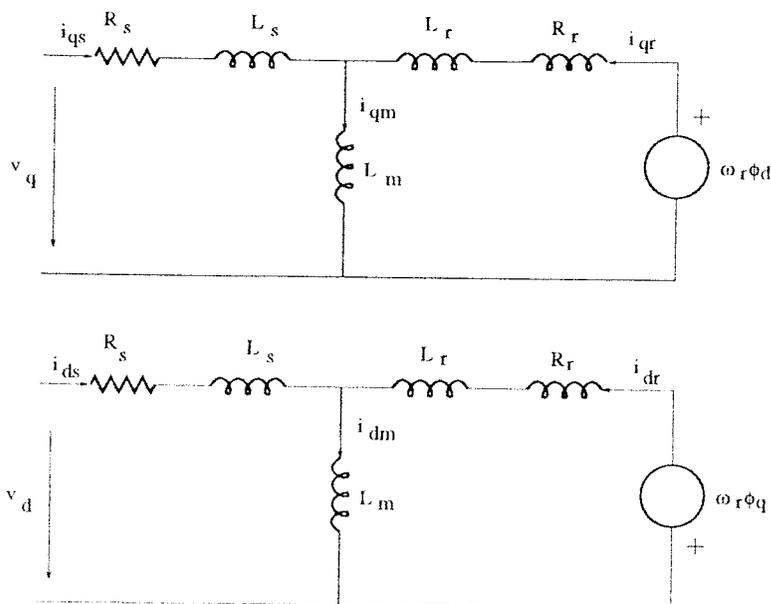


Figura I-3: Representación eléctrica del modelo del motor de inducción en unos ejes q y d fijos al estator.

$$\frac{di_{dr}}{dt} = \frac{1}{L_s L_r - L_m^2} (-L_s L_m \omega_r i_{qs} - L_s L_r \omega_r i_{qr} - L_s R_r i_{dr} - L_m v_{ds} + L_m R_s i_{ds}) \quad (1.20)$$

$$T_e = P \frac{3}{2} L_m (i_{qs} i_{dr} - i_{ds} i_{qr}) \quad (1.21)$$

$$\frac{d\omega_r}{dt} = -\frac{B_m}{J_m} \omega_m + \frac{1}{P J_m} (T_e - T_l) \quad (1.22)$$

Este sistema es de gran interés para realizar simulación en lenguaje de alto nivel C, ESL, etc. Estas ecuaciones son las que se han utilizado en todo momento para la simulación del sistema controlador-motor.

I.3.1 Modelo Simplificado Mediante la Realimentación de las Intensidades del Estator

Cuando se controlan directamente las intensidades del estator i_a, i_b, i_c (figura I-4), éstas dejan de ser variables de estado para convertirse en actuaciones.

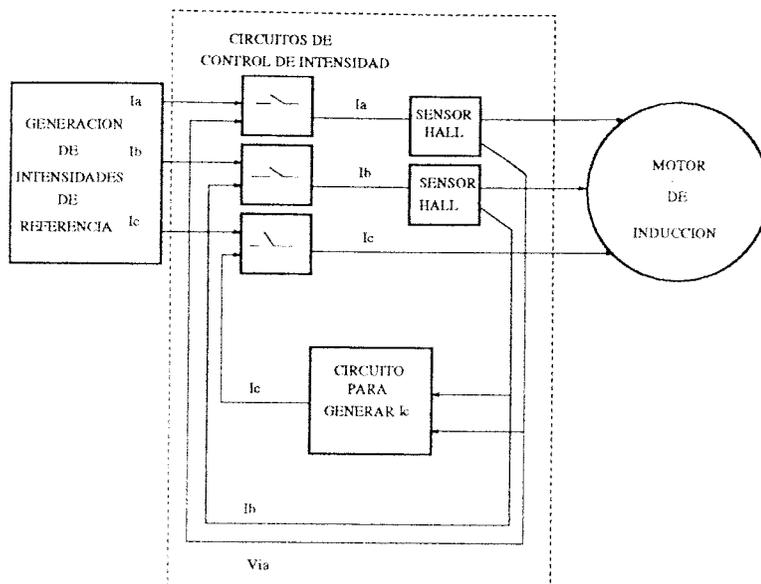


Figura I-4: Diagrama de bloques para el control de las intensidades del estator.

Debido a que este sistema es muy utilizado a lo largo del desarrollo de esta tesis doctoral, y para dar simplicidad al manejo de las ecuaciones, se define:

1. Como variables de estado, $x_1 = \omega_r$, $x_2 = \phi_{gr}$ y $x_3 = \phi_{dr}$.
2. Como variables de actuación al sistema, $u_1 = \omega_e$, $u_2 = i_{qs}$, $u_3 = i_{ds}$ y $u_4 = T_l$.
3. Como constantes, $k_0 = \frac{B_m}{PJ}$, $k_1 = \frac{3L_m}{2J}$, $k_2 = \frac{R_r L_m}{L_r}$, $k_3 = \frac{R_r}{L_r}$ y $k_4 = \frac{1}{PJ}$.

El sistema de ecuaciones del motor en un sistema de coordenadas síncrono, suponiendo que las intensidades del estator siguen a las de referencia, queda de la forma:

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \\ \dot{x}_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -k_0 x_1 + k_1 u_2 x_3 - k_1 u_3 x_2 - k_4 u_4 \\ x_1 x_3 - k_3 x_2 - u_1 x_3 + k_2 u_2 \\ -x_1 x_2 - x_2 u_1 - k_3 x_3 + k_2 u_3 \end{bmatrix} \quad (I.23)$$

El mismo sistema de ecuaciones, expresado en unos ejes de coordenadas solidarios al estator, se representa mediante el sistema de ecuaciones (I.24). Estas

se han obtenido haciendo $u_1 = 0$.

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \\ \dot{x}_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -k_0x_1 + k_1u_2x_3 - k_1u_3x_2 - k_4u_4 \\ x_1x_3 - k_3x_2 + k_2u_2 \\ -x_1x_2 - k_3x_3 + k_2u_3 \end{bmatrix} \quad (I.24)$$

I.3.2 Modelo del Motor de Inducción Controlado Vectorialmente de Forma Indirecta

Para la realización del control indirecto existen dos alternativas:

1. Cuando la actuación de intensidad u_3 se mantiene constante puede hacerse:

$$\omega_{sl} = u_1 - x_1 = \frac{k_3^* * u_2}{u_3} \quad (I.25)$$

2. Cuando la componente de flujo varía puede hacerse:

$$\omega_{sl} = u_1 - x_1 = \frac{k_2^* * u_2}{x_3} \quad (I.26)$$

Para el primer caso, sustituyendo la ecuación (I.25) en el sistema de ecuaciones (I.23) queda:

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \\ \dot{x}_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -k_0x_1 + k_1u_2x_3 - k_1u_3x_2 - k_4u_4 \\ -k_3x_2 - \frac{k_3^*u_2}{u_3}x_3 + k_2u_2 \\ -k_3x_3 + \frac{k_3^*u_2}{u_3}x_2 + k_2u_3 \end{bmatrix} \quad (I.27)$$

Se calcula la solución de régimen permanente del sistema (I.27) haciendo las derivadas iguales a cero:

$$\begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -k_3x_2 - \frac{k_3^*u_2}{u_3}x_3 + k_2u_2 \\ -k_3x_3 + \frac{k_3^*u_2}{u_3}x_2 + k_2u_3 \end{bmatrix} \quad (I.28)$$

$$\begin{bmatrix} k_2u_2 \\ k_2u_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} k_3x_2 + \frac{k_3^*u_2}{u_3}x_3 \\ -\frac{k_3^*u_2}{u_3}x_2 + k_3x_3 \end{bmatrix} \quad (I.29)$$

Resolviendo en x_2 y x_3 :

$$\begin{bmatrix} x_2 \\ x_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{k_3 k_2 u_2 - k_2 k_3^* u_2}{k_3^2 + k_3^{*2} \left(\frac{u_2}{u_3}\right)^2} \\ \frac{k_3 k_2 u_3 + k_2 k_3^* \frac{u_2}{u_3}}{k_3^2 + k_3^{*2} \left(\frac{u_2}{u_3}\right)^2} \end{bmatrix} \quad (I.30)$$

$$\begin{bmatrix} x_2 \\ x_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{(k_3 - k_3^*) k_2 u_2}{k_3^2 + k_3^{*2} \left(\frac{u_2}{u_3}\right)^2} \\ \frac{k_2 u_3 (k_3 + k_3^* \left(\frac{u_2}{u_3}\right)^2)}{k_3^2 + k_3^{*2} \left(\frac{u_2}{u_3}\right)^2} \end{bmatrix} \quad (I.31)$$

Para el caso de que la resistencia y la inductancia del rotor estén bien identificadas $k_3 = k_3^*$. En tal caso, se tiene:

$$\begin{aligned} x_2 &= 0 \\ x_3 &= \frac{k_2}{k_3} u_3 \end{aligned} \quad (I.32)$$

Para el segundo caso se sustituye la ecuación (I.26) en (I.23) y se obtiene:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -k_0 x_1 + k_1 u_2 x_3 - k_1 u_3 x_2 - k_4 u_4 \\ -k_3 x_2 - \frac{k_2^* u_2}{x_3} x_3 + k_2 u_2 \\ -k_3 x_3 + \frac{k_2^* u_2}{x_3} x_2 + k_2 u_3 \end{bmatrix} \quad (I.33)$$

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -k_0 x_1 + k_1 u_2 x_3 - k_1 u_3 x_2 - k_4 u_4 \\ -k_3 x_2 + (k_2 - k_2^*) u_2 \\ -k_3 x_3 + \frac{k_2^* u_2}{x_3} x_2 + k_2 u_3 \end{bmatrix} \quad (I.34)$$

Nuevamente puede calcularse la solución de régimen permanente haciendo las derivadas iguales a cero y obteniéndose:

$$x_2 = \frac{k_2 - k_2^*}{k_3} u_2 \quad (I.35)$$

$$x_3 = \frac{k_2 u_3 + \sqrt{(k_2 u_3)^2 + 4 k_3 k_2^* (k_2 - k_2^*) u_2^2}}{2 k_3} \quad (I.36)$$

Si los parámetros están bien estimados, $k_2 = k_2^*$, y entonces:

$$x_2 = 0 \quad (I.37)$$

$$x_3 = \frac{k_2 u_3}{k_3} \quad (I.38)$$

En este caso el sistema de ecuaciones queda de una forma muy sencilla.

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -k_0x_1 + k_1u_2x_3 - k_1u_3x_2 - k_4u_4 \\ -k_3x_2 \\ -k_3x_3 + \frac{k_2^*u_2}{x_3}x_2 + k_2u_3 \end{bmatrix} \quad (I.39)$$

Puesto que $x_2 = 0$:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -k_0x_1 + k_1u_2x_3 - k_4u_4 \\ -k_3x_3 + k_2u_3 \end{bmatrix} \quad (I.40)$$

I.3.3 Modelo Lineal Mediante Transformada de Laplace.

Utilizando los resultados de la sección anterior, el motor de inducción se comporta de forma aproximada al sistema de primer orden mostrado en la figura I-5.

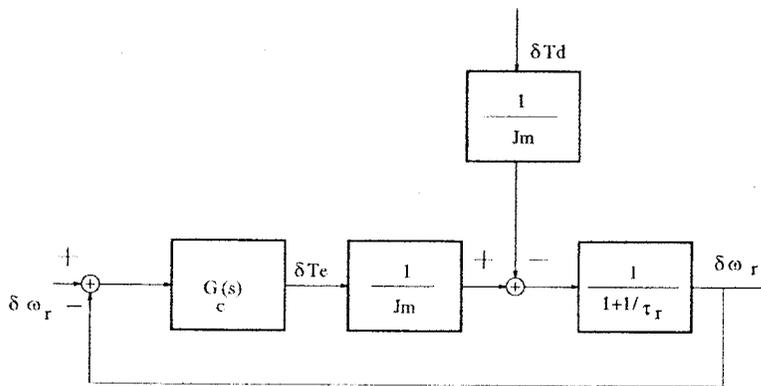


Figura I-5: Modelo aproximado de primer orden del motor de inducción.

El efecto de pérdida de precisión en la estimación de la constante de tiempo del rotor, puede ser modelado con un par polo-cero, los cuales, en condiciones ideales, se cancelan. El modelo equivalente se representa en la figura I-6.

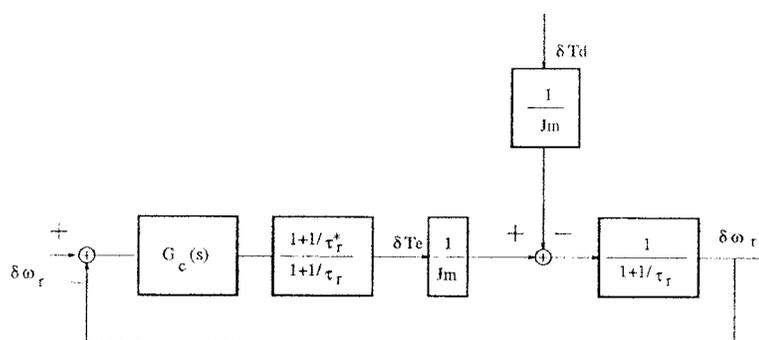


Figura I-6: Modelo del motor de inducción con resistencia del rotor no sintonizada.

Apéndice II

Control Borroso.

II.1 Conjunto Borroso

Sea C un conjunto definido sobre un universo U , para cualquier elemento u de U , o $u \in C$ o $u \notin C$. En la lógica borrosa esta propiedad de los elementos de un conjunto es generalizada. Así, en un conjunto borroso F no es necesario que $u \in F$ o $u \notin F$.

II.2 Función de Pertenencia

Una función de pertenencia η_F de un conjunto F es una función:

$$\eta_F : U \rightarrow [0, 1]. \quad (\text{II.1})$$

De esta manera cada elemento u de U tiene un grado de pertenencia $\eta_F(u) \in [0, 1]$. F puede ser completamente determinado por el conjunto de parejas:

$$F = \{(u, \eta_F(u)) | u \in [0, 1]\}. \quad (\text{II.2})$$

También suele denotarse a F , para U discreto, como:

$$F = \sum_{u \in U} \eta_F(u) / u. \quad (\text{II.3})$$

Y para U continuo:

$$F = \int_U \eta_F(u) / u. \quad (\text{II.4})$$

II.3 Funciones Borrosas de Implicación

Desde la introducción de la regla composicional de inferencia de Zadeh [59], en trabajos posteriores se han propuesto varias funciones de implicación donde los antecedentes y consecuentes son conjuntos borrosos. Aproximadamente 40 funciones de implicación han sido descritas en la literatura. A nivel general, se pueden clasificar en tres categorías principales:

- Conjunción borrosa
- Disjunción borrosa
- Implicación borrosa

A continuación se presenta una revisión de los operadores triangulares normales y co-normales que dan lugar a tales funciones de implicación.

Operadores Triangulares Normales

El rango de los operandos, así como el rango del resultado, es $[0, 1]$. Por tanto, la operación triangular normal $*$ es una función de un espacio bidimensional de entrada a un espacio unidimensional del tipo: $[0, 1] \times [0, 1] \rightarrow [0, 1]$. A continuación presentamos las operaciones asociadas con la norma triangular:

(a) Intersección: $x \wedge y = \min\{x, y\}$

(b) Producto algebraico: $x \cdot y = xy$

(c) Producto limitado: $x \odot y = \max\{0, x + y - 1\}$

(d) Producto drástico: $x \cap y = \begin{cases} x & y = 1 \\ y & x = 1 \\ 0 & x, y < 1 \end{cases}$

Operadores Triangulares Co-normales

El operador triangular co-normal se puede interpretar también como una implicación $[0, 1] \times [0, 1] \rightarrow [0, 1]$. En este caso las operaciones más usadas son:

(a) Unión: $x \vee y = \max\{x, y\}$

(b) Suma algebraica: $x \mp y = x + y - xy$

(c) Suma limitada: $x \oplus y = \min\{1, x + y\}$

(d) Suma drástica: $x \uplus y = \begin{cases} x & y = 0 \\ y & x = 0 \\ 1 & x, y > 0 \end{cases}$

(e) Suma disjunta: $x \triangle y = \max\{\min\{x, 1 - y\}, \min\{1 - x, y\}\}$

Los operadores triangulares normales son empleados para definir operaciones conjuntivas entre conjuntos borrosos, de manera aproximada al razonamiento humano, mientras que operaciones triangulares co-normales son empleadas para operaciones de disjunción. Una regla de control borroso del tipo “Si x es A entonces y es B ”, es representada por una función de implicación entre universos borrosos $A \rightarrow B$, donde A y B son conjuntos borrosos en los universos U y V respectivamente y caracterizados por las funciones de pertenencia μ_A y μ_B .

Conjunción Borrosa

La conjunción borrosa está definida para todo $u \in U$ y $v \in V$ por

$$A \rightarrow B = A \times B = \int_{U \times V} \eta_A(u) * \eta_B(v) / (u, v) \quad (\text{II.5})$$

En la ecuación anterior, $*$ es un operador que representa la norma triangular.

Disjunción borrosa

La disjunción borrosa está definida para todo $u \in U$ y $v \in V$ por

$$A \rightarrow b = A \times B = \int_{U \times V} \eta_A(u) + \eta_B(v)/(u, v) \quad (\text{II.6})$$

En la ecuación anterior, $+$ es un operador que representa la co-norma triangular.

II.4 Controlador Borroso

Un controlador borroso se compone de cinco partes fundamentales, tal como se representa en la figura II-1:

1. Un bloque de codificación a borroso que transforma números reales en conjuntos borrosos de entrada (antecedentes) de acuerdo con las funciones de pertenencia almacenadas en una base de datos,
2. una base de datos donde se almacenan las funciones de pertenencia de los conjuntos borrosos antecedentes y consecuentes,
3. una base de datos donde se almacena el conjunto de reglas que definen las acciones de control relacionando las variables de entrada (antecedentes) con las de salida (consecuentes),
4. una máquina de inferencia que realiza, en base al conjunto de reglas, el razonamiento borroso, y
5. un bloque de reducción a escalar, el cual transforma las salidas borrosas de la máquina de inferencia a números reales para generar una sólo señal de control.

II.4.1 Codificación a Borroso

La codificación a borroso es el proceso por el cual se convierten los valores reales en valores borrosos.

Un claro ejemplo de reducción a borroso es el hecho de tomar un subconjunto de muestras medido y discretizado $[a_1, a_2 \dots a_i \dots a_n]$ del conjunto de los reales. En este, las funciones de pertenencia para precisión infinita son de la forma:

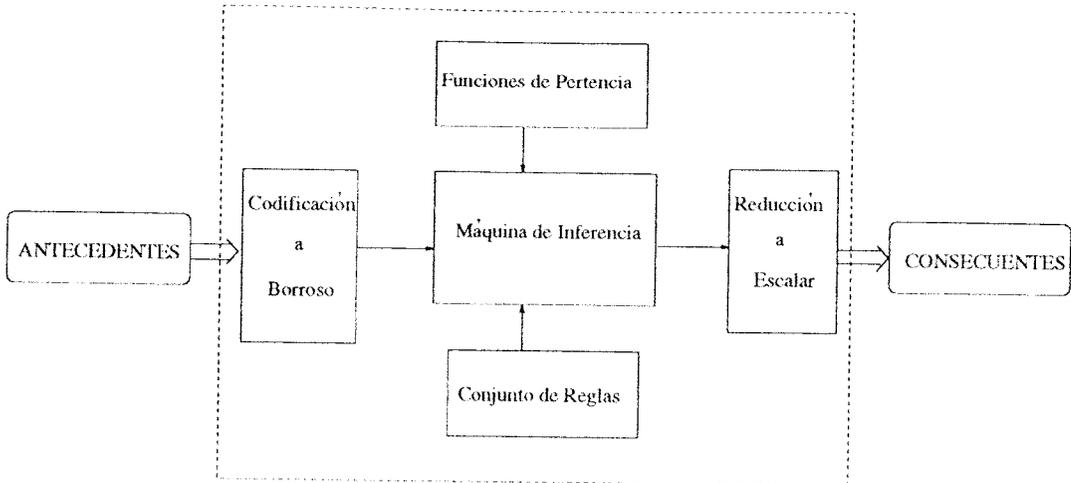


Figura II-1: Estructura del controlador borroso.

$$\eta_i = \begin{cases} 1 & \text{si } x = a_i \\ 0 & \text{si } x \neq a_i \end{cases} = \lim_{b_i \rightarrow \infty} f\left(\frac{x - a_i}{b_i}\right) \quad (\text{II.7})$$

La función $\eta_i(x)$ es generalmente simétrica y decreciente, descrita en detalle en la siguiente sección. El parámetro a_i representa la medida discretizada. El parámetro b_i representa la precisión de la medida a_i .

II.4.2 Conjunto de Funciones de Pertenencia

La estructura del controlador borroso se basará en funciones de pertenencia.

Si se definen m antecedentes $x_1, x_2 \dots x_m$ y sus respectivas $n_1, n_2 \dots n_m$ funciones de pertenencia:

$\eta_1, \eta_2 \dots \eta_{n_1}$ funciones de pertenencia de la variable x_1)

$\eta_1, \eta_2 \dots \eta_{n_2}$ funciones de pertenencia de la variable x_2)

...

$\eta_1, \eta_2 \dots \eta_{n_m}$ funciones de pertenencia de la variable x_m)

A continuación se listan algunas de las funciones de pertenencia más usadas:

- Triangular.

$$\eta_{ij} = \max\left(1 - \frac{2\|x - a_i\|}{b_i}, 0\right) \quad (\text{II.8})$$

- Parabólica.

$$\eta_{ij} = \max\left(1 - \frac{(x - a_i)^2}{b_i}, 0\right) \quad (\text{II.9})$$

- Cauchy:

$$\eta_{ij} = \frac{1}{1 + \left(\frac{x - a_i}{b_i}\right)^2} \quad (\text{II.10})$$

- Gaussiana:

$$\eta_{ij} = \exp\left(-\frac{(x - a_i)^2}{b_i}\right) \quad (\text{II.11})$$

- Exponencial doble:

$$\eta_{ij} = \exp\left(-\frac{\|(x - a_i)\|}{b_i}\right) \quad (\text{II.12})$$

II.4.3 Inferencia

Combinando las funciones de pertenencia asociadas a cada variable para generar el producto cartesiano entre ellas se tendrá un número de reglas nr (con $nr = n_1 n_2 \dots n_m$) de funciones de pertenencia m -dimensionales. La combinación se realiza aplicando cualquiera de los procesos de conjunción borrosa descritos al inicio de este Apéndice.

A cada una de las k funciones de pertenencia se les hace corresponder funciones de salida no solapadas con valores característicos c_i con $i = 1 \dots nr$ (c_i es el punto donde la función de pertenencia de salida alcanza el valor máximo) según el conjunto de reglas.

Con este procedimiento se pasa a un antecedente vectorial $X = [x_1 \ x_2 \ \dots x_m]$ con nr funciones de pertenencia ϕ_i .

II.4.4 Reducción a Escalar

La salida y se obtiene aplicando cualquiera de las técnicas de reducción a escalar propuestas.

- Máximo.

- Máximo promediado.
- Centroide.
- Promedio de funciones de salida. Sólo de aplicación a la composición propuesta por Sugeno.

En [69] Kosko muestra que cuando las funciones de pertenencia de salida son simétricas y no solapan, la expresión analítica de la superficie obtenida mediante razonamiento borroso aplicando el método de máximos ponderados se obtiene mediante la ecuación (II.13):

$$y = \frac{\sum_{i=0}^{i=nr} \eta_i(x_j, a_{ik}) c_i}{\sum_{i=0}^{i=nr} \eta_i(x_j, a_{ik})} \quad (\text{II.13})$$

Una expresión similar se obtiene si se utilizan valores determinísticos para representar las funciones de pertenencia de la variable de salida (singleton).

II.5 Expresión Simplificada de la Derivada Parcial de la Superficie Borrosa

La expresión de la derivada parcial de la superficie generada mediante razonamiento borroso es de gran interés por dos razones:

1. Al aplicar criterios de estabilidad, es necesario obtener la matriz jacobiana de la superficie de control. Esta matriz se basa en las derivadas parciales de la función con respecto a cada una de las variables.
2. Al aplicar para el aprendizaje métodos gradenciales, es necesario obtener la expresión de las derivadas parciales de la función con respecto a los parámetros S_i, a_i, b_i .

La expresión analítica de la superficie de control borroso (ecuación (II.13)) puede ser derivada parcialmente con respecto a cada uno de los parámetros de los que depende:

$$y = \frac{\sum_{i=0}^{i=nr} \eta_i(x_j, a_{ik}) c_i}{\sum_{i=0}^{i=nr} \eta_i(x_j, a_{ik})} \quad (\text{II.14})$$

$$\frac{\partial y}{\partial x_j} = \frac{(\sum_{i=0}^{i=nr} \frac{\partial \eta_i(x_j, a_{ik})}{\partial x_j} c_i) \sum_{i=0}^{i=nr} \eta_i(x_j, a_{ik}) - (\sum_{i=0}^{i=nr} c_i \eta_i(x_j, a_{ik})) (\sum_{i=0}^{i=nr} \frac{\partial \eta_i(x_j, a_{ik})}{\partial x_j})}{(\sum_{i=0}^{i=nr} \eta_i(x_j, a_{ik}))^2} = \quad (\text{II.15})$$

$$= \frac{\sum_{i=0}^{i=nr} \frac{\partial \eta_i(x_j, a_{ik})}{\partial x_j} c_i}{\sum_{i=0}^{i=nr} \eta_i(x_j, a_{ik})} - \frac{y}{\sum_{i=0}^{i=nr} \eta_i(x_j, a_{ik})} \sum_{i=0}^{i=nr} \frac{\partial \eta_i(x_j, a_{ik})}{\partial x_j} = \quad (\text{II.16})$$

$$\frac{\partial y}{\partial x_j} = \frac{1}{\sum_{i=0}^{i=nr} \eta_i(x_j, a_{ik})} \sum_{i=0}^{i=nr} \frac{\partial \eta_i(x_j, a_{ik})}{\partial x_j} (c_i - y) \quad (\text{II.17})$$

La ecuación (II.17) representa un interesante resultado que permite relacionar la tangente a una superficie con la propia superficie, las funciones de pertenencia y las derivadas de estas.

Apéndice III

Procesamiento Digital Estocástico

La multiplicación y suma digitales, tanto en coma fija como en coma flotante, ocupan un elevado área de silicio. La codificación estocástica de las variables de entrada permite la realización de operaciones aritméticas con circuitos tan simples como una puerta AND y un contador.

III.1 Codificación Estocástica

Si un dato se compara con una secuencia aleatoria, el resultado es una secuencia de pulsos cuyo valor medio puede ser interpretado como un valor analógico en el rango $[0,1]$. El proceso de codificación se muestra en la figura III-1.

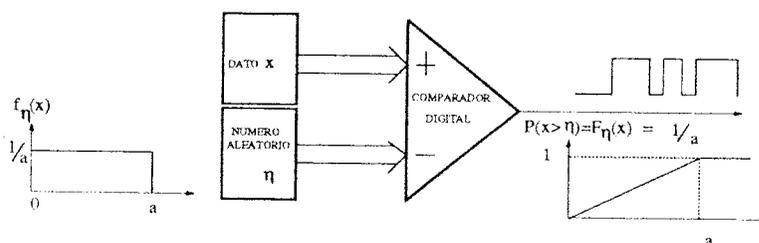


Figura III-1: Codificación estocástica.

La secuencia de números pseudoaleatorios representa una variable aleatoria con función de densidad uniforme $f(x)$ y función de distribución lineal $F(x)$ (tal

como se muestra en la figura III-1).

$$f(x) = \begin{cases} 1/a & \text{si } x \leq a \\ 0 & \text{si } x > a \end{cases} \quad (\text{III.1})$$

$$F(x) = \begin{cases} x/a & \text{si } 0 \leq x \leq a \\ 1 & \text{si } x > a \end{cases} \quad (\text{III.2})$$

La secuencia codificada es otra variable aleatoria ξ que toma valores 0 y 1. La media de dicha variable es:

$$\bar{X} = E(\xi) = 1 \times P(x \geq \eta) + 0 \times P(x < \eta) = P(x \geq \eta) \quad (\text{III.3})$$

Por tanto, se tiene que:

$$\bar{X}(x) = x/a \quad (\text{III.4})$$

III.2 Multiplicación Estocástica y Suma Estocástica

Supóngase dos secuencias pseudoaleatorias, η_1 y η_2 con funciones de densidad uniforme. Cada una comparada con dos números discretos x_1 y x_2 generan sendas secuencias aleatorias de unos y ceros ξ_1 y ξ_2 respectivamente.

El resultado de realizar un “AND” lógico de las dos secuencias genera una nueva variable aleatoria discreta cuya media se determina de la siguiente manera:

$$\begin{aligned} \bar{X}_{x_1 \cap x_2} &= E(\xi_1 \cap \xi_2) = 1 \times [P(\xi_1) \cap P(\xi_2)] + 0 \times [P(\xi_1) \bar{\cap} P(\xi_2)] \\ &= P(\xi_1)P(\xi_2) = F(x_1)F(x_2) \end{aligned} \quad (\text{III.5})$$

Queda para el producto:

$$\bar{X}_{x_1 \cap x_2} = \frac{x_1 x_2}{a^2} \quad (\text{III.6})$$

El resultado de realizar un “OR” lógico de las dos secuencias genera una nueva variable aleatoria discreta cuya media se determina de la siguiente manera:

$$\begin{aligned} \bar{X}_{x_1 \cup x_2} &= E(\xi_1 \cup \xi_2) = 1 \times [P(\xi_1) \cap P(\xi_2)] + 0 \times [P(\xi_1) \bar{\cup} P(\xi_2)] \\ &= P(\xi_1) + P(\xi_2) - P(\xi_1)P(\xi_2) = F(x_1) + F(x_2) - F(x_1)F(x_2) \end{aligned} \quad (\text{III.7})$$

Queda para la suma:

$$\bar{X}_{x_1 \cup x_2} = \frac{x_1}{a} + \frac{x_2}{a} - \frac{x_1 x_2}{a^2} \tag{III.8}$$

La realización del producto se implementa mediante el circuito de la figura III-2.

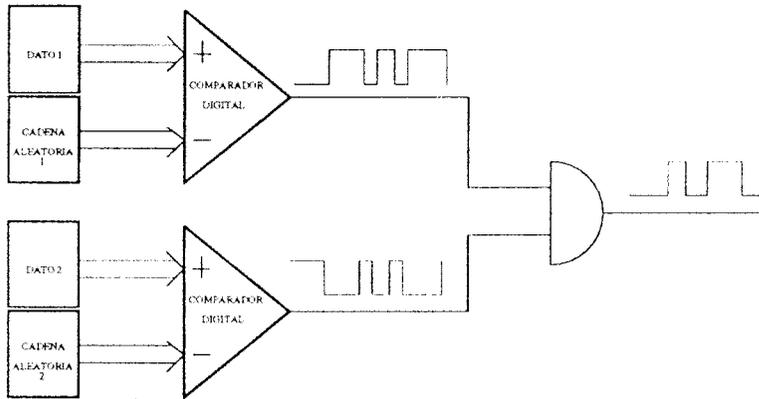


Figura III-2: Multiplicación

III.3 Suma de Secuencias Estocásticas

La actuación se obtiene sumando los dos productos obtenidos anteriormente. La suma de secuencias estocásticas puede realizarse de distintas maneras:

1. Realizando la suma lógica (OR) de las secuencias de entrada (figura III-3a). El circuito que realiza esta suma es extremadamente simple, pero la suma lógica de dos señales estocásticas no pulsa con la probabilidad suma de las entradas.
2. Multiplexaje de las entradas en el tiempo (figura III-3b). En este caso, la señal de salida pulsa con probabilidad proporcional a la suma de las probabilidades de las señales de entrada. El rango de la señal de salida puede fijarse acumulando los pulsos de salida en un contador.
3. Mediante acumulación de pulsos. Si se multiplexan en el tiempo los pulsos a sumar, el rango de la señal de salida puede fijarse acumulando los pulsos

de salida en un contador. A su vez, esta salida acumulada puede codificarse nuevamente, por ejemplo mediante una técnica PWM (figura III-4).

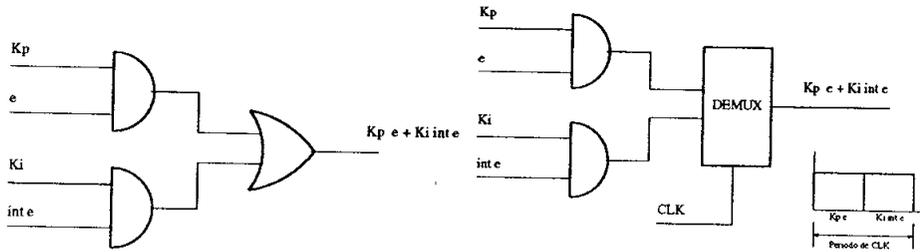


Figura III-3: Suma de pulsos.

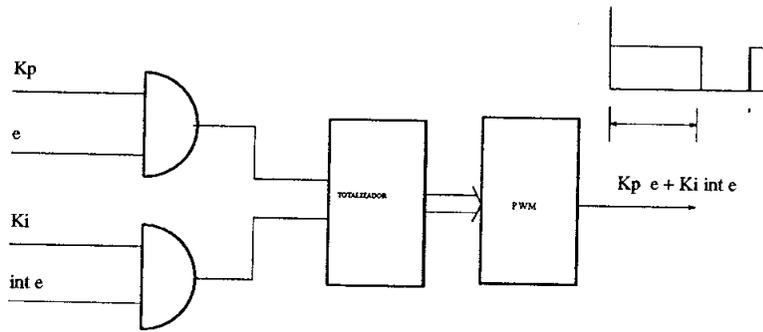


Figura III-4: Acumulación de pulsos y conversión PWM.

Apéndice IV

Sistema Desarrollado para la Realización de esta Tesis

Para la implantación sobre un sistema real se utiliza el equipo compuesto por los siguientes elementos (figura IV-1):

- Sistema de control borroso localizado en un computador.
- Circuito de control de intensidades.
- Circuito de potencia actuador.
- Bancada motor-generador.
- Carga electrónica.
- Computador para la adquisición de datos.

A continuación se describen en detalle algunos de los elementos anteriormente mencionados.

IV.1 Circuito de Control de Intensidades

El circuito de control de intensidades se muestra en la fotografía de la figura IV-2.

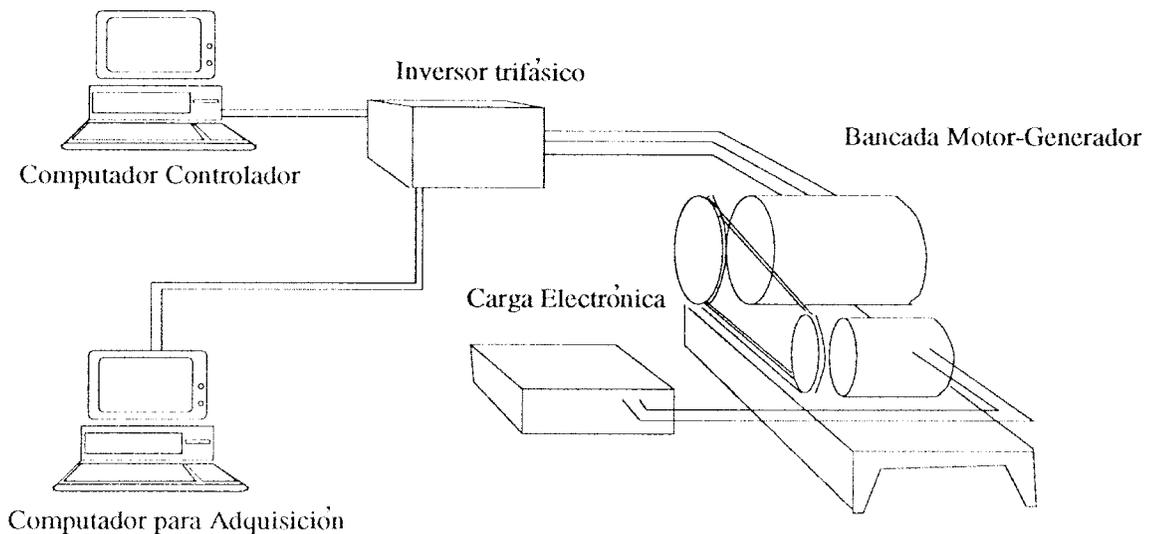


Figura IV-1: Sistema de ensayos del controlador borroso aplicado al motor de inducción.

El circuito está formado por dos controladores de intensidad. Supuesto el motor sin conexión de neutro, puede generarse la tercera señal de intensidad i_{cref} (intensidad de la fase “c” de referencia) e i_c (intensidad de la fase “c” medida para comparar) a partir de las otras dos. Esto se hace mediante un amplificador operacional en modo sumador inversor con ganancia unidad. El esquema resumido de la placa de circuito impreso utilizada para la regulación de intensidad se muestra en la figura IV-4. La intensidad de cada fase se mide mediante sensor Hall, se compara con la de referencia y se hace que se mantenga en una banda en torno a esta tal como se muestra en la figura IV-3. El circuito de control de intensidad se muestra en la figura IV-4. La figura IV-4(a) muestra uno de los tres circuitos controladores de intensidad. La figura IV-4(b) y IV-4(c) muestran cómo se generan las intensidades i_{cref} e i_c respectivamente.

IV.2 Inversor Trifásico

El inversor trifásico se muestra en la fotografía de la figura IV-5.

Está constituido por 6 IGBT's de 50A 1000V agrupados, de dos en dos, en ramas monofásicas. El puente trifásico es alimentado en corriente continua mediante

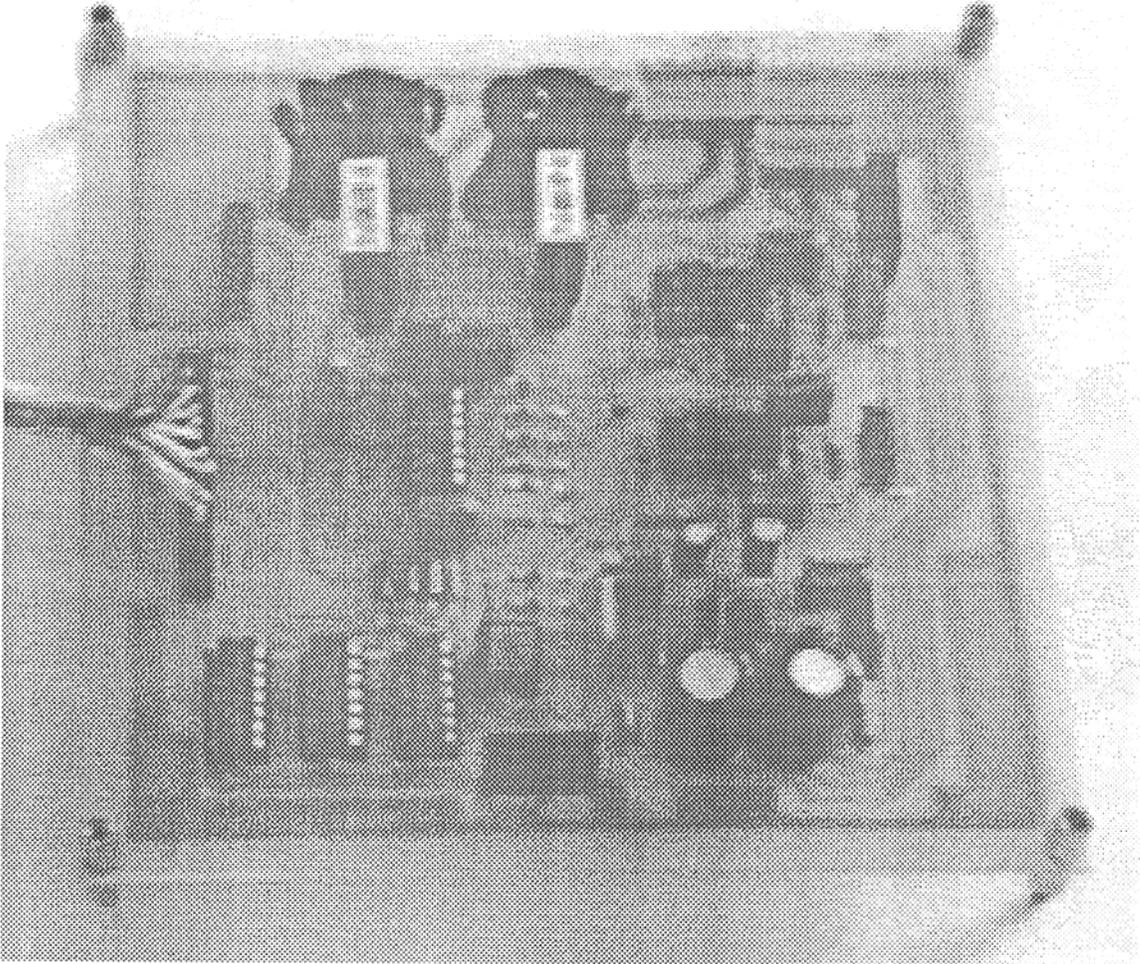


Figura IV-2: Circuito de control de intensidades.

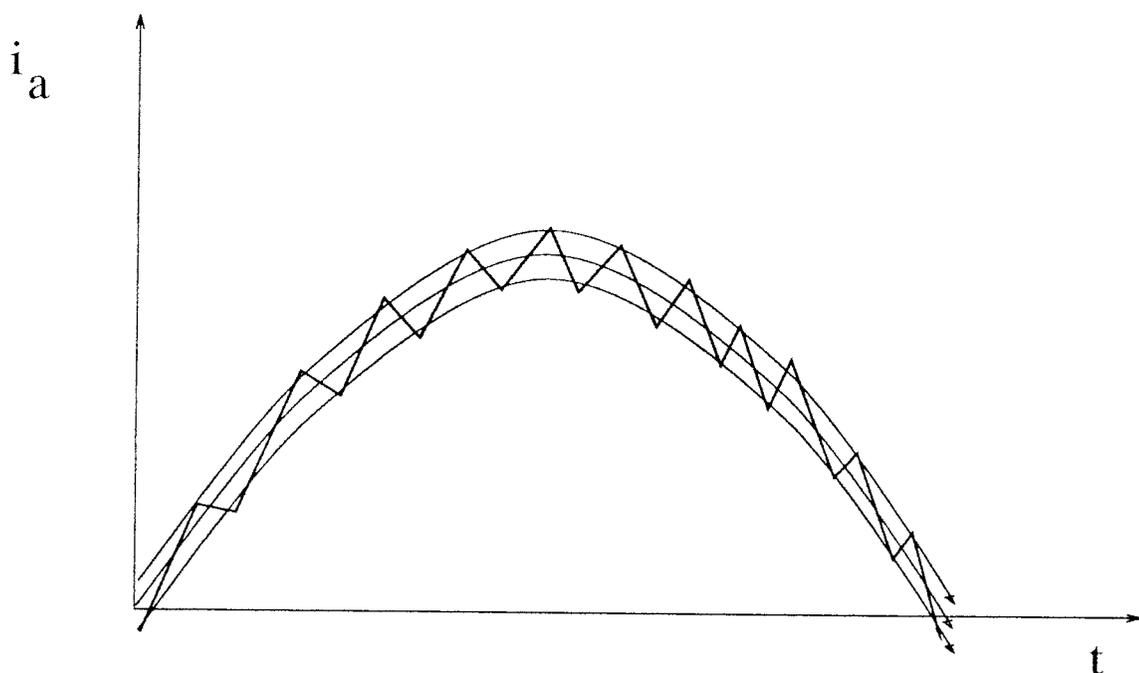


Figura IV-3: Control de intensidad de fase.

un rectificador monofásico no controlado conectado en puente completo. El acoplamiento se realiza mediante batería de condensadores. El puente está dotado de una resistencia de frenado para disipar la energía durante los períodos transitorios (en todo momento se mantienen la tensión de la batería de condensadores por debajo de 340Vdc). El circuito de potencia se muestra en la figura IV-6.

IV.3 Formas de Onda

En las figuras IV-7, IV-8, IV-9 y IV-10 se muestran algunos datos experimentales de las formas de onda de intensidades, flujos y par del motor de inducción.

IV.4 Programa de Control

Se han realizado varios programas de control. En una primera fase se ha probado el motor en bucle abierto dándole una referencia senoidal trifásica de intensidad. Seguidamente se han diseñado algunos programas de control escalar (control

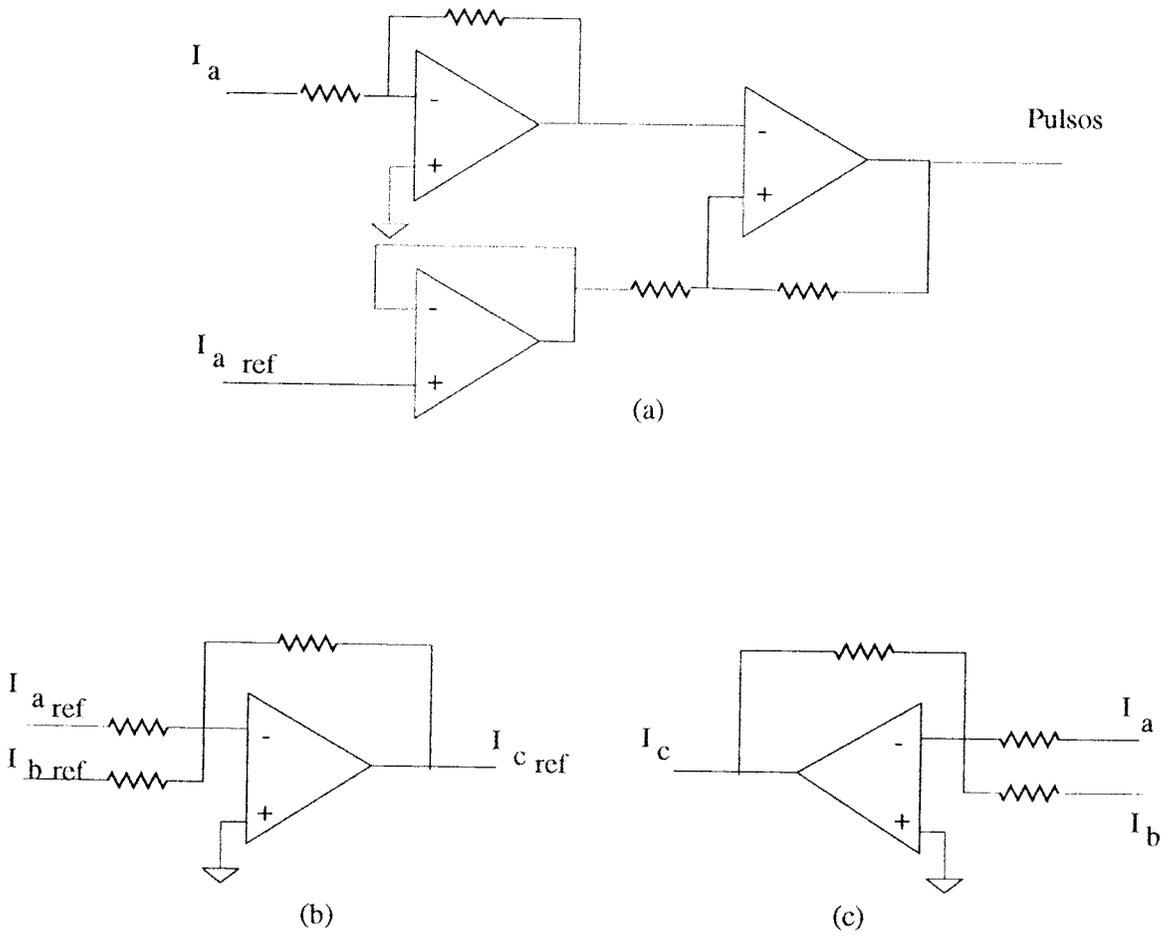


Figura IV-4: Circuito de control de intensidades mediante amplificadores operacionales. (a) Generación de pulsos de disparo. (Se utiliza el mismo circuito para las tres fases). (b) Generación de la intensidad de referencia $I_{c\text{ ref}}$. (c) Generación de la intensidad medida I_c .

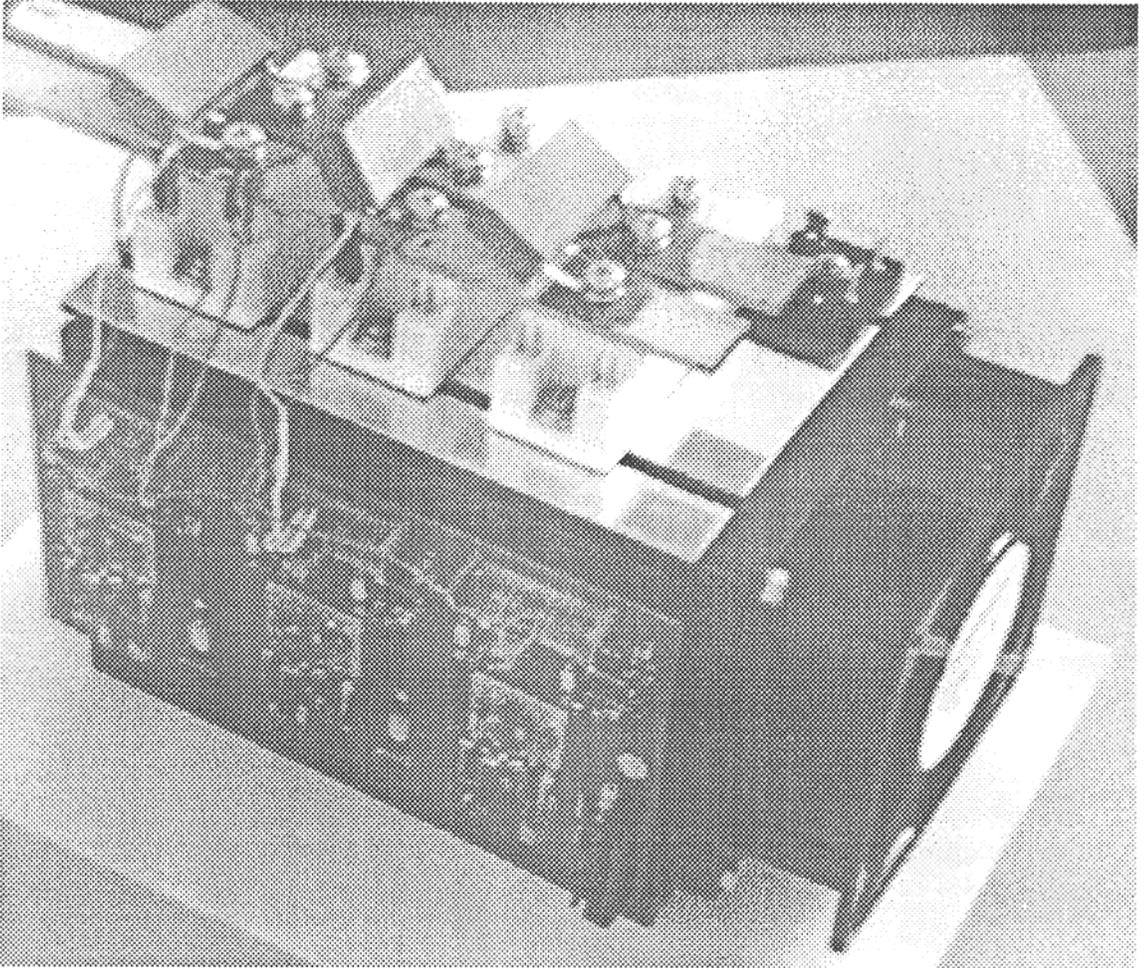


Figura IV-5: Fotografía del inversor trifásico.

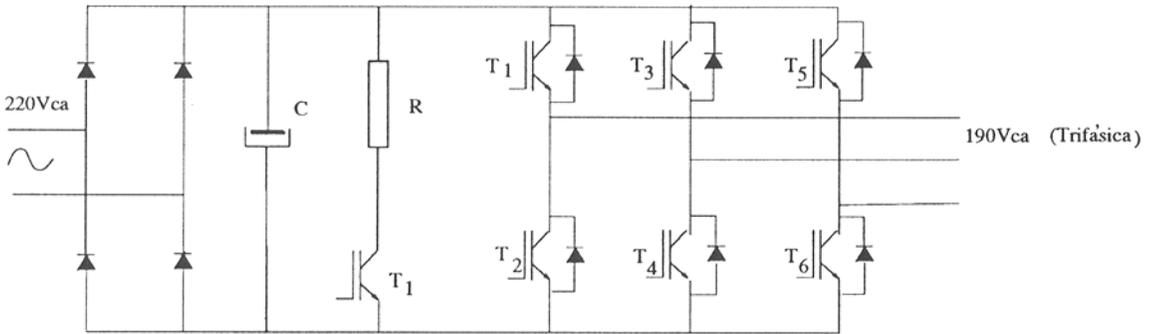


Figura IV-6: Esquema simplificado del circuito inversor trifásico.

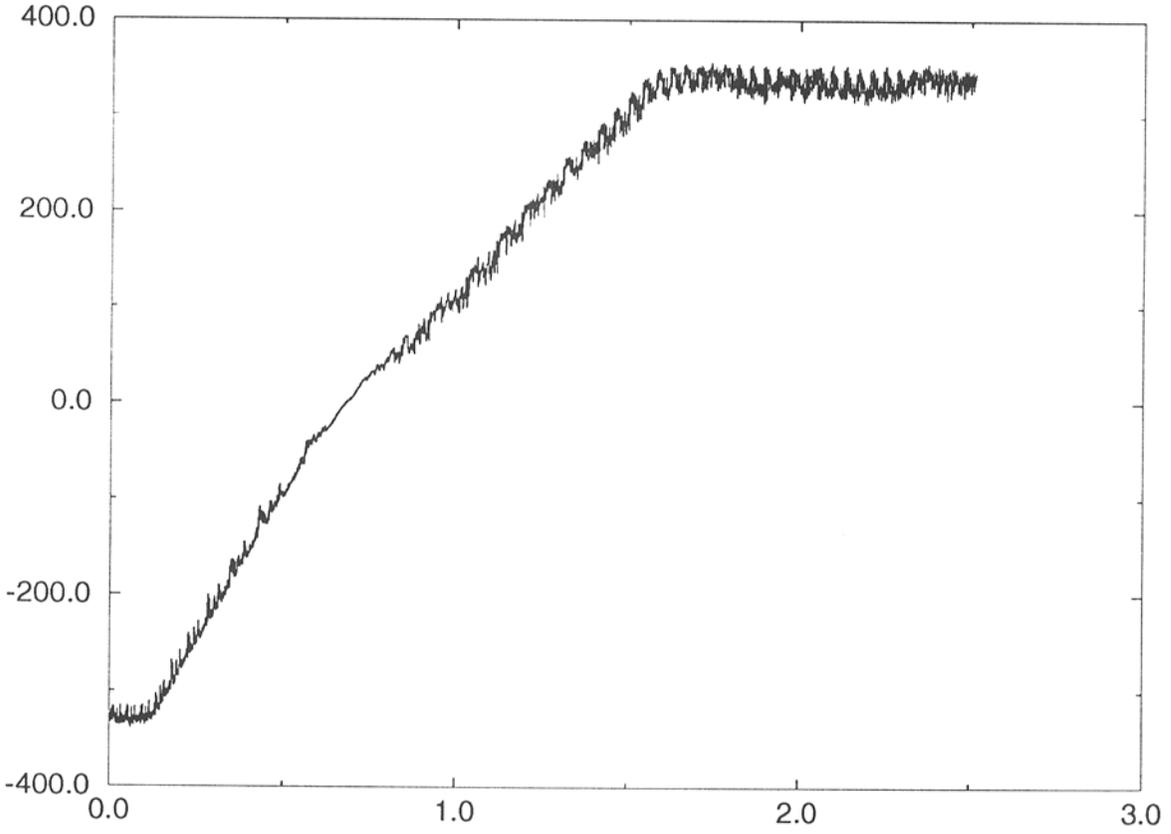
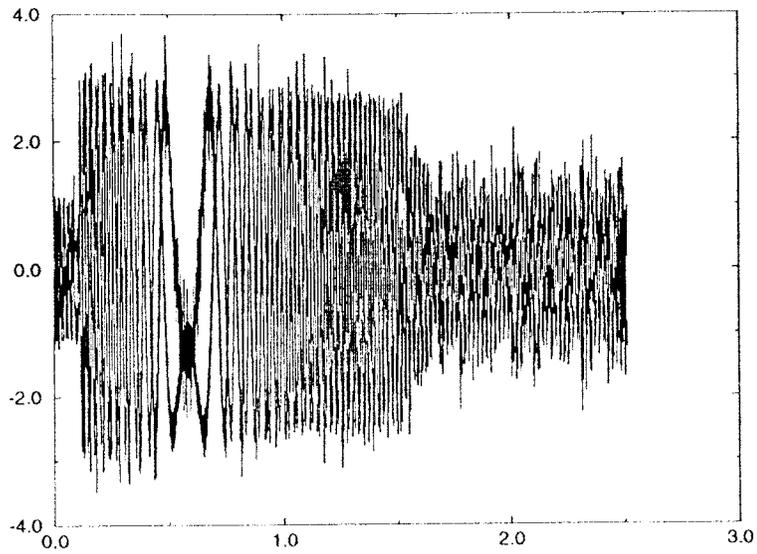
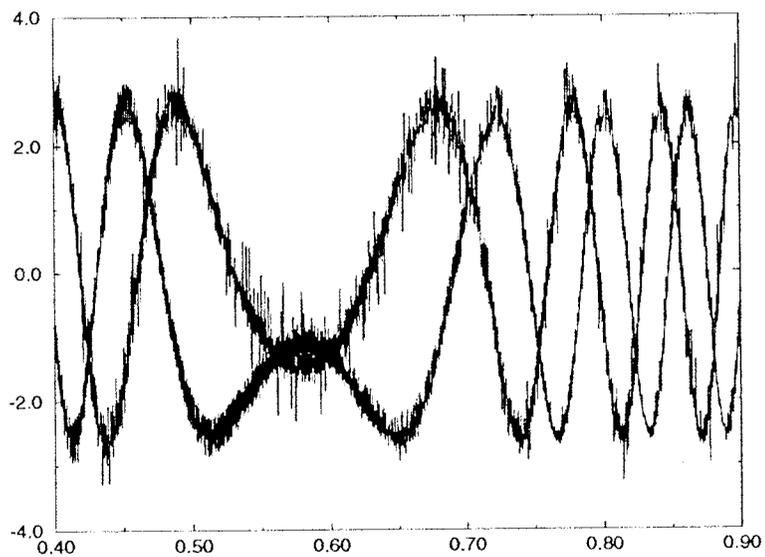


Figura IV-7: Respuesta de la velocidad del motor ante un cambio de sentido de giro.

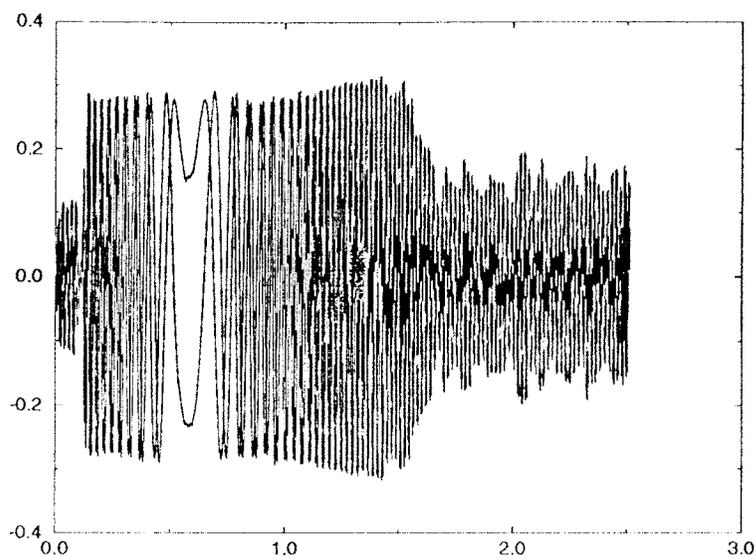


(a)

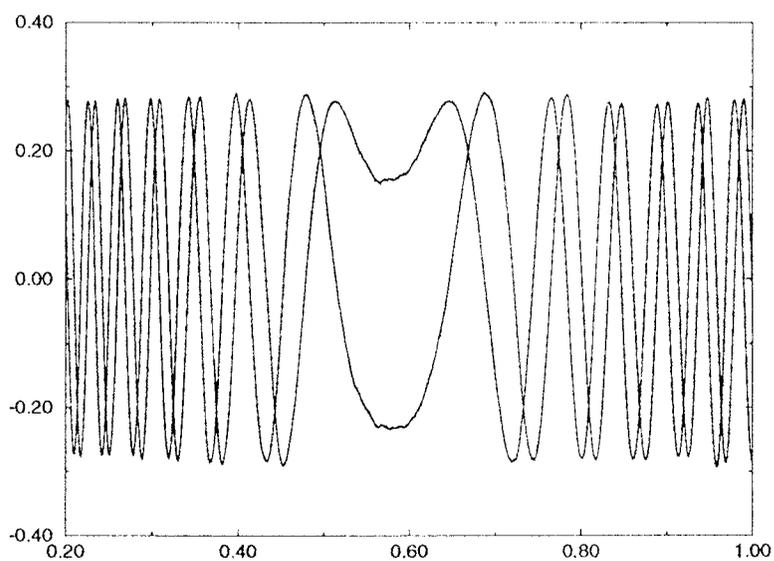


(b)

Figura IV-8: (a) Intensidades de línea i_a e i_b . (b) Ampliación en la zona de inversión del sentido de giro.



(a)



(b)

Figura IV-9: (a) Flujos estimados ϕ_{qm} y ϕ_{dm} . (b) Ampliación en la zona de inversión del sentido de giro.

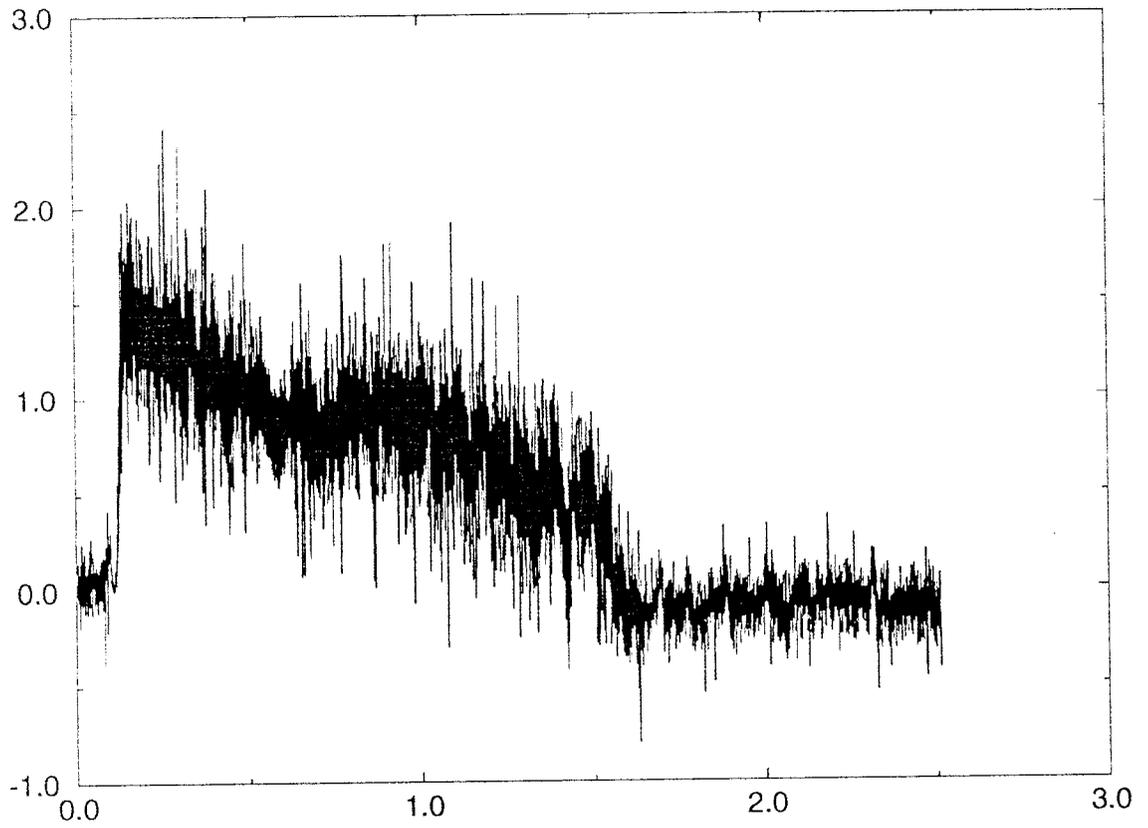


Figura IV-10: Respuesta de par estimada ante un cambio en el sentido de giro del motor de inducción.

intensidad–frecuencia). Finalmente se probó el control vectorial indirecto.

El programa de control se ejecuta cada tiempo de muestreo. Por simplicidad, se ha optado por tomar como tiempo de muestreo el de ejecución total del programa. Esto es posible cuando no se utilizan caminos alternativos en el programa que puedan variar su tiempo de ejecución. El programa se estructura en una serie de bloques:

1. Lectura de velocidad.
2. Control borroso o PI.
3. Estimación del ángulo eléctrico.
4. Cambio de coordenadas.
5. Atender interrupciones de teclado para cambiar consignas.
6. Mientras no sea fin de programa, volver al inicio.

IV.5 Programa de Control Borroso

El programa se ha diseñado de manera genérica de forma que se pueda aumentar el número de reglas y el de antecedentes sin más que cambiar un fichero externo. En este fichero se le suministra al programa información de las funciones de pertenencia y de las reglas utilizadas. La composición se realiza en cada tiempo de muestreo calculándose la acción de control. El programa utiliza funciones de pertenencia triangulares y la composición se realiza aplicando la regla “Min–Max”. La reducción a escalar se efectúa mediante la técnica suma de máximos ponderados.

IV.6 Obtención de Datos

Para la obtención de resultados experimentales se ha utilizado el siguiente proceso:

1. Con el sistema en marcha se han obtenido, mediante una tarjeta de adquisición de datos, las siguientes medidas: velocidad, dos de las intensidades de línea, tensión de continua y los estados de los interruptores trifásicos.

