



TESIS DOCTORAL



**APORTACIONES AL CONTROL VECTORIAL
SIN SENSORES DE MOTORES DE
INDUCCIÓN Y SU REALIZACIÓN
INTEGRADA**

por

José Luis Mora Jiménez

Ingeniero Industrial por la E.S. de Ingenieros de la
Universidad de Sevilla

presentada en la

Escuela Superior de Ingenieros

de la

Universidad de Sevilla

Para la obtención del

Grado de Doctor Ingeniero Industrial

Sevilla, Febrero de 2001



TESIS DOCTORAL



**APORTACIONES AL CONTROL VECTORIAL
SIN SENSORES DE MOTORES DE
INDUCCIÓN Y SU REALIZACIÓN
INTEGRADA**

Autor: José Luis Mora Jiménez

Director: Antonio Torralba Silgado

A Paqui

Agradecimientos

Quiero expresar mi agradecimiento a todas aquellas personas que han colaborado y me han sufrido durante el desarrollo de esta Tesis Doctoral:

- A mi director de Tesis, Dr. Antonio Torralba Silgado, por toda la colaboración prestada.
- Al Dr. Leopoldo García Franquelo por el esfuerzo realizado en favor del Departamento de Ingeniería Electrónica.
- A los profesores y amigos Dr. Federico Barrero, Dr. Francisco Pérez y Dr. Eduardo Galván por la ayuda prestada en el Laboratorio y con la redacción de esta Tesis.
- Al profesor y amigo Dr. Jon Tombs, por la ayuda prestada con CADENCE. Sin sus conocimientos la realización de los ASIC's se hubiera demorado años.
- A todos los profesores del Grupo de Tecnología Electrónica, que con su apoyo han hecho realidad esta Tesis.
- A Manuel Barranco y MACPUARSA, sin cuyo apoyo y financiación esta Tesis no hubiera podido llevarse a cabo.
- A mis padres, por su paciencia, que espero vean recompensada.
- A mi mujer, por sufrir en soledad durante tanto tiempo las largas horas dedicadas a la realización de esta Tesis.

Resumen de la Tesis

En esta Tesis se presentan los resultados obtenidos en un nuevo campo de investigación, desarrollado por el Doctorando en el **Grupo de Tecnología Electrónica (GTE)** del Departamento de Ingeniería Electrónica de la Universidad de Sevilla, dentro de la línea existente dedicada a la investigación en aplicaciones electrónicas para el control de motores de inducción.

El campo abierto por el Doctorando se centra en la investigación de aplicaciones electrónicas dedicadas al control sin sensores de motores de inducción.

La experiencia y resultados de las líneas de investigación existentes en el GTE, como la desarrollada en el campo del control vectorial de motores de inducción y la aplicación de la lógica borrosa al mismo, tiene su prolongación natural en el estudio de los algoritmos de estimación de flujo, par y velocidad en motores de inducción para su implementación electrónica con fines industriales.

El objetivo general de esta Tesis es la investigación en la implementación electrónica de controladores de velocidad para motores de inducción sin sensores, centrándose en la posible aplicación de este tipo de controladores en la industria dedicada al tráfico vertical.

Existen en la bibliografía numerosos y variados métodos para estimar las variables de estado del motor de inducción. Sin embargo, y dado el especial interés industrial que el uso de los mismos tendría por la reducción de costes implícita a la eliminación de sensores, son escasas las aplicaciones industriales existentes. Además, las prestaciones obtenidas se encuentran a medio camino entre las que ofrecen los controladores en bucle abierto y las obtenidas con controladores orientados al flujo con sensores.

La razón fundamental que explica el escaso impacto industrial de estas técnicas radica en la dificultad de estimar con precisión la velocidad cuando ésta se encuentra próxima a

cero, con los consiguientes problemas de estabilidad durante el arranque y la parada del motor.

Otro problema son los escasos estudios comparativos existentes entre los diversos métodos de estimación, pues, a pesar de que la mayoría de ellos prometen un funcionamiento comparable a los controladores de velocidad con sensores, las pruebas realizadas por el Doctorando ponen de manifiesto la falta de robustez y estabilidad en ciertas condiciones de los mismos, así como la dependencia de las prestaciones obtenidas según la forma en que se implementen.

Conviene destacar que el campo en el que el Doctorando desarrolla sus investigaciones es novedoso en el Departamento y que encierra una dificultad elevada al precisar, para su estudio, de diversas ramas de conocimiento: motores de inducción, observadores de sistemas no lineales, control, lógica borrosa, inteligencia artificial, desarrollo de aplicaciones microelectrónicas, etc.

Teniendo en cuenta lo expuesto anteriormente, el Doctorando ha seguido el siguiente proceso para desarrollar su investigación sobre la realización integrada de controladores vectoriales sin sensores para máquinas de inducción:

- Estudio y análisis bibliográfico de los controladores de motores de inducción sin sensores. El objetivo en este punto es recopilar la información existente, clasificarla y analizarla, extrayendo las conclusiones pertinentes con vistas al desarrollo de una aplicación microelectrónica.
- Ensayos experimentales de los estimadores más interesantes, a priori, basándose en el estudio desarrollado en el punto anterior, con el objetivo de realizar un análisis comparativo real de las prestaciones que pueden obtenerse con un control de velocidad sin sensor.
- Estudio de la sensibilidad de la estimación frente a diversas variables que condicionan las prestaciones del estimador al implementarlo físicamente. Este estudio original incluye las influencias en la estimación de velocidad del método de integración, el tiempo de muestreo, la precisión y componentes de continua de las medidas y las variaciones de los parámetros de la máquina.

- Desarrollo de la aplicación microelectrónica. El Doctorando desarrolla dos circuitos integrados de aplicación específica (ASIC). El primero de ellos está dedicado al control vectorial basado en lógica borrosa de motores de inducción, mientras que el segundo permite el control sin sensores de velocidad, implementando un algoritmo de estimación escogido de acuerdo a los resultados del apartado anterior.

La presente Tesis se ha dividido en seis capítulos, cuyo contenido se resume a continuación.

El Capítulo 1 ofrece una breve introducción y justificación de la investigación que se desarrollará en los sucesivos Capítulos.

En el Capítulo 2 se detallan los distintos algoritmos de control de velocidad y posición de motores de inducción y las diferentes técnicas de estimación de velocidad sin sensores. Este capítulo surge de un exhaustivo análisis bibliográfico desarrollado por el Doctorando, en el que se presenta el estado del arte en lo referente al control sin sensores de motores de inducción así como las ventajas e inconvenientes que cada método de estimación presenta a priori, basándose en los resultados experimentales y de simulación mostrados en la bibliografía.

De las conclusiones obtenidas del análisis bibliográfico realizado, el Doctorando extrae los métodos más interesantes y con mejores prestaciones con vistas a su posible implementación electrónica. Dado que no existen comparaciones exhaustivas de los diferentes métodos de estimación de velocidad, en el Capítulo 3, se muestran los resultados de simulación y ensayos experimentales realizados por el Doctorando utilizando varios métodos de estimación de velocidad en motores de inducción. Las conclusiones de la comparación realizada muestran las ventajas y desventajas de cada método, permitiendo seleccionar un método de estimación para su implementación posterior en un ASIC.

Además de la citada aportación original en la comparación e implementación de diferentes algoritmos de estimación de velocidad, el Doctorando incluye un análisis de los efectos que sobre las prestaciones de un estimador tienen: el tiempo de muestreo, el

método de integración, las componentes de continua en las medidas, la medida de tensión y las variaciones de los parámetros del motor de inducción.

Previamente al diseño del citado ASIC para la estimación de velocidad, en el Capítulo 4 se recoge la aportación del Doctorando al diseño de un ASIC para control vectorial indirecto de motores de inducción basado en lógica borrosa, denominado AVANTRON. Este circuito se desarrolla con la financiación de la empresa MACPUARSA para su uso industrial en el campo del control de velocidad en motores de inducción dedicados a tráfico vertical. En la actualidad, el ASIC forma parte de un producto comercial de amplia distribución en el mercado. En el citado Capítulo se recogen los resultados experimentales obtenidos por el Doctorando utilizando el ASIC para controlar la velocidad de un motor de inducción de 10kW, resultados que ponen de manifiesto las excelentes prestaciones que pueden obtenerse del mismo.

Para mejorar las prestaciones del ASIC anterior y disminuir los costes asociados a la medida de la velocidad, la empresa MACPUARSA requería de un circuito capaz de estimar la velocidad en motores de inducción para funcionar conjuntamente con AVANTRON y que, además, pudiese ser aplicado a cualquier control de velocidad existente.

En el Capítulo 5 se recoge la aportación original del Doctorando al desarrollo del ASIC denominado SLESS, el cual realiza la estimación sin sensores de la velocidad de giro de un motor de inducción mediante modelo de referencia adaptativo. El desarrollo de SLESS ha sido financiado conjuntamente por la empresa MACPUARSA y la Unión Europea dentro del marco "FUSE" (First User), y tiene el carácter de prototipo, dada la complejidad y novedad del campo de estimación de velocidad en motores de inducción. Los resultados de simulación y los ensayos experimentales realizados por el Doctorando con el ASIC se detallan al final del citado Capítulo. Estos resultados confirman el comportamiento satisfactorio del ASIC, resultando robusto ante las variaciones de carga, incluso a velocidades reducidas, y funcionando como generador.

El Capítulo 6 cierra la Tesis con las conclusiones obtenidas y las posibles líneas futuras de investigación a seguir dentro del campo de estimación de velocidad en motores.

Se recogen en la Tesis, además, dos apéndices en los que se describe la bancada de ensayos utilizada por el Doctorando para la obtención de los resultados experimentales así como un análisis de la máquina de inducción con las ecuaciones que lo modelan.

ÍNDICE

CAPÍTULO 1. INTRODUCCIÓN.....	1
1.1 Generalidades	2
1.2 Origen y motivación de la investigación	4
1.3 Objetivo y planteamiento de la Tesis.....	5
CAPÍTULO 2. CONTROL SIN SENSORES DE MOTORES DE INDUCCIÓN.....	8
2.1 Introducción.....	9
2.2 Clasificación de las Técnicas <i>Sensorless</i> para el control de velocidad en los motores de inducción.....	14
2.3 Estimación del flujo y control vectorial directo	16
2.3.1 Conclusiones.....	18
2.4 Control directo de par	18
2.4.1 Conclusiones.....	21
2.5 Estimación de velocidad basada en las ecuaciones estáticas.....	22
2.5.1 Conclusiones.....	23
2.6 Estimación de velocidad mediante ecuaciones de estado en bucle abierto	24
2.6.1 Conclusiones.....	27
2.7 Estimadores basados en técnicas MRAS.....	27
2.7.1 Conclusiones.....	31
2.8 Estimadores basados en observadores del espacio de estados.....	32
2.8.1 Observadores adaptativos de orden completo o de Luenberger.	32
2.8.2 Conclusiones.....	37
2.8.3 Observadores basados en el filtro de Kalman extendido	37
2.8.4 Conclusiones.....	42
2.8.5 Observadores adaptativos en modo deslizante.....	43
2.8.6 Conclusiones.....	46
2.9 Estimación basada en los efectos no lineales del motor de inducción.	47
2.9.1 Introducción	47

2.9.2	<i>Estimación basada en los armónicos debidos al ranurado del estator y el rotor</i>	47
2.9.3	<i>Estimación basada en la componente de tercer armónico de la tensión del estator debida a la saturación</i>	50
2.9.4	<i>Estimación de velocidad basada en variaciones de la inductancia de fugas</i>	53
2.10	Estimadores basados en inteligencia artificial.....	58
2.10.1	<i>Conclusiones</i>	62
2.11	Conclusiones.....	62
CAPÍTULO 3. COMPARACIÓN ENTRE DIFERENTES MÉTODOS DE ESTIMACIÓN DE LA VELOCIDAD EN MOTORES DE INDUCCIÓN		65
3.1	Introducción.....	66
3.2	Estimación de velocidad en bucle abierto mediante ecuaciones de estado.....	68
3.2.1	<i>Introducción</i>	68
3.2.2	<i>Resultados de simulación</i>	70
3.2.3	<i>Resultados experimentales</i>	73
3.2.4	<i>Conclusiones</i>	76
3.3	Estimación de velocidad mediante MRAS basado en el flujo del rotor.....	77
3.3.1	<i>Introducción</i>	77
3.3.2	<i>Resultados de simulación</i>	78
3.3.3	<i>Resultados experimentales</i>	82
3.3.4	<i>Conclusiones</i>	86
3.4	Estimación MRAS basada en la fuerza contraelectromotriz.....	86
3.4.1	<i>Introducción</i>	86
3.4.2	<i>Resultados de simulación</i>	87
3.4.3	<i>Resultados experimentales</i>	91
3.4.4	<i>Conclusiones</i>	94
3.5	Estimación MRAS basada en la potencia reactiva instantánea.....	95
3.5.1	<i>Resultados de simulación</i>	96
3.5.2	<i>Conclusiones</i>	100
3.6	estimador basado en el observador de Luenberger.....	101
3.6.1	<i>Resultados de simulación</i>	102
3.6.2	<i>Resultados experimentales</i>	106
3.6.3	<i>Conclusiones</i>	109
3.7	Estimador basado en el filtro de Kalman extendido.....	109
3.7.1	<i>Introducción</i>	109
3.7.2	<i>Resultados de simulación</i>	110
3.7.3	<i>Resultados experimentales</i>	113

3.7.4	<i>Conclusiones</i>	114
3.8	Comparativa entre los diferentes estimadores de velocidad.....	115
3.9	Consideraciones prácticas.....	117
3.9.1	<i>Influencia del tiempo de muestreo y el método de integración elegido</i>	118
3.9.2	<i>Influencia de la medida de tensión</i>	124
3.9.3	<i>Influencia de las componentes de continua presentes en las medidas</i>	126
3.9.4	<i>Influencia de los parámetros</i>	128
3.10	Conclusiones.....	134
CAPÍTULO 4. CIRCUITO ASIC BASADO EN LÓGICA BORROSA PARA EL CONTROL VECTORIAL INDIRECTO DE MOTORES DE INDUCCIÓN		137
4.1	Introducción.....	138
4.2	Descripción del circuito integrado.....	141
4.2.1	<i>Funcionalidad Básica</i>	141
4.2.2	<i>Partes del ASIC con funcionamiento independiente</i>	142
4.2.3	<i>Medidas de corriente e interfaz paralelo de comunicaciones</i>	144
4.2.4	<i>Control Vectorial Indirecto y cambio de coordenadas</i>	144
4.2.5	<i>Medida de velocidad y posición</i>	149
4.2.6	<i>Bucle interno de control de corrientes y PWM</i>	154
4.2.7	<i>Bucle externo de control de velocidad</i>	158
4.2.8	<i>Protecciones y alarmas integradas</i>	163
4.3	Simulaciones.....	165
4.3.1	<i>Introducción</i>	165
4.3.2	<i>Simulaciones del control de velocidad de un motor de inducción mediante AVANTRON</i>	166
4.4	Resultados experimentales.....	172
4.4.1	<i>Introducción</i>	172
4.4.2	<i>Generación PWM</i>	173
4.4.3	<i>Control de corrientes</i>	175
4.4.4	<i>Control tensión-frecuencia</i>	176
4.4.5	<i>Control vectorial con PI de velocidad</i>	178
4.4.6	<i>Control vectorial-borroso</i>	180
4.5	Conclusiones.....	183
CAPÍTULO 5. CIRCUITO ASIC PARA LA ESTIMACIÓN DE VELOCIDAD EN MÁQUINAS DE INDUCCIÓN.....		185
5.1	Introducción.....	186
5.2	Descripción del circuito integrado.....	189

5.2.1	<i>Funcionalidad Básica</i>	189
5.2.2	<i>Modos de funcionamiento del ASIC</i>	190
5.2.3	<i>Estimación de las tensiones del estator</i>	193
5.2.4	<i>Cambio de Coordenadas</i>	197
5.2.5	<i>Estimación de la velocidad de giro del motor</i>	200
5.2.6	<i>Circuito emulador de un encoder bifásico incremental</i>	206
5.2.7	<i>Comunicaciones</i>	207
5.3	Simulaciones	209
5.3.1	<i>Introducción</i>	209
5.3.2	<i>Simulaciones del control vectorial de velocidad de un motor de inducción con estimación de velocidad mediante el ASIC SLESS</i>	210
5.4	Resultados experimentales	214
5.4.1	<i>Introducción</i>	214
5.4.2	<i>Ensayos realizados</i>	215
5.5	Conclusiones	220
CAPÍTULO 6. CONCLUSIONES Y FUTURAS LÍNEAS DE INVESTIGACIÓN		222
6.1	Conclusiones	223
6.1.1	<i>Capítulo 2</i>	223
6.1.2	<i>Capítulo 3</i>	225
6.1.3	<i>Capítulo 4</i>	227
6.1.4	<i>Capítulo 5</i>	228
6.2	Futuras líneas de investigación	229
6.2.1	<i>Implementación electrónica en un ASIC de un control vectorial con estimación de velocidad</i>	229
6.2.2	<i>ASIC modular para el control de motores de inducción</i>	230
6.2.3	<i>Estimadores híbridos</i>	230
6.2.4	<i>Estabilidad del control de velocidad sin sensores</i>	231
6.2.5	<i>Estimación de velocidad en motores de rotor bobinado</i>	232
BIBLIOGRAFÍA		233
APÉNDICE A. MODELADO DE LA MÁQUINA DE INDUCCIÓN		247
A.1	Introducción	248
A.2	Modelo dinámico de máquinas de inducción trifásicas	248
A.2.1	<i>Devanados y campos magnéticos</i>	248
A.2.2	<i>Circuitos eléctricos equivalentes por fase de estator y rotor</i>	252
A.2.3	<i>Expresiones del par eléctrico</i>	260
A.2.4	<i>Modelo mecánico de la máquina de Inducción</i>	262

APÉNDICE B. BANCADA DE ENSAYO DE MÁQUINAS ELÉCTRICAS.....	263
B.1 Introducción.....	264
B.2 Bancada de ensayos	264
B.3 Placa de adaptación a PC de los circuitos integrados AVANTRON y sless	267

LISTA DE FIGURAS

figura 2.1. Control de velocidad tensión/frecuencia con regulación del deslizamiento.	10
figura 2.2. Control vectorial directo.	11
figura 2.3. Control vectorial indirecto.	11
figura 2.4. Estructura básica de un control directo de par.	12
figura 2.5. Clasificación de los controladores <i>sensorless</i> para motores de inducción.	15
figura 2.6. Circuito para la estimación del flujo del rotor con compensación frente a variaciones en los parámetros.	17
figura 2.7. Diagrama de bloques de un control directo de par y flujo.	19
figura 2.8. Vector de tensión y flujo en el espacio de estados.	20
figura 2.9. Control <i>sensorless</i> de velocidad con control directo de par y flujo.	21
figura 2.10. Circuito equivalente de un motor de inducción en estado estacionario.	23
figura 2.11. Control vectorial indirecto con regulación de la frecuencia del estator.	26
figura 2.12. Estimación de la velocidad usando ecuaciones de estado.	26
figura 2.13. Diagrama de bloques básico de un sistema MRAS aplicado a la estimación de la velocidad de giro en una máquina de inducción.	28
figura 2.14. Estimación de velocidad mediante MRAS basado en la fuerza contraelectromotriz	30
figura 2.15. Diagrama de bloques de un observador de orden completo de velocidad	35
figura 2.16. Estructura del filtro de Kalman.	39
figura 2.17. Diagrama de bloques de un control vectorial <i>sensorless</i> de velocidad basado en el EKF.	42
figura 2.18. Distribución del flujo en el entrehierro de un motor de inducción.	48
figura 2.19. Circuito para la detección de los armónicos de ranura y el tercer armónico debido a la saturación.	49
figura 2.20. Distribución espacial de la densidad de flujo con y sin saturación en los dientes.	51
figura 2.21. Distribución espacial de la densidad de flujo con y sin saturación en el núcleo.	52
figura 2.22. Identificación mediante red neuronal.	58
figura 3.1. Diagrama de bloques del estimador de velocidad en bucle abierto implementado.	69
figura 3.2. Simulación de arranque con referencia suave en vacío usando el estimador en bucle abierto mediante ecuaciones de estado.	70
figura 3.3. Simulación de cambio de sentido de giro en vacío utilizando el estimador en bucle abierto basado en las ecuaciones de estado.	71
figura 3.4. Detalle de las corrientes durante el paso por cero utilizando el estimador en bucle abierto basado en las ecuaciones de estado.	71

figura 3.5. Simulación de escalón de par nominal a velocidad nominal utilizando el estimador en bucle abierto basado en las ecuaciones de estado.	72
figura 3.6. Simulación de escalón de par a 20% de la velocidad nominal utilizando el estimador en bucle abierto basado en las ecuaciones de estado.	72
figura 3.7. Simulación realizada para determinar la velocidad mínima estimable con error relativo inferior al 10% utilizando el estimador en bucle abierto basado en las ecuaciones de estado.	73
figura 3.8. Ensayo de arranque a velocidad nominal siguiendo una referencia suave y en vacío, utilizando el estimador en bucle abierto basado en las ecuaciones de estado.	74
figura 3.9. Ensayo de cambio de sentido de giro en vacío siguiendo una referencia suave, utilizando el estimador en bucle abierto basado en las ecuaciones de estado.	74
figura 3.10. Detalle de las corrientes obtenidas experimentalmente durante el paso por cero de la velocidad, utilizando el estimador en bucle abierto basado en las ecuaciones de estado.	75
figura 3.11. Ensayo de escalón nominal de par a velocidad nominal utilizando el estimador en bucle abierto basado en las ecuaciones de estado.	75
figura 3.12. Ensayo de frenado desde velocidad nominal en vacío usando el estimado en bucle abierto basado en las ecuaciones de estado.	76
figura 3.13. Diagrama de bloques del estimador MRAS basado en el flujo del rotor.	78
figura 3.14. Simulación de un arranque a velocidad nominal siguiendo una referencia suave y en vacío, utilizando el estimador MRAS basado en el flujo del rotor.	79
figura 3.15. Simulación de cambio de sentido de giro siguiendo una referencia suave y en vacío, utilizando el estimador MRAS basado en el flujo del rotor.	79
figura 3.16. Detalle de las corrientes simuladas durante el paso por cero de la velocidad, utilizando el estimador MRAS basado en el flujo del rotor.	80
figura 3.17. Simulación de escalón de par nominal a velocidad nominal utilizando el estimador MRAS basado en el flujo del rotor.	80
figura 3.18. Simulación de escalón de par del 60% del nominal a una velocidad del 20% de la nominal utilizando el estimador MRAS basado en el flujo del rotor.	81
figura 3.19. Simulación realizada para determinar la velocidad mínima medible con error relativo inferior al 10% utilizando el estimador MRAS basado en el flujo del rotor.	81
figura 3.20. Ensayo de arranque a velocidad nominal en vacío siguiendo una referencia suave utilizando el estimador MRAS basado en el flujo del rotor.	83
figura 3.21. Ensayo de cambio de sentido de giro en vacío siguiendo una referencia suave utilizando el estimador MRAS basado en el flujo del rotor.	83
figura 3.22. Detalle de las corrientes obtenidas en el ensayo de cambio de sentido de giro durante el paso por cero de la velocidad utilizando el estimador MRAS basado en el flujo del rotor.	84
figura 3.23. Ensayo de escalón nominal de par a velocidad nominal utilizando el estimador MRAS basado en el flujo del rotor.	84
figura 3.24. Ensayo de escalón de par del 60% del nominal a un 20% de la velocidad nominal utilizando el estimador MRAS basado en el flujo del rotor.	85

figura 3.25. Ensayo de frenado a velocidad cero en vacío usando el estimador MRAS basado en el flujo del rotor. _____	85
figura 3.26. Simulación de un arranque a velocidad nominal en vacío siguiendo una referencia suave, utilizando el estimador MRAS basado en la fuerza contraelectromotriz. _____	88
figura 3.27. Simulación de cambio de sentido de giro en vacío siguiendo una referencia suave utilizando el estimador MRAS basado en la fuerza contraelectromotriz. _____	88
figura 3.28. Detalle de las corrientes, obtenidas en la simulación de cambio de sentido de giro, durante el paso por cero, utilizando el estimador MRAS basado en la fuerza contraelectromotriz. _____	89
figura 3.29. Simulación de escalón de par nominal a velocidad nominal utilizando el estimador MRAS basado en la fuerza contraelectromotriz. _____	89
figura 3.30. Simulación de escalón de par del 60% del nominal al 20% de la velocidad nominal utilizando el estimador MRAS basado en la fuerza contraelectromotriz. _____	90
figura 3.31. Simulación realizada para determinar la velocidad mínima medible con error relativo inferior al 10% utilizando el estimador MRAS basado en la fuerza contraelectromotriz. _____	90
figura 3.32. Ensayo de arranque a velocidad nominal en vacío siguiendo una referencia suave, utilizando el estimador MRAS basado en la fuerza contraelectromotriz. _____	92
figura 3.33. Ensayo de cambio de sentido de giro en vacío siguiendo una referencia suave, utilizan el estimador MRAS basado en la fuerza contraelectromotriz. _____	92
figura 3.34. Detalle de las corrientes obtenidas en el ensayo de cambio de sentido de giro durante el paso por cero de la velocidad, utilizando el estimador MRAS basado en la fuerza contraelectromotriz. _____	93
figura 3.35. Ensayo de escalón nominal de par a velocidad nominal utilizando el estimador MRAS basado en la fuerza contraelectromotriz. _____	93
figura 3.36. Ensayo de escalón de par del 60% del nominal a un 20% de la velocidad nominal utilizando el estimador MRAS basado en la fuerza contraelectromotriz. _____	94
figura 3.37. Ensayo de frenado a velocidad cero en vacío siguiendo una referencia suave, utilizando el estimador MRAS basado en la fuerza contraelectromotriz. _____	94
figura 3.38. Diagrama de bloques del estimador MRAS basado en la potencia reactiva instantánea. _____	96
figura 3.39. Soluciones posibles de fuerza contraelectromotriz en ejes estacionarios dq . _____	97
figura 3.40. Simulación de un escalón de par negativo en el estimador MRAS basado en la potencia reactiva instantánea. _____	98
figura 3.41. Simulación de un escalón de par positivo en el estimador MRAS basado en la potencia reactiva instantánea. _____	99
figura 3.42. Simulación mostrando la inestabilidad por error en L'_m en el estimador MRAS basado en la potencia reactiva instantánea. _____	100
figura 3.43. Simulación mostrando la desaparición de la inestabilidad por error en L'_m en el estimador MRAS basado en la potencia reactiva instantánea. _____	101
figura 3.44. Simulación de un arranque a velocidad nominal en vacío siguiendo una referencia suave utilizando el observador de Luenberger. _____	102

figura 3.45. Simulación de cambio de sentido de giro en vacío siguiendo una referencia suave utilizando el observador de Luenberger. _____	103
figura 3.46. Detalle de las corrientes durante el paso por cero usando el observador de Luenberger. _____	103
figura 3.47. Simulación de escalón de par nominal a velocidad nominal usando el observador de Luenberger. _____	104
figura 3.48. Simulación de escalón de par a 20% de la velocidad nominal usando el observador de Luenberger. _____	104
figura 3.49. Simulación para determinar la velocidad mínima estimable con error relativo inferior al 10% utilizando el observador de Luenberger. _____	105
figura 3.50. Ensayo de arranque a velocidad suave en vacío usando el observador de Luenberger. _____	106
figura 3.51. Ensayo de cambio de sentido de giro en vacío usando el observador de Luenberger. _____	106
figura 3.52. Ensayo de cambio de sentido de giro mostrando las corrientes en el paso por cero usando el observador de Luenberger. _____	107
figura 3.53. Ensayo de escalón nominal de par a velocidad nominal usando el observador de Luenberger. _____	107
figura 3.54. Ensayo de escalón de par del 60% del nominal a un 20% de la velocidad nominal usando el observador de Luenberger. _____	108
figura 3.55. Ensayo de frenado a velocidad cero en vacío usando el observador de Luenberger. _____	108
figura 3.56. Simulación de un arranque con velocidad suave en vacío usando el filtro de Kalman. _____	110
figura 3.57. Simulación de cambio de sentido de giro en vacío usando el filtro de Kalman. _____	111
figura 3.58. Detalle de las corrientes durante el paso por cero usando el filtro de Kalman. _____	111
figura 3.59. Simulación de escalón de par nominal a velocidad nominal usando el filtro de Kalman. _____	112
figura 3.60. Ensayo de arranque a velocidad suave en vacío usando el filtro de Kalman extendido. _____	113
figura 3.61. Ensayo de cambio de sentido de giro en vacío usando el filtro de Kalman extendido. _____	113
figura 3.62. Ensayo de frenado a velocidad cero en vacío usando el filtro de Kalman extendido. _____	114
figura 3.63. Comparación entre diferentes métodos de integración aplicados a la estimación de velocidad mediante el método MRAS basado en la fuerza contraelectromotriz. _____	122
figura 3.64. Comparación entre diferentes métodos de estimación de la tensión aplicados a la estimación de velocidad mediante el método MRAS basado en la fuerza contraelectromotriz. _____	125
figura 3.65. Efecto de la componente de continua en la estimación de velocidad mediante el método MRAS basado en la fuerza contraelectromotriz. _____	127
figura 3.66. Efecto del parámetro R_s en la estimación de velocidad mediante el método MRAS basado en la fuerza contraelectromotriz. _____	129
figura 3.67. Efecto del parámetro L_σ en la estimación de velocidad mediante el método MRAS basado en la fuerza contraelectromotriz. _____	130
figura 3.68. Efecto del parámetro τ en la estimación de velocidad mediante el método MRAS basado en la fuerza contraelectromotriz en condiciones de carga. _____	132
figura 3.69. Efecto del parámetro τ en la estimación de velocidad mediante el método MRAS basado en la fuerza contraelectromotriz. _____	133
figura 4.1. Fotografía del ASIC mostrando las macroceldas y convertidores A/D. _____	140

figura 4.2. Fotografía de AVANTRON. _____	140
figura 4.3. Esquema general del circuito. _____	141
figura 4.4. Diagrama de bloques del circuito. _____	142
figura 4.5. Partes del ASIC con funcionamiento independiente. _____	143
figura 4.6. Diagrama de bloques del <i>datapath</i> implementado en AVANTRON para realizar el control vectorial y el control de corrientes. _____	145
figura 4.7. Diagrama de bloques del circuito dedicado a la integración de la frecuencia eléctrica y cálculo del seno del ángulo eléctrico. _____	148
figura 4.8. Sentido de la velocidad. _____	151
figura 4.9. Error absoluto en función de la velocidad para diferentes valores de m . _____	152
figura 4.10. Tiempo de conversión en la medida para diferentes valores de m . _____	153
figura 4.11. Diagrama de bloques del circuito de medida de velocidad y posición. _____	153
figura 4.12. Diagrama de bloques que muestra los diferentes tipos de control (en corriente o tensión-frecuencia) _____	155
figura 4.13. Bucle interno del controlador del bucle interno de corriente _____	155
figura 4.14. PWM trifásico. _____	158
figura 4.15. Formas de onda del generador PWM mostrando los tiempos muertos. _____	158
figura 4.16. Diagrama de bloque del controlador borroso. _____	160
figura 4.17. Almacenamiento de las reglas del controlador borroso en la RAM del ASIC. _____	160
figura 4.18. Diagrama de bloques del fuzzificador. _____	161
figura 4.19. Diagrama de bloques del defuzzificador y el proceso de aprendizaje. _____	163
figura 4.20. Referencia suave de velocidad. _____	167
figura 4.21. Corriente de fase del motor de 10cv. Funcionamiento con PI de corriente. Portadora de frecuencia de 5KHz. _____	168
figura 4.22. Velocidad del motor de 10cv. Funcionamiento con PI de corriente. Portadora de frecuencia de 5KHz. _____	169
figura 4.23. Respuesta de par del motor de 10cv. Funcionamiento con PI de corriente. Portadora de frecuencia de 5KHz. _____	169
figura 4.24. Simulación del motor de 100CV mostrando la evolución de la velocidad de referencia, la velocidad real y la medida. _____	170
figura 4.25. Simulación del motor de 100CV mostrando el par eléctrico. _____	170
figura 4.26. Simulación del motor de 2CV mostrando la velocidad de referencia, la velocidad real y la medida. _____	171
figura 4.27. Simulación del motor de 2CV mostrando el par eléctrico. _____	171
figura 4.28. Fotografía del armario con el ASIC AVANTRON. _____	172
figura 4.29. Pulsos de disparo generados con AVANTRON. _____	173
figura 4.30. Generación de tiempos muertos con AVANTRON. _____	174
figura 4.31. Pulsos de disparo modulados mediante onda senoidal. _____	174
figura 4.32. Pulsos de disparo mostrando el filtrado de pulso mínimo. _____	175

figura 4.33. Corrientes de dos fases del motor de inducción generadas con el control de corrientes integrado en AVANTRON.	176
figura 4.34. Arranque en vacío con escalón de velocidad del control tensión-frecuencia empleando AVANTRON.	177
figura 4.35. Arranque en vacío con referencia suave y frenado a velocidad cero con el control tensión-frecuencia empleando AVANTRON.	177
figura 4.36. Escalón del 60% del par nominal con el control tensión-frecuencia empleando AVANTRON.	178
figura 4.37. Arranque a velocidad nominal en vacío y control vectorial empleando AVANTRON.	179
figura 4.38. Arranque y frenado suaves en vacío con el control vectorial empleando AVANTRON.	179
figura 4.39. Escalón nominal de par a velocidad nominal con control vectorial utilizando AVANTRON.	180
figura 4.40. Superficie borrosa programada en AVANTRON para la realización de los ensayos.	181
figura 4.41. Escalón de velocidad nominal con control vectorial-borroso mediante Avántrón.	181
figura 4.42. Arranque y parada siguiendo una curva en 'S' con control vectorial-borroso mediante Avántrón.	182
figura 4.43. Escalón de par nominal a velocidad nominal con control vectorial-borroso mediante Avántrón.	182
figura 5.1. Aspecto final del rutado del ASIC SLESS.	188
figura 5.2. Esquema general del circuito.	189
figura 5.3. Diagrama de bloques del ASIC.	190
figura 5.4. Modos de funcionamiento del ASIC.	190
figura 5.5. Inversor trifásico con motor conectado en estrella.	193
figura 5.6. Diagrama de bloques de la estructura <i>datapath</i> implementada en SLESS.	195
figura 5.7. Inversor trifásico con motor conectado en triángulo.	196
figura 5.8. Estimación de velocidad basada en la técnica MRAS.	200
figura 5.9. Diagrama de bloques del algoritmo de estimación implementado en el ASIC SLESS.	202
figura 5.10. Trenes incrementales de pulso y sentido de la velocidad.	206
figura 5.11. Diagrama de bloques del circuito emulador de <i>encoder</i> .	207
figura 5.12. Uso del ASIC SLESS como emulador de <i>encoder</i> .	208
figura 5.13. Referencia suave de velocidad.	212
figura 5.14. Simulación de un motor de 10CV con estimación de velocidad mediante SLESS.	213
figura 5.15. Simulación de un motor de 2CV con estimación de velocidad mediante SLESS.	213
figura 5.16. Simulación de un motor de 100CV con estimación de velocidad mediante SLESS.	214
figura 5.17. Ensayo de escalón de velocidad cero a nominal con estimación de velocidad mediante SLESS en vacío.	215
figura 5.18. Ensayo de escalón de velocidad cero a nominal con estimación de velocidad mediante SLESS con el 50% del par nominal.	216
figura 5.19. Ensayo de escalón de velocidad de 5Hz a nominal con estimación de velocidad mediante SLESS a par nominal.	216

figura 5.20. Ensayo de arranque con referencia suave con estimación de velocidad mediante SLESS en vacío.	217
figura 5.21. Ensayo de parada con referencia suave con estimación de velocidad mediante SLESS en vacío.	217
figura 5.22. Ensayo de cambio de sentido de giro con referencia suave con estimación de velocidad mediante SLESS en vacío.	218
figura 5.23. Ensayo de aceleración de 5Hz a 25Hz con referencia suave con estimación de velocidad mediante SLESS a par nominal.	218
figura 5.24. Ensayo con velocidad de referencia 2.5Hz en permanente al 50% del par nominal.	219
figura A.1. Sección transversal y forma de onda de la inducción en el entrehierro de una máquina de inducción ideal.	249
figura A.2. Sección transversal y forma de onda de la inducción en el entrehierro de una máquina de inducción ideal.	249
figura A.3. Sección transversal y forma de onda de la inducción en el entrehierro de una máquina de inducción ideal de $p=2$ pares de polos.	250
figura A.4. Formas de onda de la inducción en el entrehierro de una máquina de inducción para uno y dos pares de polo.	251
figura A.5. Circuito eléctrico equivalente de la máquina de inducción trifásica.	254
figura A.6. Sistemas de coordenadas empleados en el modelado dinámico de las máquinas eléctricas.	259
figura B.1. Diagrama de bloques de la bancada de ensayo de máquinas eléctricas de 11-13.2 Kw.	266
figura B.2. Bancada de ensayo de máquinas eléctricas de 11-13.2 Kw.	266
figura B.3. Fotografía de la placa de adaptación a PC de los ASIC's AVANTRON y SLESS.	268

LISTA DE TABLAS

Tabla 3.1. Parámetros de la máquina de inducción utilizados en las simulaciones y ensayos. _____	67
Tabla 3.2. Comparación entre los diferentes estimadores de velocidad. _____	116
Tabla 3.3. Error cuadrático medio entre la velocidad real y la estimada en función del método de integración elegido y el tiempo de muestreo. _____	122
Tabla 3.4. Error cuadrático medio entre la velocidad real y la estimada en función del método de utilizado para determinar las tensiones. _____	126
Tabla 3.5. Error cuadrático medio en tanto por ciento del nominal en función del valor de R_s utilizado en el algoritmo de estimación de velocidad MRAS basado en la fuerza contraelectromotriz. _____	129
Tabla 3.6. Error cuadrático medio en función del valor de L_σ utilizado en el algoritmo de estimación de velocidad MRAS basado en la fuerza contraelectromotriz. _____	131
Tabla 3.7. Error cuadrático medio en función del valor de τ_r utilizado en el algoritmo de estimación de velocidad MRAS basado en la fuerza contraelectromotriz. _____	134
Tabla 4.1. Valores de K para la medida de la velocidad. _____	152
Tabla 4.2. Parámetros típicos de Motores de Inducción. _____	167
Tabla 5.1. Parámetros típicos de Motores de Inducción. _____	211
Tabla 6.1. Parámetros nominales de la máquina asíncrona trifásica de 11-13.2 Kw. _____	265

GLOSARIO

ω_r	Vector velocidad angular del rotor (perpendicular a ejes dq)
ω_e	Velocidad angular eléctrica
n_p	Número de pares de polos
ω_s	Velocidad angular de deslizamiento
T_e	Par electromagnético
T_L	Par de carga
J	Constante mecánica de inercia
$v_s = [v_{sd}, v_{sq}]^T$	Vector de la tensión en el estator en ejes dq
$i_s = [i_{sd}, i_{sq}]^T$	Vector de la corriente del estator en ejes dq
$i_r = [i_{rd}, i_{rq}]^T$	Vector del flujo del rotor en ejes dq
$\lambda_s = [\lambda_{sd}, \lambda_{sq}]^T$	Vector del flujo del estator en ejes dq
$\lambda_h = [\lambda_{hd}, \lambda_{hq}]^T$	Vector del flujo en el entrehierro
$\lambda_r = [\lambda_{rd}, \lambda_{rq}]^T$	Vector flujo del rotor en ejes dq
$i_m = i_s + (L_r / L_m) i_r$	Vector de la corriente de magnetización en ejes dq
$e_m = L'_m (di_m / dt)$	Vector de la fuerza contraelectromotriz en ejes dq
L_s	Inductancia del estator
L_r	Inductancia del rotor
L_m	Inductancia mutua
$L_\sigma = \sigma L_s$	Inductancia de fugas
$\sigma = 1 - (L_m^2 / L_s L_r)$	Coefficiente de fugas

$L'_m = L_m^2 / L_r$	Inductancia mutua equivalente
R_s	Resistencia del estator
R_r	Resistencia del rotor
$\tau_r = L_r / R_r$	Constante de tiempo del rotor
\times, \cdot	Productos vectorial y escalar.

Capítulo 1

INTRODUCCIÓN

Índice

1.1 Generalidades	2
1.2 Origen y motivación de la investigación	4
1.3 Objetivo y planteamiento de la Tesis.....	5

1.1 GENERALIDADES

Tradicionalmente, la máquina de corriente continua ha sido empleada de forma extensiva en aquellas aplicaciones en las que se requería operar a velocidad variable, debido a la simplicidad en el control del par y flujo de la misma. En particular, los motores de corriente continua de excitación independiente se han usado fundamentalmente en aplicaciones en las que resultaba necesaria una rápida respuesta, un funcionamiento en los cuatro cuadrantes y con velocidades cercanas a cero.

Sin embargo, las máquinas de corriente continua presentan una serie de problemas derivados de la presencia del conmutador y las escobillas. Estos elementos obligan a realizar un mantenimiento periódico de la máquina para asegurar su funcionamiento en buenas condiciones, a la vez que imposibilitan el uso de la misma en ambientes explosivos o corrosivos.

Estos problemas no los presentan las máquinas de corriente alterna asíncronas, operando además estas últimas con una mayor densidad de potencia, lo que permite reducir las dimensiones de la máquina para los mismos requerimientos de potencia.

A pesar de las ventajas de las máquinas de corriente alterna, en el pasado sólo han podido usarse en aquellos casos en los que no era necesario operar a velocidad variable con altas prestaciones o bien en aquellos otros en los que la presencia de un ambiente explosivo o corrosivo imposibilitaba el uso de máquinas de corriente continua.

La principal desventaja que ha impedido en el pasado la utilización de la máquina de alterna en las aplicaciones citadas estriba en la complejidad de la misma en lo referente a su control de velocidad. Éste requiere de un convertidor DC/AC que maneje potencias elevadas y una alta frecuencia de conmutación, además de un complicado mecanismo de control debido al efecto de acoplamiento entre las fases del rotor y el estator, donde los coeficientes de acoplamiento varían con la posición del rotor.

Los recientes avances en el desarrollo de interruptores de potencia y la aparición de potentes sistemas microcontroladores han posibilitado la utilización cada vez más frecuente de este tipo de máquinas en perjuicio de las de continua. De entre las máquinas

de corriente alterna, las de rotor de jaula de ardilla destacan por su sencillez, lo que les confiere una gran robustez y un menor coste.

Para controlar en velocidad una máquina de corriente alterna se ha utilizado tradicionalmente el control tensión-frecuencia. Este control es conceptualmente simple, pero tiene unas prestaciones muy pobres en cuanto a regulación de velocidad.

En los últimos años está siendo reemplazado por las técnicas de control vectorial, las cuales posibilitan el control de la máquina de inducción de manera análoga a una máquina de continua, posibilitando un control independiente del par y el flujo.

Este tipo de control requiere una información exacta de los flujos del rotor y un preciso e instantáneo ajuste de las corrientes del estator a sus referencias. El control vectorial es altamente dependiente de los parámetros de la máquina de inducción, por lo que es aconsejable el uso de controladores robustos en vez del clásico PI. Entre estos controladores destacan por sus características las técnicas denominadas *sliding-mode*, los controladores adaptativos y las basadas en controladores borrosos.

Cualquier control de velocidad de motores de inducción necesita de una medida precisa de la velocidad mecánica de giro, la cual es no sólo utilizada como variable a controlar sino también, en el caso del control vectorial indirecto, como magnitud para desacoplar el par y el flujo. Para realizar esta medida se precisa de un transductor de velocidad, generalmente un *encoder* óptico. La presencia de este transductor encarece la máquina de inducción al ser necesario proveer a la misma de extensiones especiales en el eje para la inclusión del *encoder*. Además, en ambientes ruidosos, requiere de un delicado cableado y filtrado para disminuir en lo posible las interferencias eléctricas en la medida.

También existen en funcionamiento muchas máquinas de inducción que operan en bucle abierto sin medida de la velocidad mecánica siendo extremadamente caro actualizar las mismas con un control de velocidad de altas prestaciones debido a la necesidad de incluirles un *encoder*.

1.2 ORIGEN Y MOTIVACIÓN DE LA INVESTIGACIÓN

Por las razones comentadas en el apartado anterior, en los últimos años se han desarrollado diversas técnicas de estimación de la velocidad de giro del motor de inducción a partir de la medida de las corrientes y tensiones de fase del motor. Estas técnicas se han englobado bajo el nombre genérico de *sensorless* de velocidad.

En la bibliografía puede encontrarse un gran número de estimadores basados en diversos efectos para la determinación de la velocidad de giro de un motor de inducción a partir de la medida de las tensiones y corrientes inyectadas al mismo. Sin embargo, son escasas las dedicadas a evaluar comparativamente las prestaciones de cada uno de estos estimadores. Por tanto, se hace necesaria una evaluación real de las prestaciones de los mismos.

Por otra parte, la implementación de un control de velocidad y de corrientes en un motor de inducción junto con la estimación de la velocidad precisan de dispositivos electrónicos capaces de efectuar una gran cantidad de operaciones en un tiempo reducido (del orden de decenas de microsegundos).

Los sistemas utilizados hoy día para implementar estos complejos controladores se dividen en dos grandes grupos: los basados en microprocesadores DSP (*Digital Signal Processor*) y los basados en circuitos integrados de aplicación específica (ASIC). Ambos permiten el desarrollo de los complejos algoritmos de control necesarios para un control de altas prestaciones de motores de inducción.

Los basados en microprocesadores DSP cuentan con la ventaja de necesitar un tiempo de desarrollo menor (y por tanto más barato) así como la posibilidad de reprogramación en caso de error o mejora, mientras que los basados en ASIC cuentan con las ventajas de ser más baratos (suponiendo que se fabrican un número muy elevado de unidades) y, sobre todo, aseguran la confidencialidad del diseño. Por otro lado, para aplicaciones particulares en las que resulta necesario implementar un sistema menos complejo, o bien complementar las funciones realizadas con un DSP, resultan de interés las FPGA (*Field Programmable Gate Array*).

Al implementar un algoritmo de estimación en un DSP o un ASIC, hay que tener en consideración los efectos que sobre la estimación de velocidad tienen una serie de parámetros como el tiempo de muestreo, el método de integración, la precisión de las medidas, etc. El estudio de estos efectos es escaso e incompleto en la literatura, por lo que se precisa de un análisis más completo de los mismos.

Por último, para el éxito de una aplicación industrial, se hace necesaria la implementación de prototipos que permitan evaluar de una forma clara las bondades y defectos del mismo.

La presente Tesis parte de un trabajo inicial desarrollado en el Departamento relativo al control vectorial de motores de inducción, los cuáles dieron lugar a varias Tesis [8][32] y aplicaciones industriales que fundamentan la investigación llevada a cabo por el Doctorando en el campo del control de velocidad en motores de inducción sin sensores.

Además, la necesidad de una investigación en la estimación de velocidad para motores de inducción viene motivada por un proyecto industrial cuyo objetivo era el desarrollo de un circuito de aplicación específica dedicado a la tarea de estimar la velocidad de giro en motores de inducción aplicados a tráfico vertical.

Conviene destacar que la presente Tesis se desarrolla en un campo novedoso del que no existían trabajos previos en el Departamento y del cual no existe trabajo alguno (por lo menos conocido) en España.

1.3 OBJETIVOS Y PLANTEAMIENTO DE LA TESIS

El **objetivo** de esta Tesis es la investigación de aplicaciones microelectrónicas dedicadas al control de motores de inducción con estimación de velocidad.

En el apartado anterior se ha comentado el interés industrial del control de velocidad de máquinas de inducción sin la presencia de un sensor para la medida de la misma.

Dada la gran variedad de estimadores existentes en la bibliografía y el escaso número de publicaciones de comparaciones reales entre diferentes estimadores que pongan de manifiesto las ventajas y desventajas de cada uno de ellos, y con vistas a desarrollar una

aplicación microelectrónica capaz de realizar el control vectorial de velocidad en un motor de inducción sin el uso de sensores para la medida de la misma, el Doctorando ha seguido el siguiente proceso:

- Estudio bibliográfico del estado actual en el campo del control de velocidad de motores de inducción sin sensores.
- Análisis comparativo basado en simulaciones y ensayos experimentales de las prestaciones de diversos estimadores de velocidad.
- Análisis de las influencias en la estimación de velocidad de factores relacionados con la implementación electrónica de los estimadores, con las medidas de tensión y corriente y con las variaciones de los parámetros de la máquina de inducción.
- Desarrollo de dos circuitos integrados de aplicación específica, uno dedicado al control vectorial indirecto basado en lógica borrosa, y otro dedicado a la estimación de velocidad, ambos para máquinas de inducción.

Los resultados obtenidos en la investigación desarrollada por el Doctorando sobre cada uno de los puntos anteriores, se recogen en la presente Tesis en cinco Capítulos (más el presente), cuyos objetivos se resumen a continuación.

En el Capítulo 2 se presenta el estado actual en el campo del control sin sensores (*sensorless*) de motores de inducción. El objetivo de este estudio es realizar una clasificación de las diferentes técnicas de estimación y obtener unas conclusiones, basadas en los resultados expuestos en la bibliografía, sobre las prestaciones que ofrece cada estimador.

De los resultados obtenidos en el análisis bibliográfico realizado, el Doctorando escoge aquellos métodos de estimación que por sus prestaciones o simplicidad los hacen interesantes para su implementación electrónica con vistas a una aplicación industrial.

En el Capítulo 3 el doctorando realiza un análisis comparativo de los estimadores seleccionados mediante simulación y mediante ensayos reales obtenidos mediante una

bancada de pruebas. El objetivo de este estudio es comparar realmente las características de cada estimador y la viabilidad de su aplicación industrial.

Para completar el estudio de las prestaciones reales de un estimador, en el Capítulo 3 se incluye un estudio detallado de los efectos que sobre la estimación de velocidad tienen ciertas variables como el método de integración, el tiempo de muestreo elegido, las componentes de continua en las medidas y las variaciones de los parámetros del motor de inducción. El objetivo de dicho estudio es cuantificar la importancia de estos efectos y su influencia en un sistema real dedicado al control de velocidad *sensorless*.

En los Capítulos 4 y 5 se presentan dos circuitos integrados de aplicación específica que implementan conjuntamente un control vectorial indirecto con estimación de velocidad para máquinas de inducción. El objetivo de la investigación dedicada al desarrollo de estos circuitos es evaluar el comportamiento real de una posible aplicación industrial

El primero de los circuitos integrados, denominado AVANTRON, se describe en el Capítulo 4 de esta Tesis. Este circuito implementa un control vectorial indirecto basado en lógica borrosa para su aplicación en un sistema clásico con medida de velocidad.

El segundo ASIC desarrollado, denominado SLESS, se dedica a la estimación de velocidad en máquinas de inducción. El objetivo del desarrollo del mismo es complementar las prestaciones del ASIC AVANTRON para poder construir un control vectorial de velocidad basado en lógica borrosa y con estimación de velocidad.

La evaluación del funcionamiento conjunto de ambos circuitos permitirá extraer conclusiones acerca de la viabilidad industrial de una aplicación microelectrónica dedicada al control *sensorless* de velocidad en máquinas de inducción.

El Capítulo 6 cierra la Tesis con las conclusiones obtenidas y las posible futuras líneas de investigación a seguir dentro del campo de estimación de velocidad en motores.

Se recogen en la Tesis, además, dos apéndices, en los que se describe la bancada de ensayos utilizada por el Doctorando para la obtención de los resultados experimentales y se realiza el análisis de la máquina de inducción y las ecuaciones que lo modelan.

Capítulo 2

CONTROL SIN SENSORES DE MOTORES DE INDUCCIÓN.

Índice

2.1	Introducción.....	9
2.2	Clasificación de las Técnicas <i>Sensorless</i> para el control de velocidad en los motores de inducción.....	14
2.3	Estimación del flujo y control vectorial directo	16
2.4	Control directo de par.....	18
2.5	Estimación de velocidad basada en las ecuaciones estáticas.....	22
2.6	Estimación de velocidad mediante ecuaciones de estado en bucle abierto	24
2.7	Estimadores basados en técnicas MRAS.....	27
2.8	Estimadores basados en observadores del espacio de estados	32
2.9	Estimación basada en los efectos no lineales del motor de inducción.	47
2.10	Estimadores basados en inteligencia artificial.....	58
2.11	Conclusiones	62

2.1 INTRODUCCIÓN

Los motores de inducción son relativamente baratos y robustos, en comparación con los de continua, al no necesitar la presencia de conmutadores y escobillas. Por consiguiente, se ha suscitado un gran interés en el control de los motores de inducción.

La forma más simple de implementar el control de un motor de inducción consiste en un realizar un control en bucle abierto a frecuencia variable del motor de inducción. Esto proporciona un funcionamiento satisfactorio sólo cuando la máquina opera en condiciones nominales, sin grandes requerimientos en cuanto a precisión en la velocidad, el par, y la rapidez de la respuesta dinámica.

Cuando se precisa de un funcionamiento con altas prestaciones se debe utilizar un control de velocidad en bucle cerrado. Sin embargo, el par del motor de inducción depende tanto del flujo en el entrehierro como de la velocidad de giro del rotor, siendo la relación del par con ambas fuertemente no lineal, lo que dificulta el diseño del controlador.

La solución a este problema la presenta el denominado control vectorial, el cuál permite desacoplar las variables anteriores, posibilitando un control independiente del par y el flujo de la máquina, tal como sucede en un motor de continua con excitación independiente.

Las diferentes técnicas de control de los motores de inducción pueden ser clasificadas en dos categorías principales:

- Control escalar:
 1. Control tensión/frecuencia (figura 2.1)
 2. Control de las corrientes del estator y la frecuencia de deslizamiento
- Control vectorial:
 1. Control vectorial directo o indirecto (figura 2.2 y figura 2.3)
 2. Control directo de par (figura 2.4)

Las técnicas de control vectorial han hecho posible la utilización del motor de inducción en aplicaciones de altas prestaciones donde, tradicionalmente, sólo se utilizaba el motor de continua.

El control vectorial directo necesita el conocimiento del flujo del estator, del entrehierro o del rotor, magnitudes que pueden ser medidas o estimadas a partir de las tensiones y corrientes del estator. En el control vectorial indirecto se utiliza la medida de la velocidad del rotor junto con una estimación del deslizamiento, para obtener el ángulo necesario que permita desacoplar las variables.

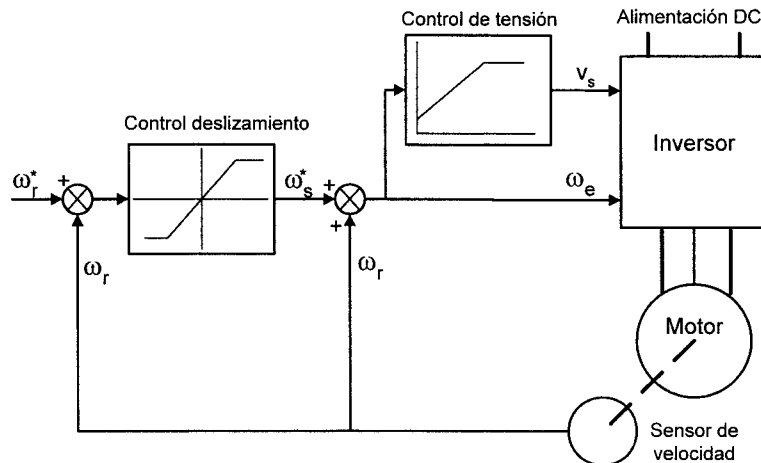


figura 2.1. Control de velocidad tensión/frecuencia con regulación del deslizamiento.

En cualquiera de los métodos de control de velocidad en bucle cerrado anteriormente descritos es esencial la medida de la velocidad de giro del motor de inducción para obtener elevadas prestaciones.

Generalmente, para la medida de la misma se ha usado un tacogenerador. La posición del rotor puede ser medida de forma electromecánica mediante un *resolver* o de forma digital mediante un *encoder* óptico. Evidentemente, con la medida de la posición es posible estimar directamente la velocidad (derivando), pero la precisión de la medida está limitada por la resolución del transductor de posición y el periodo de muestreo.

En los últimos años se ha hecho un gran esfuerzo en la estimación de la velocidad mecánica de giro (y la posición) de los motores de inducción para evitar la necesidad de incluir algunos de los sensores de velocidad o posición mencionados con anterioridad. El término *sensorless* engloba a los controladores de motores que evitan la presencia de alguno de los sensores necesarios para su implementación.

En general, puede eliminarse el sensor dedicado a la medida de velocidad (control *sensorless* de velocidad), o bien eliminar los sensores de par y/o flujo necesarios en el control vectorial directo o el control directo de par.

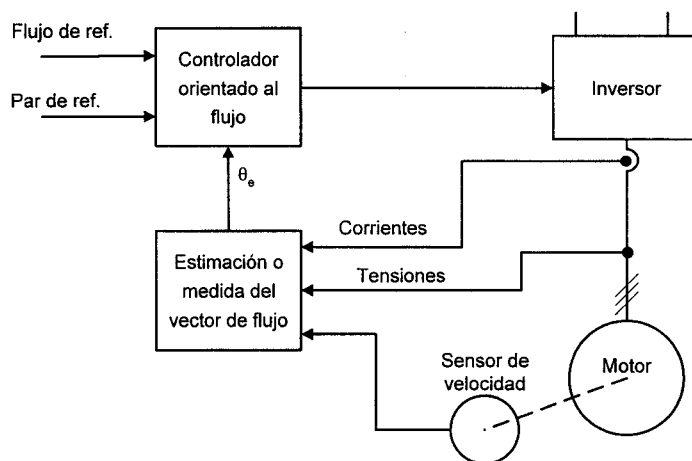


figura 2.2. Control vectorial directo.

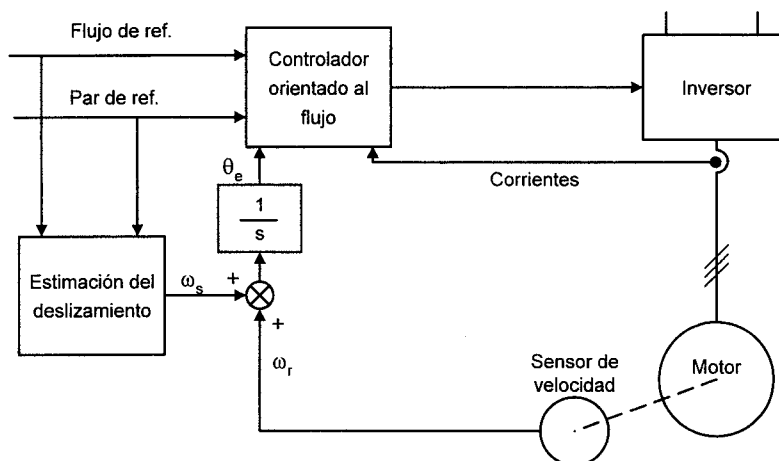


figura 2.3. Control vectorial indirecto.

Las ventajas que pueden obtenerse al prescindir de un sensor electromecánico para la medida de la velocidad son:

- Disminución del coste, debido al precio del sensor en sí y, sobre todo, a la necesidad de proveer acopladores en el eje del motor para la inclusión del sensor.
- Incremento en la robustez mecánica.

- Menor sensibilidad al ruido eléctrico, lo que incrementa la fiabilidad en ambientes industriales.
- Disminución en los costes de mantenimiento.
- No aumenta la inercia del sistema, la cual es indeseable para un control de altas prestaciones en motores de baja potencia.

Además, existen en la actualidad una gran cantidad de motores de inducción en funcionamiento cuyo control de velocidad, realizado en bucle abierto, no precisa la medida de la misma, resultando extremadamente caro la actualización del control con vista a obtener unas mayores prestaciones. En este tipo de casos la estimación de la velocidad permitiría aumentar las prestaciones del control de estos motores, acercándolas a los controles de altas prestaciones, sin necesidad de incluir un sensor electromecánico.

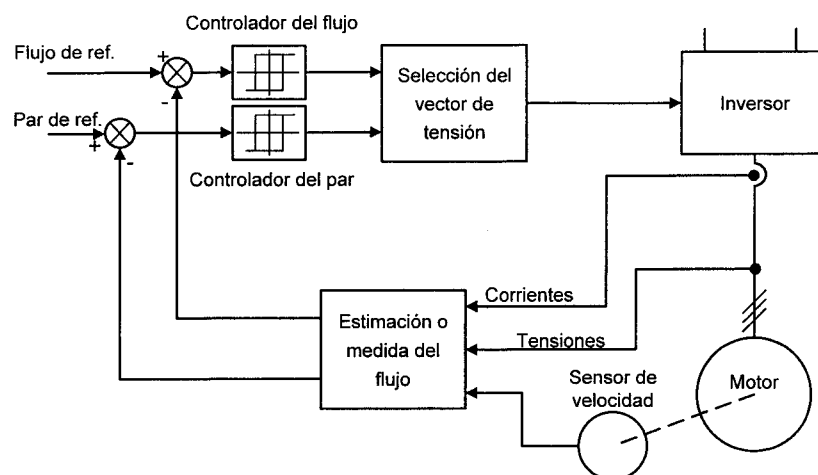


figura 2.4. Estructura básica de un control directo de par.

Numerosos intentos se han realizado en el pasado para estimar la posición o velocidad del rotor en una máquina de inducción. Las primeras técnicas introducidas pretendían estimar el deslizamiento de la máquina (que en primera aproximación depende linealmente del par), siendo válidas sólo en estado estacionario y para deslizamientos pequeños, con lo que sólo podían ser usadas en controladores de bajas prestaciones.

Posteriormente se han desarrollado métodos basados en las ecuaciones de estado del motor de inducción, los cuales presentaban una fuerte dependencia de los parámetros de la máquina, parámetros que dependen de la temperatura, la frecuencia, el nivel de saturación, etc. Los métodos más recientes de estimadores de velocidad, basados en sistemas

adaptativos e inteligencia artificial, tratan de soslayar, con mayor o menor éxito, la dependencia en la estimación de velocidad de los parámetros del motor de inducción, así como mejorar las prestaciones dinámicas.

Todos los estimadores de velocidad basados en las ecuaciones de estado del motor de inducción presentan las siguientes limitaciones [2]:

- La velocidad se hace inobservable cuando la frecuencia de excitación es cero. Si el motor de inducción es modelado por sus ecuaciones de estado (2.11) y (2.12), es posible comprobar que a velocidad cero las variables de estado no dependen de la velocidad de giro, siendo por tanto imposible estimar la misma a partir de las ecuaciones de estado que modelan la máquina.
- Si no se conoce exactamente la resistencia del estator del motor de inducción se produce una estimación incorrecta del flujo y/o el par, que resulta más crítica a bajas velocidades.
- La precisión en la estimación de la velocidad depende de la constante de tiempo del rotor.
- Presenta inestabilidad a velocidades bajas, particularmente en la zona de regeneración. Esta característica es una consecuencia del modelo y no de imprecisiones en los parámetros.

Para solventar estos inconvenientes, se han desarrollado una serie de estimadores basados en fenómenos secundarios, no contemplados en las ecuaciones de estado, relacionados con la forma constructiva de la máquina de inducción. Estos estimadores explotan la dependencia de alguna de las variables o parámetros del motor de inducción con la posición del rotor, debidas al ranurado del rotor, la forma constructiva del devanado del estator, la saturación magnética, etc.

Sin embargo, el ancho de banda obtenido en la estimación de la velocidad utilizando estas técnicas resulta insuficiente para controladores de altas prestaciones. Algunos precisan de máquinas especialmente construidas o requieren la inyección de componentes

de corriente de alta frecuencia, con el consiguiente aumento de las interferencias electromagnéticas, y el incremento del contenido en armónicos del par y la velocidad.

A pesar de las dificultades inherentes a la estimación de velocidad y debido a las ventajas reseñadas anteriormente, prácticamente todas las grandes compañías (Siemens, Hitachi, ABB, etc.) han desarrollado algún tipo de controlador *sensorless* de velocidad para motores de inducción. Sin embargo, una de las principales características de todos los controladores desarrollados es su imposibilidad de funcionamiento a bajas frecuencias sin la presencia de un sensor de velocidad.

Otro problema por el cual la estimación de velocidad no se ha empezado a aplicar de forma extensiva es la necesidad de realizar complejos cálculos en tiempo real. Por desgracia, una mejor estimación de la velocidad suele estar asociada a un incremento en la complejidad del algoritmo.

Cada día disminuyen los precios y aumentan las prestaciones de microprocesadores de gran capacidad de cálculo (DSP), así como se abarata y simplifica el desarrollo de circuitos de aplicación específica (ASIC), aumentando la capacidad de integración. Por consiguiente, en la actualidad es posible realizar en un tiempo pequeño los cálculos necesarios para, por ejemplo, implementar la estimación de la velocidad de giro, el control vectorial de velocidad y un control PWM de las corrientes del motor en un mismo dispositivo.

2.2 CLASIFICACIÓN DE LAS TÉCNICAS SENSORLESS PARA EL CONTROL DE VELOCIDAD EN LOS MOTORES DE INDUCCIÓN.

Dentro del denominado control *sensorless* de motores de inducción es posible hacer una primera clasificación en dos grandes grupos, en función de la variable cuyo sensor se omite:

- 1) Controladores con estimación del flujo y/o el par.
- 2) Controladores con estimación de la velocidad.

Dentro de los primeros existen dos tipos de controladores:

- 1) Control vectorial indirecto con estimación del flujo.

2) Control directo de par con estimación del flujo del estator y el par.

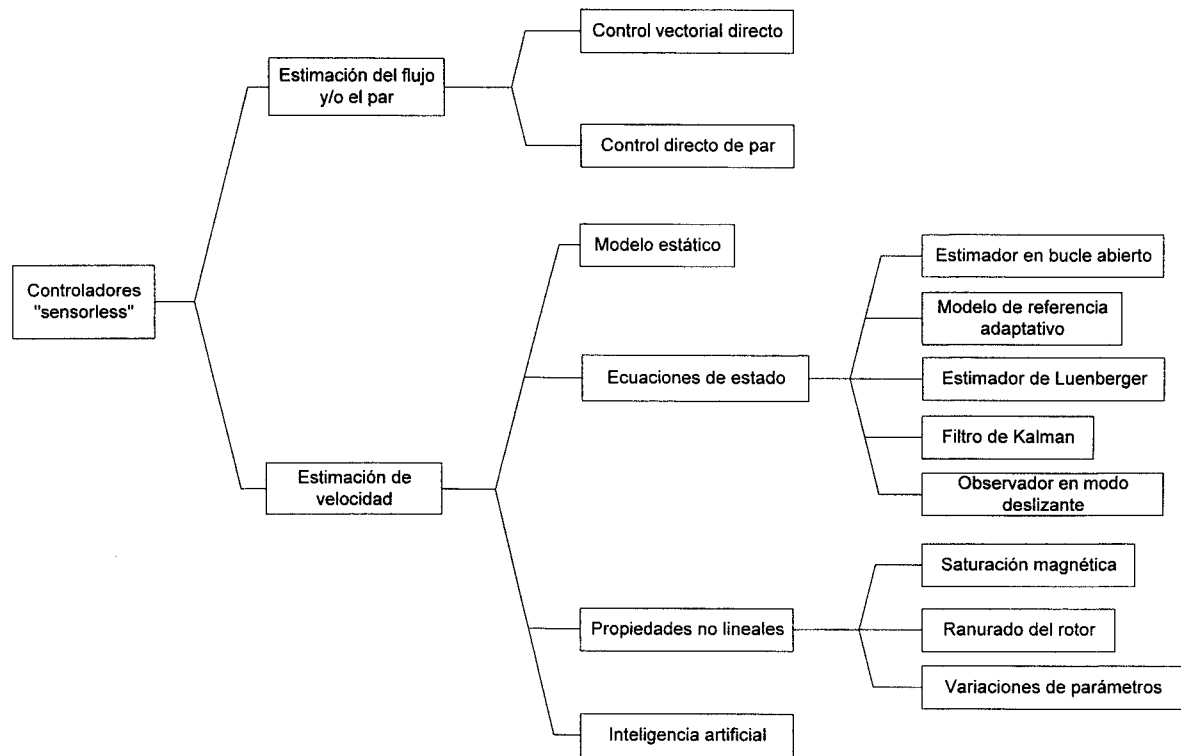


figura 2.5. Clasificación de los controladores *sensorless* para motores de inducción.

Dentro de los controladores con estimación de velocidad puede hacerse una clasificación en función del modelo del motor de inducción utilizado para la estimación de la velocidad:

- 1) Estimadores basados en el modelo estático del motor de inducción.
- 2) Estimadores basados en las ecuaciones de estado del motor de inducción. En este grupo pueden distinguirse los siguientes estimadores:
 - a) Estimadores en bucle abierto
 - b) Estimadores basados en modelo de referencia adaptativo.
 - c) Estimadores basados en el observador de orden completo de Luenberger.
 - d) Estimadores basados en el filtro de Kalman extendido.
 - e) Estimadores basados en observadores en modo deslizante.
- 3) Estimadores de velocidad basados en las propiedades no lineales del motor de inducción.

4) Estimadores basados en inteligencia artificial.

En los apartados siguientes se hará una descripción más detallada de los diferentes tipos de control *sensorless* para motores de inducción.

2.3 ESTIMACIÓN DEL FLUJO Y CONTROL VECTORIAL DIRECTO

En cualquier control de motores de inducción se intenta mantener el flujo del entrehierro cercano a su valor nominal para obtener el máximo par y una respuesta dinámica rápida.

Para evitar el uso de sensores de posición o de flujo en un motor de inducción controlado mediante un control vectorial directo es necesario estimar alguno de los flujos del motor de inducción. Usualmente se estima el flujo del rotor. En [126], [127] y [34] se utilizan las medidas de las corrientes y tensiones del estator para determinar el flujo del rotor a partir del flujo del estator de acuerdo con las ecuaciones siguientes:

$$\lambda_s = \int (v_s - R_s i_s) dt \quad (2.1)$$

$$\lambda_r = \frac{L_r}{L_m} (\lambda_s - \sigma L_s i_s) \quad (2.2)$$

Evidentemente, la precisión en la estimación depende de los parámetros del motor de inducción que, como es sabido, varían con la temperatura, la frecuencia y las condiciones de operación (saturación). Si el control vectorial directo se orienta al flujo del estator en vez de al flujo del rotor se consigue eliminar la dependencia de las inductancias del sistema de estimación.

La velocidad de giro del rotor puede determinarse a partir de las ecuaciones de estado como se describe en el apartado 2.6.

La ecuación (2.1) incluye una integración, lo que da lugar a problemas con las condiciones iniciales además de hacer imposible la estimación del flujo a velocidad cero, requiriendo la eliminación de cualquier *offset* de continua en las medidas.

Los problemas anteriores pueden solventarse en parte utilizando estimadores del flujo más elaborados que los anteriormente expuestos, tales como el observador de Luenberger, el filtro de Kalman o incluso estimadores basados en redes neuronales. Estos estimadores serán discutidos con profundidad en apartados posteriores de este Capítulo.

En [93] se describe un controlador *sensorless* de velocidad con control vectorial orientado al flujo del rotor en el que la dependencia frente a R_s en el cálculo del flujo se reduce y se consigue además el funcionamiento a velocidades bajas. Esta característica se consigue compensando la estimación con la referencia de flujo del rotor (λ^*) y sustituyendo el integrador por un filtro paso-bajo con constante de tiempo T_L (ver figura 2.6).

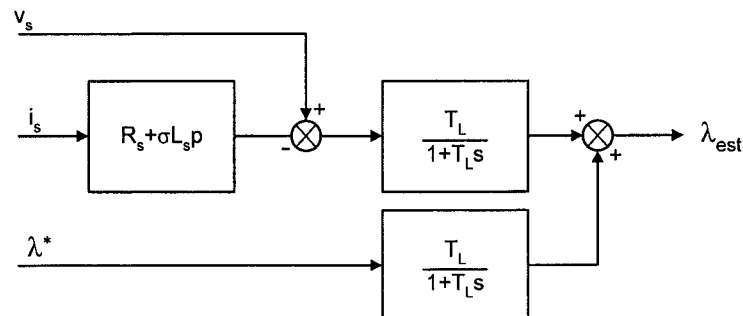


figura 2.6. Circuito para la estimación del flujo del rotor con compensación frente a variaciones en los parámetros.

En [13] se combinan adecuadamente las técnicas de control vectorial directo e indirecto con orientación al flujo del estator para conseguir el control *sensorless* de un motor de inducción en un amplio rango de velocidad.

El control vectorial directo no requiere la medida de la velocidad si no desea controlar la misma, pero tiene el problema de que es difícil conseguir su funcionamiento a velocidades de giro inferiores al 5% de la velocidad nominal. Por el contrario el control vectorial indirecto requiere la medida de la velocidad en todo el rango de velocidades de funcionamiento del motor.

En la referencia mencionada se hace uso del control vectorial indirecto a bajas velocidades y del control vectorial directo a velocidades altas. La frecuencia de deslizamiento, necesaria para el control vectorial indirecto, se estima a partir de las

ecuaciones de estado del motor de inducción. El controlador se configura inicialmente para su funcionamiento como control vectorial indirecto. Cuando el valor de la corriente de par supera un cierto umbral se cambia de método con un tiempo de retraso preestablecido. Cuando el motor de inducción para o la velocidad cae por debajo de un cierto umbral se conmuta de nuevo al control vectorial indirecto con otro retraso preestablecido.

2.3.1 Conclusiones

El control vectorial directo con estimación del flujo presenta unas buenas prestaciones cuando se mide la velocidad y se utiliza esta información para determinar el flujo, utilizando un observador de orden completo (estimador de Luenberger) o el filtro de Kalman. El uso de estos estimadores aumenta de forma considerable el número de operaciones a realizar en cada tiempo de muestreo, en comparación con el control vectorial indirecto.

Así, las prestaciones obtenidas funcionando a velocidades reducidas son peores que las obtenidas con un control vectorial indirecto, mientras que a velocidades elevadas proporciona un control mejor del flujo y por consiguiente mejores prestaciones dinámicas.

El problema de la estimación del flujo a bajas velocidades empeora significativamente cuando además se estima la velocidad del motor. Además, este tipo de control es muy sensible a errores en los parámetros del motor de inducción.

2.4 CONTROL DIRECTO DE PAR

El principio en el que se basa el control directo de par y de flujo es el control por histéresis del par y el flujo usando una modulación con salida óptima [114][6][87], también denominada modulación *space-vector*. El diagrama de bloques de esta clase de control se muestra en la figura 2.7.

En este tipo de sistemas, los valores instantáneos del flujo y el par son obtenidos a partir de las tensiones y corrientes del estator, pudiendo controlarse ambos de forma independiente mediante la selección del vector de tensión de salida.

La selección del vector de tensión se realiza para limitar los errores de par y flujo dentro de la banda de histéresis y conseguir la respuesta más rápida posible del par, una frecuencia de conmutación del inversor baja y una eficiencia elevada en cada instante.

El flujo del estator se obtiene de (2.1) a partir de las corrientes y tensiones del motor, mientras que el par se calcula a partir del flujo y las corrientes según:

$$T_e = \frac{3}{2} n_p (\lambda_s \times i_s) \quad (2.3)$$

Un inversor trifásico a partir de una tensión de continua solamente puede proporcionar siete valores instantáneos del vector de tensión (figura 2.8), los cuales se corresponden con los diferentes estados que pueden tomar los interruptores de potencia del inversor.

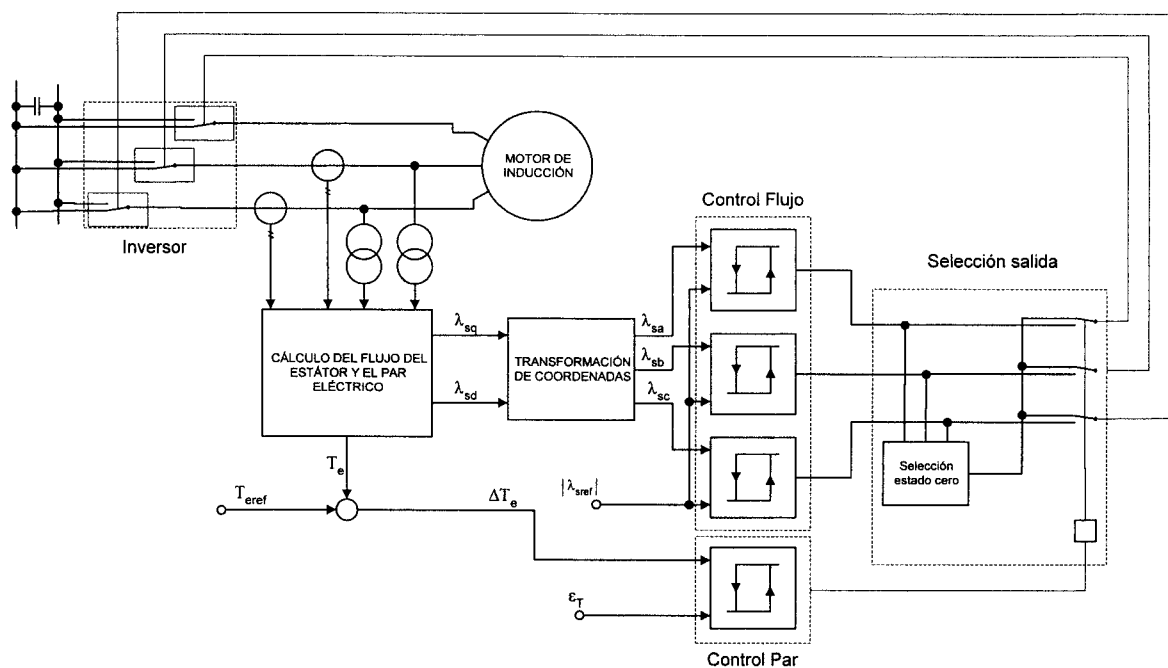


figura 2.7. Diagrama de bloques de un control directo de par y flujo.

Para un buen funcionamiento del motor de inducción, el flujo del estator debería seguir la curva hexagonal. Si se considera despreciable la caída en la resistencia del estator el vector de flujo en el estator se mueve en la dirección de la tensión con una velocidad $|v_s|$ dada por:

$$\frac{d\lambda_s}{dt} = v_s \quad (2.4)$$

Para guiar λ_s sobre la curva circular, el estado de los interruptores debe variarse cada vez que λ_s alcance una de las esquinas del hexágono. En el diagrama de bloque de la figura 2.7 esta situación es determinada por los tres comparadores con histéresis del flujo.

En cuanto al par, obsérvese que si los interruptores del bloque están en la posición inferior (y por tanto siendo controlados por los comparadores del flujo) el par va aumentando progresivamente. Esto es debido a que la velocidad de giro del flujo del rotor se puede considerar prácticamente constante a la frecuencia de conmutación del inversor debido a la inercia del motor, mientras que el flujo del estator va creciendo, y dado que el par es proporcional al ángulo formado por los flujos del rotor y el estator, el par crece. Cuando el par supera al de referencia en ε_T , el comparador con histéresis del par conmuta los interruptores del bloque de selección de salida a la posición superior, seleccionándose el vector de tensión 0, con lo que el par disminuye. Evidentemente, durante el tiempo que permanezcan los interruptores del bloque de selección de salida en la posición superior el movimiento del vector flujo del estator se detiene.

Normalmente los comparadores con histéresis de la figura 2.7 se implementan mediante un acceso a tabla.

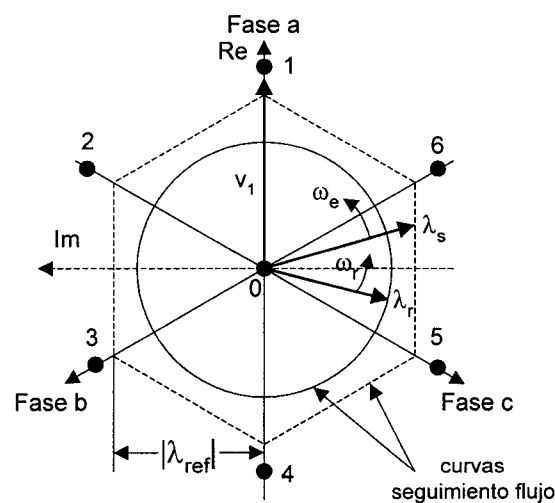


figura 2.8. Vector de tensión y flujo en el espacio de estados.

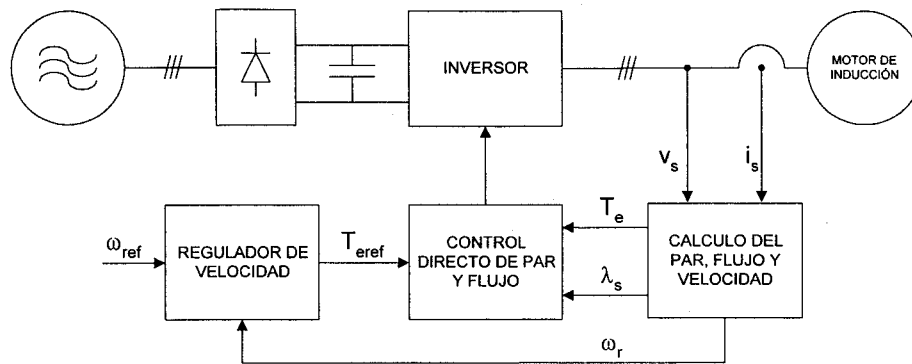


figura 2.9. Control *sensorless* de velocidad con control directo de par y flujo.

Se puede utilizar el sistema descrito para regular la velocidad determinando la misma mediante las ecuaciones de estado del motor de inducción y hacer el par de referencia la salida del controlador de velocidad. En [87] se describe un sistema de control *sensorless* como el descrito anteriormente, cuyo diagrama de bloque se muestra en la figura 2.9.

Evidentemente, las prestaciones de este tipo de controladores dependen directamente con la precisión en la estimación del flujo del estator. Al igual que ocurría con el control vectorial directo, utilizando estimadores más complejos (estimador de orden completo, filtro de Kalman) mejoran sus prestaciones.

2.4.1 Conclusiones

Este tipo de controladores presentan la misma deficiencia que el control vectorial directo en lo referente al funcionamiento a velocidades reducidas, ya que dependen de una buena estimación del flujo del estator.

Otro inconveniente es la forma en la que se controlan el par y el flujo. Como se ha comentado, para controlar el par ha de interrumpirse el control del flujo, con la consiguiente pérdida de seguimiento en el flujo y la disminución de las prestaciones dinámicas, sobre todo en motores de potencia elevada en los que la frecuencia de conmutación de los interruptores de potencia debe de ser reducida.

2.5 ESTIMACIÓN DE VELOCIDAD BASADA EN LAS ECUACIONES ESTÁTICAS

El primer intento para la realización de un control de velocidad en un motor de inducción en bucle cerrado fue presentado en [3]. En esta técnica se estima el deslizamiento del motor mediante cálculo analógico, basándose en la sencilla relación existente entre el par electromagnético y la tensión en el entrehierro.

Usando el circuito equivalente en estado estacionario del motor de inducción (ver figura 2.10) puede verse que la potencia en el entrehierro tiene la expresión:

$$P_h = 3 \frac{\omega_e}{\omega_s} R_r |I_r|^2 \quad (2.5)$$

El par eléctrico es por tanto:

$$T_e = \frac{n_p}{2} \frac{P_h}{\omega_e} \quad (2.6)$$

Despejando ω_s de ambas expresiones se obtiene:

$$\omega_s = \frac{3}{2} n_p \frac{R_r |I_r|^2}{T_e} \quad (2.7)$$

De la ley de Faraday se tiene que $|V_m| = k_1 \omega_e |\lambda_h|$, siendo k_1 una constante. Además, considerando solamente pequeñas variaciones en el deslizamiento resulta $T_e \cong k_2 |\lambda_h| |I_r|$. Sustituyendo ambas en (2.7) se obtiene:

$$\omega_s \cong \frac{3n_p}{2} \frac{k_1^2}{k_2^2} R_r \frac{T_e \omega_e^2}{|V_m|^2} = k R_r \frac{T_e \omega_e^2}{|V_m|^2} \quad (2.8)$$

El valor de la tensión de magnetización $|V_m|$ puede obtenerse restando de la tensión del estator V_s la caída en la resistencia e inductancia del estator (R_s y L_s), mientras que el par eléctrico puede determinarse haciendo un balance de potencias tal como se explica en [123]:

$$T_e = \frac{P_{dc} - P_{perd}}{\omega_e} = \frac{U_{dc} I_{dc} - (P_s - P_{inv} - P_{ind})}{\omega_e} \quad (2.9)$$

Siendo P_{dc} la potencia en continua de la batería de condensadores, y P_s , P_{inv} y P_{ind} las pérdidas en el estator, inversor y la inductancia a la salida del inversor.

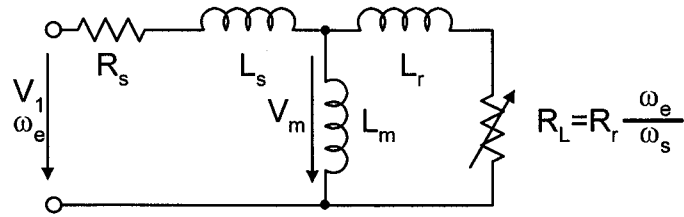


figura 2.10. Circuito equivalente de un motor de inducción en estado estacionario.

En [10] se propone una técnica para estimar la frecuencia del rotor a partir del desfase existente entre la tensión e intensidad del estator. El deslizamiento se calcula a partir de las corrientes del estator y los parámetros del motor. Usando las ecuaciones del motor de inducción en estado estacionario es posible llegar a la siguiente relación entre el desfase de la corriente con la tensión del estator y la velocidad de deslizamiento:

$$\varphi = \arctan \frac{D\omega_s^2 - E}{A\omega_s^2 + B\omega_s + C} \quad (2.10)$$

Siendo $A = R_s L_r^2$; $B = \omega_e L_m^2 R_r$; $C = R_s R_r^2$; $D = \omega_e (L_r L_m^2 - L_s L_r^2)$; $E = \omega_e L_s R_r^2$. De La relación anterior se obtiene una tabla que proporciona el deslizamiento en función de la frecuencia eléctrica y el desfase existente entre la tensión y la corriente del estator. Esta tabla ha de particularizarse para el tipo de motor que se desea controlar.

2.5.1 Conclusiones

Estos estimadores se basan en el modelo estático del motor de inducción. Por tanto no responden bien durante los transitorios. Además, suelen contener simplificaciones en las que se considera pequeño el deslizamiento, por lo que conforme aumenta éste se incrementa el error en la estimación.

Estas técnicas, por tanto sólo pueden aplicarse a controladores con bajas prestaciones. Uno de estos casos es el control V/f (tensión-frecuencia) con compensación del deslizamiento. En el control V/f convencional de bajo coste no se usa compensación alguna del deslizamiento, por lo que no se utiliza ningún sensor de velocidad. En un sistema así el error de velocidad se incrementa conforme la carga aumenta. Con las técnicas descritas es

posible estimar el deslizamiento y corregirlo, consiguiéndose mejoras en las prestaciones del control.

2.6 ESTIMACIÓN DE VELOCIDAD MEDIANTE ECUACIONES DE ESTADO EN BUCLE ABIERTO

Estas técnicas se basan en las ecuaciones de estado del motor de inducción. Mediante la medida de las corrientes y tensiones del estator y aplicando las ecuaciones de estado es posible determinar la frecuencia del rotor. Este método fue propuesto originalmente en [55].

Las ecuaciones de las tensiones del rotor y el estator del motor de inducción en un sistema de referencia estacionario son:

$$v_s = R_s i_s + \sigma L_s \frac{di_s}{dt} + e_m \quad (2.11)$$

$$e_m = L'_m \frac{di_m}{dt} = L'_m \left(\omega_r \times i_m + \frac{1}{\tau_r} (i_s - i_m) \right) \quad (2.12)$$

$$\frac{d\omega_r}{dt} = \frac{1}{J} (T_e - T_L) \quad (2.13)$$

El par electromagnético T_e puede determinarse como:

$$T_e = \frac{3}{2} m = \frac{3}{2} n_p L'_m (i_m \times i_s) \quad (2.14)$$

Siendo n_p el número de pares de polos de la máquina y m el par electromagnético interno.

Despejando i_s de (2.12), sustituyendo en (2.14) y operando:

$$\omega_r = R_r \frac{m}{n_p L'_m |i_m|^2} = \frac{1}{\tau_r} \frac{i_m \times i_s}{|i_m|^2} \quad (2.15)$$

Las corrientes del estator pueden medirse. El problema está en la determinación de la corriente de magnetización, que es el mismo problema que plantea determinar el flujo del

rotor, al ser éste $\lambda_r = L_m i_m$. En aquellos sistemas de control en los que el módulo del flujo del rotor se mantiene aproximadamente constante (y por tanto i_m) se puede utilizar la aproximación siguiente:

$$\omega_e |i_m| \approx \frac{|e_m|}{L'_m} \quad (2.16)$$

Con lo que (2.15) queda:

$$\omega_r \approx \omega_e \frac{L'_m e_m \cdot i_s}{\tau_r |e_m|^2} \quad (2.17)$$

Para obtener e_m se miden las tensiones y corrientes del estator y se despeja de (2.11).

Una variante del método anterior con aplicación al control vectorial se recoge en [56]. En el control vectorial indirecto clásico es necesario medir la velocidad de giro del rotor e integrarla para realizar el cambio de coordenadas. Se puede evitar la medida de la velocidad (y la integración) determinando directamente la componente de la intensidad proporcional al par de las tensiones e intensidades del estator.

La componente de la intensidad proporcional al par se puede expresar como:

$$i_{sq} = \frac{m}{n_p L'_m |i_m|} \quad (2.18)$$

Y usando la aproximación (2.16) queda:

$$i_{sq} = \frac{e_m \cdot i_s}{|e_m|} \quad (2.19)$$

A diferencia del método anterior, el cálculo de i_{sq} no necesita de la multiplicación por ω_e y no depende ni de τ_r ni de las inductancias L_s , L_r y L_m . El diagrama de bloques del control se muestra en la figura 2.11.

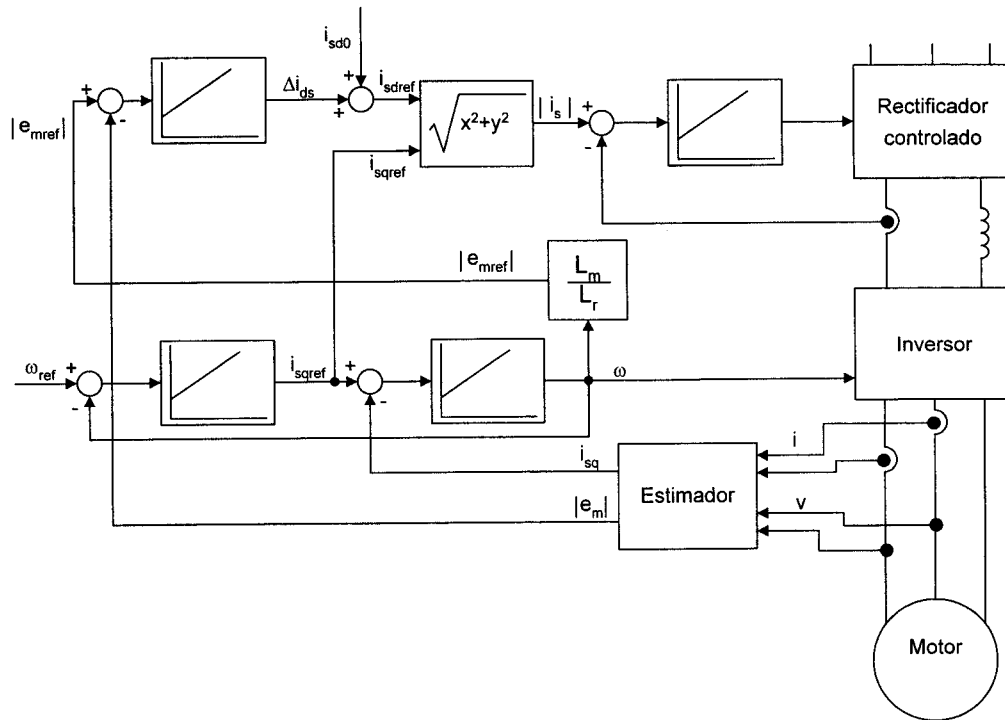


figura 2.11. Control vectorial indirecto con regulación de la frecuencia del estator.

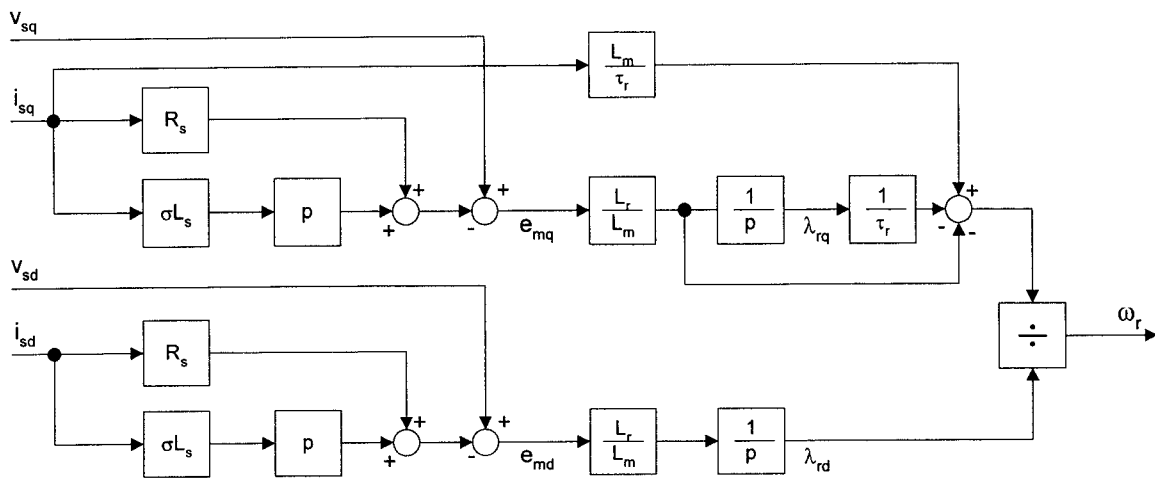


figura 2.12. Estimación de la velocidad usando ecuaciones de estado.

Usando las ecuaciones (2.12) se puede despejar la velocidad de giro del rotor para obtener:

$$\omega_r = \frac{1}{i_{md}} \left[\frac{1}{\tau_r} (i_{sq} - i_{mq}) - \frac{1}{L'_m} e_{mq} \right] = \frac{1}{\lambda_{rd}} \left(\frac{L_m}{\tau_r} i_{sq} - \frac{1}{\tau_r} \lambda_{rq} - \frac{L_r}{L_m} e_{mq} \right) \quad (2.20)$$

En la figura 2.12 se muestra el diagrama de bloques para la estimación de la velocidad de giro usando esta ecuación.

2.6.1 Conclusiones

Estas técnicas descritas funcionan no sólo en estado estacionario sino también en condiciones dinámicas, lo que representa una ventaja respecto de los estimadores basados en las ecuaciones del motor en estado estacionario.

Sin embargo la precisión y la respuesta en condiciones dinámicas va empeorando conforme disminuye la velocidad de giro. Al acercarse la velocidad a cero tanto el numerador como el denominador de (2.17) tienden a cero.

Otro problema inherente a estos estimadores son las oscilaciones y ruido que incorpora la estimación de velocidad. Téngase en cuenta que al despejar directamente la velocidad de las ecuaciones de estado, ésta depende de variables senoidales, por lo que cualquier pequeño desfase provocado por las medidas se traduce en oscilaciones en la magnitud estimada. Más aún, en la expresión (2.20) ha de determinarse el flujo del rotor mediante integración directa de las medidas de tensión y corriente, con los consiguientes problemas derivados del *offset* asociado a las medidas. La inclusión de filtros para eliminarlo, o la sustitución del integrador por un filtro paso-bajo empobrece la respuesta dinámica del estimador a la vez que induce errores en la velocidad estimada.

Por otra parte, la precisión en la estimación está íntimamente ligada a la precisión de los parámetros del motor de inducción utilizados en la estimación. Estos parámetros, varían en proporciones considerables durante el funcionamiento normal de la máquina, con la temperatura, la frecuencia de funcionamiento, la saturación magnética, etc.

2.7 ESTIMADORES BASADOS EN TÉCNICAS MRAS

En los apartados anteriores se han descrito estimadores de velocidad en los que ésta se obtiene directamente de las ecuaciones despejando de las mismas. Por esta razón, la precisión en la estimación depende fuertemente de los parámetros de la máquina.

En este apartado se describen una serie de estimadores adaptativos, cuya precisión en la estimación se ve influenciada en mucha menor medida por los parámetros del motor.

Las siglas MRAS hacen referencia a los sistemas con modelo de referencia adaptativos (*Model Reference Adaptive System*). El diagrama de bloques básico de un sistema de este tipo se recoge en la figura 2.13.

Se utilizan dos modelos, uno denominado de referencia, y otro, denominado ajustable. El modelo de referencia es independiente de la magnitud a estimar, mientras que el modelo ajustable depende de ésta. Mediante la comparación de las salidas de ambos modelos y con un mecanismo de adaptación adecuado se ajusta la magnitud a estimar para que dicha diferencia se minimice.

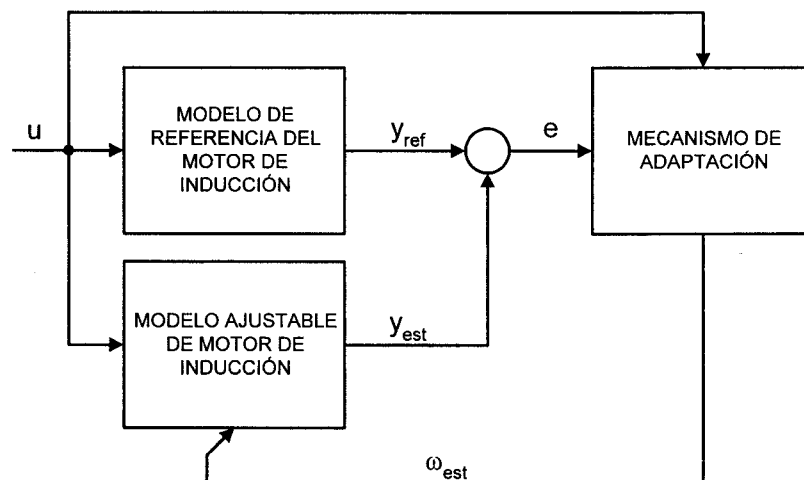


figura 2.13. Diagrama de bloques básico de un sistema MRAS aplicado a la estimación de la velocidad de giro en una máquina de inducción.

En general, cuando se emplea la técnica MRAS para determinar la velocidad, se utilizan las ecuaciones del estator para el modelo de referencia (2.11) y las del rotor para el modelo ajustable (2.12).

Las diferencias entre las distintas técnicas MRAS estriban en la variable de salida que se emplea en los modelos de referencia y ajustable.

En [106] se utiliza como variable de comparación el flujo del rotor. La ecuación utilizada para el modelo de referencia es:

$$\lambda_r = \frac{L_r}{L_m} \left[-\sigma L_s i_s + \int (v_s - R_s i_s) dt \right] \quad (2.21)$$

Y la del modelo ajustable:

$$\hat{\lambda}_r = \int \left(\frac{L_m}{\tau_r} i_s + \hat{\omega}_r \times \hat{\lambda}_r - \frac{1}{\tau_r} \hat{\lambda}_r \right) dt \quad (2.22)$$

El mecanismo de adaptación consisten en un sencillo controlador PI cuya entrada de error es el producto vectorial de los flujos calculados mediante (2.21) y (2.22):

$$\hat{\omega}_r = \left(K_p + \frac{K_I}{p} \right) (\hat{\lambda}_r \times \lambda_r) \quad (2.23)$$

En la misma referencia se demuestra que este mecanismo de adaptación es hiperestable utilizando el criterio de Popov, suponiendo que la velocidad del rotor es constante.

En [115] se utiliza el mismo método para la determinación de la velocidad de giro, pero dado que se estima también el flujo del rotor, en vez de usar un control vectorial indirecto se propone utilizar un control vectorial directo orientado al flujo del rotor.

La desventaja principal de utilizar el flujo del rotor como variable de salida para los modelos de referencia y ajustable es la integración implícita en el modelo de referencia. Esto provoca problemas con los *offsets* de las medidas y las condiciones iniciales. Para solucionarlo se recurre al filtrado paso-alto del flujo en el modelo de referencia y de las corrientes en el modelo ajustable. La inclusión del filtro empobrece la respuesta dinámica del estimador e incrementa la velocidad mínima que es posible estimar.

Una forma de evitar este problema se propone en [97]. Si se utiliza la fuerza contraelectromotriz e_m como variable de salida para los modelos de referencia y ajustable en vez del flujo del rotor, se elimina la integración en el modelo de referencia. Un diagrama de bloques de este mecanismo de estimación de velocidad se muestra en la figura 2.14.

También en [97] se describe otro método MRAS de estimación de velocidad en el que la variable usada es el producto cruzado de e_m y la intensidad del estator i_s , magnitud denominada potencia reactiva instantánea:

$$q_m = i_s \times e_m \quad (2.24)$$

Con esta multiplicación se consigue eliminar la dependencia del modelo de referencia con R_s . Sin embargo, puede comprobarse que este algoritmo de estimación presenta dos soluciones de velocidad distintas para cada valor de q_m , tomando la solución incorrecta cuando el motor de inducción funciona como generador. Este problema se analiza con detalle en el apartado 3.5 de esta Tesis.

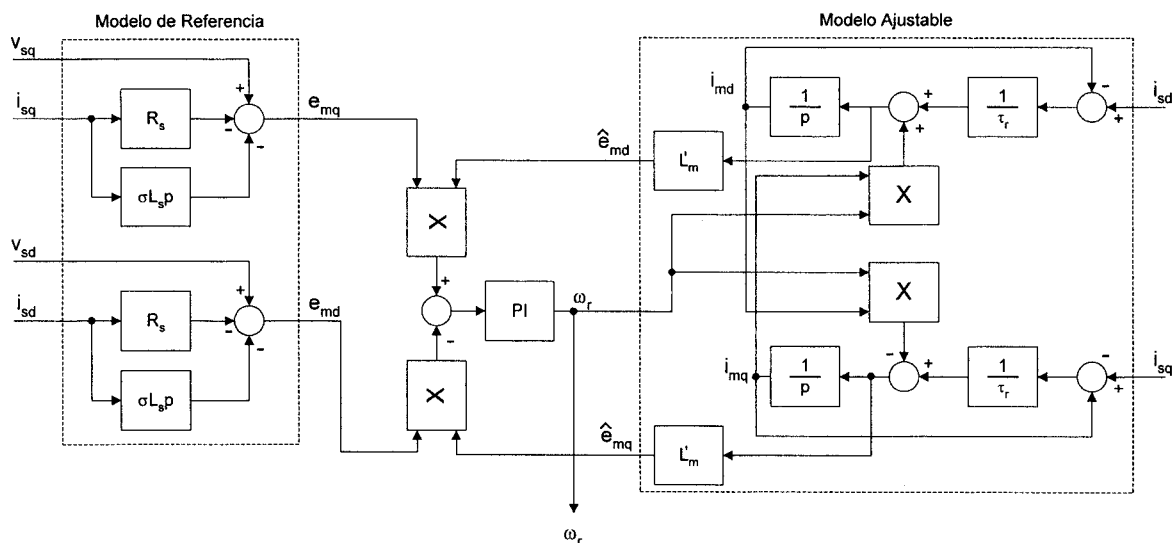


figura 2.14. Estimación de velocidad mediante MRAS basado en la fuerza contraelectromotriz

Tanto el método basado en la fuerza contraelectromotriz, como el basado en la potencia reactiva instantánea resultan hiperestables suponiendo la velocidad de giro del rotor constante, al igual que sucedía con el método basado en el flujo del rotor.

Todos los sistemas descritos presentan una ventaja adicional cuando son utilizados en conjunción con el control vectorial indirecto. Si se utiliza el mismo valor de la constante de tiempo del rotor para la estimación de velocidad y el control vectorial, se tiene una perfecta orientación de los ejes en el control vectorial aunque el valor de la constante de tiempo del rotor se aparte bastante de su valor real. Esto se deduce de la ecuación (2.22). Si

la estimación MRAS de la velocidad mantiene el error cercano a cero, entonces el modelo ajustable replica la relación dinámica existente entre la corriente del estator y el flujo del rotor, y esto es posible sólo si:

$$\tau_{r(\text{Real})}(\omega_e - \omega_r) = \tau_{r(\text{Usado})}(\omega_e - \hat{\omega}_r)$$

Siendo $\tau_{r(\text{Real})}$ el valor real de la constante de tiempo del rotor, $\tau_{r(\text{Usado})}$ la constante de tiempo del rotor usada en el algoritmo de estimación de velocidad y $\hat{\omega}_r$ la velocidad estimada del rotor. Es decir:

$$\tau_{r(\text{Real})}\omega_s = \tau_{r(\text{Usado})}\hat{\omega}_s$$

Es decir, que aunque la constante de tiempo del rotor esté equivocada, la velocidad estimada también lo estará de forma que el producto anterior se cumpla. Dado que este producto es el utilizado en el control vectorial para establecer las corrientes que se inyectan al motor, éstas se establecen de forma correcta incluso en condiciones dinámicas. Evidentemente, la velocidad estimada presentará un error que influirá en la precisión del control de la misma, lo cual puede provocar la inestabilización del sistema si el valor estimado para la constante de tiempo del rotor difiere bastante del real.

2.7.1 Conclusiones

Con las técnicas MRAS de estimación de velocidad puede conseguirse un funcionamiento de altas prestaciones a velocidades de giro cercanas a cero. Resultan menos dependientes de los parámetros que los métodos que estiman la velocidad despejando de las ecuaciones de estado y presentan un comportamiento dinámico superior y una estimación menos ruidosa.

En general, la estimación a baja velocidad depende fundamentalmente del ruido presente en las medidas de tensión y corriente, que limitan el ancho de banda en la estimación de velocidad.

Por el contrario, tiene la ventaja en comparación con otros estimadores de velocidad en bucle cerrado (filtro extendido de Kalman, estimador de Luenberger) el resultar menos complejo en lo que se refiere a número de operaciones requeridos para la estimación,

resultando comparable en cuanto a complejidad a los métodos basados en las ecuaciones de estado del motor de inducción.

La simplicidad de estos estimadores y su buen funcionamiento lo hacen adecuados para su implementación electrónica mediante circuitos integrados de aplicación específica.

2.8 ESTIMADORES BASADOS EN OBSERVADORES DEL ESPACIO DE ESTADOS

En general un observador se define como un sistema dinámico cuyas variables de estado son estimaciones de un sistema real.

Un observador puede ser clasificado en función del tipo de representación usada para describir el sistema real a observar. Si el modelo empleado es determinista, se habla de observadores deterministas, en caso contrario se habla de observadores estocásticos. Los observadores más comúnmente usados son el observador de Luenberger y el filtro de Kalman. El primero es determinista mientras que el segundo es estocástico.

Las versiones básicas de estos observadores son válidas solamente para sistemas lineales, tomando el nombre, en el caso del observador de Luenberger, de observador de orden completo. En el caso de sistemas no lineales se recurre a los observadores extendidos de Luenberger y de Kalman.

Recientemente, se ha aplicado la teoría de control deslizante para implementar estimadores del flujo y la velocidad basados en la estructura de Luenberger. Este tipo de observadores representan una atractiva opción, al ser robustos a las perturbaciones, variaciones en los parámetros y el ruido del sistema. Presentan además, la ventaja de poderse demostrar la estabilidad del estimador, aunque no la estabilidad del sistema global de control.

2.8.1 Observadores adaptativos de orden completo o de Luenberger.

Un observador de orden completo o de Luenberger de la velocidad de giro del rotor se basa en las ecuaciones de estado del motor de inducción. Usando notación matricial, éstas pueden escribirse en la forma clásica:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_s \\ \lambda_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\left(\frac{R_s}{\sigma L_s} - \frac{1-\sigma}{\sigma \tau_r}\right) \mathbf{I} & \frac{L_m}{\sigma L_s L_r} \left(\frac{1}{\tau_r} \mathbf{I} - \omega_r \mathbf{J}\right) \\ \frac{L_m}{\tau_r} \mathbf{I} & \omega_r \mathbf{J} - \frac{1}{\tau_r} \mathbf{I} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_s \\ \lambda_r \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1 \\ \sigma L_s \\ 0 \end{bmatrix} v_s = \mathbf{A} x + \mathbf{B} v_s$$

$$i_s = [\mathbf{I} \quad 0] \begin{bmatrix} i_s \\ \lambda_r \end{bmatrix} = \mathbf{C} x \quad (2.25)$$

Siendo:

$$\mathbf{I} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}; \mathbf{J} = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}$$

Con esta representación, el estimador de orden completo se basa en la siguiente ecuación:

$$\frac{d}{dt} \hat{x} = \hat{\mathbf{A}} \hat{x} + \mathbf{B} v_s + \mathbf{G} (\hat{i}_s - i_s) \quad (2.26)$$

dónde \mathbf{G} es la matriz de ganancia del observador. Puede observarse que la matriz $\hat{\mathbf{A}}$ es función de la velocidad del rotor. Si ésta se mide es posible utilizar el sistema anterior para estimar el flujo del rotor y construir un control vectorial directo o un control directo de par y flujo.

En [63] se presenta un observador como el descrito, cuyo diagrama de bloques se muestra en la figura 2.15, el cual se utiliza para implementar un control vectorial directo orientado al flujo del rotor. Además, se estima la velocidad mediante el siguiente mecanismo de adaptación:

$$\hat{\omega}_r = K_p [(i_s - \hat{i}_s) \times \hat{\lambda}_r] + K_I \int [(i_s - \hat{i}_s) \times \hat{\lambda}_r] dt \quad (2.27)$$

La matriz de ganancia del observador \mathbf{G} se determina para que el observador sea estable. Para asegurar la estabilidad, el método convencional consiste en situar los polos del observador proporcionales a los del motor de inducción con una constante de proporcionalidad mayor que uno. Determinando los autovalores de la matriz \mathbf{A} de

(2.25) y los correspondientes al estimador, se obtiene:

$$\mathbf{G} = - \begin{bmatrix} g_1 \mathbf{I} + g_2 \mathbf{J} \\ g_3 \mathbf{I} + g_4 \mathbf{J} \end{bmatrix} \quad (2.28)$$

$$g_1 = -(k-1) \left(\frac{R_s}{\sigma L_s} + \frac{1}{\sigma \tau_r} \right)$$

$$g_2 = (k-1) \hat{\omega}_r$$

$$g_3 = (k^2 - 1) \left\{ - \left[\frac{R_s}{\sigma L_s} + \frac{1-\sigma}{\sigma \tau_r} \right] \frac{\sigma L_s L_m}{L_r} + \frac{L_m}{\tau_r} \right\} + \sigma L_s \frac{L_m}{L_r} (k-1) \left(\frac{R_s}{\sigma L_s} + \frac{1}{\sigma \tau_r} \right)$$

$$g_4 = -(k-1) \hat{\omega}_r \frac{\sigma L_s L_m}{L_r}$$

Siendo k la constante de proporcionalidad entre los polos del observador y los del motor de inducción. Nótese que los elementos de \mathbf{G} resultan dependientes de la velocidad de giro del rotor, por lo que deben ser calculados en cada iteración del algoritmo, lo que implica una gran cantidad de operaciones a realizar. En el artículo mencionado se toma $\mathbf{G} = 0$ por simplicidad para la obtención de los resultados experimentales, no siendo por tanto el estimador implementado un estimador de Luenberger.

Para que el sistema descrito estime el flujo del rotor y la velocidad correctamente es necesario que los parámetros utilizados para las matrices \mathbf{A} y \mathbf{B} sean correctos. En particular, la variación de la resistencia del estator con la temperatura tiene una influencia significativa en el funcionamiento a baja velocidad. En [128] se utiliza un observador de orden completo como el descrito con anterioridad para determinar la velocidad y otro observador para estimar la resistencia del estator. El estimador puede obtenerse restando (2.26) de (2.25) considerando que las resistencias del estator de ambas ecuaciones son distintas.

Operando, se obtiene que el error en el valor de la resistencia del estator es:

$$\Delta R_s = \begin{bmatrix} -\mathbf{I}/\sigma L_s & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{0} \end{bmatrix} \quad (2.29)$$

Siendo $\mathbf{0}$ la matriz cero cuadrada de orden dos. Utilizando el criterio de estabilidad de Popov o Liapunov puede derivarse el mecanismo de adaptación para la estimación de R_s :

$$\Delta \hat{R}_s = -K_p [(i_s - \hat{i}_s) \times \hat{i}_s] + K_I \int [(i_s - \hat{i}_s) \times \hat{i}_s] dt \quad (2.30)$$

En [64] el mecanismo de adaptación estima simultáneamente la resistencia del estator, la constante de tiempo del rotor y la velocidad mecánica de giro. Sin embargo, para estimar la constante de tiempo del rotor es imprescindible inyectar unas señales adicionales mezcladas con las corrientes del estator.

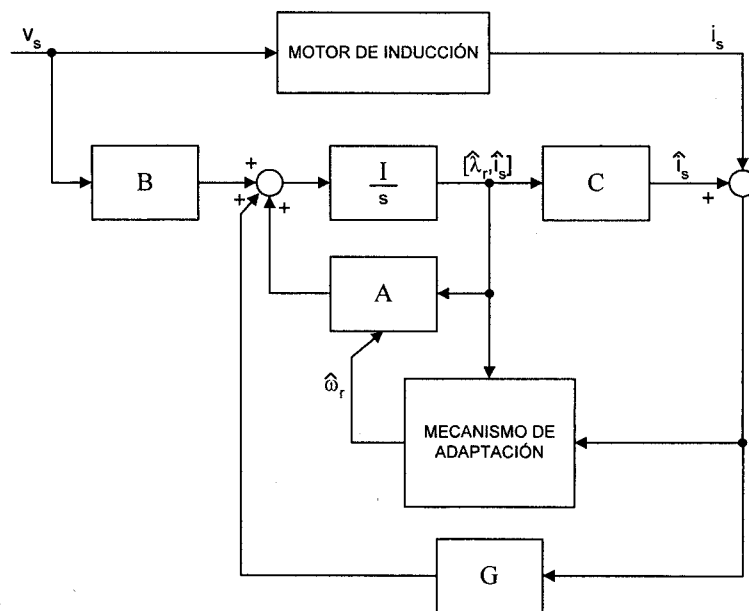


figura 2.15. Diagrama de bloques de un observador de orden completo de velocidad

Para desarrollar un control de velocidad *sensorless* de altas prestaciones debe estimarse tanto el flujo como la velocidad. Normalmente la estimación del flujo y la velocidad se hacen de forma independiente, con lo que el error en la estimación de una de estas variables afecta a la otra al estar interrelacionadas, pudiéndose incrementar de forma continua el error con la consiguiente pérdida de sintonización del sistema. Por consiguiente, la estimación del flujo y la velocidad debe llevarse a cabo de forma conjunta. Este es el principal objetivo del observador extendido de Luenberger.

Este tipo de observador, a diferencia del estudiado anteriormente, puede aplicarse a sistemas no lineales descritos en la forma:

$$\begin{aligned}\frac{d\mathbf{x}(t)}{dt} &= \mathbf{f}[\mathbf{x}(t)] + \mathbf{B}\mathbf{u}(t) \\ y(t) &= \mathbf{C}\mathbf{x}(t)\end{aligned}\tag{2.31}$$

A las ecuaciones del motor de inducción descritas para el observador de orden completo (2.25) debe añadirse una más para poder estimar la velocidad conjuntamente con el flujo del rotor, dado que el vector de estado ahora incluye la velocidad. Esta ecuación es la mecánica (2.13). Sin embargo, esta ecuación contiene el par de carga T_L el cual es normalmente desconocido. Esto hace la estimación directa de la velocidad impracticable.

Hay tres posibles soluciones a este inconveniente. La primera es considerar $T_L = 0$, la segunda considerar que el par eléctrico es igual que el de carga y por consiguiente $d\omega_r/dt = 0$, y la tercera considerar $T_L = \text{cte}$.

De las tres, suele usarse la segunda, al considerarse que en general es la que aporta soluciones más correctas, al ser la constante de tiempo mecánica mucho más grande que las constantes de tiempo electromagnéticas, pudiéndose considerar la velocidad constante.

A diferencia del observador de orden completo en el que el observador no variaba con el tiempo, en el observador de Luenberger extendido los coeficientes del observador han de ser actualizados en cada iteración. Para poder diseñar el observador extendido de Luenberger se recurre pues a la linearización de las ecuaciones (2.25). Usando como vector de estados el vector $\mathbf{x} = [i_s, \lambda_r, \omega_r]^T$ y linearizando alrededor del vector de estado anterior $\tilde{\mathbf{x}}$, resulta:

$$\dot{\mathbf{x}}(t) = \mathbf{f}(\tilde{\mathbf{x}}) + \mathbf{B}\mathbf{u}(t) + \mathbf{f}'(\tilde{\mathbf{x}})(\mathbf{x} - \tilde{\mathbf{x}}) = \mathbf{f}'(\tilde{\mathbf{x}})\mathbf{x} + \mathbf{B}\mathbf{u}(t) + \mathbf{g}(\tilde{\mathbf{x}})\tag{2.32}$$

Siendo:

$$\mathbf{g}(\tilde{\mathbf{x}}) = \mathbf{f}(\tilde{\mathbf{x}}) - \mathbf{f}'(\tilde{\mathbf{x}})\tilde{\mathbf{x}}$$

y \mathbf{f}' el jacobiano de la matriz de estado de las ecuaciones del motor de inducción (incluyendo ω_r) resultante al derivar respecto a ω_r . La ecuación que describe al observador extendido de Luenberger es, por tanto:

$$\hat{\mathbf{x}}(t) = \mathbf{f}'(\tilde{\mathbf{x}}) \tilde{\mathbf{x}} + \mathbf{B}\mathbf{u}(t) + \mathbf{g}(\tilde{\mathbf{x}}) + \mathbf{G}(\tilde{\mathbf{x}})[\mathbf{y}(t) - \mathbf{C}\tilde{\mathbf{x}}] \quad (2.33)$$

Nótese que la matriz de ganancia del observador \mathbf{G} depende del estado \mathbf{y} , ha de ser actualizada en cada iteración.

2.8.2 Conclusiones

El uso del estimador de Luenberger para estimar el flujo y la velocidad en motores de inducción proporciona mejores resultados en cuanto a ancho de banda y error en la estimación que los métodos anteriormente descritos.

El estimador extendido de Luenberger proporciona unos resultados mejores que la versión lineal, sin embargo, estas mejoras se traducen en un incremento apreciable en el número de operaciones a realizar en cada tiempo de muestreo. Obsérvese que en cada iteración ha de calcularse la expresión (2.33) y determinar las matrices \mathbf{f} , \mathbf{f}' y \mathbf{G} .

Aún utilizando el observador lineal de Luenberger el número de operaciones es sensiblemente superior a las requeridas por los estimadores MRAS, complicando en exceso su implementación en un circuito integrado de aplicación específica. Resulta pues más apropiado implementarlo en un DSP.

2.8.3 Observadores basados en el filtro de Kalman extendido

El filtro de Kalman extendido (EKF) es un estimador estocástico óptimo del estado de un sistema que puede ser usado para la estimación de parámetros en sistemas no lineales a partir de señales perturbadas con ruido aleatorio.

Puede aplicarse a la estimación de la velocidad del motor de inducción en sistemas de altas prestaciones, siendo menos sensible al ruido que los observadores de orden completo vistos anteriormente, los cuales no consideraban el ruido presente en las señales de entrada [41][60]. Por el contrario es un algoritmo computacionalmente más costoso.

El filtro de Kalman asume que el ruido en la medida y el ruido de las perturbaciones están incorrelados. El algoritmo del filtro de Kalman está basado sobre un modelo matemático para la determinación del estado del sistema. La estimación es continuamente

corregida por un término adicional provocado por la medida. La estructura del filtro de Kalman se recoge en la figura 2.16.

El modelo del motor de inducción puede escribirse como:

$$\begin{aligned} \frac{dx}{dt} &= \mathbf{A}x + \mathbf{B}u \\ y &= \mathbf{C}x \end{aligned} \quad (2.34)$$

Siendo:

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} -\left(\frac{R_s}{\sigma L_s} + \frac{1-\sigma}{\sigma \tau_r}\right) & 0 & \frac{L_m}{\sigma L_s L_r \tau_r} & \omega_r \frac{L_m}{\sigma L_s L_r} & 0 \\ 0 & -\left(\frac{R_s}{\sigma L_s} + \frac{1-\sigma}{\sigma \tau_r}\right) & -\omega_r \frac{L_m}{\sigma L_s L_r} & \frac{L_m}{\sigma L_s L_r \tau_r} & 0 \\ \frac{L_m}{\tau_r} & 0 & -\frac{1}{\tau_r} & -\omega_r & 0 \\ 0 & \frac{L_m}{\tau_r} & \omega_r & -\frac{1}{\tau_r} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}; \mathbf{B} = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{C} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}; \mathbf{x} = [i_{sd} \quad i_{sq} \quad \lambda_{rd} \quad \lambda_{rq} \quad \omega_r]^T; \mathbf{u} = [v_{sd} \quad v_{sq}]^T$$

Donde se ha considerado que la inercia es infinita y que por tanto $d\omega_r / dt = 0$.

Para la implementación del filtro de Kalman se han de discretizar las ecuaciones anteriores, las cuales pueden expresarse en la forma:

$$\begin{aligned} \mathbf{x}(k+1) &= \mathbf{A}_d \mathbf{x}(k) + \mathbf{B}_d(k) \mathbf{u}(k) \\ \mathbf{y}(k) &= \mathbf{C} \mathbf{x}(k) \end{aligned} \quad (2.35)$$

Siendo:

$$\mathbf{A}_d = e^{\mathbf{A}T} \approx \mathbf{I} + \mathbf{A}T + \frac{(\mathbf{A}T)^2}{2}$$

$$\mathbf{B}_d \approx \mathbf{B}T + \frac{\mathbf{A}\mathbf{B}T^2}{2}$$

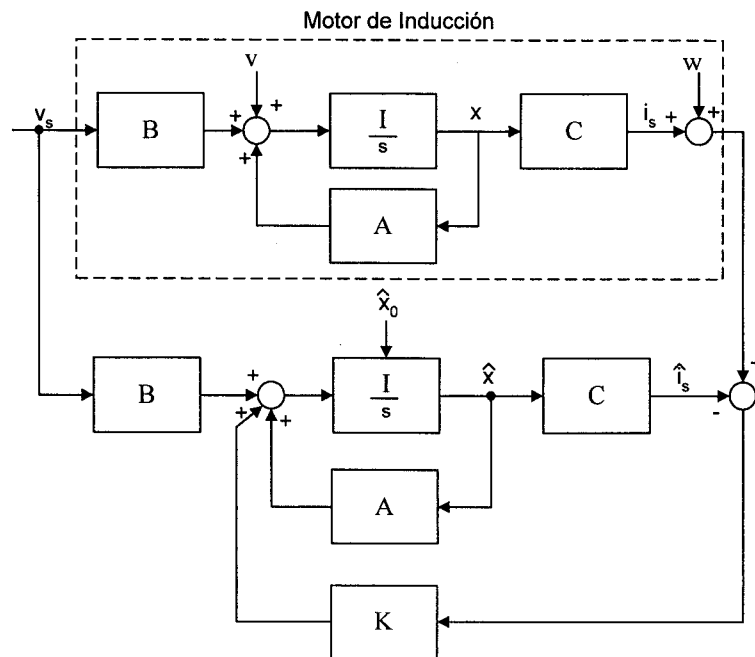


figura 2.16. Estructura del filtro de Kalman.

Si se tiene en cuenta el ruido del sistema $\mathbf{v}(k)$ (el cual se considera de media cero, ruido blanco gaussiano, independiente de $\mathbf{x}(k)$ y con matriz de covarianza \mathbf{Q}), y el ruido en la medida $\mathbf{w}(k)$ (el cual se considera ruido blanco gaussiano independiente de $\mathbf{y}(k)$ y $\mathbf{v}(k)$, y cuya matriz de covarianza es \mathbf{R}), las ecuaciones resultan:

$$\begin{aligned} \mathbf{x}(k+1) &= \mathbf{A}_d \mathbf{x}(k) + \mathbf{B}_d(k) \mathbf{u}(k) + \mathbf{v}(k) \\ \mathbf{y}(k) &= \mathbf{C} \mathbf{x}(k) + \mathbf{w}(k) \end{aligned} \quad (2.36)$$

La estimación del vector de estado se obtiene de la predicción del mismo, siendo corregidos de forma recursiva mediante un término corrector producto de la matriz de Kalman \mathbf{K} y el error entre las variables medidas y el vector de salida:

$$\frac{d\hat{\mathbf{x}}}{dt} = \mathbf{A}(\hat{\mathbf{x}}) \hat{\mathbf{x}} + \mathbf{B} \mathbf{u} + \mathbf{K} (\mathbf{y} - \hat{\mathbf{y}}) \quad (2.37)$$

El algoritmo procede en dos pasos. Primero realiza la predicción del estado $\mathbf{x}(k+1)$ a partir del modelo matemático y el valor anterior del vector de estado. Además, ha de ser

determinada la matriz de covarianza del estado, matriz \mathbf{P} , usando el modelo matemático y la matriz de covarianza \mathbf{Q} del ruido del sistema. Posteriormente, se realiza el filtrado y se obtiene $\hat{\mathbf{x}}(k+1)$ añadiendo el término de corrección $\mathbf{K}(\mathbf{y} - \hat{\mathbf{y}})$ al término $\mathbf{x}(k+1)$.

Los pasos seguidos para la implementación del filtro de Kalman son los siguientes:

1. *Inicialización del vector de estado y las matrices de covarianza*

Se establecen los valores iniciales para el vector de estado y las matrices de covarianza \mathbf{Q}_0 (diagonal 5x5) y \mathbf{R}_0 (diagonal 2x2) junto con \mathbf{P}_0 (matriz 5x5).

2. *Predicción del vector de estado*

La predicción del vector de estado en el instante $k+1$ se obtiene a partir de:

$$\mathbf{x}^*(k+1) = \mathbf{A}_d \hat{\mathbf{x}}(k) + \mathbf{B}_d(k) \mathbf{u}(k)$$

3. *Predicción de la matriz de covarianza*

La matriz de covarianza se estima a partir de:

$$\mathbf{P}^*(k+1) = \mathbf{f}(k+1) \hat{\mathbf{P}}(k) \mathbf{f}^T(k+1) + \mathbf{Q}$$

Siendo \mathbf{f} la siguiente matriz gradiente:

$$\mathbf{f}(k+1) = \frac{\partial}{\partial \mathbf{x}} (\mathbf{A}_d \mathbf{x} + \mathbf{B}_d \mathbf{u}) \Big|_{\mathbf{x}=\mathbf{x}^*(k+1)}$$

4. *Determinación de la matriz de Kalman*

Esta matriz se obtiene como sigue:

$$\mathbf{K}(k+1) = \mathbf{P}^*(k+1) \mathbf{h}^T(k+1) [\mathbf{h}(k+1) \mathbf{P}^*(k+1) \mathbf{h}^T(k+1) + \mathbf{R}]^{-1}$$

Siendo \mathbf{h} la matriz gradiente definida por:

$$\mathbf{h}(k+1) = \frac{\partial}{\partial \mathbf{x}} (\mathbf{C}_d \mathbf{x}) \Big|_{\mathbf{x}=\mathbf{x}^*(k+1)}$$

Matriz que para el motor de inducción resulta igual a \mathbf{C} .

5. Estimación del vector de estado

El vector de estado predicho se corrige según:

$$\hat{\mathbf{x}}(k+1) = \mathbf{x}^*(k+1) + \mathbf{K}(k+1)[\mathbf{y}(k+1) - \hat{\mathbf{y}}(k+1)]$$

6. Estimación de la matriz de covarianza

La matriz de covarianza se determina a partir de:

$$\hat{\mathbf{P}}(k+1) = \mathbf{P}^*(k+1) - \mathbf{K}(k+1)\mathbf{h}(k+1)\mathbf{P}^*(k+1)$$

Una vez terminado estos pasos se vuelve al paso inicial y se repite el proceso para determinar el vector de estado en la siguiente iteración.

En [41] se implementa el filtro de Kalman en un DSP, con algunas simplificaciones en el modelo aportadas al utilizarse en conjunción con el control vectorial directo orientado al flujo del rotor.

La primera simplificación se obtiene al considerar que el control vectorial funciona adecuadamente, por lo que los ejes se orientan de forma que $\lambda_{rq} = 0$. La segunda simplificación en el modelo se consigue suponiendo que la componente de la corriente que controla el flujo no varía con el tiempo (lo cual es lo usual, ya que el valor de referencia para esta componente de la corriente suele tomarse constante e igual al nominal). En cuanto a la ecuación mecánica de la velocidad, que en el desarrollo anterior se supuso con inercia infinita, en este artículo se toma la aproximación de considerar el par de carga cero.

En [60] se utiliza el filtro de Kalman extendido tal como el que se ha desarrollado en esta sección, en conjunción con un control vectorial directo en el que el control de las corrientes se ha resuelto mediante una modulación *space-vector* de tensiones en vez de la clásica modulación PWM (figura 2.17). Además se utilizan las referencias de tensión del estator proporcionadas por el control de corrientes como entradas al observador, en vez de medirlas directamente, con lo que sólo necesitan medirse las corrientes. El algoritmo completo de control se ha implementado en un DSP.

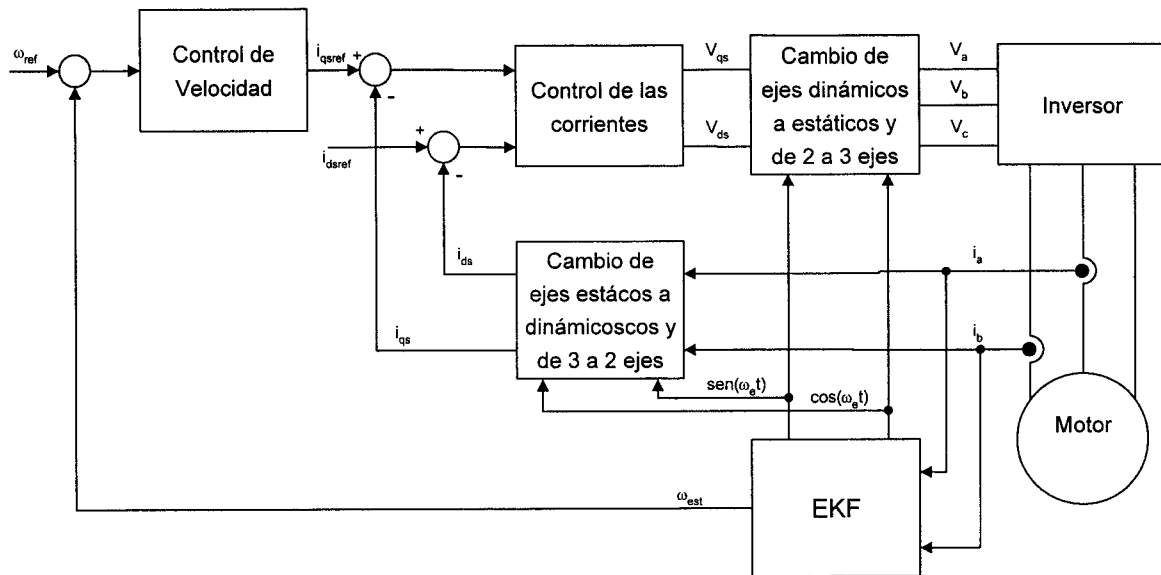


figura 2.17. Diagrama de bloques de un control vectorial *sensorless* de velocidad basado en el EKF.

El paso crítico en la aplicación del filtro extendido de Kalman estriba en seleccionar adecuadamente los coeficientes de la matriz de covarianza \mathbf{P} . Cuanto mayor son sus coeficientes significa menos precisión en el estado inicial, por lo que a las nuevas medidas se le da un peso mayor y la velocidad de convergencia aumenta.

Sin embargo, aparecen problemas de divergencia y oscilaciones del vector de estado alrededor del valor correcto cuando los coeficientes iniciales de la matriz de covarianza se eligen demasiado altos. También, la precisión en la estimación depende de los parámetros del modelo del motor de inducción.

La implementación del filtro de Kalman extendido resulta muy costosa en cuanto a número de operaciones a realizar. Sin embargo en [42] se presentan algunas simplificaciones derivadas de la forma especial de las matrices involucradas en el algoritmo que disminuyen apreciablemente este número.

2.8.4 Conclusiones

El filtro de Kalman extendido es un observador óptimo del estado de un sistema, resultando adecuado a procesos perturbados por un ruido blanco.

Su uso para estimar el estado de un motor de inducción presupone por tanto, que el ruido presente en las señales es de este tipo. Esta presunción no es cierta, dado que las

tensiones y corrientes del motor presentan armónicos importantes relacionados con la frecuencia de conmutación de los interruptores del inversor de potencia.

Este hecho, junto a la elevada complejidad del algoritmo, limita su aplicación en la práctica. De hecho, la implementación del filtro de Kalman extendido realizando todas las simplificaciones posibles en los cálculos precisa de un tiempo de ejecución del orden de los 300µs en un DSP de altas prestaciones. Esto dificulta la convergencia del algoritmo, con lo que las prestaciones dinámicas resultan muy pobres.

2.8.5 Observadores adaptativos en modo deslizante.

En [77] y [118] se presenta un control vectorial directo con estimación de velocidad y flujo basada en un observador adaptativo en modo deslizante.

La estimación del flujo del rotor sigue la estructura básica del estimador de Luenberger (2.26) con la diferencia de que el término del error de corrientes se sustituye por su signo según:

$$\frac{d\hat{x}}{dt} = \mathbf{A}\hat{x} + \mathbf{B}v_s + \mathbf{K} \operatorname{sgn}(\hat{i}_s - i_s) \quad (2.38)$$

dónde \mathbf{K} es una matriz de ganancia definida en la forma:

$$\mathbf{K} = \begin{bmatrix} \mathbf{K}_1 \\ -\mathbf{L}\mathbf{K}_1 \end{bmatrix} \quad \mathbf{K}_1 = \begin{bmatrix} k_1 & 0 \\ 0 & k_2 \end{bmatrix} \quad \mathbf{L} = \begin{bmatrix} l_{11} & l_{12} \\ l_{21} & l_{22} \end{bmatrix} \quad (2.39)$$

La ecuación del error teniendo en cuenta la variación de los parámetros $\Delta\mathbf{A}$ resulta:

$$\frac{de}{dt} = \mathbf{A}e + \Delta\mathbf{A}\hat{x} + \mathbf{K} \operatorname{sgn}(\hat{i}_s - i_s) \quad (2.40)$$

dónde:

$$e = \hat{x} - x = [e_i \ e_\lambda]^T \quad e_i = \hat{i}_s - i_s \quad e_\lambda = \hat{\lambda}_r - \lambda_r \quad (2.41)$$

$$\Delta\mathbf{A} = \begin{bmatrix} \Delta\mathbf{A}_{11} & \Delta\mathbf{A}_{12} \\ \Delta\mathbf{A}_{21} & \Delta\mathbf{A}_{22} \end{bmatrix}$$

Si la matriz de ganancia \mathbf{K} es lo suficientemente grande, puede suponerse que el error e_i y su derivada son cero. Operando en (2.40) suponiendo conocida la velocidad de giro, se llega a:

$$\frac{de_\lambda}{dt} = (\mathbf{A}_{22} + \mathbf{L}\mathbf{A}_{12})e_\lambda \quad (2.42)$$

relación que representa la ecuación del error del flujo del rotor.

Para derivar el mecanismo de estimación de la velocidad, se puede considerar la velocidad de giro como un parámetro variable, de forma que la matriz $\Delta\mathbf{A}$ sea:

$$\Delta\mathbf{A}_{11} = 0 \quad \Delta\mathbf{A}_{11} = -\frac{\Delta\omega_r}{\varepsilon}\mathbf{J} \quad \Delta\mathbf{A}_{21} = 0 \quad (2.43)$$

$$\Delta\mathbf{A}_{22} = \Delta\omega_r\mathbf{J} \quad \Delta\hat{\omega}_r = \hat{\omega}_r - \omega_r \quad \varepsilon = \frac{L_\sigma L_r}{L_m}$$

La función de Liapunov elegida para determinar la convergencia del algoritmo es:

$$V = e_\lambda' e_\lambda + W \quad (2.44)$$

dónde W debe ser determinada para asegurar la convergencia. Derivando la función de Liapunov se obtiene:

$$\frac{dV}{dt} = \frac{dV_1}{dt} + \frac{dV_2}{dt} \quad \frac{dV_1}{dt} = z' \Lambda' \mathbf{A}_{12}^{-1} z \quad \frac{dV_2}{dt} = z' \Lambda' \mathbf{A}_{12}^{-1} \frac{\Delta\omega_r}{\varepsilon} \mathbf{J} \hat{\lambda}_r + \frac{dW}{dt} \quad (2.45)$$

$$z = -\mathbf{K}_1 \operatorname{sgn}(\hat{i}_s - i_s) \quad \Lambda = \mathbf{L} - \varepsilon \mathbf{I}$$

Si se toma:

$$\Lambda' = -\gamma \mathbf{A}_{12}, \quad \gamma > 0 \quad (2.46)$$

se tiene que $dV_1/dt < 0$, y forzando $dV_2/dt = 0$, se consigue que V sea definida negativa.

La condición anterior $dV_2/dt = 0$ implica:

$$\frac{dW}{dt} = \gamma z' \frac{\Delta \omega_r}{\varepsilon} \mathbf{J} \hat{\lambda}_r \quad (2.47)$$

Analizando (2.47) se obtiene la siguiente expresión para W :

$$W = \frac{\Delta \omega_r^2}{2\mu\varepsilon}, \quad \mu > 0 \quad (2.48)$$

Comparando (2.47) y (2.48) se deriva la siguiente ecuación para estimar la velocidad de giro:

$$\frac{d\hat{\omega}_r}{dt} = \mu\gamma \left[k_1 \operatorname{sgn}(\hat{i}_{sd} - i_{sd}) \cdot \hat{\lambda}_{rq} - k_2 \operatorname{sgn}(\hat{i}_{sq} - i_{sq}) \cdot \hat{\lambda}_{rd} \right] \quad (2.49)$$

La condición (2.46) puede utilizarse para determinar los elementos de la matriz de ganancia \mathbf{L} de forma que se asegure la estabilidad en la estimación de velocidad, en la forma:

$$\mathbf{L} = -x\mathbf{I} - y\mathbf{J} \quad (2.50)$$

dónde:

$$x = (q-1)\varepsilon + \frac{\gamma\sigma}{\varepsilon} \quad y = \frac{\gamma\omega_r}{\varepsilon} \quad (2.51)$$

siendo q un parámetro de diseño mayor que cero.

Asumiendo conocida la velocidad, los autovalores del error del flujo del rotor resultan teniendo en cuenta (2.51):

$$a_{1,2} = -q \left\{ \left(\sigma + \frac{\gamma}{q} \frac{\sigma^2}{\varepsilon^2} + \frac{\gamma}{q} \frac{\omega_r^2}{\varepsilon^2} \right) \pm j\omega_r \right\} \quad (2.52)$$

demostrando que el observador adaptativo en modo deslizante descrito es estrictamente estable.

El algoritmo descrito contiene tres parámetros de diseño, q , γ y μ . Los dos primeros deben ser elegidos para incrementar las prestaciones en la estimación del flujo del rotor, mientras que el tercero afecta a la dinámica en la estimación de velocidad.

En [118] se utiliza un observador como el descrito para determinar el módulo del flujo del rotor y su ángulo para realizar un control vectorial directo en un motor de inducción. La velocidad, estimada según (2.49) se emplea para cerrar el lazo de regulación de velocidad. El algoritmo se implementa mediante DSP, obteniendo un tiempo de muestreo de 100μ .

Los resultados obtenidos muestran una gran robustez frente a las variaciones de los parámetros. Sin embargo, la estimación de velocidad presenta errores relativos superiores al 10% para velocidades inferiores a un 10% de la nominal.

En [52] se presenta un observador adaptativo en modo deslizante para estimar el flujo del rotor e implementar un control del par en modo deslizante. La velocidad no se estima, sino que se mide.

2.8.6 Conclusiones

En general, presentan las mismas limitaciones en cuanto a complejidad de los observadores basados en el estimador de Luenberger.

Por contra, presentan una gran robustez frente a las variaciones de los parámetros y las perturbaciones y ruidos del sistema. Además, puede demostrarse de forma analítica su estabilidad.

Sin embargo, no solucionan el problema de la estimación a bajas velocidades.

2.9 ESTIMACIÓN BASADA EN LOS EFECTOS NO LINEALES DEL MOTOR DE INDUCCIÓN.

2.9.1 Introducción

Como ya se ha comentado, a partir de las ecuaciones de estado del motor resulta imposible estimar la velocidad cuando ésta se aproxima a cero. Por tanto, si se desea estimar la velocidad cuando la frecuencia de funcionamiento es pequeña, hay que recurrir a efectos no lineales del motor de inducción no descritos en las ecuaciones de estado. Estos efectos se derivan de la forma constructiva de la máquina (enbarrado del rotor, distribución de los devanados) y de la saturación magnética.

En los siguientes subapartados se describen alguno de estos efectos y como utilizarlos para estimar la velocidad.

2.9.2 Estimación basada en los armónicos debidos al ranurado del estator y el rotor.

En un motor de inducción la interacción entre la distribución del bobinado del estator y las barras del rotor producen armónicos en el flujo del entrehierro, lo que los induce a su vez en la tensión del estator (y por consiguiente en la corriente) cuando el rotor gira.

En la figura 2.18 se muestra los armónicos existentes en el flujo. Estos armónicos aparecen por las variaciones en la reluctancia debidas al ranurado del estator y el rotor.

Tanto la frecuencia de estos armónicos como su amplitud dependen de la velocidad de giro del rotor. Sin embargo es difícil extraer la velocidad de giro de la amplitud, ya que ésta depende no sólo del ranurado sino de la magnitud de la corriente, y por tanto de las condiciones de carga del motor.

En [49] se describe una manera sencilla de extraer la información acerca del deslizamiento a partir de la amplitud de los armónicos en la tensión del estator debidos al ranurado. Dado que la amplitud de los armónicos es mucho menor que la amplitud de la componente fundamental, se pueden aislar los armónicos de la componente fundamental sumando las tensiones de las tres fases del estator.

Si el motor está conectado en estrella con el neutro accesible es posible obtener la suma de las tres tensiones de fase del estator tal como se muestra en figura 2.19. La expresión resultante de esta suma puede expresarse como:

$$v_h = k \left[\sin(A) + \sin\left(A - \frac{2\pi h}{3}\right) + \sin\left(A + \frac{2\pi h}{3}\right) \right] \quad (2.53)$$

Siendo k la amplitud, que dependerá de la amplitud de la corriente, y h cualquier armónico.

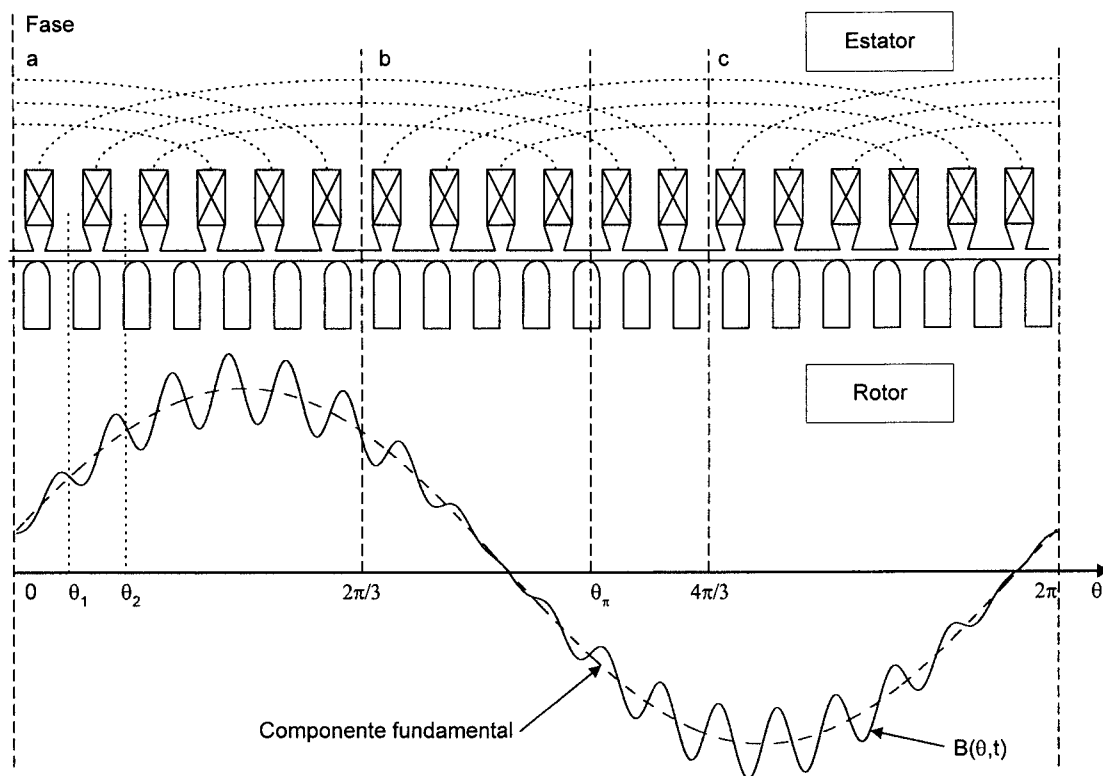


figura 2.18. Distribución del flujo en el entrehierro de un motor de inducción.

Se observa que se elimina no sólo la componente fundamental, sino todos los armónicos con excepción de los múltiplos de tres. En general, v_h contendrá todos los armónicos múltiplos de tres, los armónicos debidos al ranurado y los debidos a la frecuencia de conmutación del inversor. El tercer armónico tiene una magnitud apreciable y para poder estimar la velocidad de giro debe ser convenientemente filtrado. Una vez hecho esto, puede aproximarse la amplitud de v_h con la frecuencia de deslizamiento.

Dado que la amplitud de los armónicos depende de las condiciones de carga, se puede obtener una mejor estimación de la velocidad de giro del rotor midiendo la frecuencia de los armónicos en vez de la amplitud.

En [111] se utiliza un PLL (*phase-locked-loop*) para detectar la frecuencia de los armónicos presentes en v_h .

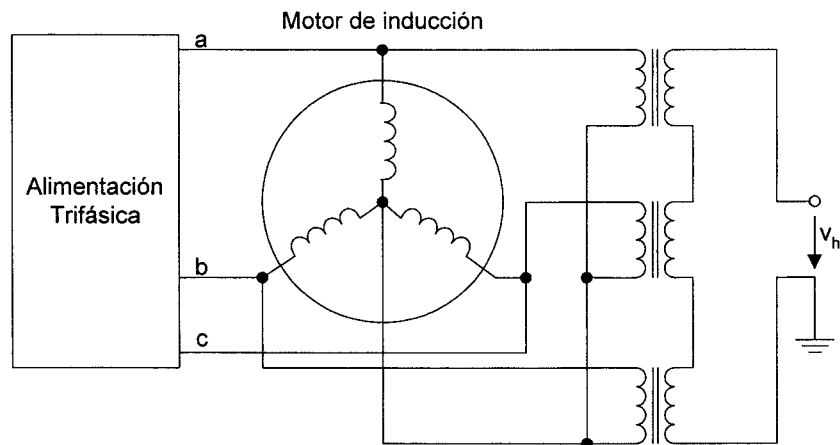


figura 2.19. Circuito para la detección de los armónicos de ranura y el tercer armónico debido a la saturación.

Dado que h en la expresión (2.53) toma el valor $N_r + 1$ para los armónicos superiores debidos al ranurado del rotor y $N_r - 1$ para los inferiores, siendo N_r el número de ranuras del rotor por cada par de polos, uno y sólo uno de estos armónicos aparecerá en v_h si el número de ranuras del rotor no es múltiplo de tres. Normalmente las máquinas de inducción se diseñan con esta condición para reducir las vibraciones y el ruido.

De todas formas, en v_h aparecerán todos los armónicos múltiplos de tres, por lo que debe realizarse un filtrado paso-banda para detectar los armónicos debidos al ranurado del rotor. En la referencia mencionada utilizan un filtro de capacidades conmutadas cuya frecuencia central se ajusta al valor $(N_r + 1)\omega_e$ o $(N_r - 1)\omega_e$ en función del armónico que se desee aislar.

La frecuencia fundamental de los armónicos debidos al ranurado del rotor es:

$$f_h = N_r f_r \pm f_e = N_r (f_e \pm 1) - N_r f_s \quad (2.54)$$

Siendo f_r la frecuencia de giro del rotor, f_e la frecuencia eléctrica y f_s la frecuencia de deslizamiento (definida como $f_s = f_e - f_r$). Seleccionando adecuadamente el ancho de banda del filtro se puede detectar f_s con un PLL.

También es posible determinar la velocidad de giro del rotor utilizando la transformada rápida de Fourier (FFT) como se describe en [27] y en [29]. En este caso se utilizan los armónicos que aparecen en las corrientes del estator en vez de la tensión como en los métodos anteriores. Al utilizar las corrientes se consigue eliminar los sensores dedicados a las tensiones, con el consiguiente ahorro.

2.9.2.1 Conclusiones

La ventaja del uso de estas técnicas para la medida de la velocidad estriba en que los parámetros del motor de inducción no tienen influencia alguna en la precisión de la medida, a diferencia de los métodos basados en las ecuaciones del motor de inducción.

Por el contrario, el escaso número de ranuras existente en la mayoría de los motores normalmente utilizados en la industria limita el comportamiento dinámico de la estimación así como la precisión obtenida.

Hay que destacar también el hecho de la dependencia de los armónicos generados por el ranurado con las condiciones de carga del sistema, dificultando enormemente la estimación de la velocidad en condiciones de vacío.

2.9.3 *Estimación basada en la componente de tercer armónico de la tensión del estator debida a la saturación*

Las máquinas de inducción modernas se diseñan para operar en la región de saturación magnética, con el fin de obtener un mejor aprovechamiento de las mismas. Si el devanado del estator de una máquina de inducción trifásica se considera distribuido sinusoidalmente, las corrientes del estator crearán una fuerza magnetomotriz distribuida asimismo sinusoidalmente, y esto dará lugar a que el flujo en el entrehierro presente una distribución también sinusoidal.

Esto es cierto si la máquina funciona sin saturación, sin embargo, si la máquina opera en condiciones de saturación, la distribución senoidal se distorsiona.

Hay que tener en cuenta dos mecanismos distintos en la aparición de la saturación. Por un lado está la saturación acaecida en los dientes, y por otro la producida en el núcleo, tanto en el rotor como en el estator. Lo más común es la saturación en los dientes del rotor o el estator dado que el volumen de hierro es mucho menor en esta zona que en el núcleo. Por lo tanto las técnicas descritas a continuación utilizan el fenómeno de la saturación magnética en los dientes para determinar la velocidad de giro del rotor en una máquina de inducción.

El fenómeno de saturación magnética en los dientes provoca que la distribución de la densidad de flujo se achate (ver figura 2.20). Este achatamiento es debido principalmente a la aparición de una componente de tercer armónico. La velocidad de la componente de tercer armónico es igual que la velocidad de la componente fundamental y giran en la misma dirección. Por el contrario cuando la saturación ocurre en el núcleo del estator o en el rotor, el tercer armónico aparece en oposición de fase respecto a la componente fundamental, con lo que la densidad de flujo en el entrehierro presenta un pico (ver figura 2.21).

Debido a la oposición de fase del tercer armónico en los dos mecanismos de saturación expuestos, puede ocurrir que en una máquina altamente saturada no aparezca la componente de tercer armónico, o bien que resulte indetectable.

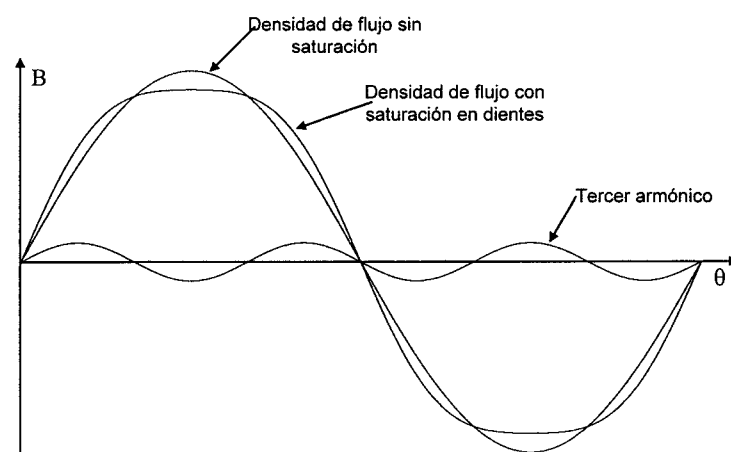


figura 2.20. Distribución espacial de la densidad de flujo con y sin saturación en los dientes.

Mediante la suma de las tensiones del estator en forma análoga a la descrita en el apartado anterior y como se observa en la figura 2.19, es posible aislar la componente de tercer armónico debida a la saturación que aparece en las tensiones del estator. La integración de esta tensión determina la componente de tercer armónico del flujo en el entrehierro.

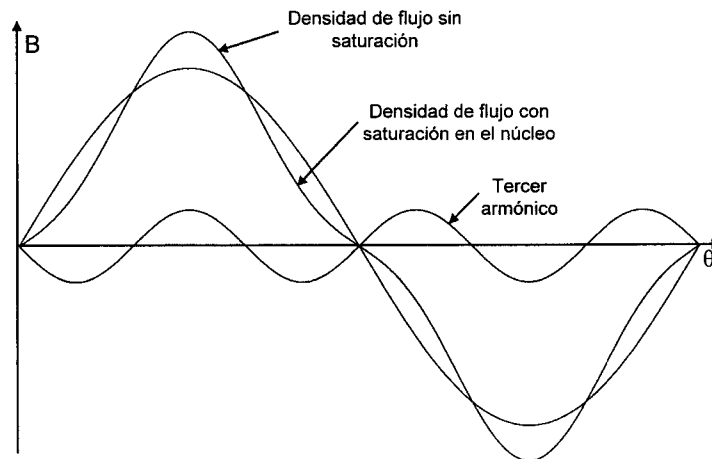


figura 2.21. Distribución espacial de la densidad de flujo con y sin saturación en el núcleo.

Utilizando el paso por cero del tercer armónico se puede detectar la posición del flujo del entrehierro de forma análoga a un transductor incremental con una precisión de 60° eléctricos.

Para determinar la amplitud del flujo del entrehierro es necesario recurrir a una expresión no lineal que relacione la amplitud del tercer armónico con la componente fundamental. Esta relación puede determinarse mediante una prueba convencional de saturación en vacío.

También es posible determinar el ángulo de desfase entre la corriente del estator y el flujo del entrehierro teniendo en cuenta que el paso por cero de la componente de tercer armónico de la tensión se corresponde con el valor máximo instantáneo del flujo en el entrehierro. Utilizando este ángulo junto con el formado por la corriente del estator con el sistema de ejes estacionario de referencia se obtiene el ángulo del flujo del entrehierro con estos ejes.

Una vez determinados el módulo y el ángulo del flujo en el entrehierro, resulta conocido el vector flujo y puede ser usado para determinar el flujo del estator o del rotor y realizar un control vectorial orientado a cualquiera de estos flujos.

Finalmente, la velocidad del motor de inducción puede determinarse de la velocidad del flujo en el entrehierro y el deslizamiento obtenido a partir del modelo eléctrico de la máquina [80]. En [62] se desarrolla un control vectorial directo utilizando esta técnica.

2.9.3.1 Conclusiones

Como todos los métodos de estimación basados en efectos no lineales del motor de inducción, el método expuesto presenta la ventaja de ser completamente independiente de los parámetros del mismo.

Sin embargo, no hay constancia en la literatura acerca del correcto funcionamiento de estas técnicas. Resulta complicado extraer la información del flujo de la componente de tercer armónico debida a la saturación. Existen numerosas máquinas en las que ésta componente resulta pequeña e incluso indetectable.

Para solucionar este problema, se recurre a modificar la construcción del motor de inducción para que presente un mayor contenido de tercer armónico debido a la saturación, o bien, se inyectan unas componentes de alta frecuencia adicionales en las corrientes.

La primera solución limita el uso de estos estimadores a motores especialmente construidos, mientras que la segunda complica el control de corrientes, aumenta el contenido en armónicos del par y por tanto en la velocidad de giro.

Este método sólo permite estimar el vector flujo, debiéndose complementar con algún otro si se desea estimar además la velocidad.

2.9.4 *Estimación de velocidad basada en variaciones de la inductancia de fugas*

Los métodos descritos anteriormente basados en fenómenos no lineales del motor de inducción presentan una precisión pequeña en la estimación de velocidad, un ancho de banda reducido y no resuelven completamente el problema de la estimación a velocidades

bajas. Además, dependen de la forma constructiva del motor, siendo difícil o imposible la estimación de velocidad en algunos motores de inducción.

En [54] y [45] se describe cómo utilizar la variación de la inductancia de fugas con la posición del rotor para determinar la posición y la velocidad en motores de inducción cuando éste se hace trabajar a velocidades próximas a cero o incluso cero.

Si consideramos un motor de inducción con N barras en el rotor formando la “jaula de ardilla” y tenemos en cuenta su distribución, tendremos la siguiente matriz de inductancia para cada fase:

$$\mathbf{L}_N(\delta) = \begin{pmatrix} l_s & m_{s1} & m_{s2} & \cdots & m_{sN} \\ m_{s1} & l_1 & m_{12} & \cdots & m_{1N} \\ m_{s2} & m_{12} & l_2 & \cdots & m_{2N} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ m_{sN} & m_{1N} & m_{2N} & \cdots & l_N \end{pmatrix} \quad (2.55)$$

siendo l_s la inductancia del estator, l_i la inductancia de la barra i del rotor, m_{si} la inductancia mutua entre el estator y la barra i e m_{ij} la inductancia mutua entre la barra i y la j y δ la posición del rotor. De esta forma, la ecuación de una fase del estator queda:

$$\mathbf{u} = \left(\mathbf{R} + \mathbf{L}_N(\delta) \frac{d}{dt} + \mathbf{G}(\omega) \right) \mathbf{i} \quad (2.56)$$

Con:

$$\mathbf{u} = (u_{sa}, 0, 0, \dots, 0)^t \quad \mathbf{i} = (i_{sa}, i_1, i_2, \dots, i_N)^t$$

Siendo u_{sa} e i_{sa} la tensión y corriente de la fase a del estator, i_i la corriente por la barra i del rotor, $\mathbf{G}(\omega)$ una matriz dependiente de la velocidad, que consideraremos cero por ser la velocidad cercana a cero, y \mathbf{R} la matriz de resistencias de los devanados. La inductancia total de fugas de la fase a se calcula de (2.56) como:

$$l_{\alpha} = \frac{u_{sa}}{di_{sa}/dt} \quad (2.57)$$

La submatriz de inductancia del rotor se obtiene de (2.55) como:

$$\mathbf{L}_{1N}(\delta) = \begin{pmatrix} l_1 & m_{12} & \cdots & m_{1N} \\ m_{12} & l_2 & \cdots & m_{1N} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ m_{1N} & m_{2N} & \cdots & l_N \end{pmatrix} \quad (2.58)$$

Despreciando la resistencia de los devanados del rotor y aplicando la regla de Cramer a (2.56) se obtiene:

$$l_{\sigma}(\delta) = \frac{\det L_N(\delta)}{\det L_{1N}(\delta)} \quad (2.59)$$

la cual varía con la posición del rotor de forma periódica N veces por revolución del motor.

Para detectar estas variaciones hemos de centrarnos en la operación normal del motor cuando se controlan sus corrientes mediante un circuito PWM. Consideremos el intervalo temporal durante el que el estado de los interruptores del inversor es tal que aplicamos el vector espacial u_I en el cual $u_a = V_{dc}/2$, $u_b = u_c = -V_{dc}/2$ siendo V_{dc} la tensión de la batería de condensadores del inversor (ver figura 2.8). En ese caso, las ecuaciones que describen el comportamiento de las corrientes del estator en el motor resultan:

$$\begin{aligned} V_{dc} &= l_{\sigma a} \frac{di_a}{dt} + u_{ia} - l_{\sigma b} \frac{di_b}{dt} - u_{ib} \\ V_{dc} &= l_{\sigma a} \frac{di_a}{dt} + u_{ia} - l_{\sigma c} \frac{di_c}{dt} - u_{ic} \end{aligned} \quad (2.60)$$

$$i_a + i_b + i_c = 0$$

$$u_{ia} + u_{ib} + u_{ic} = 0$$

Donde u_{ia} , u_{ib} , u_{ic} son las fuerzas contraelectromotrices de las fases a , b y c respectivamente. Las tensiones medidas en cada fase del motor se suman para obtener:

$$u_{\sigma} = u_a + u_b + u_c = (l_{\sigma a} - l_{\sigma c}) \frac{di_a}{dt} + (l_{\sigma b} - l_{\sigma c}) \frac{di_b}{dt} \quad (2.61)$$

Utilizando (2.60) para eliminar las derivadas de la expresión (2.61) se llega a:

$$u_{\sigma}^{(1)} = \frac{\left[V_{dc} (l_{\sigma a} l_{\sigma b} + l_{\sigma a} l_{\sigma c} - 2l_{\sigma b} l_{\sigma c}) - u_{ai} (l_{\sigma a} l_{\sigma b} + l_{\sigma a} l_{\sigma c} - 2l_{\sigma b} l_{\sigma c}) + \right. \\ \left. - u_{bi} (l_{\sigma c} l_{\sigma b} + l_{\sigma a} l_{\sigma b} - 2l_{\sigma a} l_{\sigma c}) - u_{ci} (l_{\sigma a} l_{\sigma c} + l_{\sigma b} l_{\sigma c} - 2l_{\sigma b} l_{\sigma a}) \right]}{l_{\sigma a} l_{\sigma b} + l_{\sigma b} l_{\sigma c} + l_{\sigma a} l_{\sigma c}} \quad (2.62)$$

El superíndice en $u_{\sigma}^{(1)}$ hace referencia al vector de tensión aplicado al motor empleado para la estimación, u_1 en este caso. Dado que este vector de tensión aparece periódicamente durante el funcionamiento normal del PWM, cada vez que ocurre se suman las tres tensiones del estator y se almacenan para obtener $u_{\sigma}^{(1)}$.

Para conseguir estimar la posición y velocidad del rotor es necesario incrementar el tiempo de duración normal del vector de estado u_1 en un pequeño valor Δt_0 . Este incremento en el tiempo de duración de u_1 provoca un pequeño error que debe ser compensado posteriormente aplicando el vector opuesto u_4 durante el mismo intervalo temporal Δt_0 . Para el vector de tensión u_4 se puede hacer un análisis similar al realizado obteniéndose ecuaciones similares a las anteriores pero con V_{dc} cambiado de signo. Si restamos los valores almacenados de $u_{\sigma}^{(1)}$ y $u_{\sigma}^{(4)}$ se obtiene:

$$p_a(\delta) = u_{\sigma}^{(1)} - u_{\sigma}^{(4)} = 2V_{dc} \frac{l_{\sigma a} l_{\sigma b} + l_{\sigma a} l_{\sigma c} - 2l_{\sigma b} l_{\sigma c}}{l_{\sigma a} l_{\sigma b} + l_{\sigma a} l_{\sigma c} + l_{\sigma b} l_{\sigma c}} \quad (2.63)$$

El valor de $p_a(\delta)$ depende solamente de las inductancias de fugas totales y del valor de la tensión de condensadores del inversor que es prácticamente constante, por lo que depende esencialmente de δ , la posición del rotor.

El análisis realizado con los vectores u_1, u_4 puede realizarse de forma análoga con los vectores u_3, u_6 y u_5, u_2 . Si realizamos el análisis con cada par de estados para cada fase del motor se obtienen:

$$p_b(\delta) = u_{\sigma}^{(3)} - u_{\sigma}^{(6)} = 2V_{dc} \frac{l_{\sigma b} l_{\sigma c} + l_{\sigma b} l_{\sigma a} - 2l_{\sigma c} l_{\sigma a}}{l_{\sigma a} l_{\sigma b} + l_{\sigma a} l_{\sigma c} + l_{\sigma b} l_{\sigma c}} \quad (2.64)$$

$$p_c(\delta) = u_\sigma^{(5)} - u_\sigma^{(2)} = 2V_{dc} \frac{l_{\alpha\alpha}l_{\alpha\alpha} + l_{\alpha\beta}l_{\alpha\alpha} - 2l_{\alpha\alpha}l_{\alpha\beta}}{l_{\alpha\alpha}l_{\alpha\beta} + l_{\alpha\alpha}l_{\alpha\alpha} + l_{\alpha\alpha}l_{\alpha\beta}} \quad (2.65)$$

Los tres valores $p_a(\delta)$, $p_b(\delta)$ y $p_c(\delta)$ forman un sistema trifásico equilibrado. Definimos el vector de posición complejo como:

$$\mathbf{p}(\delta) = \frac{2}{3} (p_a(\delta) + \mathbf{a}p_b(\delta) + \mathbf{a}^2 p_c(\delta)) = p_\alpha + j p_\beta \quad (2.66)$$

siendo $\mathbf{a} = e^{j2\pi/3}$. El vector $\mathbf{p}(\delta)$ gira a una frecuencia N veces la del motor de inducción, por lo que utilizando un contador C_b que incremente (o decremente si gira en sentido inverso) en una unidad cada vez que ocurra un ciclo de $\mathbf{p}(\delta)$ es posible determinar la posición del rotor del motor de inducción mediante:

$$\delta_r = \frac{(2\pi C_b + \delta)}{N} \quad (2.67)$$

siendo δ el ángulo de fase de $\mathbf{p}(\delta)$. Evidentemente, puede conocerse la velocidad de giro derivando la posición respecto del tiempo.

2.9.4.1 Conclusiones

Este método permite de una forma precisa estimar la posición y velocidad en motores de inducción siempre que ésta sea cercana a cero (recuérdese la simplificación realizada con la matriz $\mathbf{G}(\omega)$). En la bibliografía no aparecen resultados del estimador en la zona de velocidades altas.

Otro inconveniente que presenta es la necesidad de modificar el control de corrientes PWM para incluir la compensación comentada anteriormente. Esta modificación supone además, la inyección de armónicos en las corrientes del estator.

También presenta cierta dificultad la estimación cuando se trabaja en condiciones de pares de carga elevados en los que el vector $\mathbf{p}(\delta)$ presenta componentes subarmónicos de frecuencia $2N$ debidos a la saturación magnética.

Por contra, los resultados experimentales mostrados en la bibliografía muestran una estimación excelente de la posición y la velocidad cuando ésta es próxima a cero.

2.10 ESTIMADORES BASADOS EN INTELIGENCIA ARTIFICIAL

Las dos principales soluciones basadas en inteligencia artificial utilizadas para la estimación de la velocidad en una máquina de inducción están basadas en las redes neuronales (ANN) y las redes borroso-neuronales (FNN). Se espera que este tipo de soluciones a la estimación de la velocidad, el flujo y el par en motores de inducción tendrán una aplicación progresiva en el futuro. La razón de esta creencia estriba en la propiedad de este tipo de estimadores de ser robustos a variaciones en los parámetros y al ruido, siendo aproximadores universales con la capacidad de aprender cualquier función no lineal.

De forma general, la identificación de la velocidad mediante una red neuronal sigue el esquema de la figura 2.22.

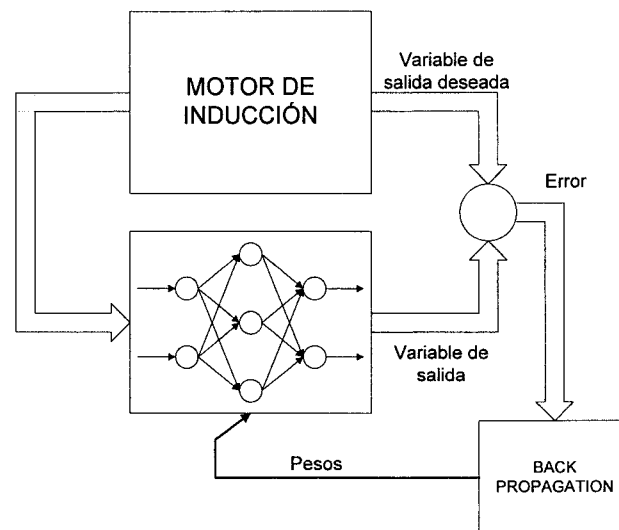


figura 2.22. Identificación mediante red neuronal.

La estimación de la velocidad de un motor de inducción usando un red neuronal de dos capas basada en el método de *back-propagation* se propone en [14]. El método de aprendizaje de la red neuronal denominado *back-propagation* es lento y precisa de un tiempo elevado para su convergencia. Por esa razón se propone el uso de dos capas para la

red neuronal, ya que así no necesita aprendizaje, ya que puede aprender mientras se encuentra en funcionamiento.

El método empleado utiliza la ecuación (2.1) para determinar el flujo del rotor, mientras que la ecuación (2.2) es implementada mediante una red neuronal de dos capas. Utilizando el método de Euler para derivar (2.2), se obtiene el flujo del rotor en el instante k a partir del $k-1$ según:

$$\hat{\lambda}_r(k) = (W_1\mathbf{I} + W_2\mathbf{J})\hat{\lambda}_r(k-1) + W_3i_s(k-1) \quad (2.68)$$

Siendo $W_1 = 1 - \frac{T}{\tau_r}$, $W_2 = \omega_r T$, $W_3 = \frac{L_m}{\tau_r}$, T el tiempo de muestreo e \mathbf{I} y \mathbf{J} las matrices cuadradas de orden dos descritas en (2.25). La ecuación (2.68) puede reescribirse en la forma:

$$\hat{\lambda}_r(k) = W_1X_1 + W_2X_2 + W_3X_3 \quad (2.69)$$

Esto representa una red neuronal de dos capas con tres neuronas en la capa de entrada y una a la salida, siendo W_1 , W_2 y W_3 los pesos. La diferencia entre los flujos del rotor determinado por ambos modelos viene dada por:

$$\varepsilon(k) = \lambda_r(k) - \hat{\lambda}_r(k)$$

Los pesos de la red neuronal se obtienen al minimizar la función de energía:

$$E = \frac{1}{2} \varepsilon^2(k) \quad (2.70)$$

De los tres pesos, sólo interesa W_2 que es el que depende de la velocidad. Para minimizar E , se varía el peso de forma proporcional al gradiente negativo de E según:

$$-\frac{\partial E}{\partial W_2} = -\frac{\partial E}{\partial \hat{\lambda}_r} \frac{\partial \hat{\lambda}_r}{\partial W_2} = -(\hat{\lambda}_r(k) - \lambda_r(k))^T X_2 = -\delta X_2$$

Por tanto, el nuevo peso $W_2(k)$ puede derivarse a partir del peso anterior:

$$W_2(k) = W_2(k) + \eta \Delta W_2 = W_2(k) + \eta \left[(\lambda_r(k) - \hat{\lambda}_r(k))^T \mathbf{J} \hat{\lambda}_r(k-1) \right] \quad (2.71)$$

Siendo η el coeficiente de aprendizaje. Cuanto mayor es este número, más rápido es el aprendizaje, pero tiende a provocar oscilaciones.

Una forma de aumentar la tasa de aprendizaje sin que aparezcan oscilaciones consiste en hacer constar en la actualización del peso actual el efecto de los cambios previos:

$$\Delta W_2(k) = -\eta \delta X_2 + \alpha \Delta W_2(k-1) \quad (2.72)$$

Cuanto mayor sea el coeficiente α más peso se da al término que recoge los cambios previos. Utilizando (2.72) la velocidad estimada resulta:

$$\hat{\omega}_r(k) = \hat{\omega}_r(k-1) - \frac{\eta}{T} \delta X_2 + \frac{\alpha}{T} \Delta W_2(k-1) \quad (2.73)$$

El método explicado puede considerarse como un algoritmo *MRAS* en el que el modelo ajustable es resuelto mediante una red neuronal.

Siguiendo el esquema *MRAS* anterior, es posible implementar estimadores neuronales para la velocidad eligiendo para la variable de salida en vez del flujo del rotor, por ejemplo, la fuerza contraelectromotriz, la potencia reactiva instantánea, etc, y aprovechar las ventajas que estas variables ofrecen, como por ejemplo el no presentar integración en el modelo de referencia.

En [35] se emplea una red neuronal de tres capas que estima el módulo del flujo del rotor, los ángulos unitarios para la orientación del control vectorial directo y el par eléctrico.

Las entradas a la red neuronal son las corrientes y el flujo del estator, el cual se determina por integración (mediante un filtro paso-bajo) según (2.1). Para ajustar los pesos de la red neuronal se utiliza el método de *back-propagation*, usando como tabla de entrada/salida los resultados de una simulación del comportamiento del motor de inducción.

Esta red neuronal de tres capas resulta mucho más compleja que la vista anteriormente (28 neuronas frente a 6), por lo que necesita un potente microprocesador para su ejecución en tiempo real, o bien algún tipo de hardware dedicado o un *transputer*. Además, resulta muy costoso en tiempo la determinación de los pesos en el aprendizaje que, a diferencia del método anterior, tiene que realizarse en una etapa previa al funcionamiento.

Además de la aplicación de las redes neuronales a la estimación de velocidad, recientemente se ha aplicado la lógica borrosa al mismo fin. En [36] se utiliza un observador de Luenberger borroso para estimar el flujo del rotor.

En el estimador de Luenberger clásico, la discretización de las ecuaciones del sistema (2.35) exige la determinación de la matriz exponencial. Normalmente, esta exponencial se aproxima como mucho hasta la segunda potencia de su desarrollo en serie de Taylor. Para conseguir una mejor aproximación, pueden computarse previamente los coeficientes de las matrices que definen el sistema para unos determinados valores de velocidad y utilizar después, durante el funcionamiento normal, un interpolador borroso que en función de la velocidad seleccione unos valores de los coeficientes.

En la referencia mencionada se utilizan funciones de pertenencia triangulares tales que cubren todo el rango de velocidades posibles de la máquina y que sólo se activan dos para cada velocidad. Con los dos pesos, W_i e W_{i+1} , obtenidos de evaluar las reglas activas para una velocidad determinada ω_r , las matrices del observador se obtienen según:

$$\mathbf{A}_d = W_i \mathbf{A}_d(\omega_{r,i}) + W_{i+1} \mathbf{A}_d(\omega_{r,i+1}) \quad (2.74)$$

$$\mathbf{B}_d = W_i \mathbf{B}_d(\omega_{r,i}) + W_{i+1} \mathbf{B}_d(\omega_{r,i+1})$$

$$\mathbf{G}_d = W_i \mathbf{G}_d(\omega_{r,i}) + W_{i+1} \mathbf{G}_d(\omega_{r,i+1})$$

siendo $\mathbf{A}_d(\omega_{r,i})$, $\mathbf{B}_d(\omega_{r,i})$ y $\mathbf{G}_d(\omega_{r,i})$ las matrices discretizadas del sistema y la matriz de ganancia del observador, para la velocidad $\omega_{r,i}$ correspondiente a la regla i .

La elección de las matrices de ganancia para cada regla se realiza, en la referencia mencionada, para situar los polos dentro de la región de estabilidad y minimizar el tiempo

de respuesta del error entre las variables de estado estimadas y las reales. Para ello se ha utilizado un algoritmo genético.

La velocidad de giro de la máquina se deriva a partir de la expresión (2.27).

Este tipo de observadores resultan muy costoso en cuanto a número de operaciones y a desarrollo. En la referencia mencionada, el tiempo de muestreo utilizado resulta $300\mu\text{s}$, valor muy elevado para esperar unas prestaciones dinámicas elevadas. No se muestran tampoco resultados experimentales en condiciones de carga.

2.10.1 Conclusiones

Los estimadores de velocidad basados en inteligencia artificial forman un campo extremadamente novedoso, que requiere de una investigación más profunda acerca de sus posibilidades.

La red neuronal de dos capas mostrada anteriormente utiliza un modelo MRAS. El modelo de referencia utilizado precisa de integración, con los problemas derivados, comentados con anterioridad. Además, al estar basado en las ecuaciones de estado del motor de inducción, resulta imposible la estimación de velocidad a frecuencia cero.

A menos que se utilicen redes neuronales muy sencillas, la complejidad del algoritmo aumenta considerablemente, requiriéndose además un entrenamiento previo, que debe realizarse para cada tipo de motor. Esto último dificulta su aplicación industrial al precisar de operarios muy cualificados para el ajuste del controlador.

Los observadores basados en lógica borrosa resultan asimismo extremadamente complejos y precisan de una optimización previa muy compleja para cada tipo de motor.

2.11 CONCLUSIONES

En este capítulo se recogen los resultados obtenidos del análisis realizado sobre la bibliografía existente acerca del control sin sensores de motores de inducción.

Se presenta una clasificación de los mismos realizada por el Doctorando en la que se intenta ordenar de una forma coherente el variado y extenso campo del control *sensorless*. Téngase en cuenta la gran variedad de métodos existentes, basados en efectos muy diversos y con filosofías de estimación que cubren amplios campos de investigación por sí solas.

Junto a la clasificación y recopilación efectuada a partir de la bibliografía, el Doctorando presenta como aportación un análisis crítico acerca de las prestaciones que puede ofrecer cada método. En este análisis se basa el Doctorando para seleccionar los diferentes algoritmos de estimación que serán ensayados experimentalmente en el siguiente capítulo para confrontar sus resultados mediante simulación y experimentación. Todo ello con vistas a la implementación en un circuito integrado de aplicación específica de un estimador de velocidad para motores de inducción.

De los diferentes algoritmos analizados en esta sección pueden extraerse las siguientes conclusiones generales:

- Salvo el estimador basado en las variaciones de la inductancia de fugas con la posición del rotor, ninguno permite la estimación a velocidades próximas a cero. Sin embargo, no existen en la bibliografía resultados que determinen si este estimador funciona correctamente cuando la velocidad es elevada.
- Los estimadores basados en las ecuaciones estáticas del motor de inducción sólo estiman la velocidad correctamente en condiciones estáticas de funcionamiento, no siendo adecuados para su aplicación en controladores de motores de altas prestaciones.
- Los estimadores basados en la saturación magnética y el ranurado del rotor sólo pueden aplicarse a máquinas especialmente construidas o modificando el control de corrientes con la inyección de componentes de alta frecuencia. Además presentan un ancho de banda limitado.
- Los estimadores basados en las ecuaciones de estado del motor de inducción y que determinan ésta despejando directamente de las ecuaciones son muy sensibles a los parámetros del motor y presentan una estimación ruidosa y oscilatoria.

- Los métodos MRAS son menos sensibles a variaciones en los parámetros que los estimadores anteriores, son hiperestables, permiten un funcionamiento a velocidades sensiblemente más bajas y son extremadamente simples.
- Los métodos basados en el estimador de orden completo o Luenberger presentan las mejores características generales en cuanto a la estimación del flujo y la velocidad. Por contra, son complejos y precisan de una mayor capacidad de cálculo que los MRAS.
- Los métodos basados en el filtro de Kalman extendido prometen unos resultados óptimos en cuanto a la estimación de la velocidad y el flujo, sin embargo, su extrema complejidad aritmética imposibilita su uso en la actualidad.
- Los métodos basados en inteligencia artificial deben todavía de estudiarse con mayor profundidad. Son menos sensibles a variaciones en los parámetros, pero la implementación de un buen estimador precisa de un número de neuronas elevado, lo que resulta costoso en tiempo de cálculo y requieren de un aprendizaje previo para cada motor a controlar.

Capítulo 3

COMPARACIÓN ENTRE DIFERENTES MÉTODOS DE ESTIMACIÓN DE LA VELOCIDAD EN MOTORES DE INDUCCIÓN

Índice

3.1	Introducción.....	66
3.2	Estimación de velocidad en bucle abierto mediante ecuaciones de estado	68
3.3	Estimación de velocidad mediante MRAS basado en el flujo del rotor	77
3.4	Estimación MRAS basada en la fuerza contraelectromotriz.....	86
3.5	Estimación MRAS basada en la potencia reactiva instantánea	95
3.6	estimador basado en el observador de Luenberger.....	101
3.7	Estimador basado en el filtro de Kalman extendido.....	109
3.8	Comparativa entre los diferentes estimadores de velocidad.....	115
3.9	Consideraciones prácticas.....	117
3.10	Conclusiones.....	134

3.1 INTRODUCCIÓN

En el capítulo anterior se describen y analizan las técnicas existentes en la actualidad para la estimación de velocidad en motores de inducción.

Uno de los circuitos integrados de aplicación específica desarrollados por el Doctorando (Capítulo 5) se dedica a la labor de estimar la velocidad en los motores de inducción. Como paso previo a su realización se realizaron simulaciones y se implementaron diversos estimadores de velocidad para comparar la funcionalidad de los mismos usando el entorno descrito en el Apéndice B.

En la bibliografía existen comparaciones entre diferentes algoritmos de estimación de velocidad [48][5][94], pero lo hacen mediante simulaciones o comparan solo dos métodos entre sí. Resulta necesario una comparación exhaustiva de los diferentes algoritmos a nivel experimental.

En este capítulo se detallan los resultados de simulación y experimentales obtenidos al comparar los siguientes métodos:

- Estimación en bucle abierto mediante ecuaciones de estado
- Estimación MRAS basada en el flujo del rotor
- Estimación MRAS basada en la fuerza contraelectromotriz
- Estimación MRAS basada en la potencia reactiva instantánea
- Estimación basada en el estimador de Luenberger
- Estimación basada en el filtro de Kalman

Todas las pruebas, tanto de simulación como experimentales, se han realizado con el mismo control de velocidad (control vectorial indirecto) utilizando la velocidad estimada para cerrar el bucle y con el mismo control de corrientes (PWM a 5kHz) utilizando las mismas constantes para los *PI* de ambos controladores, para que las comparaciones entre diferentes algoritmos de estimación sean válidas.

El tiempo de muestreo de los diferentes algoritmos junto con el control de velocidad y de corrientes es de $50\mu\text{s}$ salvo en el caso del filtro de Kalman que, dado su complejidad, realiza en $500\mu\text{s}$ el algoritmo de estimación y en $50\mu\text{s}$ el control de la velocidad y la corriente. En las simulaciones los parámetros del modelo del motor de inducción coinciden con los utilizados en los distintos algoritmos de estimación. También coinciden con los parámetros de los algoritmos utilizados en los ensayos reales, los cuales, sólo son estimaciones de los reales.

En la Tabla 3.1 se detallan los parámetros de la máquina de inducción utilizados en las simulaciones y en los algoritmos implementados para obtener los resultados experimentales.

L_m (H)	0.0795	R_s (Ω)	0.3333
L_s (H)	0.0838	R_r (Ω)	0.3733
L_r (H)	0.0832	P	2
B	-	J (Kg m^2)	0.1

Tabla 3.1. Parámetros de la máquina de inducción utilizados en las simulaciones y ensayos.

Las simulaciones se han realizado sobre una codificación en lenguaje 'C' del algoritmo de estimación de velocidad, el control vectorial indirecto y el control de corrientes, utilizando como modelo del motor de inducción el clásico en ejes dq descrito en el Apéndice A de esta Tesis. La codificación realizada incluye los tiempos muertos del inversor.

Los resultados experimentales se han obtenido utilizando la bancada de ensayos de 10Kw descrita en el Apéndice B de esta Tesis, implementándose los distintos algoritmos en el microprocesador DSP TMS-320C30.

En el apartado 3.9 se recoge un estudio sobre los efectos causados en la estimación de velocidad de ciertos parámetros tales como: el tiempo de muestreo, el método de integración, la medida de tensiones y las variaciones de los parámetros de la máquina. El estudio se aplica al estimador MRAS basado en la fuerza contraelectromotriz por ser éste el elegido por el Doctorando para su implementación en un ASIC.

Muchas de las simulaciones y ensayos recogidos en este capítulo se realizan siguiendo la velocidad una curva suave con forma de ‘S’ caracterizada por aceleraciones y deceleraciones de magnitud constante, a diferencia del ensayo clásico de respuesta frente a un escalón de velocidad. El motivo de esta elección estriba en que los integrados diseñados por el Doctorando, descritos en capítulos posteriores, tienen como objetivo el control de motores de inducción aplicados a tráfico vertical. Este tipo de curvas proporcionan un arranque y un frenado suave que mejoran el confort. Además, la respuesta del estimador frente a un seguimiento en velocidad proporciona más información acerca de las prestaciones del estimador que la respuesta frente a un escalón.

Finalmente se presentan las conclusiones obtenidas al comparar los diferentes métodos de estimación de velocidad y la influencia de los parámetros comentados.

3.2 ESTIMACIÓN DE VELOCIDAD EN BUCLE ABIERTO MEDIANTE ECUACIONES DE ESTADO

3.2.1 Introducción

En este tipo de estimadores (ver apartado 2.6) la velocidad se obtiene directamente de las corrientes y tensiones del motor de inducción medidas en cada instante haciendo uso de las ecuaciones de estado del motor de inducción y despejando de las mismas.

Las ecuaciones que describen este método, detalladas en el apartado 2.6, son:

$$\begin{aligned}
 e_{md} &= v_{sd} - R_s i_{sd} - \sigma L_s \frac{di_{sd}}{dt} \\
 e_{mq} &= v_{sq} - R_s i_{sq} - \sigma L_s \frac{di_{sq}}{dt} \\
 i_{md} &= \frac{1}{L'_m} \int e_{md} dt \\
 i_{mq} &= \frac{1}{L'_m} \int e_{mq} dt
 \end{aligned}
 \tag{3.1}$$

$$\omega_r = \frac{1}{i_{md}} \left[\frac{1}{\tau_r} (i_{sq} - i_{mq}) - \frac{1}{L'_m} e_{mq} \right]$$

Dado que las medidas de las corrientes y tensiones contienen una componente de continua es conveniente reemplazar los integradores involucrados en la obtención de i_m por filtros paso bajo. Aún con esto, puede resultar necesario realizar un filtrado paso-banda de las corrientes y tensiones medidas del motor para, por un lado, eliminar las componentes de continua, y por otro los ruidos de conmutación. Esto empobrece la dinámica del estimador y aumenta aún más la mínima velocidad que es posible estimar pero, por contra, mejora la estabilidad de la estimación y consiguientemente el control de velocidad.

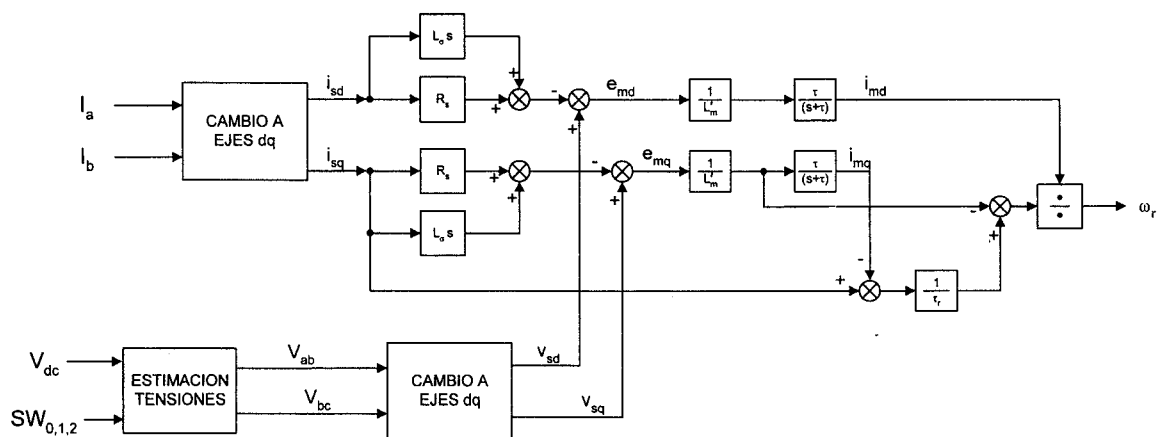


figura 3.1. Diagrama de bloques del estimador de velocidad en bucle abierto implementado.

Otra mejora que resulta necesaria es estimar las tensiones del motor en vez de medirlas. Dado que estas tensiones provienen de un inversor, su medida resulta difícil, conteniendo unos errores importantes. Por esta razón, y por el ahorro que conlleva eliminarlas, es mejor estimarlas que medirlas. Tanto en las simulaciones realizadas como en los resultados experimentales, las tensiones se obtienen a partir de la tensión de la batería de condensadores del inversor y el estado de los interruptores de potencia según:

$$V_{ab} = V_{dc} (SW_0 - SW_1) \quad (3.2)$$

$$V_{bc} = V_{dc} (SW_1 - SW_2)$$

Posteriormente, estas tensiones han de ser transformadas a ejes dq.

En la figura 3.1 se muestra el diagrama de bloques utilizado tanto para las simulaciones como para obtener los resultados experimentales.

3.2.2 Resultados de simulación

En la figura 3.2 se recoge la simulación del arranque con velocidad de referencia suave a velocidad nominal en vacío. Puede observarse cómo la velocidad estimada presenta una gran cantidad de ruido, siendo la estimación a baja velocidad bastante pobre debido sobre todo al mal transitorio inicial.

En la figura 3.3 se recoge un cambio en el sentido de giro. Puede observarse cómo al pasar la velocidad por cero aparece un transitorio indeseado debido a la mala estimación a velocidades bajas. En la figura 3.4 se muestra un detalle de las corrientes del motor durante el paso por cero. Debido a la pobre estimación de velocidad, las corrientes muestran un gran contenido de armónicos.

En la figura 3.5 se recoge un escalón de par nominal a velocidad nominal y la posterior eliminación del mismo. Aparte del ruido en la estimación el resultado es aceptable. Aún más, al realizar un escalón de par (66% del nominal) a velocidad baja (20% de la nominal) el sistema tiende a inestabilizarse (ver figura 3.6).

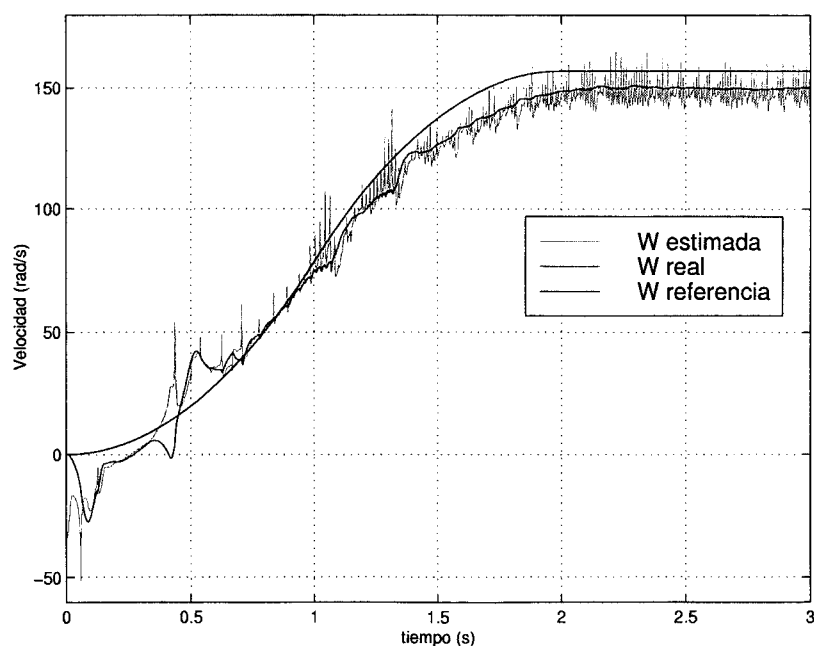


figura 3.2. Simulación de arranque con referencia suave en vacío usando el estimador en bucle abierto mediante ecuaciones de estado.

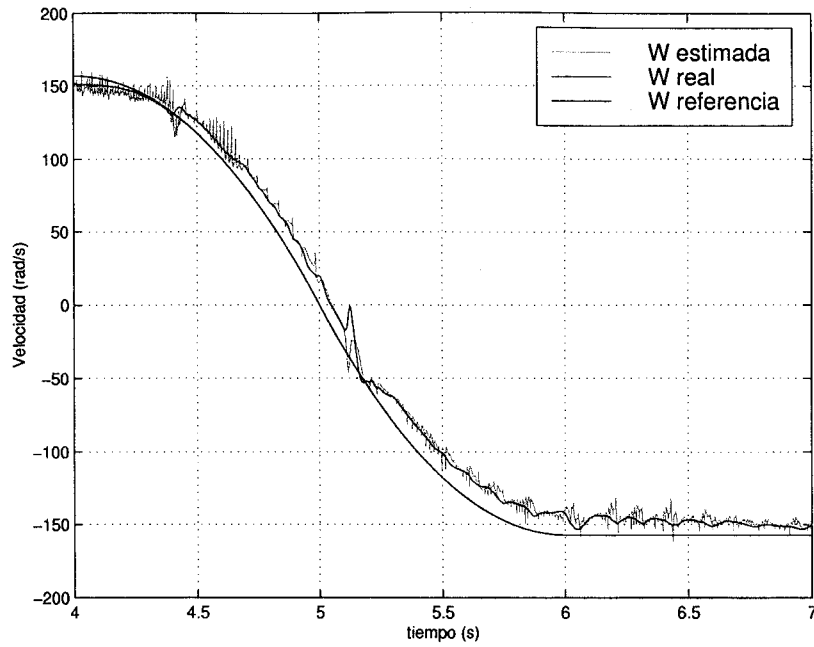


figura 3.3. Simulación de cambio de sentido de giro en vacío utilizando el estimador en bucle abierto basado en las ecuaciones de estado.

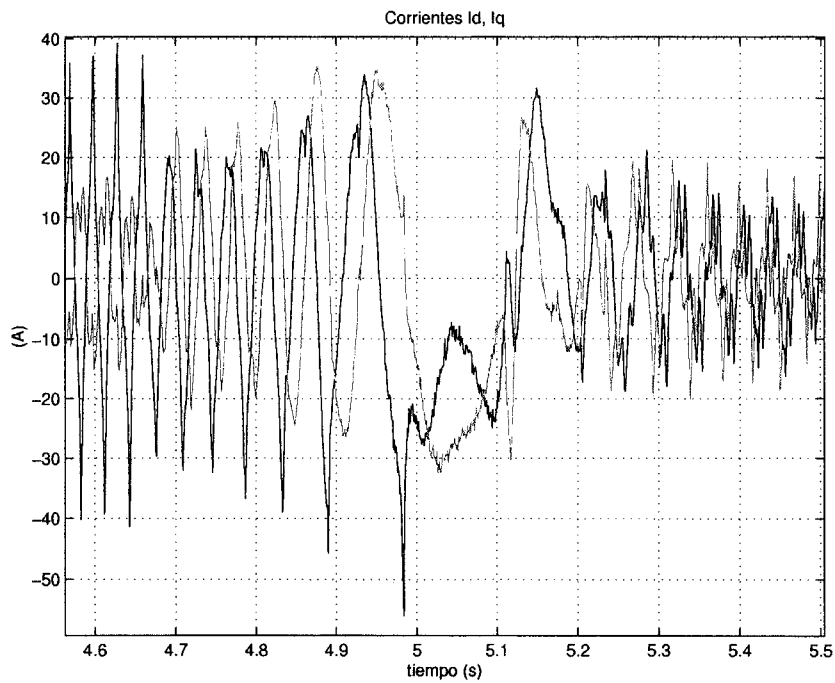


figura 3.4. Detalle de las corrientes durante el paso por cero utilizando el estimador en bucle abierto basado en las ecuaciones de estado.

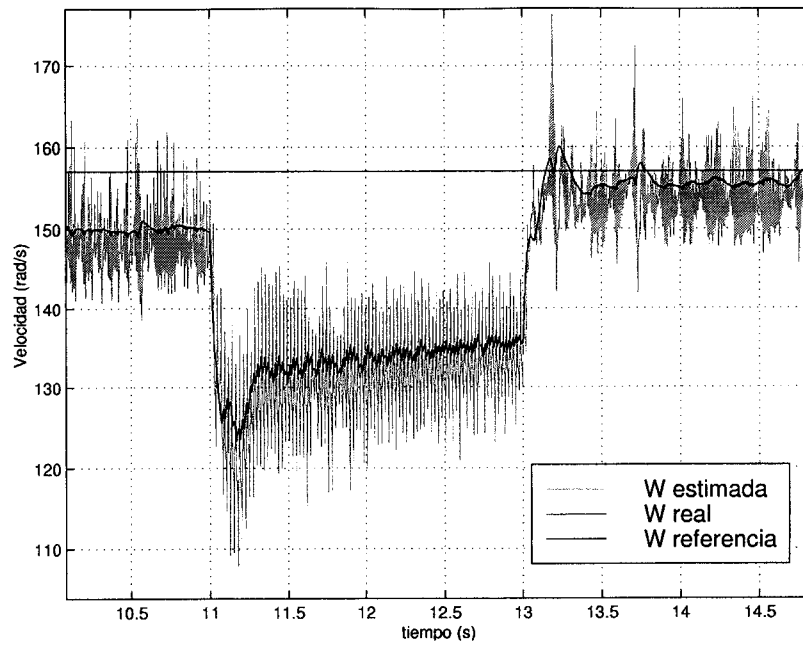


figura 3.5. Simulación de escalón de par nominal a velocidad nominal utilizando el estimador en bucle abierto basado en las ecuaciones de estado.

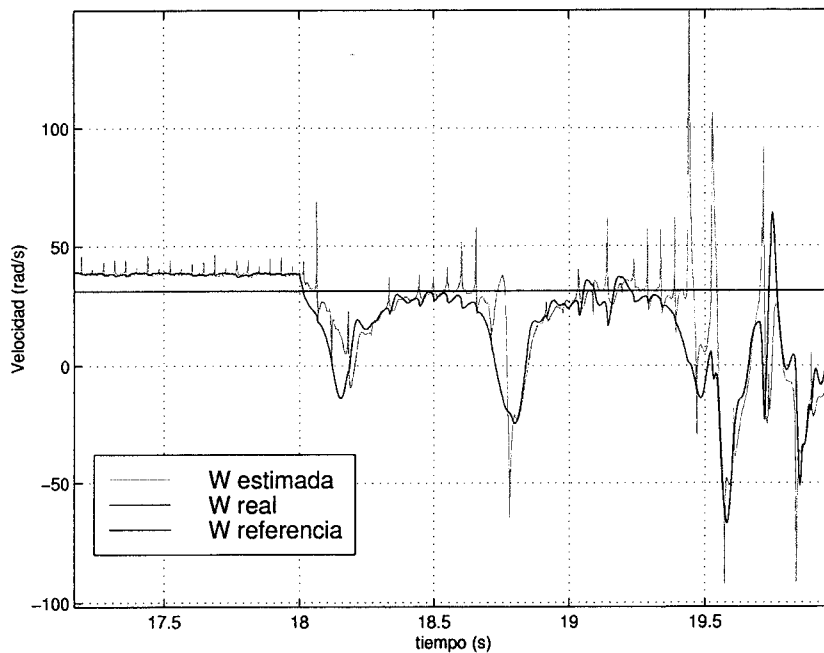


figura 3.6. Simulación de escalón de par a 20% de la velocidad nominal utilizando el estimador en bucle abierto basado en las ecuaciones de estado.

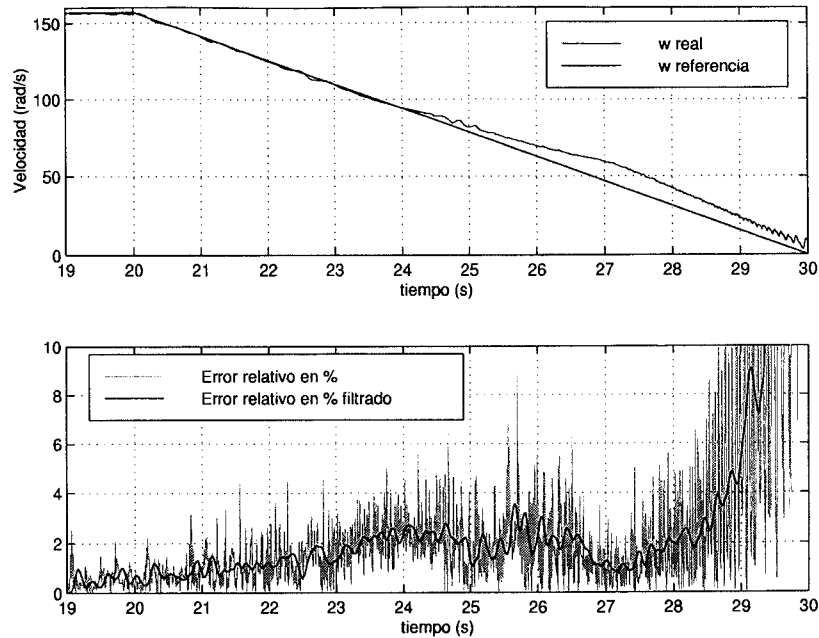


figura 3.7. Simulación realizada para determinar la velocidad mínima estimable con error relativo inferior al 10% utilizando el estimador en bucle abierto basado en las ecuaciones de estado.

Para determinar la velocidad mínima que es posible estimar con este sistema, se realiza una simulación en la que la velocidad de referencia sigue una rampa decreciente desde la velocidad nominal a velocidad cero, en un tiempo de diez segundos y con par de carga nominal. Se considera que la velocidad mínima estimable es aquella a partir de la cual su error relativo (en valor absoluto) frente a la velocidad real supera el 10%. Dado que el error relativo presenta una componente de ruido importante, se filtra mediante un filtro de Butterworth paso-bajo de cuarto orden con una frecuencia de corte de 10Hz.

En la figura 3.7 se muestra la simulación realizada. Con el criterio establecido para la determinación de la mínima velocidad estimable, ésta resulta 17.1 rad/s. Obsérvese como el error relativo a velocidad nominal es prácticamente nulo y como aumenta al disminuir la velocidad.

3.2.3 Resultados experimentales

Los resultados experimentales del estimador en bucle abierto basado en las ecuaciones de estado del motor de inducción se muestran desde la figura 3.8 a la figura 3.12.

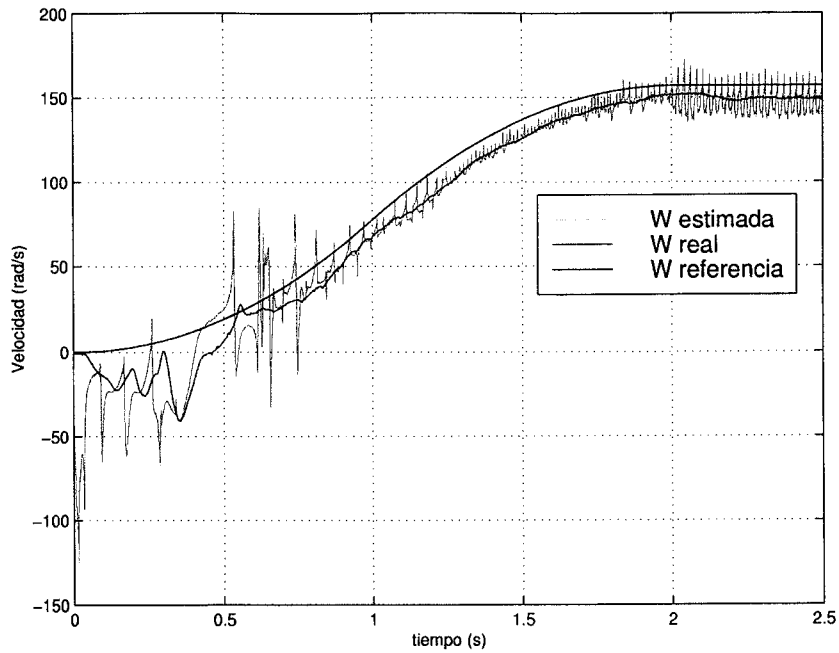


figura 3.8. Ensayo de arranque a velocidad nominal siguiendo una referencia suave y en vacío, utilizando el estimador en bucle abierto basado en las ecuaciones de estado.

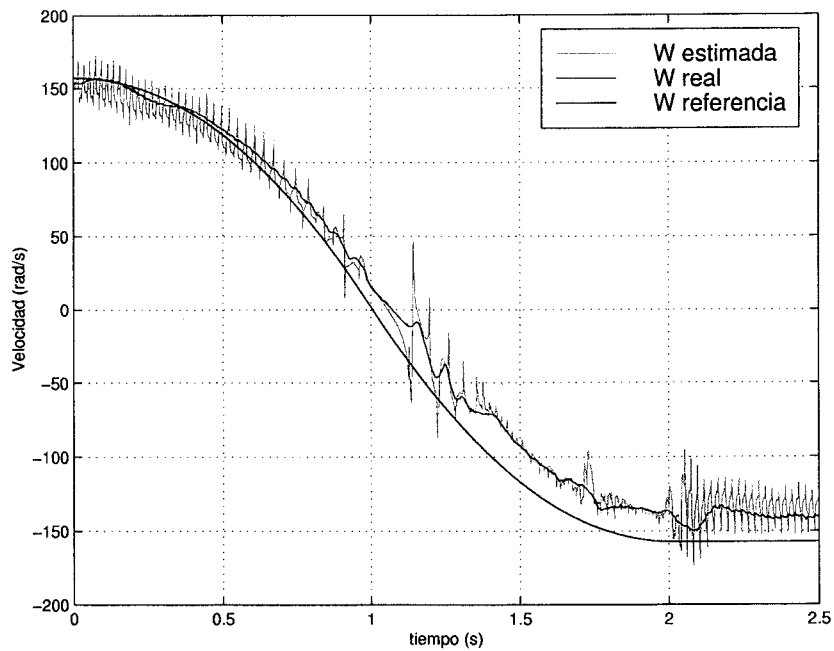


figura 3.9. Ensayo de cambio de sentido de giro en vacío siguiendo una referencia suave, utilizando el estimador en bucle abierto basado en las ecuaciones de estado.

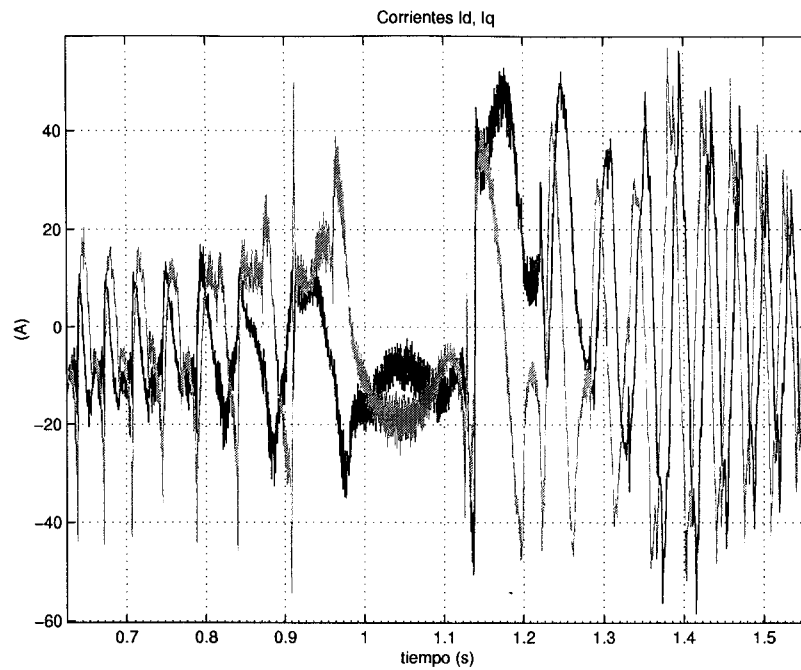


figura 3.10. Detalle de las corrientes obtenidas experimentalmente durante el paso por cero de la velocidad, utilizando el estimador en bucle abierto basado en las ecuaciones de estado.

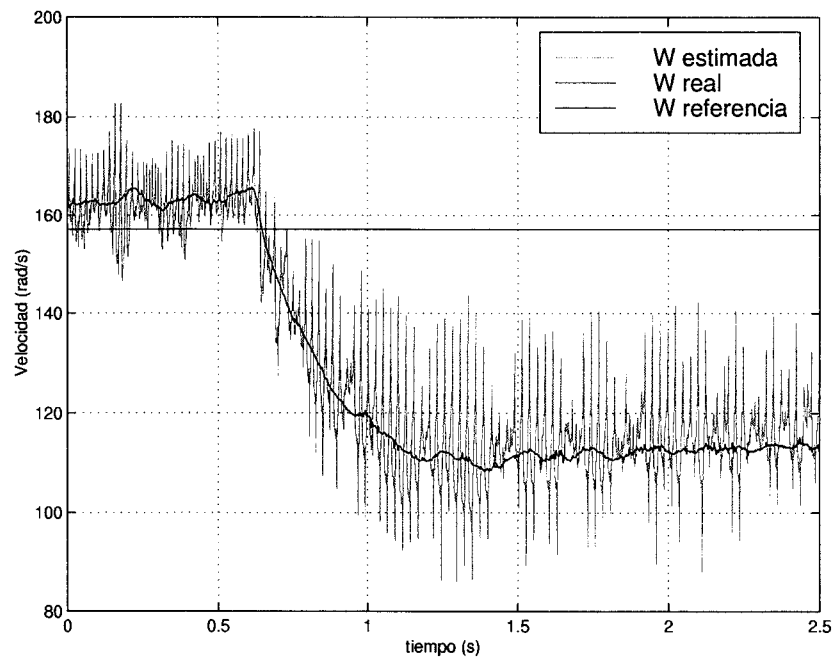


figura 3.11. Ensayo de escalón nominal de par a velocidad nominal utilizando el estimador en bucle abierto basado en las ecuaciones de estado.

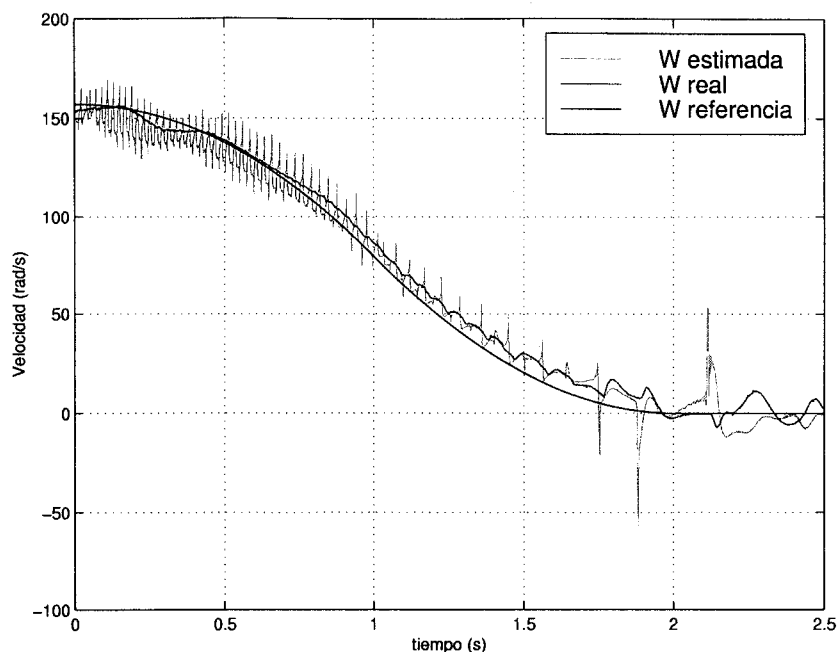


figura 3.12. Ensayo de frenado desde velocidad nominal en vacío usando el estimado en bucle abierto basado en las ecuaciones de estado.

Comparándolas con las correspondientes gráficas obtenidas en simulación se puede comprobar la similitud existente, poniéndose de manifiesto la validez de las simulaciones realizadas, siendo por tanto válidos los modelos desarrollados para el ensayo de estimadores de velocidad. En la medida registrada en la figura 3.10 se muestra un detalle de las corrientes durante el paso por cero. La similitud con la simulación mostrada en la figura 3.4 es evidente.

Conviene destacar que no se han podido obtener resultados del ensayo correspondiente a la simulación mostrada en la figura 3.6 dado que se inestabilizaba el motor de inducción.

En el ensayo experimental registrado en la figura 3.9 se observa cómo el sistema evoluciona desde la velocidad nominal a cero siguiendo una curva suave. Conforme la velocidad disminuye, la estimación se hace más irregular, haciendo que el sistema entre en oscilación.

3.2.4 Conclusiones

Las conclusiones que se obtienen después de las simulaciones y ensayos realizados sobre el estimador en bucle abierto basado en las ecuaciones de estado son:

- La estimación de velocidad presenta un ruido considerable que precisa de un filtrado eficiente. La inclusión de un filtro en la velocidad estimada empeoraría la dinámica del sistema.
- Para velocidades menores a 17.1 rad/s el error relativo supera el 10%.
- Responde bien ante cambios bruscos en la carga si la velocidad de funcionamiento está próxima a la nominal.
- Se inestabiliza ante cambios en la carga a velocidades bajas.
- Su uso sólo estaría justificado en sistemas que operen siempre a velocidades cercanas a la nominal.

3.3 ESTIMACIÓN DE VELOCIDAD MEDIANTE MRAS BASADO EN EL FLUJO DEL ROTOR

3.3.1 Introducción

En el apartado 2.7 se han descrito las técnicas de estimación de velocidad mediante sistema adaptativo con modelo de referencia (ver figura 2.13). En este apartado se presentan las simulaciones y ensayos realizados sobre el estimador MRAS basado en el flujo del rotor según se describe en [106]. Las ecuaciones que describen el estimador son:

$$\lambda_r = \frac{L_r}{L_m} \left[-\sigma L_s i_s + \int (v_s - R_s i_s) dt \right]$$

$$\hat{\lambda}_r = \int \left(\frac{L_m}{\tau_r} i_s + \hat{\omega}_r \times \hat{\lambda}_r - \frac{1}{\tau_r} \hat{\lambda}_r \right) dt \quad (3.3)$$

$$\hat{\omega}_r = \left(K_p + \frac{K_I}{p} \right) (\hat{\lambda}_r \times \lambda_r)$$

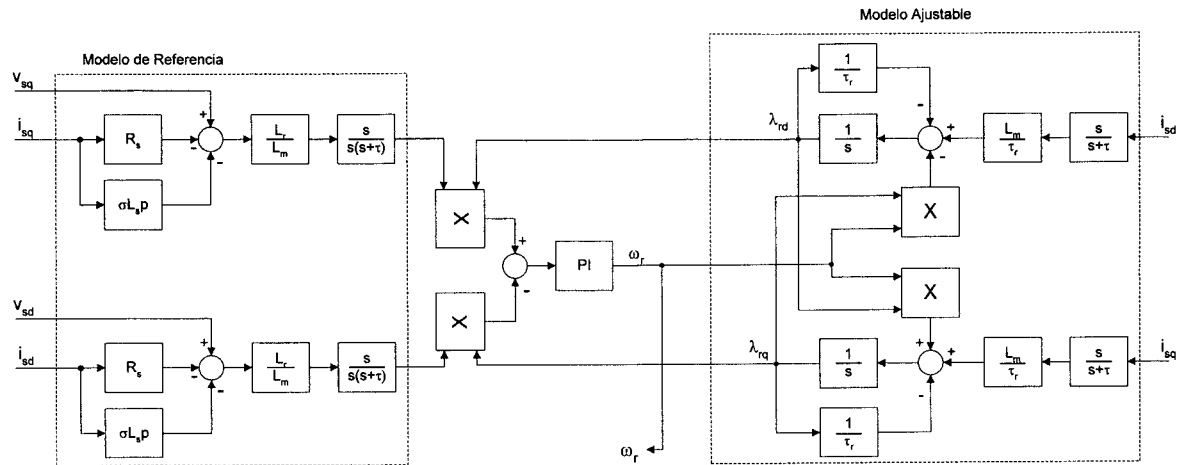


figura 3.13. Diagrama de bloques del estimador MRAS basado en el flujo del rotor.

En la figura 3.13 se muestra el diagrama de bloques del estimador. Cabe destacar la inclusión de filtros paso-alto a la salida del modelo de referencia y a la entrada del modelo ajustable. Estos filtros eliminan la componentes de continua y son imprescindibles para que sea factible la estimación de velocidad. Al igual que en el estimador anterior, las tensiones utilizadas en el modelo no se miden sino que se obtienen de (3.2).

3.3.2 Resultados de simulación

En la figura 3.14 se recoge la simulación de un arranque con velocidad suave y par cero. La estimación de velocidad no presenta un ruido apreciable, siendo el control mucho más suave que en el caso del estimador en bucle abierto. Se observa un retraso en la estimación debido sobre todo al transitorio inicial a velocidades bajas, en la que la estimación no es buena.

En la figura 3.15 se muestra un cambio de sentido de giro. Se aprecia el transitorio durante el paso por velocidad cero. En la figura 3.16 se recoge un detalle de las corrientes del motor durante la transición a velocidad cero. Salvo el paso por cero, estas corrientes son prácticamente iguales a las obtenidas con el control vectorial si se utilizase la velocidad real para cerrar el bucle de control.

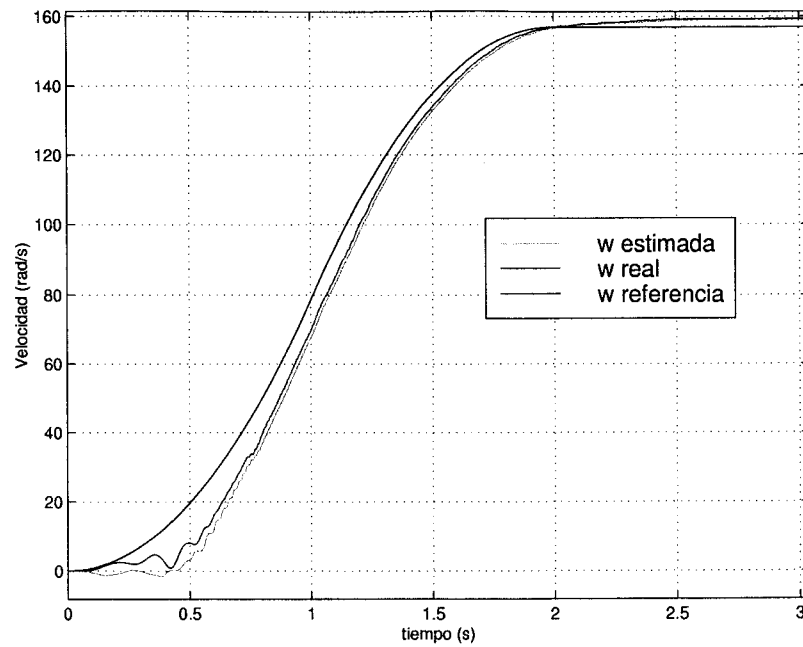


figura 3.14. Simulación de un arranque a velocidad nominal siguiendo una referencia suave y en vacío, utilizando el estimador MRAS basado en el flujo del rotor.

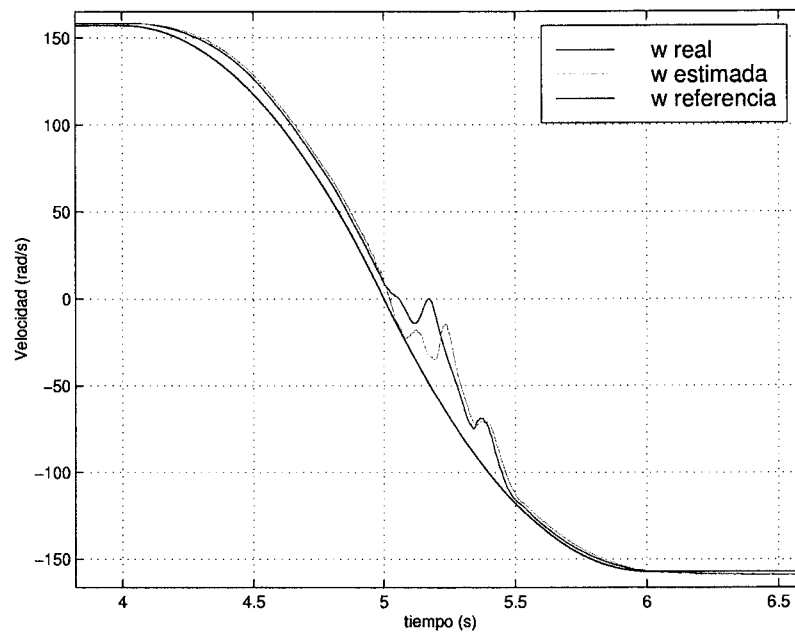


figura 3.15. Simulación de cambio de sentido de giro siguiendo una referencia suave y en vacío, utilizando el estimador MRAS basado en el flujo del rotor.

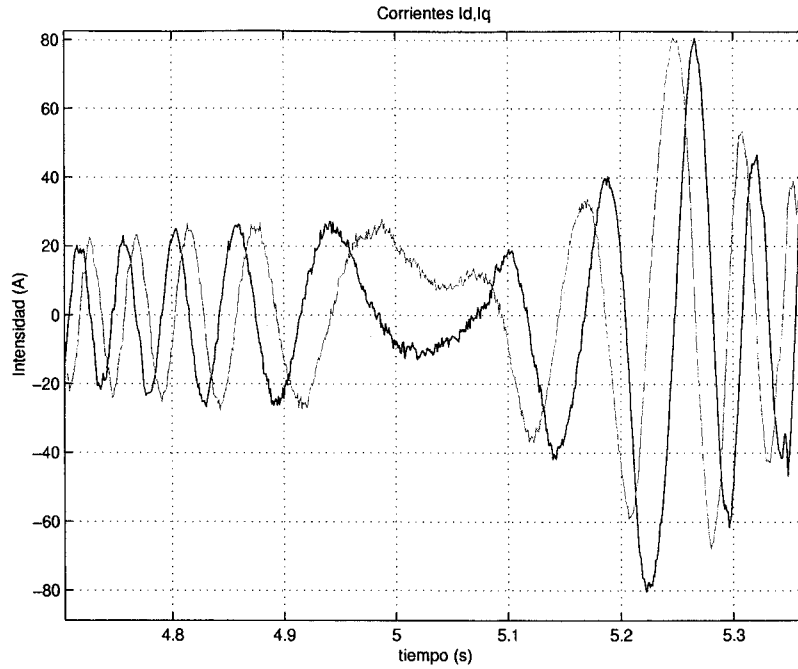


figura 3.16. Detalle de las corrientes simuladas durante el paso por cero de la velocidad, utilizando el estimador MRAS basado en el flujo del rotor.

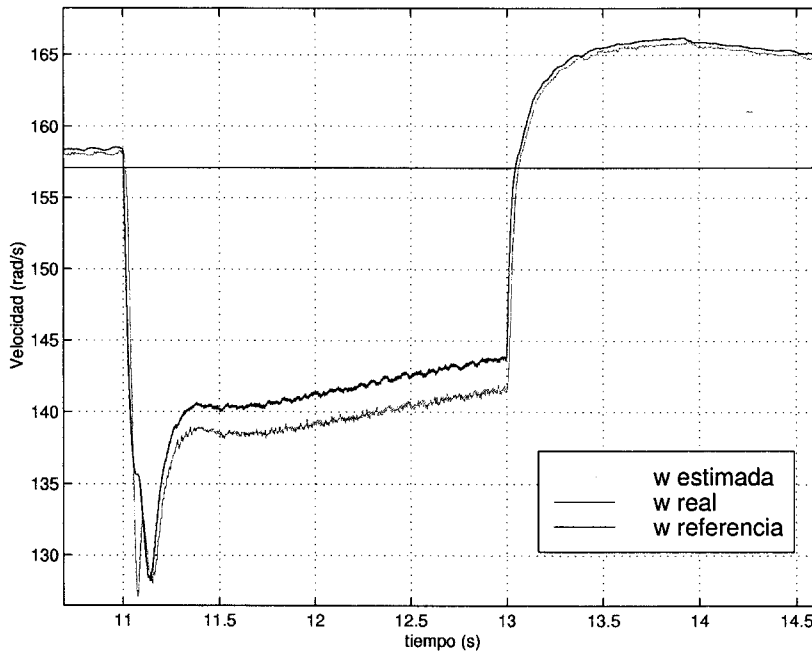


figura 3.17. Simulación de escalón de par nominal a velocidad nominal utilizando el estimador MRAS basado en el flujo del rotor.

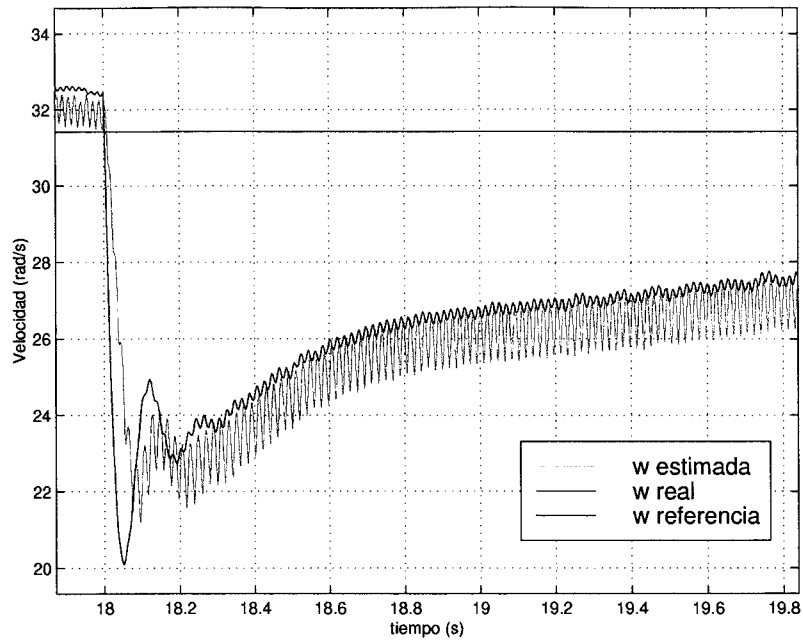


figura 3.18. Simulación de escalón de par del 60% del nominal a una velocidad del 20% de la nominal utilizando el estimador MRAS basado en el flujo del rotor.

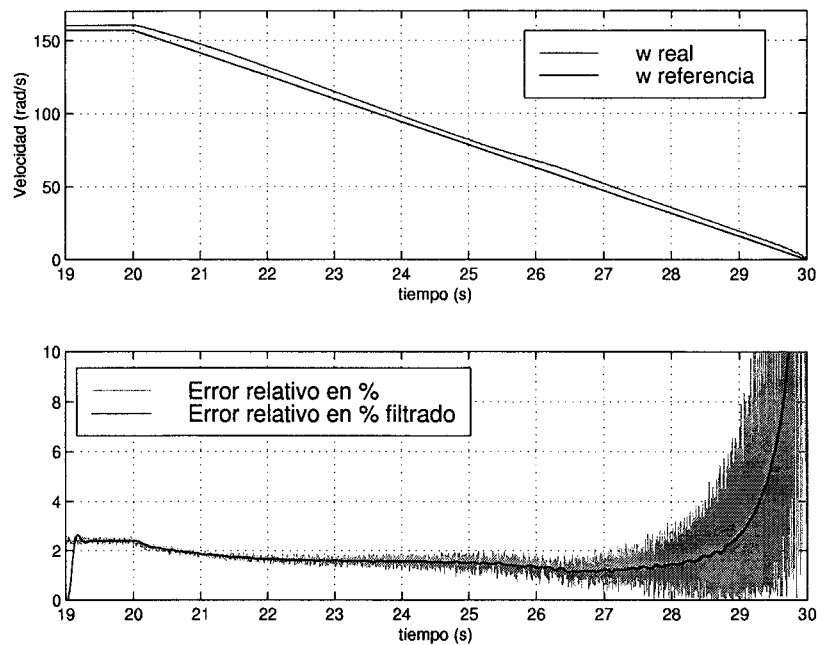


figura 3.19. Simulación realizada para determinar la velocidad mínima medible con error relativo inferior al 10% utilizando el estimador MRAS basado en el flujo del rotor.

En la figura 3.17 se recoge la evolución del sistema al aplicarse un escalón de par de vacío a plena carga con velocidad de giro nominal. La respuesta es similar a la que se obtendría midiendo la velocidad. Nótese la excelente dinámica del estimador frente al escalón. También se aprecia un aumento del error en la estimación conforme aumenta el

par. Este error se debe a la integración discreta del algoritmo de estimación con un tiempo de muestreo de $50\mu\text{s}$. Una integración mejor del mismo o un tiempo de muestreo menor corregirían el error de velocidad en carga.

En la figura 3.18 se muestra la evolución del sistema al aplicársele un escalón de par a velocidad reducida. La respuesta es también comparable a la que se obtendría midiendo la velocidad. Nótese la presencia de ruido en la estimación. Este ruido aumenta en amplitud y disminuye en frecuencia conforme disminuye la velocidad y está relacionado con los errores de integración del modelo ajustable.

En la figura 3.19 se realiza el ensayo para determinar la velocidad mínima estimable por debajo de la cual el error relativo supera el 10%. La velocidad mínima resulta de 6.98 rad/s, valor significativamente inferior al obtenido en el estimador basado en las ecuaciones de estado (17.1 rad/s). Obsérvese que el error relativo a velocidad nominal (con par nominal) resulta del 2%, valor superior al obtenido con el estimador basado en las ecuaciones de estado en bucle abierto. Como ya se ha comentado, este error se deriva de la integración discreta de las ecuaciones del algoritmo, integración que no resulta necesaria en el estimador en bucle abierto.

3.3.3 Resultados experimentales

Los resultados experimentales obtenidos con el estimador MRAS basado en el flujo del rotor se muestran desde la figura 3.20 a la figura 3.25. La similitud con los resultados obtenidos en simulación es evidente.

Comparando la evolución de la velocidad real en el ensayo ante un cambio de sentido de giro (figura 3.21) con la correspondiente simulación (figura 3.15) se observa un ligero empeoramiento del comportamiento durante el paso por cero de la velocidad. Esto es debido a la inexactitud de los parámetros del motor en el ensayo real. En la simulación los parámetros del algoritmo de estimación y los del motor de inducción coinciden exactamente. La peor estimación de velocidad durante el paso por se refleja en las corrientes (figura 3.22), las cuáles toman valores excesivamente altos.

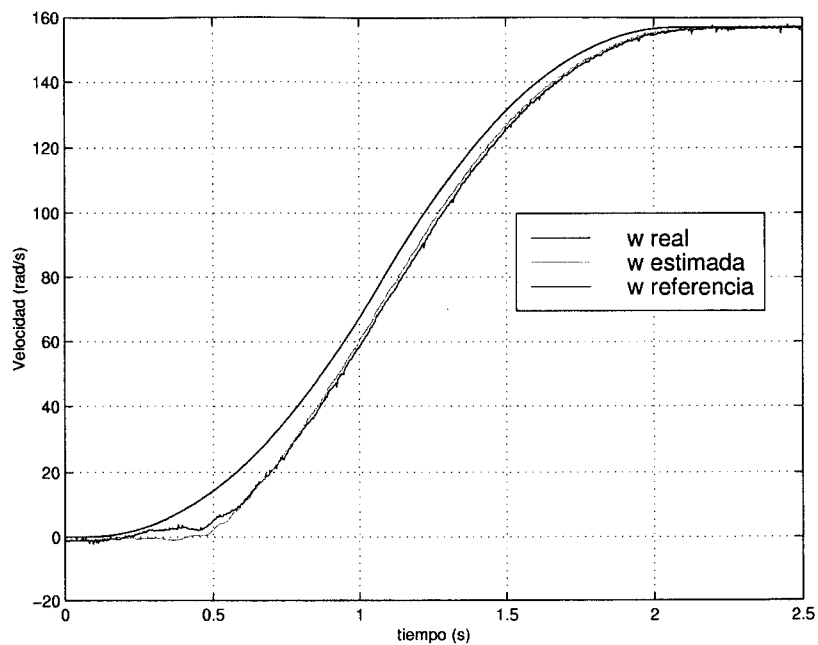


figura 3.20. Ensayo de arranque a velocidad nominal en vacío siguiendo una referencia suave utilizando el estimador MRAS basado en el flujo del rotor.

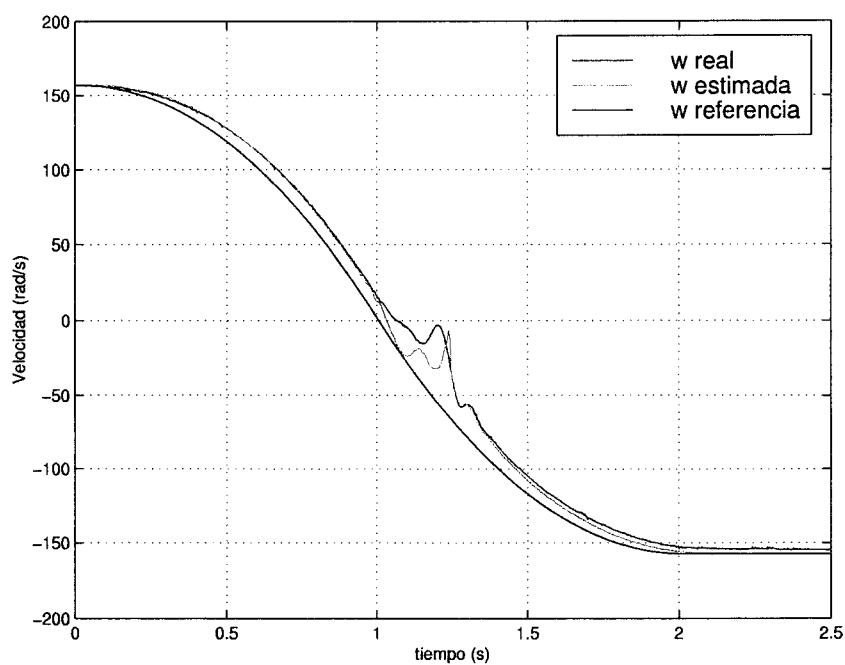


figura 3.21. Ensayo de cambio de sentido de giro en vacío siguiendo una referencia suave utilizando el estimador MRAS basado en el flujo del rotor.

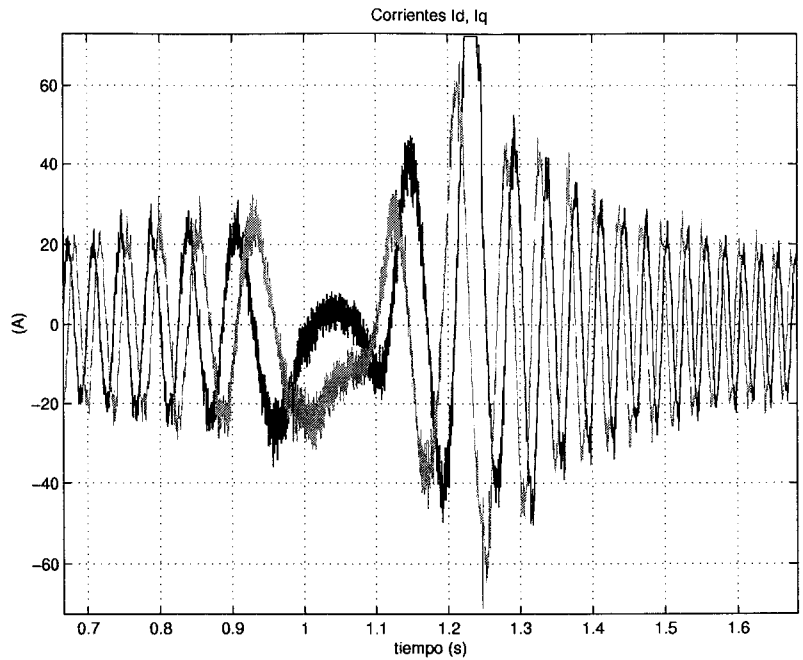


figura 3.22. Detalle de las corrientes obtenidas en el ensayo de cambio de sentido de giro durante el paso por cero de la velocidad utilizando el estimador MRAS basado en el flujo del rotor.

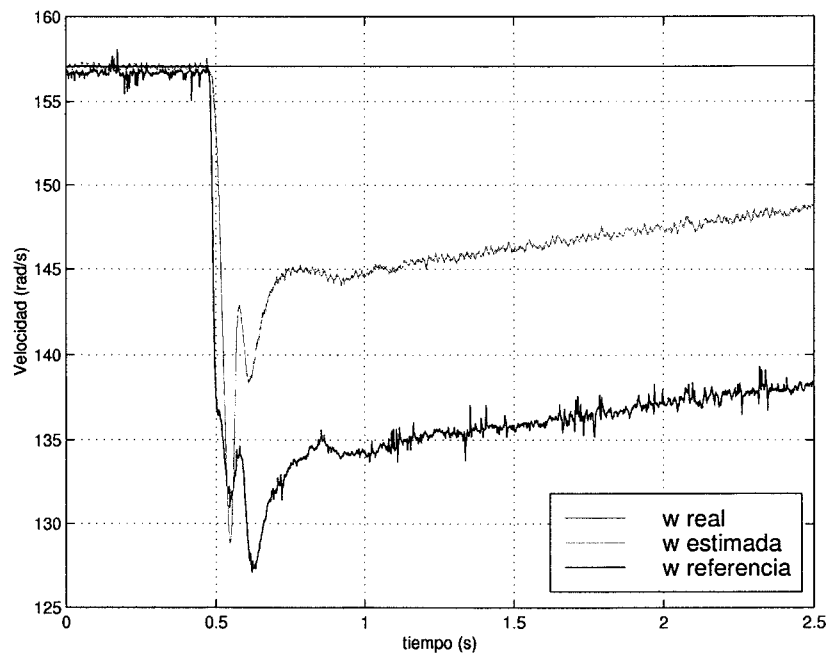


figura 3.23. Ensayo de escalón nominal de par a velocidad nominal utilizando el estimador MRAS basado en el flujo del rotor.

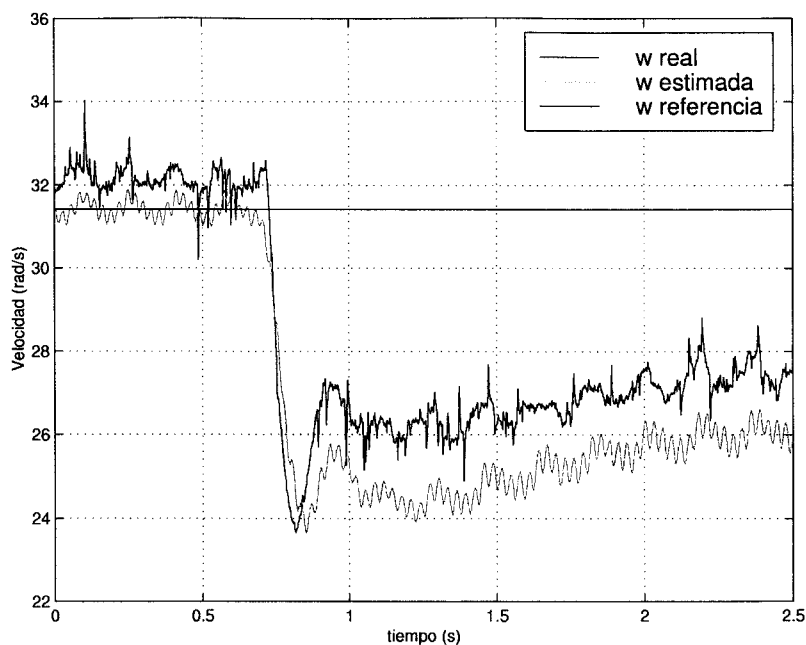


figura 3.24. Ensayo de escalón de par del 60% del nominal a un 20% de la velocidad nominal utilizando el estimador MRAS basado en el flujo del rotor.

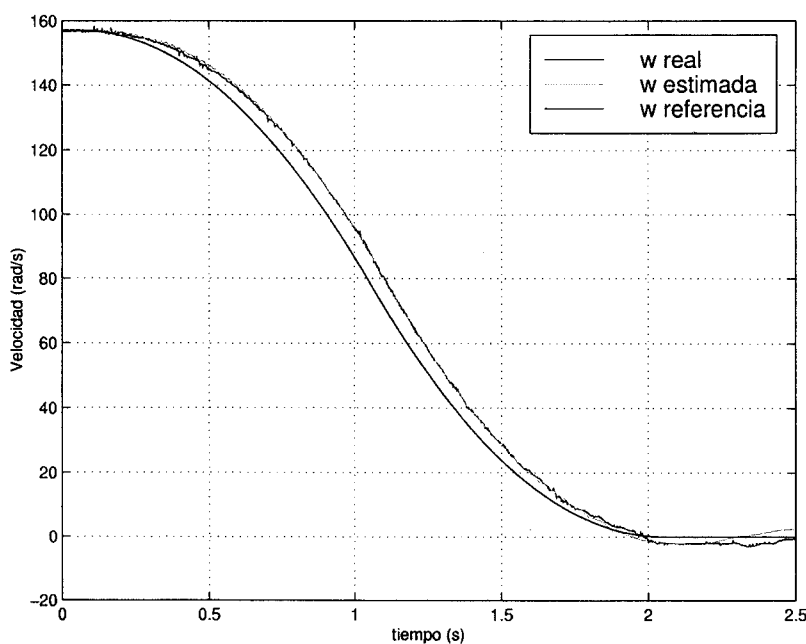


figura 3.25. Ensayo de frenado a velocidad cero en vacío usando el estimador MRAS basado en el flujo del rotor.

De nuevo se observa de los ensayos en carga que el error en la estimación de la velocidad aumenta con el par, siendo el error más pronunciado que en las simulaciones. Esto es debido a errores en los parámetros del motor, sobre todo en la constante de tiempo del rotor, y al error introducido al integrar de forma discreta las ecuaciones del algoritmo.

3.3.4 Conclusiones

De las simulaciones y ensayos realizados sobre el estimador de velocidad MRAS basado en el flujo del rotor se deduce:

- La estimación de velocidad presenta muy poco ruido y una dinámica comparable a la del sistema.
- La estimación a bajas velocidades presenta un error reducido, siendo la velocidad mínima estimada con error relativo inferior al 10% de 6.98 rad/s, valor significativamente menor al obtenido con el estimador en bucle abierto basado en las ecuaciones de estado.
- Responde bien ante cambios en la carga tanto a velocidades próximas a la nominal como a velocidades reducidas.
- El error en la estimación de velocidad aumenta conforme aumenta el par aplicado por errores en la constante de tiempo del rotor y errores debidos a la integración discreta de las ecuaciones del algoritmo de estimación.
- Su uso es completamente factible y comparable al de un sistema con medida de velocidad salvo a velocidades cercanas a cero.
- Necesita de la inclusión de filtros paso-alto en las medidas de corriente y en los flujos obtenidos del modelo de referencia. Sin ellos el funcionamiento no resulta posible.

3.4 ESTIMACIÓN MRAS BASADA EN LA FUERZA CONTRAELECTROMOTRIZ

3.4.1 Introducción

El estimador a ensayar sigue la técnica MRAS descrita en el apartado 2.7 y aparece descrito en [97]. Las ecuaciones que describen el estimador son:

$$\begin{aligned}
e_{mdref} &= v_{ds} - L_{\sigma} \frac{di_{ds}}{dt} - R_s i_{ds} \\
e_{mqref} &= v_{qs} - L_{\sigma} \frac{di_{qs}}{dt} - R_s i_{qs} \\
e_{mqaj} &= L'_m \frac{di_{mq}}{dt} = L'_m \left[\frac{1}{\tau_r} (i_{qs} - i_{mq}) - \hat{\omega} \cdot i_{md} \right] \\
e_{mdaj} &= L'_m \frac{di_{md}}{dt} = L'_m \left[\frac{1}{\tau_r} (i_{ds} - i_{md}) + \hat{\omega} \cdot i_{mq} \right] \\
\hat{\omega} &= K_p (e_{mref} \times e_{maj}) + K_i \int (e_{mref} \times e_{maj}) dt
\end{aligned} \tag{3.4}$$

El diagrama de bloques del mismo se muestra en la figura 2.14. Al igual que en los estimadores ensayados anteriormente, las tensiones no se miden sino que se estiman a partir de las ecuaciones (3.2).

El uso de la fuerza contraelectromotriz en vez del flujo del rotor (como se hacía en el estimador anterior) mejora el comportamiento al evitar la integración asociada al modelo de referencia. Esto conlleva que sin necesidad de filtros paso-alto, el comportamiento del estimador sea bueno. Por contra, dado que las tensiones son prácticamente escalones (proviene de un inversor) y que el ruido de las corrientes debido a las conmutaciones se deriva en el modelo de referencia, provoca que la fuerza contraelectromotriz de referencia estimada presente un nivel de ruido considerable.

Resulta por tanto conveniente la inclusión de un filtrado paso-bajo en las corrientes y tensiones. De todas formas, este filtrado es menos crítico que el filtrado paso-alto que se realizaba en el estimador basado en el flujo del rotor y no empeora la respuesta a baja velocidad. Sólo limita ligeramente la dinámica del estimador.

3.4.2 Resultados de simulación.

En la simulación recogida en la figura 3.26 se muestra la evolución de la velocidad durante el arranque con curva en 'S' en vacío. La velocidad estimada sigue perfectamente a la real salvo a velocidades cercanas a cero. La respuesta, como se podía esperar, es muy

similar a la obtenida con el algoritmo MRAS basado en el flujo del rotor (ver figura 3.14) salvo que alcanza la referencia de velocidad nominal sin sobreoscilación.

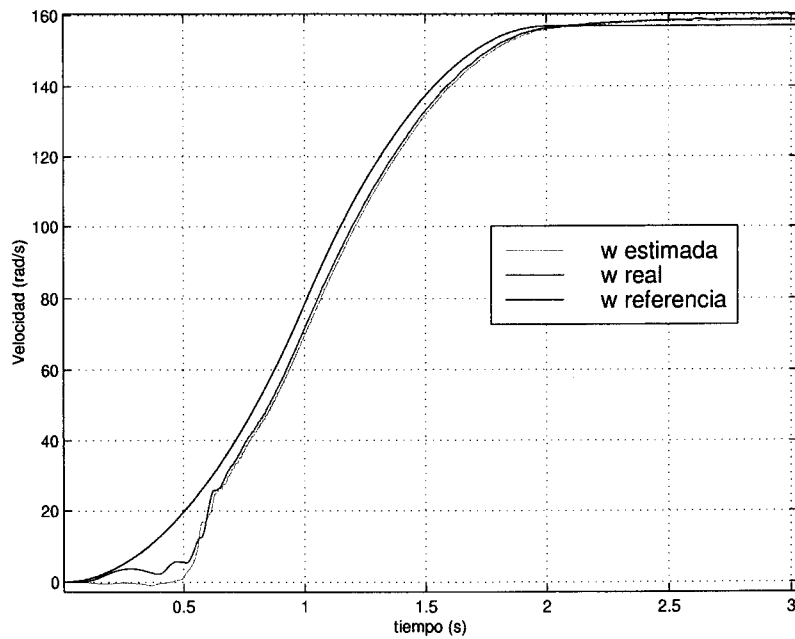


figura 3.26. Simulación de un arranque a velocidad nominal en vacío siguiendo una referencia suave, utilizando el estimador MRAS basado en la fuerza contraelectromotriz.

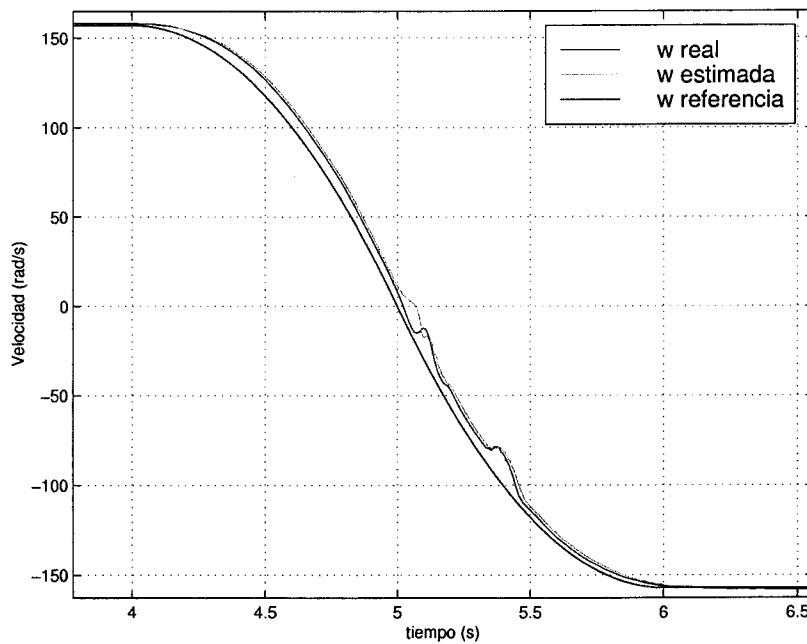


figura 3.27. Simulación de cambio de sentido de giro en vacío siguiendo una referencia suave utilizando el estimador MRAS basado en la fuerza contraelectromotriz.

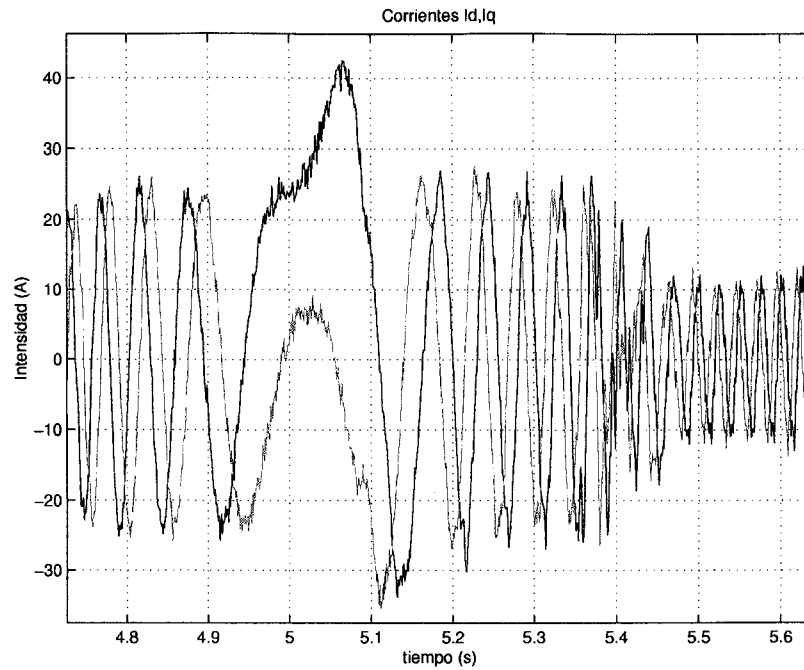


figura 3.28. Detalle de las corrientes, obtenidas en la simulación de cambio de sentido de giro, durante el paso por cero, utilizando el estimador MRAS basado en la fuerza contraelectromotriz.

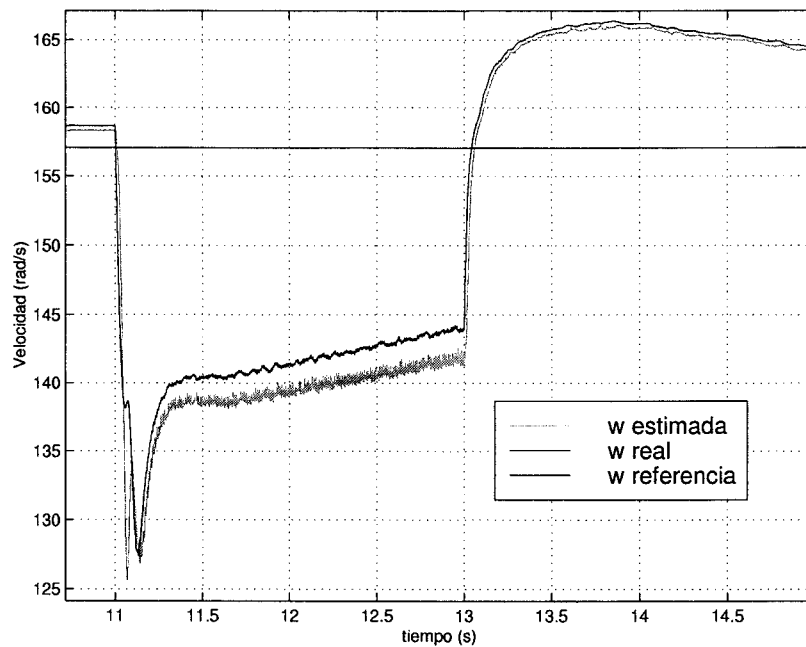


figura 3.29. Simulación de escalón de par nominal a velocidad nominal utilizando el estimador MRAS basado en la fuerza contraelectromotriz.

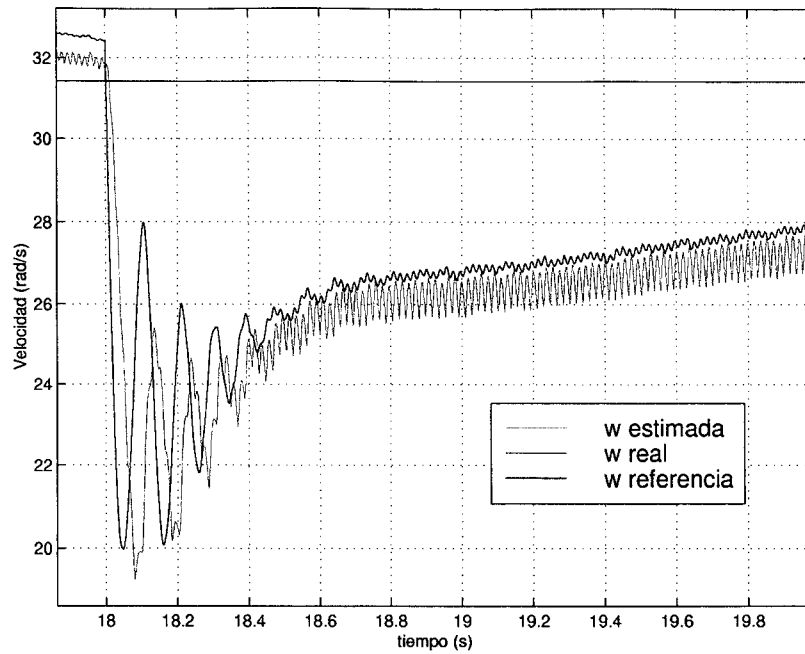


figura 3.30. Simulación de escalón de par del 60% del nominal al 20% de la velocidad nominal utilizando el estimador MRAS basado en la fuerza contraelectromotriz.

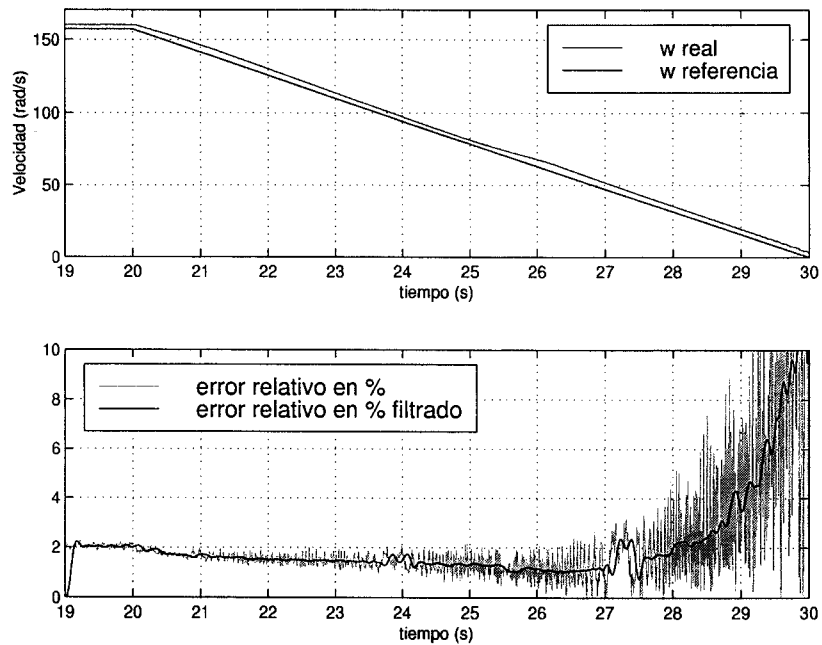


figura 3.31. Simulación realizada para determinar la velocidad mínima medible con error relativo inferior al 10% utilizando el estimador MRAS basado en la fuerza contraelectromotriz.

En la figura 3.27 se muestra la simulación de un cambio de sentido de giro siguiendo una curva en 'S'. Cuando la velocidad pasa por cero el sistema presenta oscilaciones que posteriormente desaparecen. Los resultados son similares a los obtenidos con el estimador

MRAS basado en el flujo del rotor. En la figura 3.28 se muestra un detalle de las corrientes durante el paso por cero de la velocidad.

Las simulaciones mostradas en la figura 3.29 y figura 3.30 recogen las respuestas ante un escalón de par. La primera de ellas a velocidad nominal y escalón de par de vacío a plena carga, mientras que la segunda es a un 20% de la velocidad nominal y con un escalón de par del 60%. Al igual que con el método MRAS anterior, el error en la estimación aumenta con el par.

En la figura 3.31 se muestra la simulación realizada para determinar la velocidad mínima por debajo de la cual el error relativo en la estimación supera el 10%. Ésta resulta de 6.23 rad/s, valor ligeramente inferior al obtenido con el estimador MRAS basado en el flujo del rotor (6.98 rad/s), y que puede ser imputable a las diferentes constantes del controlador *PI* utilizadas en el mecanismo de adaptación.

Al igual que sucede con el estimador MRAS basado en el flujo del rotor, el error relativo a velocidad nominal con par nominal es del 2%, por las mismas razones comentadas.

3.4.3 Resultados experimentales

Los resultados experimentales obtenidos, los cuales se muestran desde la figura 3.32 a la figura 3.37, muestran una coincidencia aceptable con las simulaciones realizadas y con los resultados obtenidos utilizando el estimador MRAS basado en el flujo del rotor.

Al igual que lo comentado en el apartado 3.3.3, el error en la estimación aumenta con el par de carga y resulta mayor en los ensayos que en las simulaciones, debido a los inevitables errores en los parámetros del motor de inducción y a los errores en la integración del modelo ajustable.

Cabe destacar, con respecto al estimador MRAS basado en el flujo del rotor, el mejor comportamiento a velocidades bajas durante transitorios (figura 3.37 frente a figura 3.25) debido que el estimador MRAS basado en la fuerza contraelectromotriz no precisa de un filtrado paso-alto de las variables para eliminar la componente de continua.

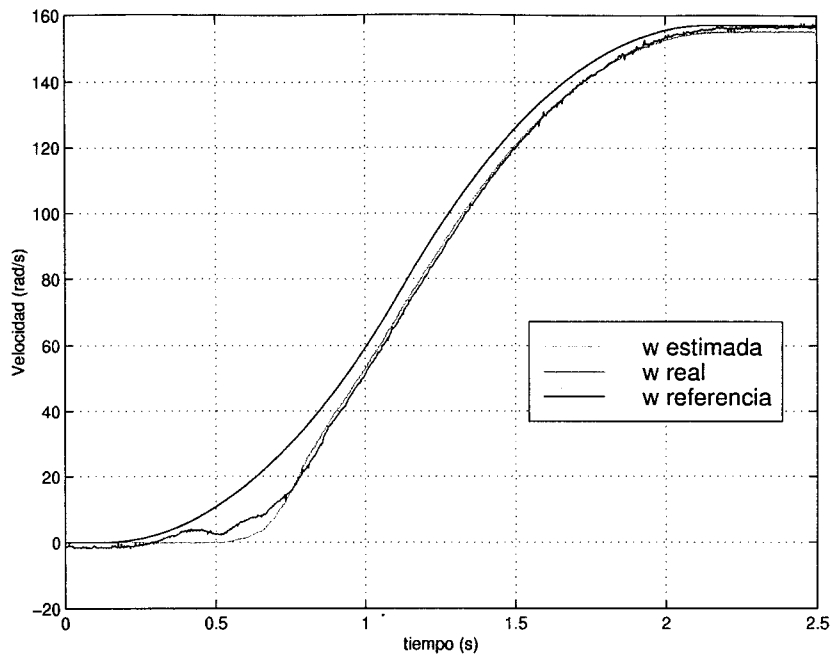


figura 3.32. Ensayo de arranque a velocidad nominal en vacío siguiendo una referencia suave, utilizando el estimador MRAS basado en la fuerza contraelectromotriz.

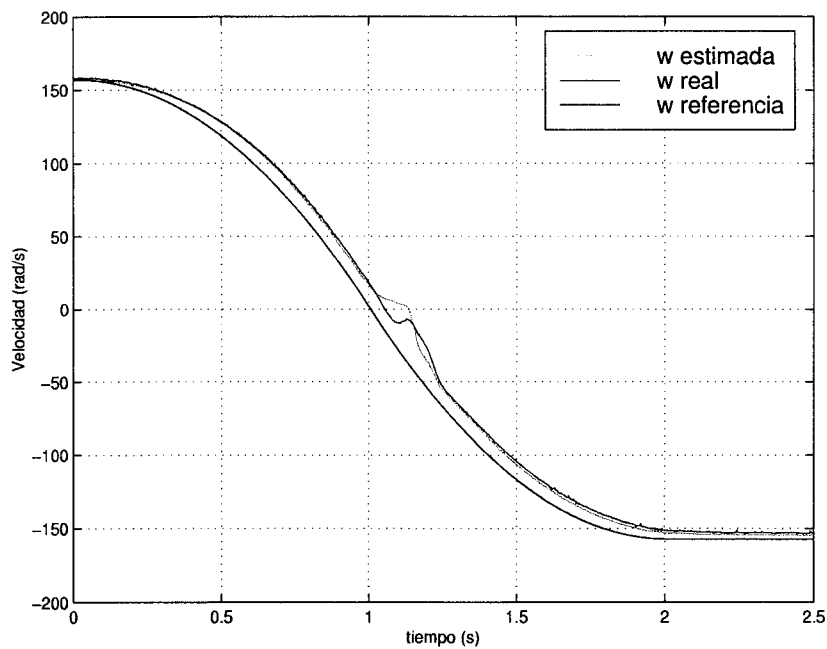


figura 3.33. Ensayo de cambio de sentido de giro en vacío siguiendo una referencia suave, utilizan el estimador MRAS basado en la fuerza contraelectromotriz.

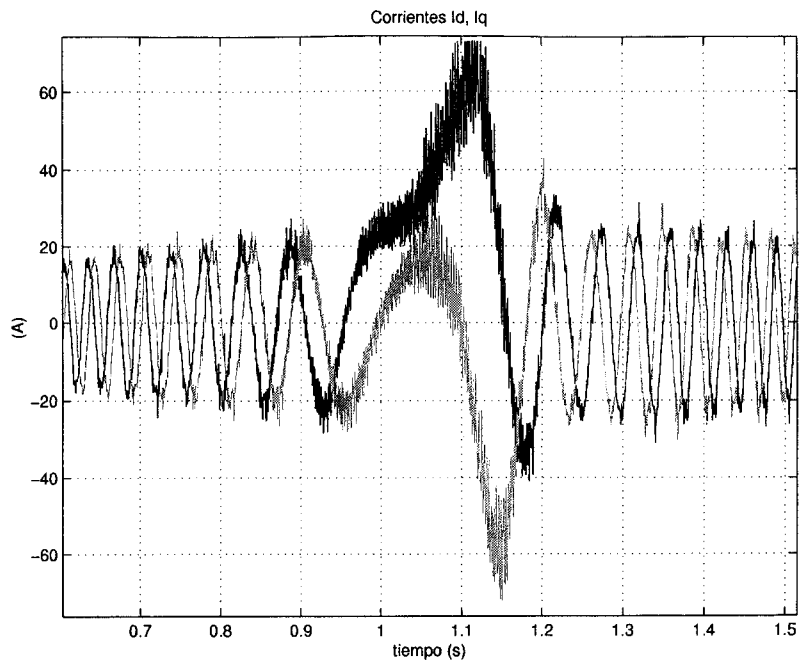


figura 3.34. Detalle de las corrientes obtenidas en el ensayo de cambio de sentido de giro durante el paso por cero de la velocidad, utilizando el estimador MRAS basado en la fuerza contraelectromotriz.

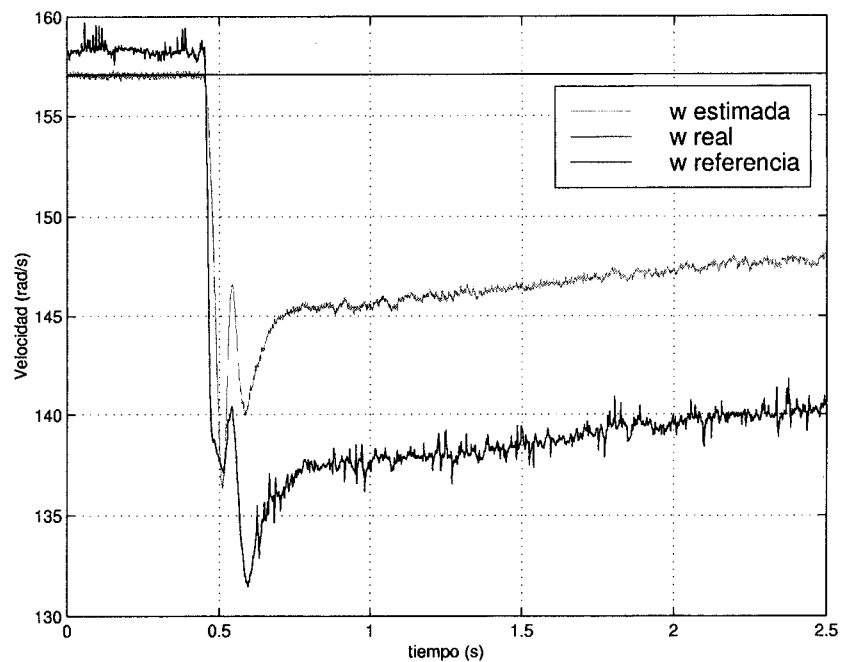


figura 3.35. Ensayo de escalón nominal de par a velocidad nominal utilizando el estimador MRAS basado en la fuerza contraelectromotriz.

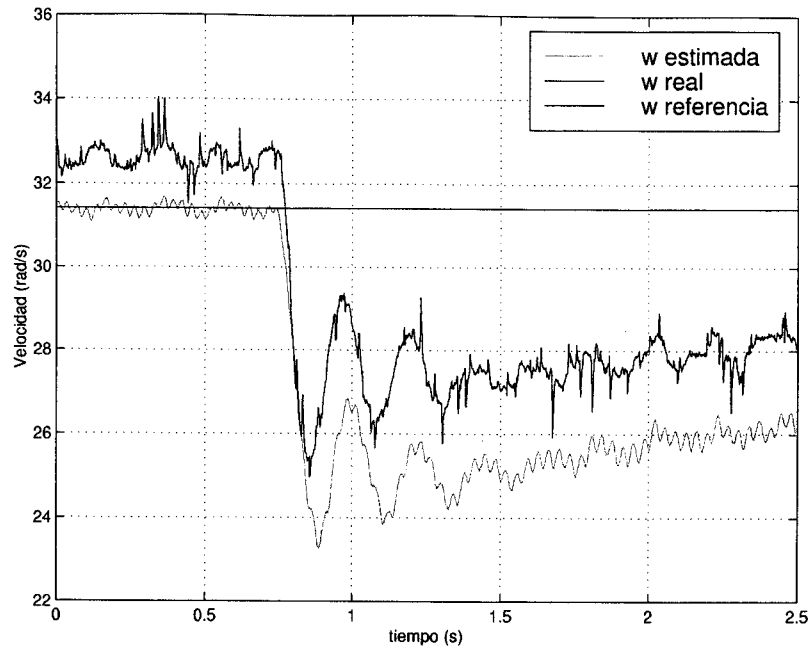


figura 3.36. Ensayo de escalón de par del 60% del nominal a un 20% de la velocidad nominal utilizando el estimador MRAS basado en la fuerza contraelectromotriz.

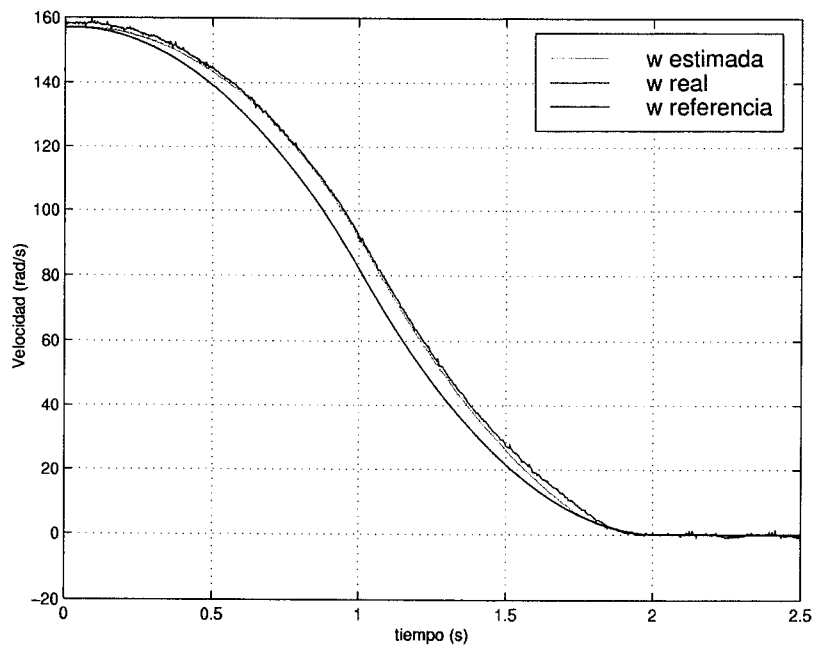


figura 3.37. Ensayo de frenado a velocidad cero en vacío siguiendo una referencia suave, utilizando el estimador MRAS basado en la fuerza contraelectromotriz.

3.4.4 Conclusiones

De las simulaciones y ensayos realizados sobre el estimador de velocidad MRAS basado en la fuerza contraelectromotriz se deduce que:

- La estimación de velocidad presenta muy poco ruido presentando una dinámica comparable a la del sistema.
- La estimación a bajas velocidades en condiciones dinámicas es ligeramente mejor que la del estimador MRAS basado en el flujo del rotor gracias a la ausencia de filtros paso-alto.
- La velocidad mínima estimada con error relativo del 10% es de 6.23 rad/s, valor ligeramente inferior al obtenido con el método MRAS basado en el flujo del rotor, no siendo significativa la diferencia.
- Responde bien ante cambios en la carga tanto a velocidades altas como bajas.
- El error en la estimación de velocidad aumenta conforme aumenta el par aplicado, debido a errores en la constante de tiempo del rotor y errores en la integración discreta de las ecuaciones del algoritmo de estimación.
- Su uso es completamente factible y comparable al de un sistema con medida de velocidad salvo a velocidades cercanas a cero.
- Resulta conveniente la inclusión de filtros paso-bajo en las medidas de corriente y la tensión. Estos filtros empeoran la dinámica del sistema.

3.5 ESTIMACIÓN MRAS BASADA EN LA POTENCIA REACTIVA INSTANTÁNEA

Este método de estimación es relativamente similar al MRAS basado en la fuerza contraelectromotriz. Puede encontrarse una descripción detallada en [97]. Basándose en el método anterior (ver 3.4.1), es posible eliminar la dependencia del parámetro R_s de las ecuaciones del modelo de referencia si multiplicamos vectorialmente la fuerza contraelectromotriz por las corrientes del motor, definiéndose la magnitud *potencia reactiva instantánea* q_m . Las ecuaciones que describen este algoritmo de estimación son:

$$q_{mref} = i_{ds} \left(v_{qs} - L_\sigma \frac{di_{qs}}{dt} \right) - i_{qs} \left(v_{ds} - L_\sigma \frac{di_{ds}}{dt} \right)$$

$$\begin{aligned}
 e_{mqaj} &= L'_m \frac{di_{mq}}{dt} = L'_m \left[\frac{1}{\tau_r} (i_{qs} - i_{mq}) - \hat{\omega} \cdot i_{md} \right] \\
 e_{mdaj} &= L'_m \frac{di_{md}}{dt} = L'_m \left[\frac{1}{\tau_r} (i_{ds} - i_{md}) + \hat{\omega} \cdot i_{mq} \right]
 \end{aligned}
 \tag{3.5}$$

$$q_{maj} = i_{ds} e_{mqaj} - i_{qs} e_{mdaj}$$

$$\hat{\omega} = K_P (q_{mref} - q_{maj}) + K_I \int (q_{mref} - q_{maj}) dt$$

Al igual que el estimador MRAS basado en la fuerza contraelectromotriz no requiere integración de las variables sensadas en el modelo de referencia.

En la figura 3.38 se muestra el diagrama de bloques del estimador MRAS basado en la potencia reactiva instantánea.

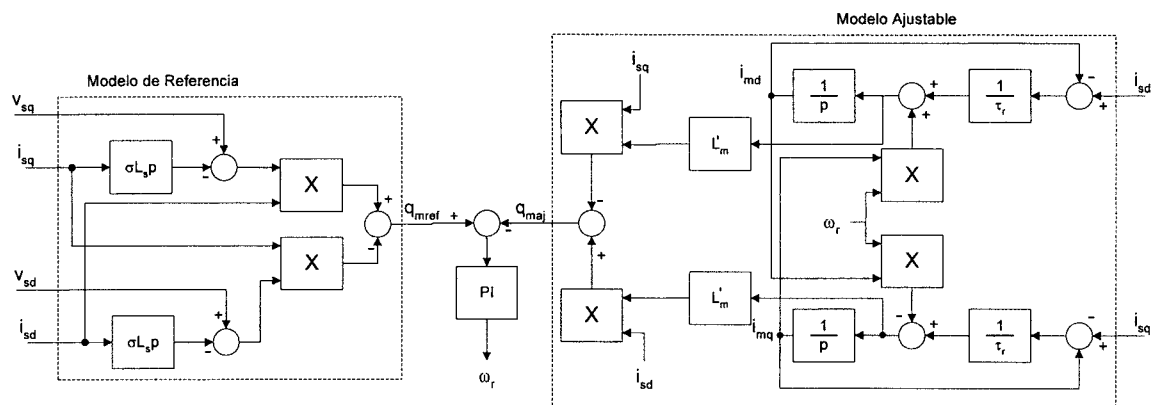


figura 3.38. Diagrama de bloques del estimador MRAS basado en la potencia reactiva instantánea.

Como se verá en el apartado siguiente, este estimador presenta una deficiencia muy importante: no converge a la velocidad correcta cuando el motor de inducción funciona como generador. Debido a esta deficiencia, no se presentan resultados experimentales de este estimador.

3.5.1 Resultados de simulación

El producto vectorial involucrado en el cálculo de la potencia reactiva instantánea q_m presenta dos vectores de fuerza contraelectromotriz e_m que proporcionan el mismo valor de q_m . Es decir, tal como se deduce de la figura 3.39 :

$$q_{m1} = i_s \times e_{m1} = L'_m \left((i_{m1} \cdot i_s) \omega_1 + \frac{1}{\tau_r} i_{m1} \times i_s \right) \quad (3.6)$$

$$q_{m2} = i_s \times e_{m2} = L'_m \left((i_{m2} \cdot i_s) \omega_2 + \frac{1}{\tau_r} i_{m2} \times i_s \right) \quad (3.7)$$

Se cumple $q_{m1} = q_{m2}$ siendo i_{m1} e i_{m2} las corrientes de magnetización correspondientes a e_{m1} y e_{m2} respectivamente según:

$$e_{m1} = L'_m \frac{di_{m1}}{dt}; \quad e_{m2} = L'_m \frac{di_{m2}}{dt} \quad (3.8)$$

Por tanto, se ha de cumplir:

$$i_{m1} \times i_s = -i_{m2} \times i_s; \quad i_{m1} \cdot i_s = i_{m2} \cdot i_s \quad (3.9)$$

Usando (3.9) y restando (3.7) de (3.6) se obtiene:

$$\omega_1 = \omega_2 + \frac{2}{\tau_r} \cdot \frac{i_{m1} \times i_s}{i_{m1} \cdot i_s} \quad (3.10)$$

Expresión que relaciona las dos soluciones de velocidad de giro que hacen $q_{m1} = q_{m2}$.

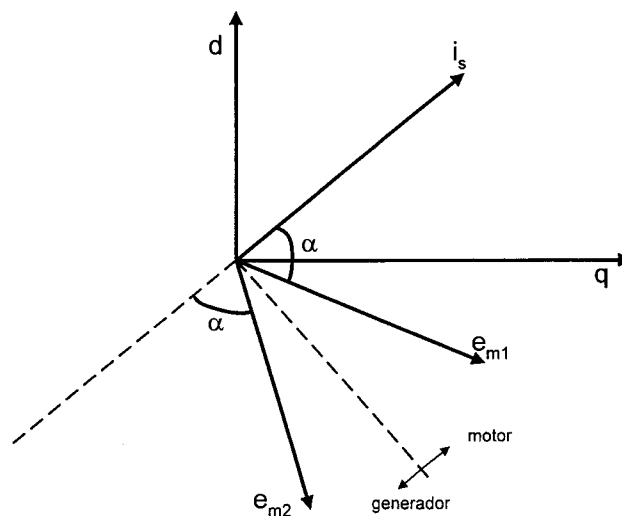


figura 3.39. Soluciones posibles de fuerza contraelectromotriz en ejes estacionarios dq .

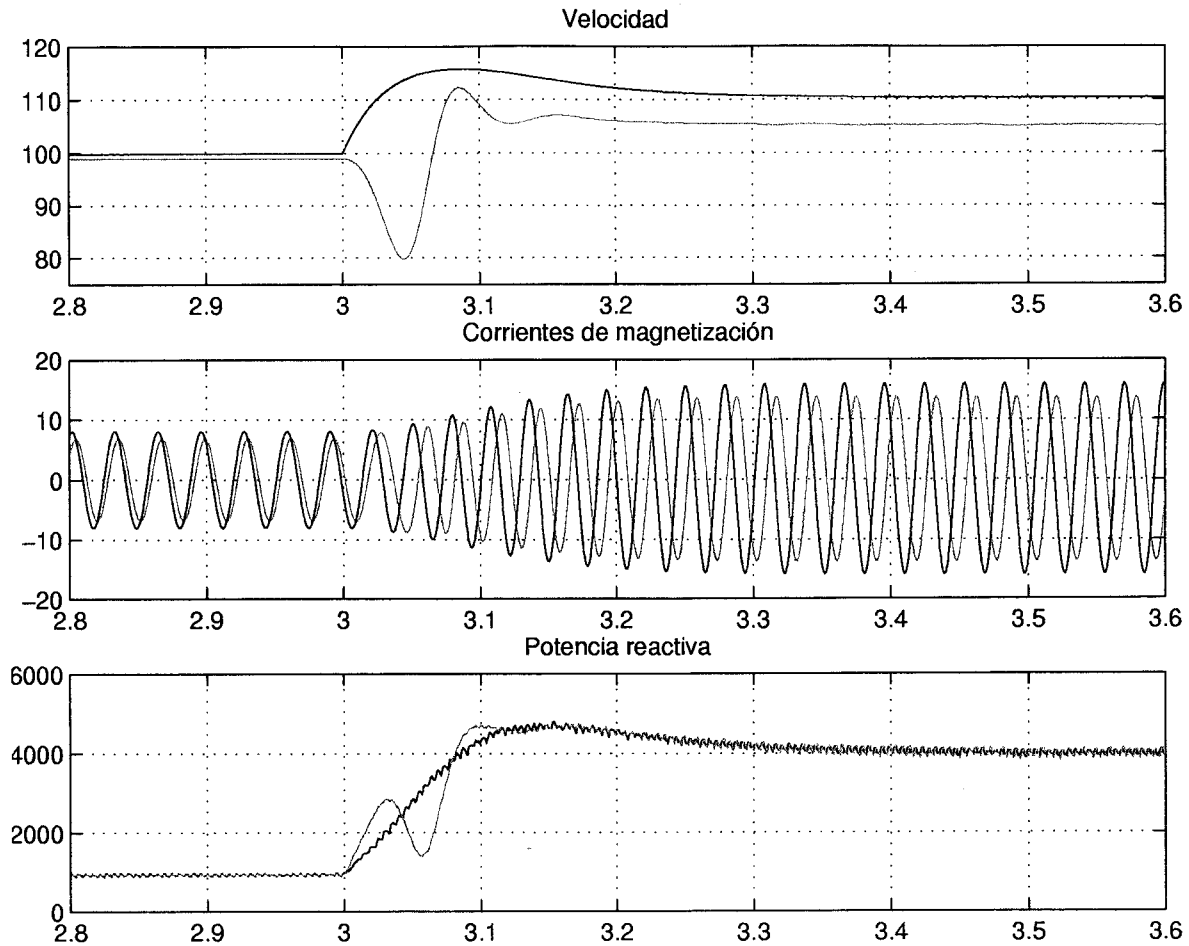


figura 3.40. Simulación de un escalón de par negativo en el estimador MRAS basado en la potencia reactiva instantánea.

El algoritmo MRAS de estimación de velocidad basado en q_m siempre proporciona como solución el vector e_m más cercano a i_s , por lo que estima una velocidad errónea cuando el motor funciona en la zona de generación. Dado que el par eléctrico es proporcional a $i_s \times i_m$, de (3.10) se deduce que al aumentar el par aumenta el error cometido.

En la figura 3.40 se muestra el comportamiento del estimador al aplicar un escalón de par que lleva al funcionamiento de la máquina en modo generador. En la parte superior se muestra la velocidad real (en azul) y la estimada (en rojo). En la parte central las corrientes de magnetización real (azul) y la estimada (rojo) y en la inferior la potencia reactiva instantánea real (azul) y estimada (rojo). Se observa cómo, a pesar de que la potencia reactiva instantánea estimada coincide con la real, el vector i_m estimado desfasa del real más de 90° , y por tanto, la velocidad estimada es la solución incorrecta.

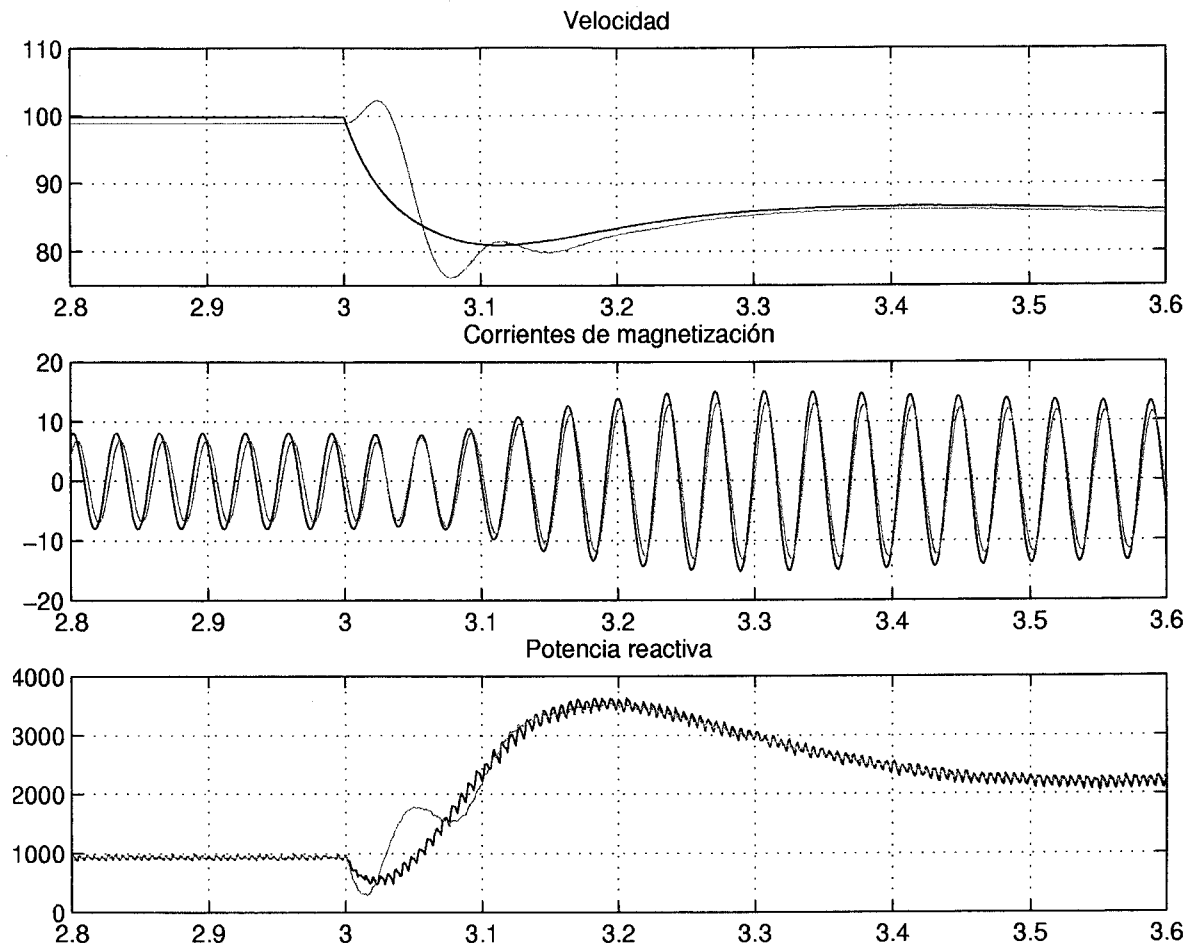


figura 3.41. Simulación de un escalón de par positivo en el estimador MRAS basado en la potencia reactiva instantánea.

Si se aplicase el par en el sentido de frenar al motor, tal como se muestra en la figura 3.41, se observa como la estimación es correcta.

Otro de los problemas del estimador basado en la potencia reactiva instantánea es la inestabilidad en la estimación frente a una mala elección del parámetro L'_m . La potencia reactiva instantánea determinada del modelo ajustable es directamente proporcional a este parámetro según (3.6). Si el valor escogido de L'_m para el estimador resulta inferior al real, se tendrá que cuando la velocidad estimada coincida con la real, existirá un error entre la q_m proporcionada por el modelo de referencia y la q_m obtenida del modelo ajustable. Si estas potencias son positivas, esto llevará a estimar una velocidad mayor que la real. Por desgracia, con esto, el error aumenta en vez de disminuir, provocando la inestabilización del sistema, tal como puede observarse en la figura 3.42.

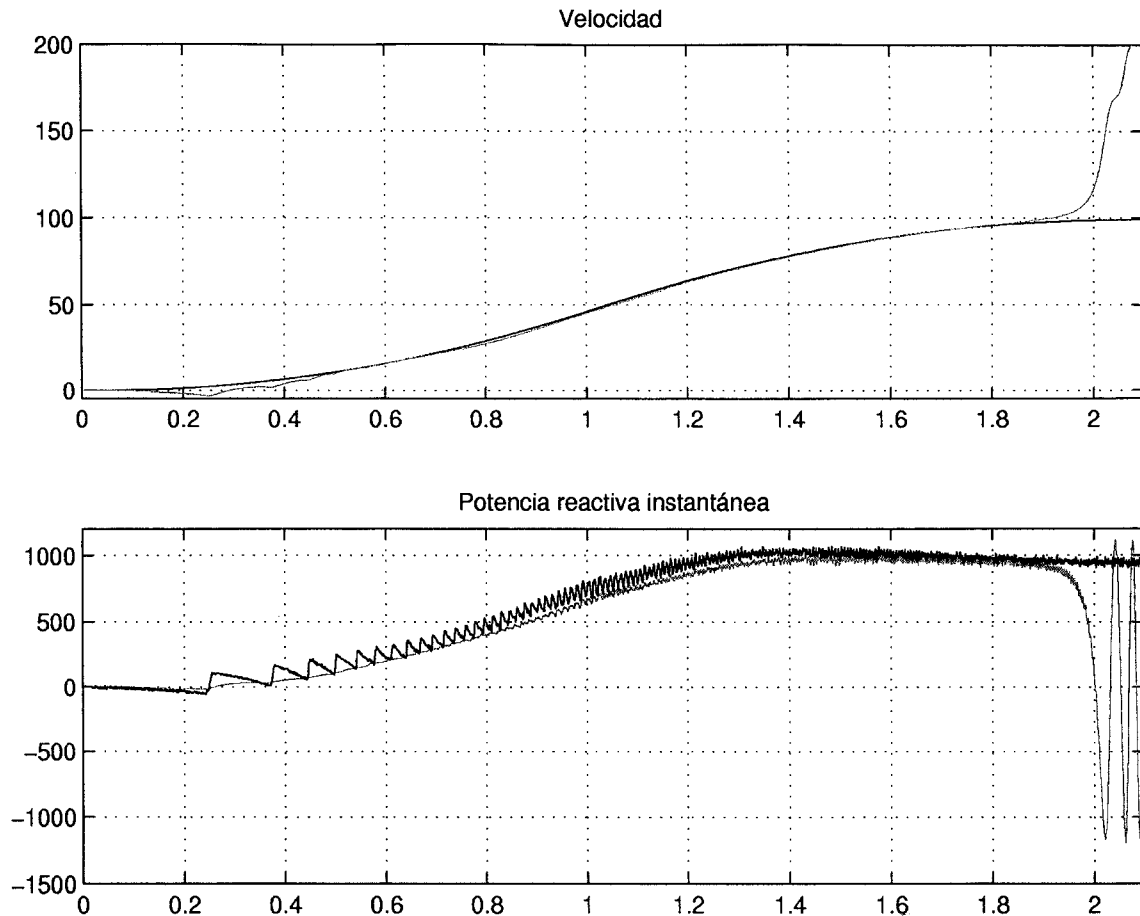


figura 3.42. Simulación mostrando la inestabilidad por error en L'_m en el estimador MRAS basado en la potencia reactiva instantánea.

Sin embargo, si usamos un valor de L'_m superior al real (por seguridad), la inestabilidad desaparece, tal como muestra la figura 3.43, en la que se ha repetido la simulación anterior elevando el valor de L'_m en un 25%.

3.5.2 Conclusiones

De las simulaciones realizadas sobre el estimador MRAS basado en la potencia reactiva instantánea se deduce que:

- Estima una velocidad incorrecta cuando el motor opera en la zona de generación. Esto imposibilita su uso en aplicaciones en las que se requiera un funcionamiento en estas condiciones o durante un frenado regenerativo importante, como es el caso de un accionamiento vertical.

Es muy sensible a cambios en el parámetro L'_m , el cual debe escogerse siempre mayor que el real. Dado que el valor de este parámetro depende de la saturación de la máquina y la temperatura, puede provocar la inestabilidad del sistema.

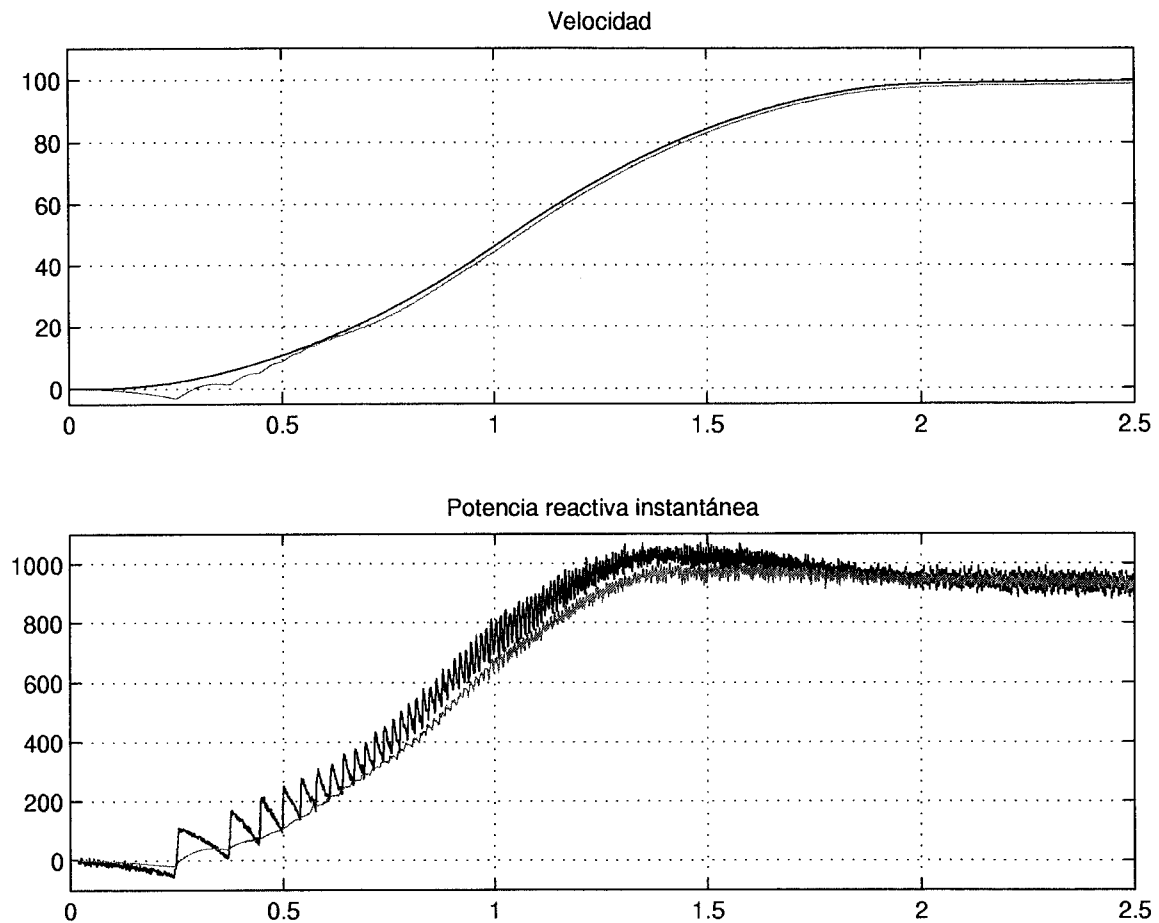


figura 3.43. Simulación mostrando la desaparición de la inestabilidad por error en L'_m en el estimador MRAS basado en la potencia reactiva instantánea.

3.6 ESTIMADOR BASADO EN EL OBSERVADOR DE LUENBERGER

El estimador de velocidad basado en el observador de Luenberger se describe en el apartado 2.8.1 de esta Tesis.

El observador de Luenberger estima las variables de estado del motor de inducción según (2.26) y (2.27). El mecanismo de adaptación se realiza según (2.28). El diagrama de bloques del estimador puede observarse en la figura 2.15.

Este algoritmo se ha implementado para realizar las simulaciones y obtener los resultados experimentales que se exponen en los siguientes apartados. A pesar de la mayor cantidad de cálculos necesarios para este estimador en comparación con los estimadores MRAS estudiados anteriormente, el tiempo de muestreo conseguido sigue siendo de $50\mu\text{s}$.

3.6.1 Resultados de simulación

En la figura 3.44 se muestra el arranque del motor de inducción siguiendo una referencia suave. El mal transitorio inicial se debe al problema de la estimación de velocidades bajas. Una vez superado, la evolución es buena.

En la figura 3.45 se muestra un cambio de sentido de giro. De nuevo aparece la inestabilidad debida al paso por cero. El resultado es ligeramente peor que en los estimadores MRAS simulados anteriormente.

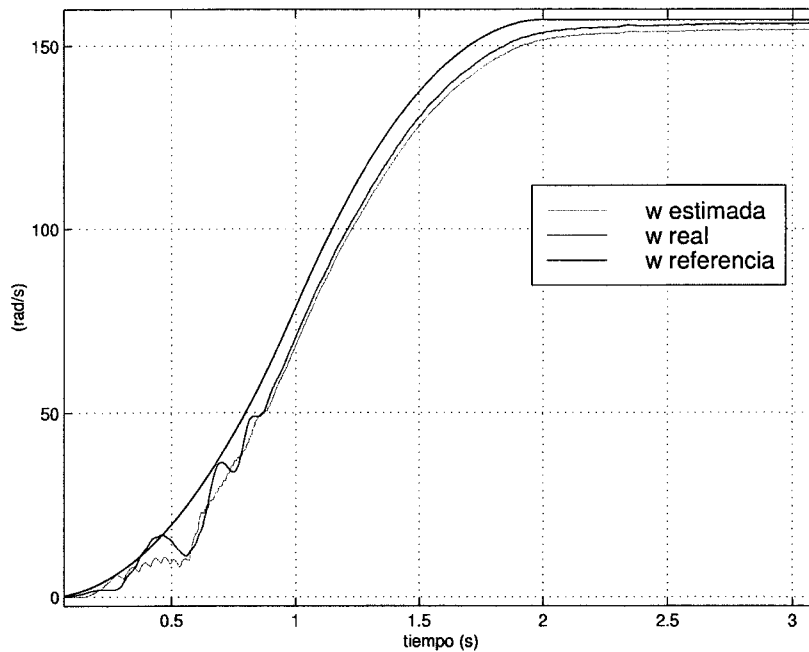


figura 3.44. Simulación de un arranque a velocidad nominal en vacío siguiendo una referencia suave utilizando el observador de Luenberger.

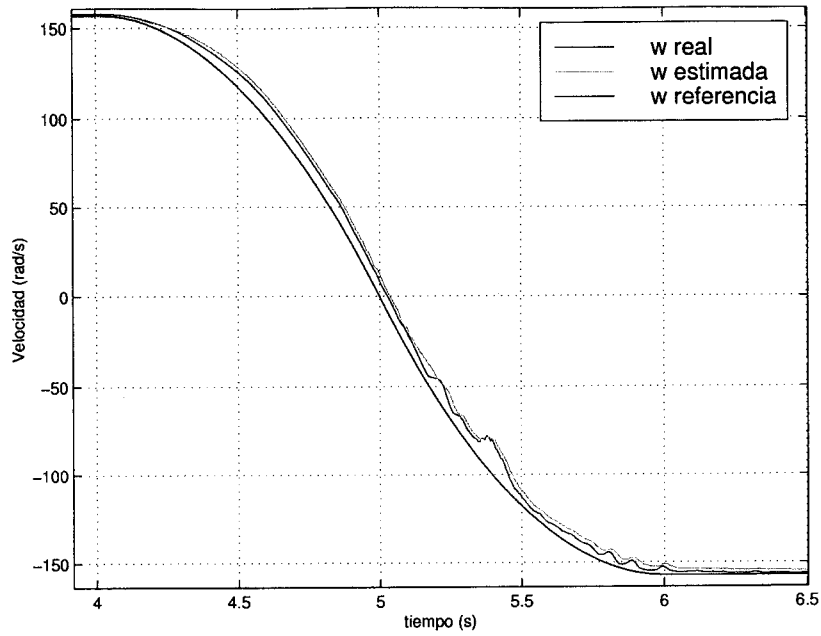


figura 3.45. Simulación de cambio de sentido de giro en vacío siguiendo una referencia suave utilizando el observador de Luenberger.

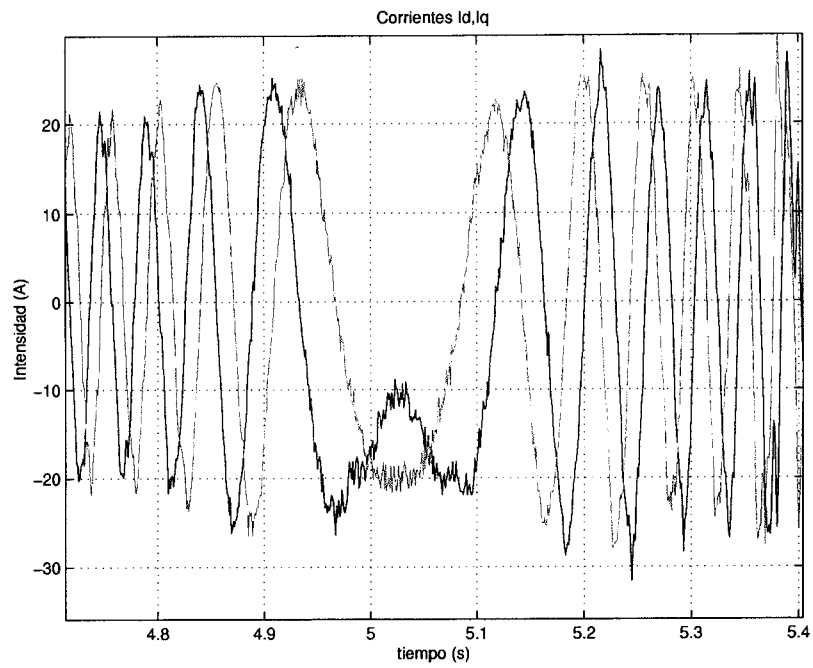


figura 3.46. Detalle de las corrientes durante el paso por cero usando el observador de Luenberger.

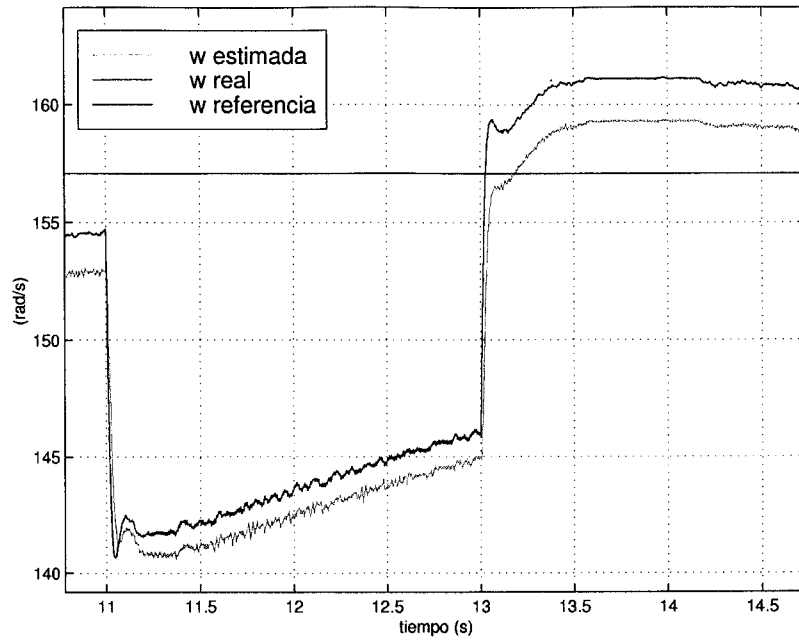


figura 3.47. Simulación de escalón de par nominal a velocidad nominal usando el observador de Luenberger.

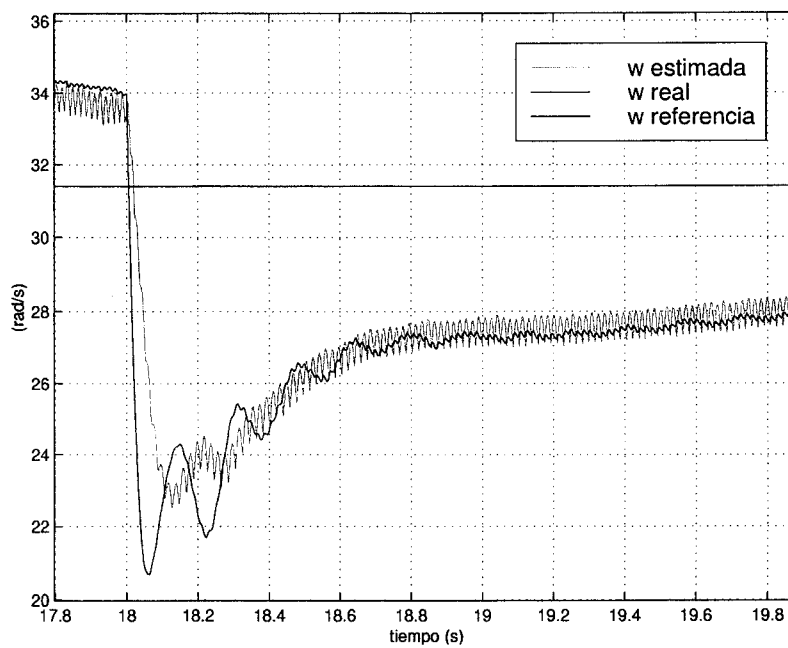


figura 3.48. Simulación de escalón de par a 20% de la velocidad nominal usando el observador de Luenberger.

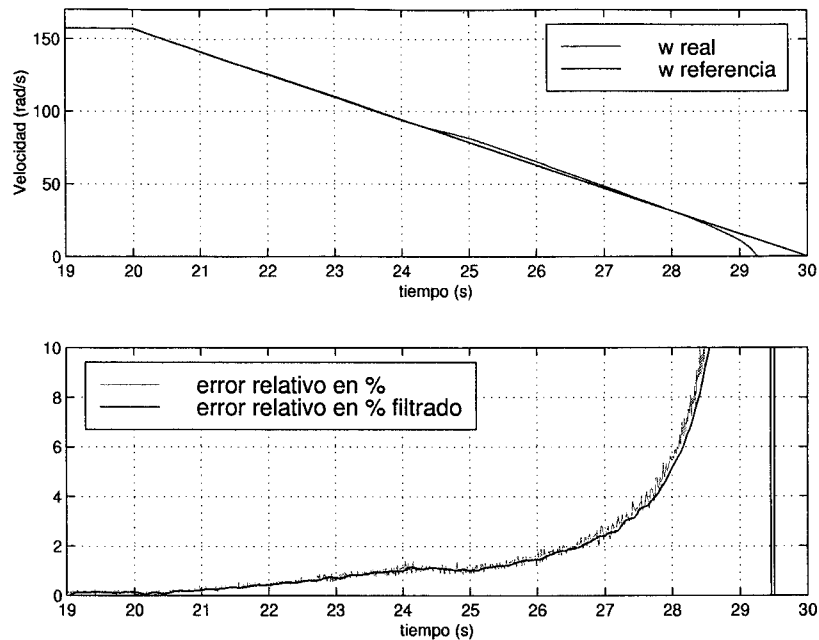


figura 3.49. Simulación para determinar la velocidad mínima estimable con error relativo inferior al 10% utilizando el observador de Luenberger.

En la figura 3.47 se muestra la evolución de la velocidad frente a un escalón de par nominal y su posterior eliminación. Cabe destacar la elevada dinámica del estimador, que es ligeramente superior a los estimadores MRAS.

En la figura 3.48 se muestra un escalón de par a velocidad baja. De nuevo la dinámica resulta ligeramente superior a la observada en los estimadores MRAS. Además, el error de velocidad que aparecía en los estimadores MRAS cuando aumentaba el par de carga es en este estimador mucho menor.

En la figura 3.49 se muestran los resultados de la simulación realizada para determinar la velocidad mínima estimada a par nominal por debajo de la cual el error relativo supera el 10%. Ésta toma el valor de 21.06 rad/s. Este valor es superior al conseguido con los estimadores MRAS e incluso está por encima del proporcionado por el estimador en bucle abierto basado en las ecuaciones de estado. Por otra parte, el error relativo en la estimación a velocidad nominal con par nominal es prácticamente cero, a diferencia de los estimadores MRAS, que presentaban un error del 2%.

3.6.2 Resultados experimentales

Los resultados experimentales obtenidos con el observador de Luenberger se muestran desde la figura 3.50 a la figura 3.55. Son similares a los obtenidos en simulación, resaltando la veracidad de las simulaciones realizadas.

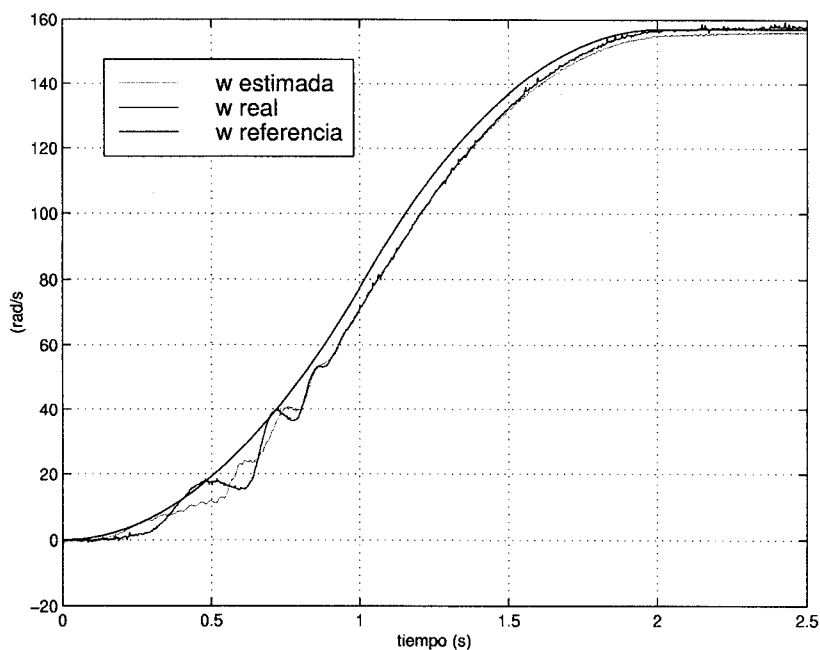


figura 3.50. Ensayo de arranque a velocidad suave en vacío usando el observador de Luenberger.

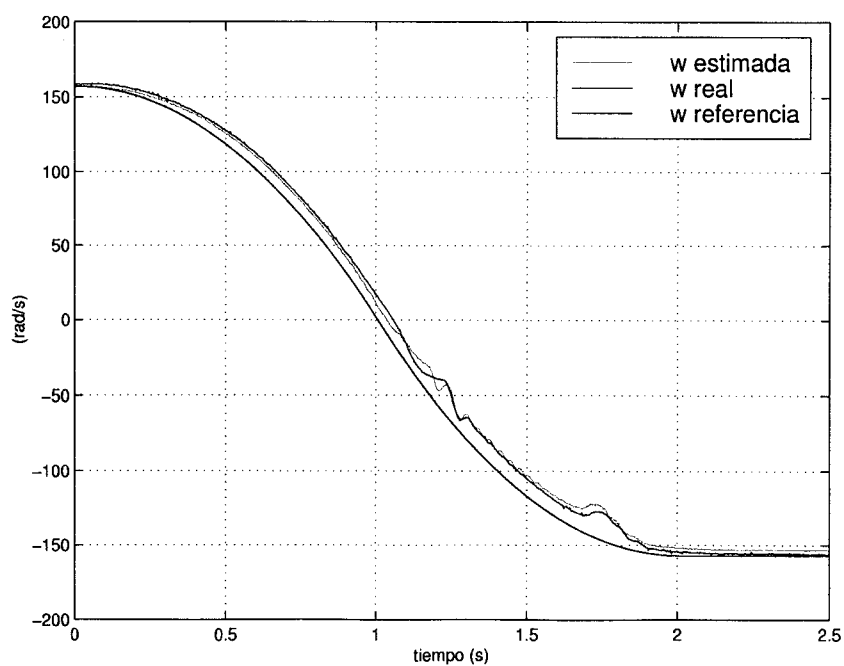


figura 3.51. Ensayo de cambio de sentido de giro en vacío usando el observador de Luenberger.

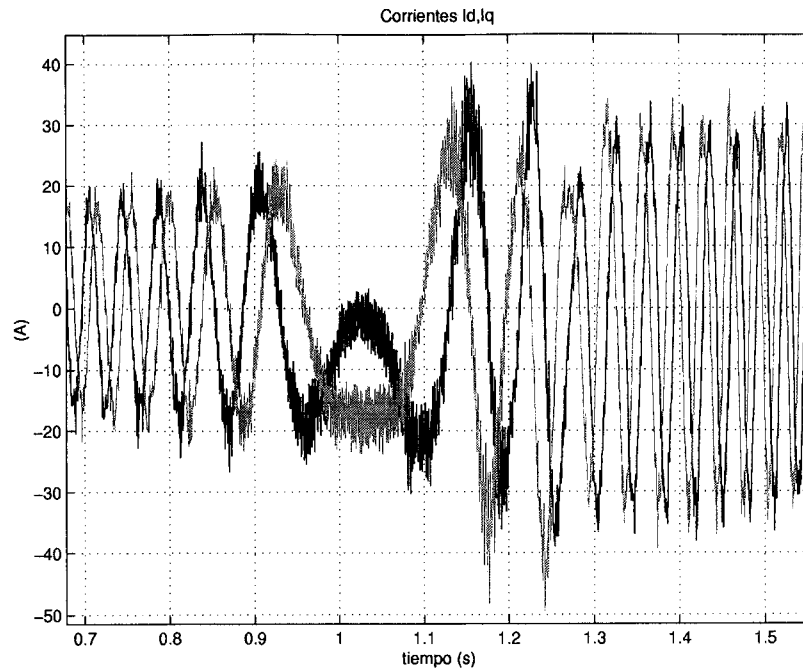


figura 3.52. Ensayo de cambio de sentido de giro mostrando las corrientes en el paso por cero usando el observador de Luenberger.

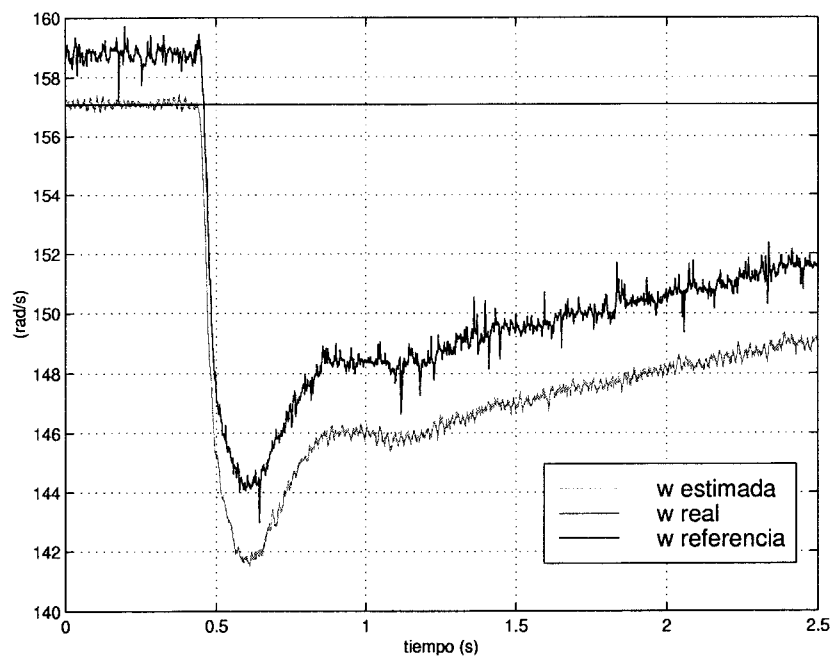


figura 3.53. Ensayo de escalón nominal de par a velocidad nominal usando el observador de Luenberger.

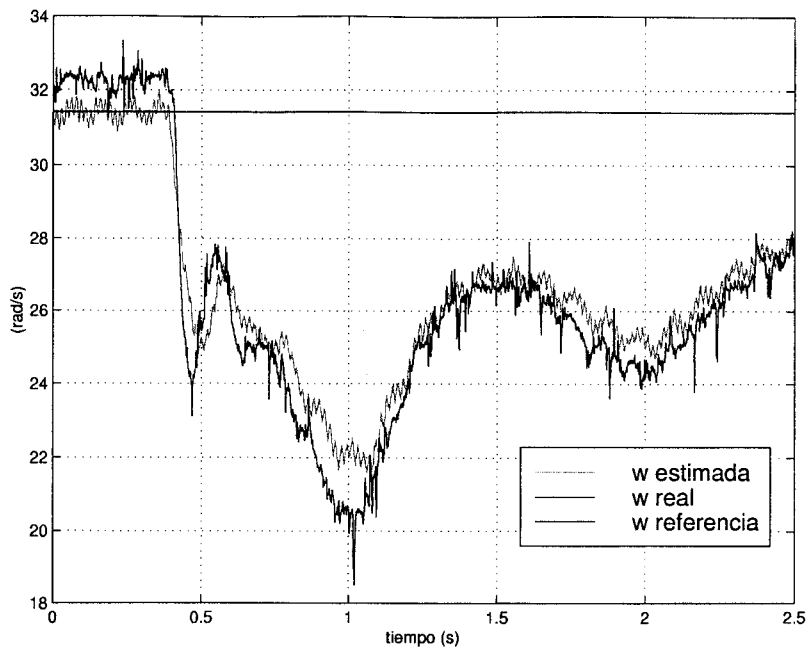


figura 3.54. Ensayo de escalón de par del 60% del nominal a un 20% de la velocidad nominal usando el observador de Luenberger.

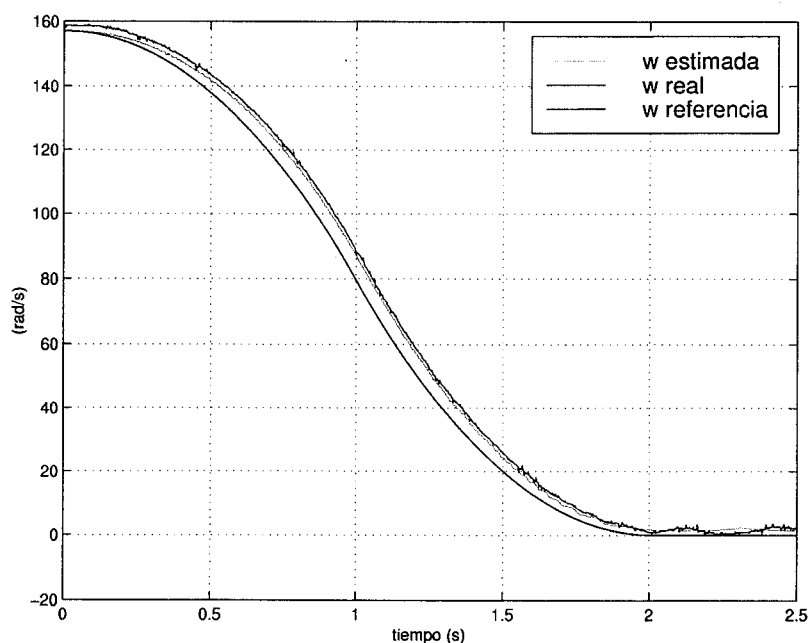


figura 3.55. Ensayo de frenado a velocidad cero en vacío usando el observador de Luenberger.

Aparte de lo comentado en las simulaciones, conviene destacar el ensayo de cambio de sentido de giro (figura 3.51), en el que comparando con la correspondiente simulación (figura 3.45) se observa un mejor comportamiento en la realidad. Esto es debido al modelado del inversor de potencia realizado en las simulaciones, el cual idealiza los

interruptores de potencia y no contempla las variaciones de la tensión de la batería de condensadores con las corrientes del motor.

Cabe destacar, la excelente dinámica del estimador ante los cambios de carga y la menor influencia del par en el error en la estimación respecto de los estimadores de velocidad basados en MRAS.

3.6.3 Conclusiones

Las conclusiones obtenidas de las simulaciones y ensayos realizados con el estimador de velocidad basado en el observador de Luenberger son:

- La estimación presenta muy poco ruido y una excelente dinámica, superior a los estimadores MRAS.
- El error en la estimación no se ve influido apreciablemente por el par de carga, a diferencia de lo ocurrido con los estimadores MRAS.
- Resulta más costoso en número de operaciones que los estimadores MRAS.
- La velocidad mínima estimable resulta 21.06 rad/s, valor muy superior al obtenido con los estimadores MRAS.
- Su aplicación en controladores de velocidad de motores es factible siempre que se trabaje a velocidades no muy cercanas a cero, siendo su comportamiento similar al obtenido con medida de velocidad.

3.7 ESTIMADOR BASADO EN EL FILTRO DE KALMAN EXTENDIDO

3.7.1 Introducción

El filtro de Kalman extendido (EKF) es un estimador estocástico óptimo del estado de un sistema que puede ser usado para la estimación de parámetros en sistemas no lineales a partir de señales perturbadas con ruido aleatorio. Su uso para estimar las variables de estado de un motor de inducción, incluida la velocidad, se describe en el apartado 2.8.3 de esta Tesis. En la figura 2.16 se muestra el diagrama de bloques del estimador.

Este estimador tiene como gran inconveniente el coste que presenta en cuanto a número de operaciones a realizar en cada tiempo de muestreo. Esto obliga a emplear un tiempo de muestreo muy grande en comparación con los métodos anteriores, del orden de 8 veces mayor, lo que empeora la convergencia del estimador. Otro inconveniente es la presunción de que las variables medidas (tensiones y corrientes) tienen una componente de ruido esencialmente blanco, lo que en un motor de inducción controlado a través de un inversor no es totalmente cierto (las tensiones y corrientes tienen una componente de ruido muy importante asociada a la frecuencia de conmutación de los interruptores de potencia y sus armónicos).

3.7.2 Resultados de simulación

Las simulaciones se han realizado tomando un tiempo de muestreo de $50\mu\text{s}$ para el control vectorial de velocidad y corrientes y, a diferencia de las mostradas hasta ahora, $500\mu\text{s}$ para el algoritmo de estimación basado en el filtro de Kalman. Este tiempo tan alto se ha escogido teniendo en cuenta que uno menor no puede ser implementado físicamente en la bancada de ensayos utilizada. En realidad, el tiempo de ejecución del algoritmo de estimación resulta ser de $270\mu\text{s}$, pero ha de elevarse a $500\mu\text{s}$ para poder ejecutar las interrupciones dedicadas al control de velocidad y corrientes (cada $50\mu\text{s}$).

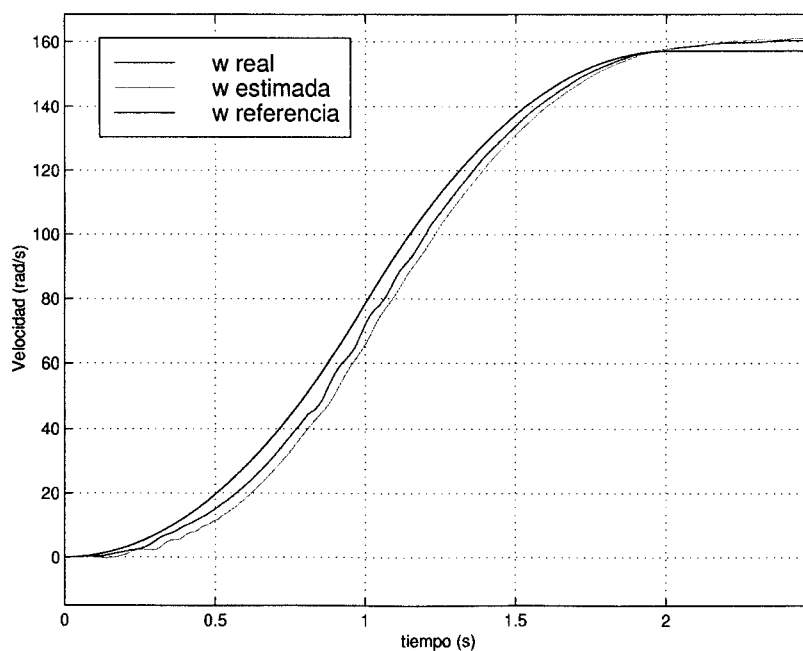


figura 3.56. Simulación de un arranque con velocidad suave en vacío usando el filtro de Kalman.

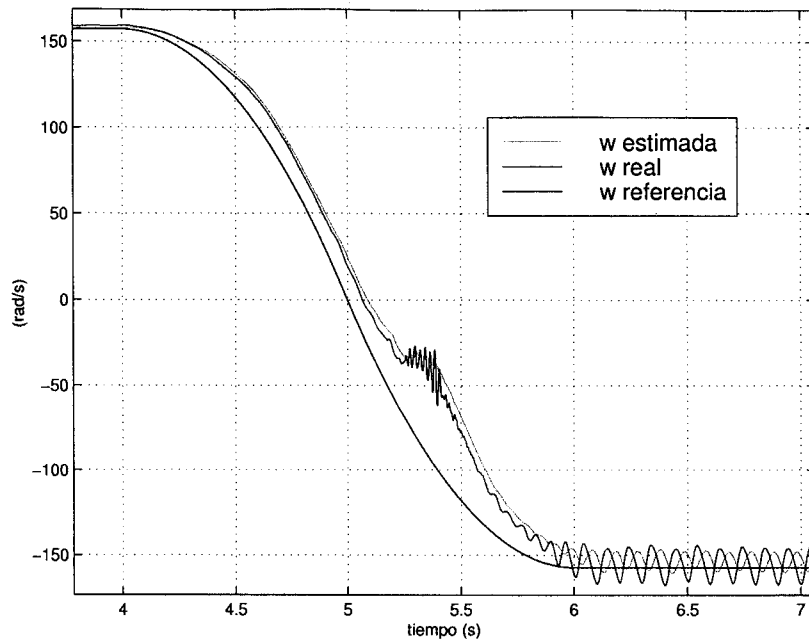


figura 3.57. Simulación de cambio de sentido de giro en vacío usando el filtro de Kalman.

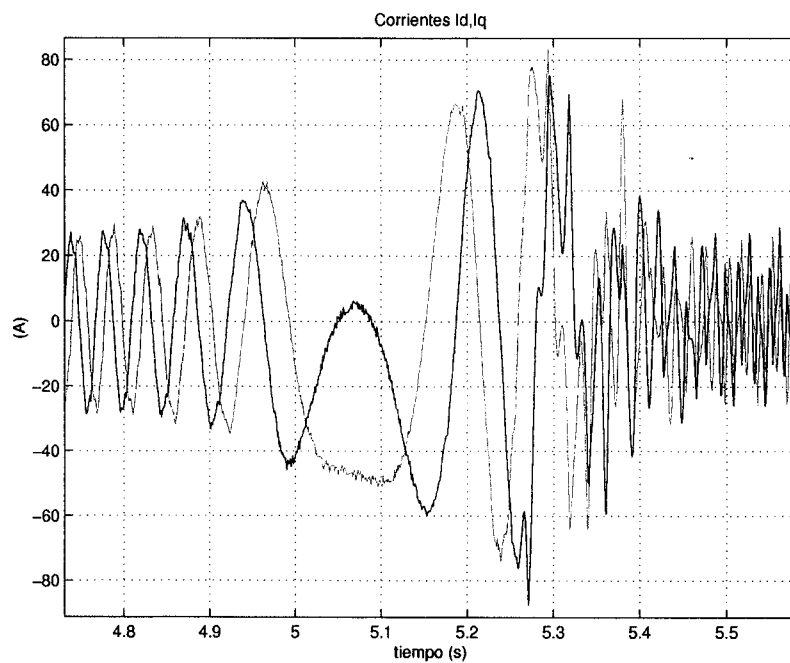


figura 3.58. Detalle de las corrientes durante el paso por cero usando el filtro de Kalman.

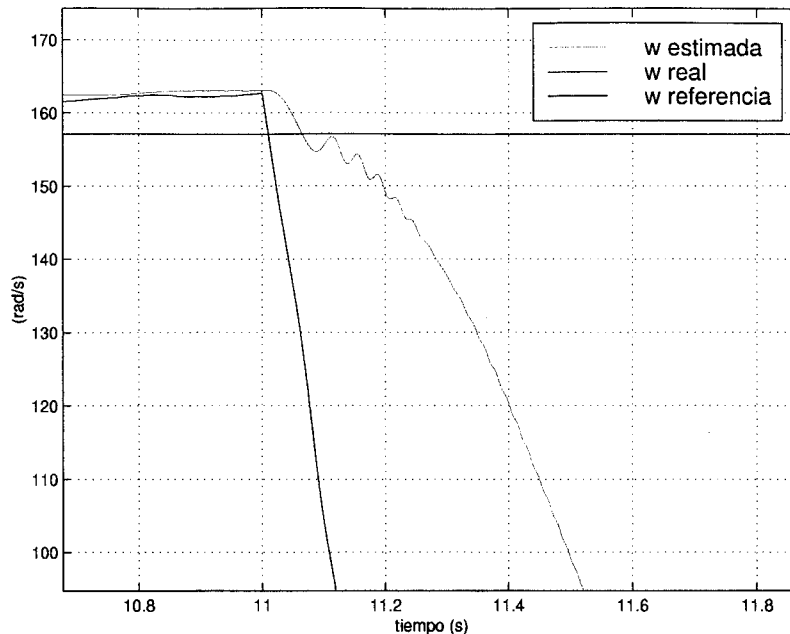


figura 3.59. Simulación de escalón de par nominal a velocidad nominal usando el filtro de Kalman.

En la figura 3.56 se muestra el arranque a velocidad nominal siguiendo una referencia suave. El seguimiento de velocidad presenta un retraso apreciable y aparecen esporádicamente unas ligeras oscilaciones. Éstas se muestran de forma más apreciable en la simulación de cambio de sentido de giro, mostrada en la figura 3.57. Son debidas al retraso en la estimación de velocidad, que provoca una mala estimación del ángulo eléctrico en el control vectorial y esto lleva a un mal control de corrientes.

En la figura 3.59 se muestra la simulación de un escalón de par nominal. Debido al retraso en la estimación el sistema se vuelve completamente inestable, cayendo la velocidad. La simulación de escalón de par a velocidad baja no se presenta pues es igualmente inestable.

Para este estimador no se ha realizado la simulación correspondiente para determinar la velocidad mínima que es posible estimar con error relativo inferior al 10% porque en condiciones de carga se inestabiliza.

Evidentemente, los resultados obtenidos mejoran disminuyendo el tiempo de muestreo del filtro de Kalman.

3.7.3 Resultados experimentales

Los resultados experimentales obtenidos utilizando el observador basado en el filtro de Kalman extendido se muestran desde la figura 3.60 a la figura 3.62. Los resultados son bastante pobres debido en gran medida al elevado tiempo de muestreo del algoritmo de estimación, tiempo necesario debido a la gran complejidad aritmética del mismo.

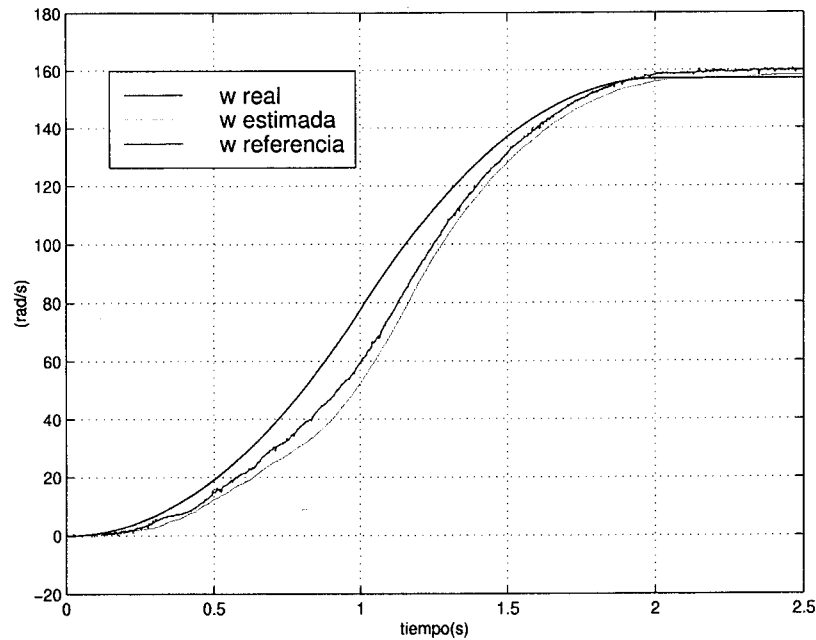


figura 3.60. Ensayo de arranque a velocidad suave en vacío usando el filtro de Kalman extendido.

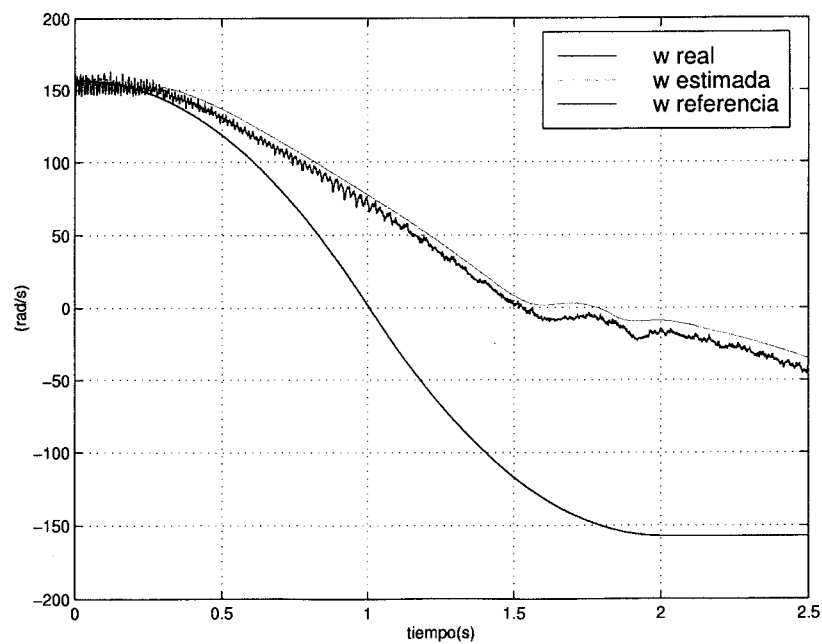


figura 3.61. Ensayo de cambio de sentido de giro en vacío usando el filtro de Kalman extendido.

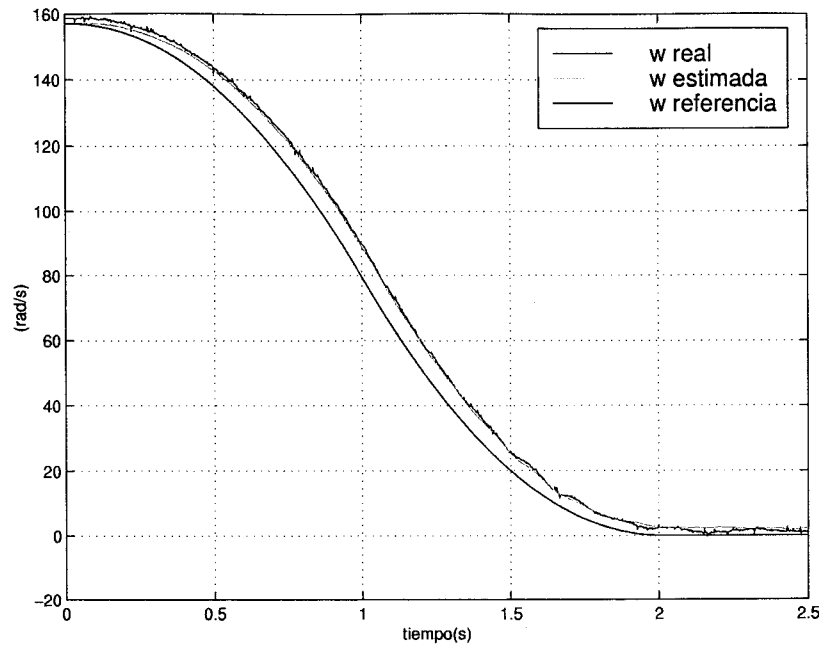


figura 3.62. Ensayo de frenado a velocidad cero en vacío usando el filtro de Kalman extendido.

Conviene destacar, que los ensayos realizados bajo carga provocaron la inestabilización del sistema.

3.7.4 Conclusiones

El filtro de Kalman extendido utilizado para estimar la velocidad en motores de inducción presenta las siguientes características:

- Es extremadamente costoso en cuanto al número de operaciones a realizar en cada tiempo de muestreo.
- Responde mal ante cambios en el par de carga del motor de inducción por el tiempo de muestreo utilizado.
- Los elevados tiempos de muestreo provocan una estimación lenta de la velocidad lo que impide su uso en aplicaciones que requieran de una rápida respuesta.
- Su implementación esta limitada a microprocesadores DSP de muy alta velocidad. Conforme evolucionen las prestaciones de los mismos se conseguirá implementar el filtro de Kalman extendido con unos tiempos de muestreo que realmente permitan su utilización.

3.8 COMPARATIVA ENTRE LOS DIFERENTES ESTIMADORES DE VELOCIDAD

Para comparar los diferentes estimadores de velocidad ensayados se han utilizado los siguientes índices:

- Error cuadrático medio entre la velocidad real y la de referencia (en rad/s) en los ensayos reales de cambio de sentido de giro, arranque a velocidad nominal y escalón de par nominal a velocidad nominal. Al usar el error entre la velocidad real y la referencia se compara el funcionamiento conjunto del estimador y el control de velocidad en bucle cerrado.
- Sobreoscilación de la velocidad real en el ensayo de escalón de par nominal a velocidad nominal en rad/s. Este parámetro permite medir la velocidad de respuesta del estimador.
- Error relativo entre la velocidad real y la estimada con par nominal en tanto por ciento. Obtenido del ensayo de escalón de par nominal.
- Velocidad mínima (en rad/s) que es posible estimar con error relativo entre la velocidad estimada y la real menor del 10% en condiciones de carga nominal. Obtenido mediante simulación.
- Complejidad del algoritmo en número de operaciones en cada tiempo de muestreo. Se indica el número de operaciones del algoritmo y entre paréntesis las operaciones accesorias para su correcto funcionamiento, en su mayor parte debidas a filtrado.

De la Tabla 3.2 se deduce que la mejor estimación de velocidad la realiza el estimador de Luenberger, obteniendo los mejores resultados en todos los parámetros medidos, excepto la velocidad mínima.

A continuación estarían los métodos MRAS, que tienen entre ellos resultados similares, con diferencias pequeñas que pueden ser debidas a la elección de las constantes del PI del mecanismo de adaptación. Estos métodos ofrecen la mejor estimación a

velocidades bajas, pero presentan un error en la estimación que crece con el par aplicado, debido a errores en la constante de tiempo del rotor y a errores en la integración discreta de las ecuaciones involucradas en el algoritmo de estimación.

Los resultados obtenidos con el estimador en bucle abierto son pobres, presentando la velocidad estimada una componente de ruido importante junto con oscilaciones de baja frecuencia.

De los malos resultados obtenidos con el filtro de Kalman extendido sólo puede extraerse la conclusión de que el tiempo de muestreo utilizado es superior al que proporcionaría un buen funcionamiento. Por tanto, este algoritmo precisa de una implementación en un microprocesador que permita realizar todas las operaciones involucradas en un tiempo reducido.

	Error cuadrático medio cambio de sentido	Error cuadrático medio arranque	Error cuadrático medio escalón par	Sobreoscilación escalón par	Velocidad mínima	Error relativo a par nominal	Nº de operaciones
Bucle abierto	2.244	1.829	4.891	48.1	17.1	4.7%	27+(27)=54
MRAS flujo rotor	1.814	0.850	2.605	29.6	6.98	7.6%	36+(15)=51
MRAS f.e.m.	1.568	0.882	2.280	25.6	6.23	5.9%	36+(15)=51
Observador de Luenberger	1.348	0.628	0.994	12.8	21.06	1.6%	61+(12)=73
Filtro de Kalman	13.04	1.083	No	No	No	No	636

Tabla 3.2. Comparación entre los diferentes estimadores de velocidad.

En cuanto a la complejidad del algoritmo, el filtro de Kalman extendido resulta ser el más complejo con diferencia, seguido por el estimador de Luenberger. Cabe destacar, que la simplicidad de la estimación en bucle abierto es sólo aparente, ya que precisa de un filtrado muy exigente tanto de las medidas de corriente y tensión como de la velocidad estimada.

También conviene destacar, que aunque el estimador de Luenberger parezca ligeramente más complicado que los métodos MRAS en cuanto a número de operaciones,

su implementación en un ASIC resulta extremadamente más compleja. Esto es debido a que en el algoritmo MRAS basado en la fuerza contraelectromotriz las operaciones relativas al filtrado pueden realizarse de forma analógica. Además, dado que la implementación de un algoritmo en un ASIC utilizando aritmética de punto fijo conlleva la elección del número de bits adecuado para cada magnitud y variable, puede comprenderse que implementar las ecuaciones del algoritmo de Luenberger utilizando esta codificación resulta excesivamente costoso en horas de ingeniería en comparación con los métodos MRAS. Evidentemente, no sucede lo mismo si se codifica el algoritmo en un DSP con aritmética de coma flotante.

3.9 CONSIDERACIONES PRÁCTICAS

A la hora de implementar un algoritmo de estimación existen numerosos parámetros que afectan de forma decisiva al éxito de la realización física. Puede decirse, que tan importante como la elección de un algoritmo en concreto para una aplicación determinada, resultan el tiempo de muestreo elegido, el método de integración utilizado, las componentes de continua y el ruido presentes en las señales medidas, en que instante de tiempo se miden, si se estiman las tensiones, cómo se estiman, etc.

Evidentemente, el comprobar el efecto de cada uno de estos parámetros en cada método de estimación de velocidad resulta una tarea ardua. Afortunadamente, muchos de los resultados obtenidos analizando un sólo método pueden extrapolarse de forma cualitativa a los demás.

En este apartado se recogen los resultados obtenidos mediante simulación del comportamiento del algoritmo MRAS basado en la fuerza contraelectromotriz en función de los parámetros comentados con anterioridad.

Este método será el utilizado para desarrollar un ASIC dedicado a la estimación de velocidad en motores de inducción, diseño que se recoge en el Capítulo 5 de esta Tesis. Por esta razón ha sido el método elegido para este estudio.

Las simulaciones recogidas en este apartado se han realizado con los mismos parámetros utilizados en las simulaciones anteriores recogidas en este capítulo, utilizando la velocidad estimada para cerrar el bucle de control de velocidad.

3.9.1 Influencia del tiempo de muestreo y el método de integración elegido.

Un parámetro esencial a la hora de implementar un algoritmo de estimación basado en un observador es el tiempo de muestreo (T_m) utilizado, y estrechamente relacionado con él, la aproximación discreta utilizada para integrar las ecuaciones del modelo.

En el algoritmo MRAS basado en la fuerza contraelectromotriz, las ecuaciones del modelo de referencia no precisan de integración, y por tanto para obtener un buen comportamiento basta con utilizar un tiempo de muestreo apropiado. Estas ecuaciones son:

$$\begin{aligned} e_{mdref} &= v_{ds} - L_{\sigma} \frac{di_{ds}}{dt} - R_s i_{ds} \\ e_{mqref} &= v_{qs} - L_{\sigma} \frac{di_{qs}}{dt} - R_s i_{qs} \end{aligned} \quad (3.11)$$

La derivación de la corriente puede realizarse aplicando el método de Euler hacia adelante o atrás o la aproximación trapezoidal.

Las corrientes en general presentan una forma aproximadamente senoidal con un rizado que es fruto de las conmutaciones del inversor de potencia, no resultando excesivamente crítico el tiempo de muestreo elegido a la hora de obtener una medida representativa de las mismas.

Sin embargo, las tensiones son pulsos de tensión prácticamente constante, cuya duración está comprendida entre cero y la inversa de la frecuencia de conmutación. Por ejemplo, para una frecuencia de conmutación de 5kHz este tiempo sería como máximo de 200 μ s. Resulta evidente, que para obtener una medida de la tensión precisa el tiempo de muestreo debería ser mucho menor de 200 μ s. Tiempos tan reducidos sólo pueden conseguirse en la práctica utilizando convertidores analógico-digitales extremadamente rápidos, que encarecerían el producto final.

Para solucionar este problema existen tres posibles soluciones:

- Realizar un filtrado analógico previo de las tensiones para obtener la componente fundamental. El filtrado debe aplicarse también a las corrientes para evitar desfases. Sin embargo, el filtrado empeora la dinámica del estimador.
- Modificar el control de corrientes para limitar la anchura de los pulsos de las tensiones a múltiplos enteros de un mínimo preestablecido. Por ejemplo, para el caso de una frecuencia de conmutación de 5kHz, podríamos limitar los tiempos de encendido de los interruptores a los valores 0, 50μs, 100μs, 150μs y 200μs. De esta forma la medida de tensión sería exacta con un tiempo de muestreo de 50μs, pero se empeoraría el control de corrientes.
- Utilizar como valores de tensión los valores de referencia obtenidos del control de corrientes.

Una discusión estas opciones se detalla en el apartado 3.9.2.

Para los resultados de este apartado se ha utilizado la segunda opción.

Por otra parte, las ecuaciones del algoritmo que describen el modelo ajustable sí precisan de integración:

$$\begin{aligned}
 e_{mqaj} &= L'_m \frac{di_{mq}}{dt} = L'_m \left[\frac{1}{\tau_r} (i_{qs} - i_{mq}) - \widehat{\omega} \cdot i_{md} \right] \\
 e_{mdaj} &= L'_m \frac{di_{md}}{dt} = L'_m \left[\frac{1}{\tau_r} (i_{ds} - i_{md}) + \widehat{\omega} \cdot i_{mq} \right]
 \end{aligned}
 \tag{3.12}$$

Para discretizar estas ecuaciones los métodos más comúnmente utilizados son:

1. Aproximación de primer orden o Euler hacia adelante. La relación entre el operados s y el discreto z es:

$$s \leftrightarrow \frac{1 - z^{-1}}{T_m z^{-1}}
 \tag{3.13}$$

Utilizando esta aproximación, las ecuaciones (3.12) se transforman en:

$$i_{md(k)} = i_{md(k-1)} + \frac{T_m}{\tau_r} (i_{sd(k)} - i_{md(k-1)}) - T_m \omega i_{mq(k-1)} \quad (3.14)$$

$$i_{mq(k)} = i_{mq(k-1)} + \frac{T_m}{\tau_r} (i_{sq(k)} - i_{mq(k-1)}) + T_m \omega i_{md(k-1)}$$

2. Aproximación de Euler hacia atrás. Descrita por:

$$s \leftrightarrow \frac{1 - z^{-1}}{T_m} \quad (3.15)$$

Utilizando esta aproximación, las ecuaciones (3.12) se transforman en:

$$i_{md(k)} = \frac{\left(1 + \frac{T_m}{\tau_r}\right) \left(i_{md(k-1)} + \frac{T_m}{\tau_r} i_{ds(k)}\right) - \omega T_m \left(i_{mq(k-1)} + \frac{T_m}{\tau_r} i_{qs(k)}\right)}{\left(1 + \frac{T_m}{\tau_r}\right)^2 + \omega^2 T_m^2} \quad (3.16)$$

$$i_{mq(k)} = \frac{\left(1 + \frac{T_m}{\tau_r}\right) \left(i_{mq(k-1)} + \frac{T_m}{\tau_r} i_{qs(k)}\right) + \omega T_m \left(i_{md(k-1)} + \frac{T_m}{\tau_r} i_{ds(k)}\right)}{\left(1 + \frac{T_m}{\tau_r}\right)^2 + \omega^2 T_m^2}$$

3. Aproximación trapezoidal. Descrita por:

$$s \leftrightarrow \frac{2(1 - z^{-1})}{T_m(1 + z^{-1})} \quad (3.17)$$

Utilizando esta aproximación, las ecuaciones (3.12) se transforman en:

$$i_{md(k)} = K_1 i_{md(k-1)} + K_2 (i_{sd(k)} + i_{sd(k-1)}) - K_3 i_{mq(k-1)} - K_4 (i_{sq(k)} + i_{sq(k-1)}) \quad (3.18)$$

$$i_{mq(k)} = K_1 i_{mq(k-1)} + K_2 (i_{sq(k)} + i_{sq(k-1)}) + K_3 i_{md(k-1)} + K_4 (i_{sd(k)} + i_{sd(k-1)})$$

Siendo:

$$K_1 = K_5 \left(\frac{2\tau_r - T_m}{T_m \tau_r} - \frac{\omega^2 T_m \tau_r}{2\tau_r + T_m} \right); K_2 = K_5 \frac{1}{\tau_r}; K_3 = K_5 \left(\frac{4\tau_r \omega}{2\tau_r + T_m} \right)$$

$$K_4 = K_5 \left(\frac{\omega T_m}{2\tau_r + T_m} \right); K_5 = \left(\frac{2\tau_r + T_m}{T_m \tau_r} + \frac{\omega^2 T_m \tau_r}{2\tau_r + T_m} \right)^{-1}$$

4. Aproximación de segundo orden. En ésta, la matriz del sistema descrito según (3.12) como $\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{A}\mathbf{x} + \mathbf{B}\mathbf{u}$ se discretiza según:

$$\mathbf{x}_{k+1} = \mathbf{A}_d \mathbf{x}_k + \mathbf{B}_d \mathbf{u}_k \quad (3.19)$$

$$\mathbf{A}_d \cong \mathbf{I} + \mathbf{A}T_m + \frac{(\mathbf{A}T_m)^2}{2}, \quad \mathbf{B}_d = \mathbf{B}T_m + \frac{\mathbf{A}\mathbf{B}T_m^2}{2}$$

Utilizando esta aproximación, las ecuaciones (3.12) se transforman en:

$$i_{md(k)} = K_1 i_{md(k-1)} - K_2 i_{mq(k-1)} + K_3 i_{sd(k)} \quad (3.20)$$

$$i_{mq(k)} = K_1 i_{mq(k-1)} + K_2 i_{md(k-1)} + K_3 i_{sq(k)}$$

Siendo:

$$K_1 = 1 - \frac{T_m}{\tau_r} + \frac{1}{2} \frac{T_m^2}{\tau_r^2} - \frac{1}{2} T_m^2 \omega^2; K_2 = \omega T_m \left(1 - \frac{T_m}{\tau_r} \right);$$

$$K_3 = \frac{T_m}{\tau_r} - \frac{1}{2} \frac{T_m^2}{\tau_r^2} - \frac{1}{2} \frac{T_m^2 \omega}{\tau_r}$$

En la figura 3.63 se muestra los resultados de simulación obtenidos al realizar un mismo ensayo utilizando las aproximaciones anteriores para discretizar las ecuaciones del modelo ajustable. El ensayo consta de un escalón de velocidad de cero a un 10% de la velocidad nominal seguido por otro a velocidad nominal. Posteriormente se aplica el par nominal y a continuación, de nuevo el par nominal pero en sentido inverso.

En color negro se muestran los resultados utilizando un tiempo de muestreo de 1µs y referenciándose en la figura como ideal, ya que con este tiempo la integración es

prácticamente igual a la obtenida con un modelo continuo. Las otras tres curvas son las respuestas obtenidas utilizando la aproximación de primer orden (color rojo), la aproximación de Euler hacia atrás (color azul) y la aproximación de 2º orden (color verde) con un tiempo de muestreo de $50\mu\text{s}$. La respuesta de la aproximación trapezoidal no se representa al ser idéntica a la de segundo orden.

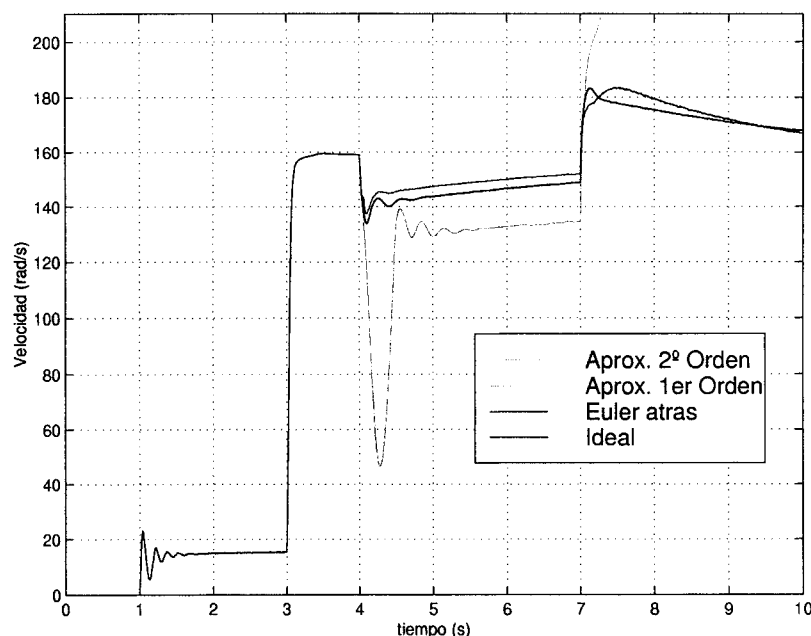


figura 3.63. Comparación entre diferentes métodos de integración aplicados a la estimación de velocidad mediante el método MRAS basado en la fuerza contraelectromotriz.

Método de integración	Número de operaciones	Error cuadrático medio		
		$T_m=25\mu\text{s}$	$T_m=50\mu\text{s}$	$T_m=100\mu\text{s}$
Aprox. 1º orden	9	0.0304	4.1126	-
Euler hacia atrás	16	0.0205	0.0298	0.0479
Trapezoidal	25	0.0165	0.0177	0.0282
Aprox. 2º orden	16	0.0165	0.0177	0.0280
Ideal ($T_m=1\mu\text{s}$)		0.0165		

Tabla 3.3. Error cuadrático medio entre la velocidad real y la estimada en función del método de integración elegido y el tiempo de muestreo.

La representación gráfica muestra que, al utilizar una aproximación de segundo orden o una trapezoidal con un tiempo de muestreo de $50\mu\text{s}$ no se comete prácticamente error alguno comparando con la respuesta obtenida a $1\mu\text{s}$. Los tres métodos de integración

coinciden prácticamente cuando el par aplicado es nulo, tanto a velocidades bajas como a velocidades altas.

Las diferencias aparecen al aplicar el escalón de par, resultando inestable el sistema construido utilizando la aproximación de primer orden (o método de Euler hacia adelante) para tiempos de muestreo mayores de $50\mu\text{s}$.

Como resultado sorprendente debe señalarse la menor oscilación de la velocidad cuando se aplica el primer escalón de par utilizando el método de Euler hacia atrás en comparación con la respuesta ideal. Este hecho se explica por el error existente entre la velocidad real y la estimada al integrar con el citado método. La velocidad estimada es inferior a la real al aplicar el par, por lo que la velocidad real resulta superior.

En la Tabla 3.3 se recoge el error cuadrático medio entre la velocidad real y la estimada evaluado para la simulación mostrada en la figura 3.63 y otras similares realizadas a diferentes tiempos de muestreo. El error cuadrático medio de la respuesta ideal (con un tiempo de muestreo de $1\mu\text{s}$) se ofrece como comparación. También se muestra el número de operaciones implicados en el cálculo de las correspondientes ecuaciones discretizadas del modelo ajustable durante un tiempo de muestreo.

De los resultados mostrados en la tabla se deduce que el método más interesante es la aproximación de segundo orden, al proporcionar unos errores menores con un menor número de operaciones. Para tiempos de muestreo pequeños (menores de $25\mu\text{s}$) resulta más interesante utilizar la aproximación de primer orden por su menor número de operaciones.

Para apreciar diferencias entre la aproximación trapezoidal y la de segundo orden hay que recurrir a tiempos de muestreo elevados, por encima de $100\mu\text{s}$, manteniendo una respuesta similar para los tiempos de muestreo ensayados. Su mayor complejidad numérica no justifica por tanto su uso.

Evidentemente, el error cometido aumenta con el tiempo de muestreo para todos los métodos de integración.

3.9.2 Influencia de la medida de tensión

Como se indica en el apartado anterior, existe un grave problema con la medida de las tensiones del motor de inducción. Su forma de pulso de ancho variable muestra que la verdadera información de la tensión se encuentra en el ancho del pulso más que en su valor de amplitud, el cual es prácticamente constante al ser éste la tensión de la batería de condensadores del inversor.

Suponiendo que se disponga de unos sensores rápidos capaces de medir las tensiones con sus abruptas transiciones, se precisaría de unos convertidores analógico-digitales extremadamente rápidos para muestrear con precisión el ancho del pulso de tensión.

Para solventar este problema se puede recurrir a tres soluciones (ya expuestas con anterioridad):

1. Realizar un filtrado analógico previo a la conversión analógico-digital de las tensiones para obtener la componente fundamental. Esto eliminaría la necesidad de convertidores con tiempos de conversión extremadamente reducidos. El filtrado debe aplicarse también a las corrientes para evitar desfases.
2. Modificar el control de corrientes para limitar la anchura de los pulsos de las tensiones a múltiplos enteros de un mínimo preestablecido. Por ejemplo, para el caso de una frecuencia de conmutación de 5kHz, podríamos limitar los tiempos de encendido de los interruptores a los valores 0, 50 μ s, 100 μ s, 150 μ s y 200 μ s. De esta forma, conociendo la tensión de la batería de condensadores del inversor y el estado de los interruptores del mismo, podría estimarse la tensión con bastante precisión utilizando un tiempo de muestreo de 50 μ s, a costa de empeorar el control de corrientes.
3. Utilizar como valores de tensión los valores de referencia obtenidos del control de corrientes. Estos valores son similares a las tensiones reales si el control de corrientes opera con errores reducidos, no presentando un carácter pulsante.

En la figura 3.64 se muestra la evolución de la velocidad real obtenida mediante simulación con diferentes métodos de estimación de tensión aplicados al control de un

motor de inducción con estimación de velocidad mediante el método MRAS basado en la fuerza contraelectromotriz.

Los métodos 1 y 3 utilizan un PWM discretizado con un tiempo de muestreo de $1\mu\text{s}$, mientras que el método 2 utiliza un PWM a $50\mu\text{s}$ para limitar los valores de anchura de pulso de las tensiones. En todos ellos el tiempo de muestreo del algoritmo de estimación se ha establecido en $50\mu\text{s}$, utilizándose la aproximación de 2º orden para integrar las ecuaciones.

En la Tabla 3.4 se presentan los errores cuadráticos medios de las simulaciones realizadas, evaluados para el total de la simulación y para la zona de funcionamiento a baja velocidad.

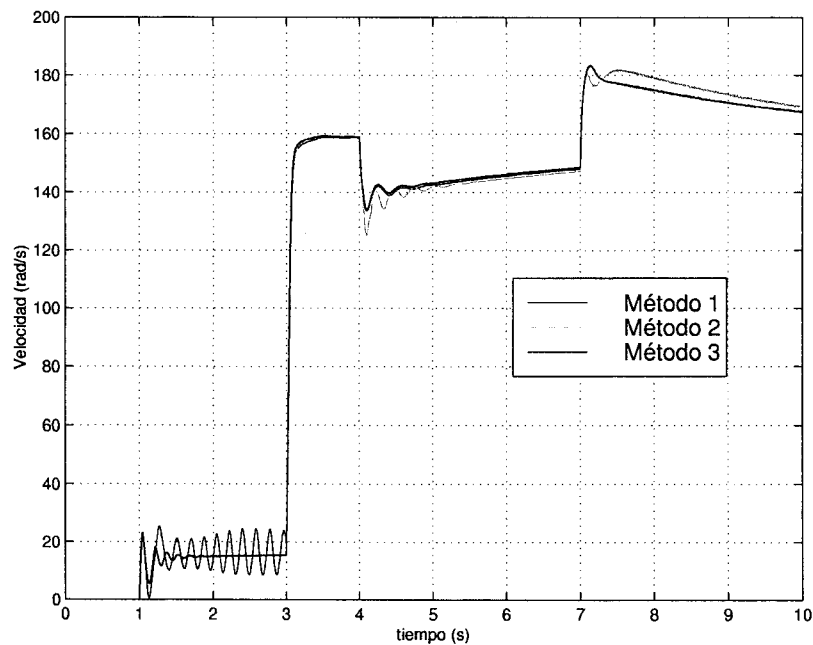


figura 3.64. Comparación entre diferentes métodos de estimación de la tensión aplicados a la estimación de velocidad mediante el método MRAS basado en la fuerza contraelectromotriz.

Estos resultados muestran que a pesar del empeoramiento en el control de corrientes implícito en el método 2, el error cuadrático medio de la simulación completa es el menor, siendo el método 1 el que presenta los peores resultados. El método 3 presenta un error cuadrático medio superior al método 2 si éste se evalúa en toda la simulación, mientras que es ligeramente superior en la zona de velocidades bajas. Esto es debido a que a altas velocidades las referencias de tensión enviadas al PWM no son exactamente iguales a las

tensiones reales, presentando un desfase apreciable, desfase que afecta en menor medida a bajas velocidades.

El método 1 presenta un error cuadrático medio elevado en la zona de funcionamiento a baja velocidad, que se manifiesta en las oscilaciones que muestra la velocidad en la figura 3.64 cuando la referencia es de un décimo de la velocidad nominal.

Método utilizado para determinar las tensiones	Error cuadrático medio baja velocidad	Error cuadrático medio ensayo completo
Método 1	0.1225	0.0370
Método 2	0.0455	0.0177
Método 3	0.0448	0.0474

Tabla 3.4. Error cuadrático medio entre la velocidad real y la estimada en función del método de utilizado para determinar las tensiones.

Por tanto, para una buena estimación de velocidad debería utilizarse preferentemente el método 2 (discretización de los tiempos de encendido de los interruptores), seguido por el método 3 (uso de los valores de referencia) y se desaconseja el método 1 (filtrado analógico).

3.9.3 Influencia de las componentes de continua presentes en las medidas.

Las medidas de corriente y tensión contienen siempre una componente de continua. Esta componente es inevitable y a su magnitud contribuyen desde el mismo sensor utilizado y el circuito analógico de adaptación de la medida hasta el convertidor analógico-digital.

La componente de continua varía con la frecuencia de la señal a medir, con el ruido presente en la misma, con la temperatura, etc, siendo imposible eliminarla mediante filtrado de una manera práctica sin que ello afecte a las características del estimador de velocidad.

Alguno de los estimadores presentados (como por ejemplo el método MRAS basado en el flujo del rotor) requieren de una integración directa de las medidas de tensión y

corriente. Al integrar la componente continua el valor medio de la integral crece (o decrece) de forma continua provocando la deriva del estimador.

El problema se resuelve en la práctica sustituyendo la integral por un filtro paso-bajo. La inclusión del filtro no resuelve el problema completamente, ya que la componente de continua tratada con un filtro paso-bajo queda multiplicada por la ganancia en continua del mismo. Otra solución es realizar un filtrado paso-alto de las variables de entrada, pero, aunque esto elimina la componente de continua, imposibilita la estimación de velocidades bajas.

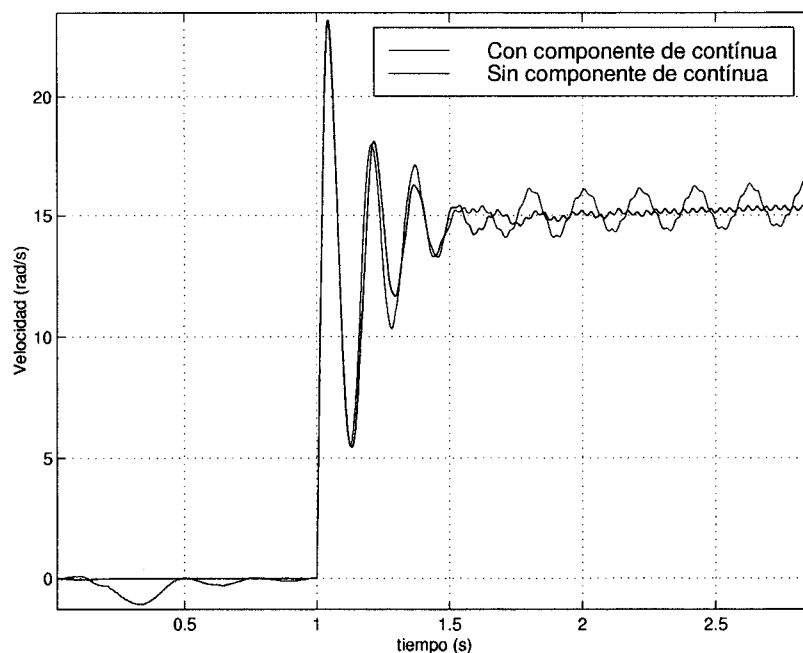


figura 3.65. Efecto de la componente de continua en la estimación de velocidad mediante el método MRAS basado en la fuerza contraelectromotriz.

El estimador MRAS basado en la fuerza contraelectromotriz no requiere de integración en el modelo de referencia y resulta por tanto insensible a priori a la componente de continua en las señales.

Sin embargo, esto no es totalmente cierto. En la figura 3.65 se muestra la respuesta comparativa entre el estimador MRAS basado en la fuerza contraelectromotriz con medidas de corriente sin componente de continua y con una componente de continua de un 2% sobre el rango máximo de medida de las mismas.

El efecto que provoca la componente de continua resulta más apreciable a velocidades bajas y consiste en la presencia de oscilaciones en la estimación [65].

Puede comprobarse que las oscilaciones aumentan en amplitud y disminuyen en frecuencia conforme la velocidad decrece. El sistema puede incluso volverse inestable si las oscilaciones de la velocidad estimada llegan a desfasar 180° de la velocidad real.

Por tanto, debe diseñarse de una forma cuidadosa todos los circuitos y elementos involucrados en la medida de las corrientes y tensiones, para conseguir una componente de continua lo más pequeña posible.

En la referencia [124] la componente de continua de las corrientes se estima calculando la media de los valores máximo y mínimo de las mismas. La componente de continua así calculada se resta posteriormente de las corrientes.

3.9.4 Influencia de los parámetros.

Salvo los estimadores de velocidad basados en fenómenos no lineales, todos los demás, basados en las ecuaciones de estado del motor de inducción dependen en mayor o menor medida de los parámetros del modelo.

El algoritmo MRAS basado en la fuerza contraelectromotriz depende de tres parámetros: R_s , L_σ y τ_r . En este apartado se evaluará la influencia de los mismos en la estimación de velocidad.

La resistencia del estator R_s , aparece en el modelo de referencia del algoritmo (3.11). De esta ecuación se deduce que su efecto es tanto más importante cuanto menor es la tensión y mayor la corriente. Por tanto, cuando el motor funcione a velocidades bajas y con pares elevados, el error cometido en R_s afectará a la estimación.

El ensayo elegido para poner de manifiesto la influencia de R_s en la estimación de velocidad consiste en un escalón de cero al 10% de la velocidad nominal de la máquina seguido de un escalón de par del 50% del nominal (ver figura 3.66).

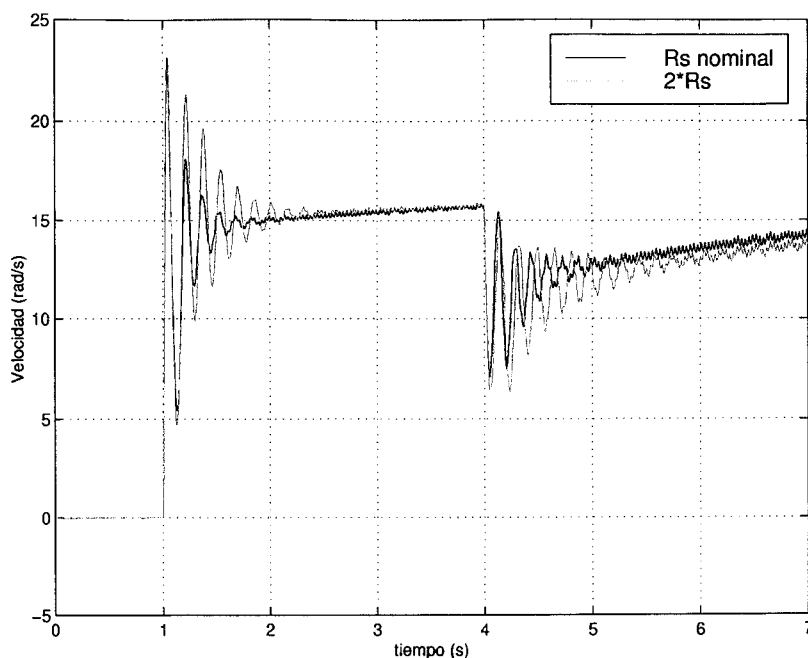


figura 3.66. Efecto del parámetro R_s en la estimación de velocidad mediante el método MRAS basado en la fuerza contraelectromotriz.

Valor de R_s utilizado	Error cuadrático medio en % sobre el nominal
$0.0 \cdot R_s$	4.25 %
$0.5 \cdot R_s$	1.4 %
$1.0 \cdot R_s$	0 %
$1.5 \cdot R_s$	2.11 %
$2.0 \cdot R_s$	12.46 %

Tabla 3.5. Error cuadrático medio en tanto por ciento del nominal en función del valor de R_s utilizado en el algoritmo de estimación de velocidad MRAS basado en la fuerza contraelectromotriz.

En la Tabla 3.5 se recogen los errores cuadráticos medios en tanto por ciento sobre el error cuadrático medio de la simulación realizada con el valor nominal de R_s .

Los valores de la tabla indican que una sobreestimación de R_s da lugar a mayores errores que una estimación por defecto. De todas formas el error cometido por una mala estimación de este parámetro no provoca errores considerables.

El parámetro L_σ aparece en la ecuación del modelo de referencia multiplicando a la derivada de la corriente. Por tanto un error en este parámetro tendrá un efecto mayor en transitorios rápidos y con la máquina funcionando a velocidades elevadas.

El ensayo elegido es el mismo que el utilizado para analizar la influencia del método de integración, pero solo se tendrá en consideración (para lo referente a errores cuadráticos medios) desde el escalón a velocidad nominal en adelante, no considerándose la zona de funcionamiento a baja velocidad, al ser la respuesta en esta zona relativamente independiente de L_σ .

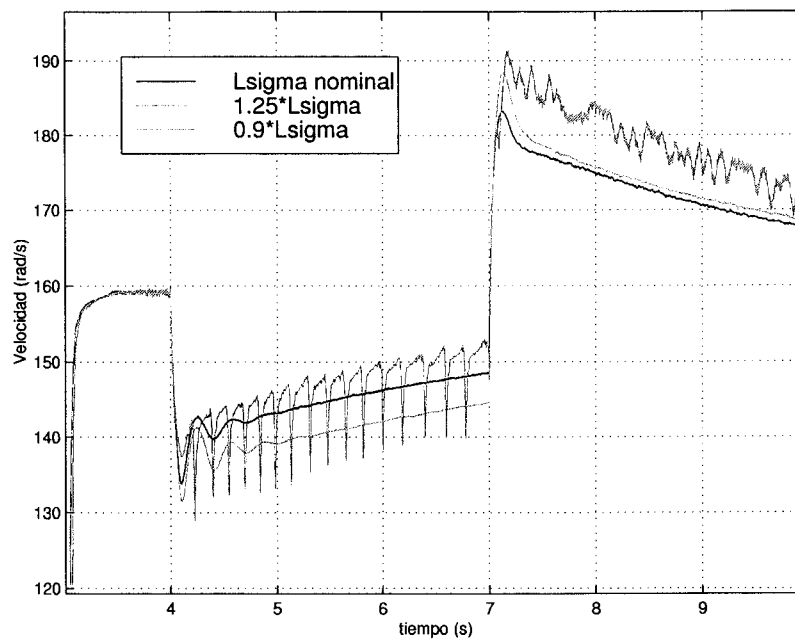


figura 3.67. Efecto del parámetro L_σ en la estimación de velocidad mediante el método MRAS basado en la fuerza contraelectromotriz.

En la figura 3.67 se muestra la representación gráfica de la velocidad real para tres simulaciones realizadas con distintos valores de L_σ . Este parámetro tiene una influencia decisiva en la estabilidad del control de velocidad con estimación de la misma mediante el método MRAS basado en la fuerza contraelectromotriz, pues con valores inferiores a $0.85L_\sigma$ y superiores a $1.5L_\sigma$ el sistema se vuelve inestable.

Para valores inferiores al nominal la dinámica del estimador se ve afectada, no pudiendo responder ante variaciones bruscas de velocidad o par, pues éstas quedan

reflejadas en variaciones rápidas de las corrientes. Estos rápidos transitorios de las corrientes se manifiestan en su derivada, la cual multiplicada por L_σ aparece en el modelo de referencia. Al subestimar L_σ estos transitorios no son tenidos en cuenta en su verdadera magnitud, y la estimación de la velocidad responde más lentamente que la velocidad real provocando el aumento de las oscilaciones durante los transitorios y ocasionalmente la inestabilización del sistema.

Para valores superiores al nominal de L_σ , la fuerza contraelectromotriz estimada a partir del modelo de referencia resulta extremadamente ruidosa. Recuérdese que L_σ multiplica la derivada de las corrientes. El ruido presente en la fuerza contraelectromotriz de referencia aparece en la velocidad estimada. Filtrando adecuadamente ésta con un filtro paso-bajo se solventa el problema, pero a costa de limitar la rapidez de la estimación.

En la Tabla 3.6 se muestran los errores cuadráticos medios en función del valor de L_σ .

Valor de L_σ utilizado	Error cuadrático medio
$0.9 \cdot L_\sigma$	0.0218
$1.0 \cdot L_\sigma$	0.0160
$1.1 \cdot L_\sigma$	0.0522
$1.125 \cdot L_\sigma$	0.1664
$1.5 \cdot L_\sigma$	0.2769

Tabla 3.6. Error cuadrático medio en función del valor de L_σ utilizado en el algoritmo de estimación de velocidad MRAS basado en la fuerza contraelectromotriz.

De los resultados obtenidos se observa que el valor de L_σ resulta decisivo a la hora de obtener un funcionamiento óptimo del estimador de velocidad MRAS basado en la fuerza contraelectromotriz, siendo más crítico utilizar un valor inferior al real que uno superior.

La constante de tiempo del rotor τ_r afecta a las ecuaciones del modelo ajustable (3.12). Además afecta al control vectorial indirecto en la estimación del deslizamiento. Lógicamente, el valor estimado para τ_r será el mismo tanto para el control vectorial indirecto como para la estimación de velocidad, pues no tiene ningún sentido utilizar un

valor distinto. Además, en el apartado 2.7 se explica que al utilizar el mismo valor de τ_r se consigue una perfecta orientación de los ejes en el control vectorial, a pesar de que el valor escogido para τ_r difiera del real.

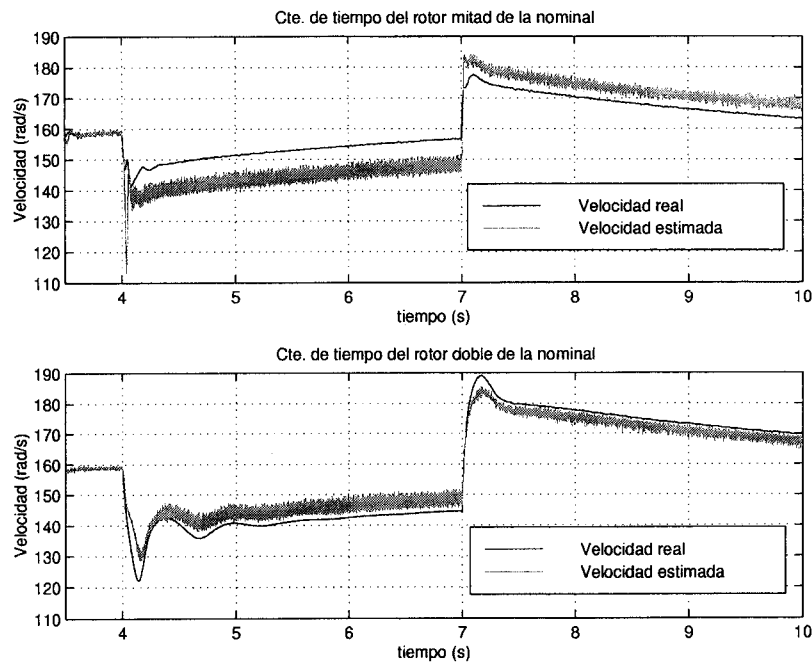


figura 3.68. Efecto del parámetro τ_r en la estimación de velocidad mediante el método MRAS basado en la fuerza contraelectromotriz en condiciones de carga.

El efecto de τ_r sobre la estimación de velocidad es doble. Por un lado, afecta al error entre la velocidad real y la estimada en condiciones de carga, y por otro afecta a la dinámica de la estimación. Con valores de τ_r inferiores al real el estimador presenta una dinámica más rápida y, conforme aumenta el par (en sentido de frenar al motor) la diferencia entre la velocidad real y la velocidad estimada se hace cada vez mayor en sentido positivo. Todo lo contrario ocurre cuando el valor utilizado de τ_r es superior al real.

El error cometido en la estimación como función del par de carga aplicado para varios valores de τ_r se recoge en la simulación mostrada en la figura 3.68. En ésta se muestra la evolución de la velocidad real y la estimada cuando el valor escogido para τ_r es la mitad del nominal (parte superior de la figura) y cuando se escogen un valor de τ_r doble del

nominal (parte inferior de la figura). Obsérvese el diferente signo del error en la estimación.

En la figura 3.69 se muestra la representación gráfica de la velocidad real del motor de inducción al realizar tres simulaciones con tres valores de τ_r diferentes: τ_r nominal, τ_r doble del nominal y τ_r mitad del nominal.

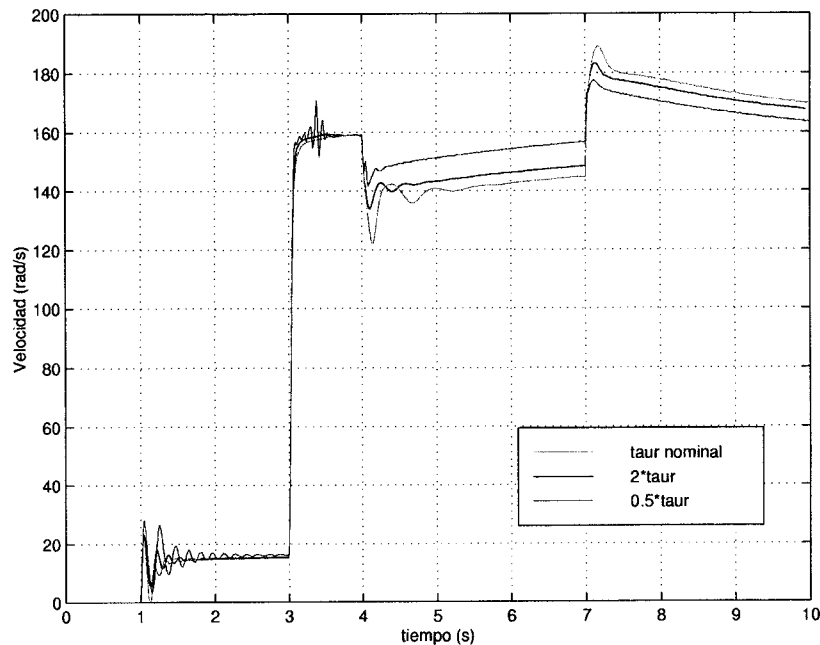


figura 3.69. Efecto del parámetro τ_r en la estimación de velocidad mediante el método MRAS basado en la fuerza contraelectromotriz.

La influencia de τ_r , comentada anteriormente se manifiesta de forma clara en la figura. Con τ_r mitad del nominal, el estimador es más rápido que el sistema real y el error cometido en la estimación de velocidad al aplicar el par nominal provoca que la caída de velocidad real sea menor que en el caso de la simulación con τ_r nominal. Todo lo contrario ocurre en el caso de utilizar un valor de τ_r doble del nominal.

En la Tabla 3.7 se recogen los errores cuadráticos obtenidos del ensayo de la figura 3.69 en función del valor de τ_r escogido para realizar la simulación. Como cabría esperar el error aumenta conforme τ_r se separa del valor nominal.

Valor de τ_r utilizado	Error cuadrático medio
$0.5*\tau_r$	0.0665
$0.75*\tau_r$	0.0266
$1.0*\tau_r$	0.0177
$2.0*\tau_r$	0.0316
$3.0*\tau_r$	0.0429

Tabla 3.7. Error cuadrático medio en función del valor de τ_r utilizado en el algoritmo de estimación de velocidad MRAS basado en la fuerza contraelectromotriz.

3.10 CONCLUSIONES

En este capítulo el Doctorando aporta un análisis comparativo, tanto a nivel de simulación como experimental, sobre varios estimadores de velocidad para motores de inducción. De los resultados obtenidos de las simulaciones y ensayos experimentales se pueden extraer las siguientes conclusiones:

- El mejor algoritmo de estimación a velocidades altas es el basado en el estimador de Luenberger, seguido por los estimadores basados en modelo de referencia adaptativo, exceptuando el método de la potencia reactiva instantánea que, tal como se indica en el apartado 3.5 no estima correctamente cuando el motor opera en la zona de generación.
- La mejor estimación a velocidades bajas la proporcionan los algoritmos MRAS. Sin embargo, el error en la estimación aumenta con el par aplicado.
- El filtro de Kalman extendido resulta extremadamente complejo en cuanto a número de operaciones, y para su uso se requeriría de microprocesadores con una capacidad de cálculo superior a los existentes en la actualidad.
- El estimador en bucle abierto basado en las ecuaciones de estado presenta peores resultados que los basados en MRAS o el estimador de Luenberger, resultando su complejidad del mismo orden que los estimadores MRAS, por lo que se

desaconseja su uso. La velocidad estimada por estos algoritmos presenta una componente de ruido importante, junto a oscilaciones de baja frecuencia.

- La implementación de un estimador de Luenberger resulta aconsejable utilizando un DSP, debido a la complejidad del mismo, siendo excesivamente costoso (en horas de trabajo) y complicado su implementación en un ASIC.
- Los estimadores MRAS son relativamente sencillos y presentan unos resultados aceptables en conjunto, pudiendo ser implementados en DSP o mediante un ASIC.
- El estimador MRAS basado en la fuerza contraelectromotriz no depende de las componentes de continua en las señales medidas (tensión y corriente), por lo que se recomienda su uso en vez del basado en el flujo del rotor.

En el Capítulo 5 se detalla la realización de un circuito ASIC dedicado a la estimación de velocidad, denominado SLESS. El algoritmo implementado es el MRAS basado en la fuerza contraelectromotriz, decisión tomada en base a las conclusiones expuestas.

Para completar la caracterización de los estimadores de velocidad, en el apartado 3.9 el Doctorando aporta un estudio acerca de los efectos causados sobre la estimación de velocidad del método de integración, la medida de la tensión, las componentes de continua y las variaciones de los parámetros. Este estudio se realiza sólo para el estimador MRAS basado en la fuerza contraelectromotriz, que es el método elegido para diseñar el ASIC SLESS. Las conclusiones de este estudio son las siguientes:

- El método de integración a utilizar debe ser escogido en función del tiempo de muestreo y la complejidad del mismo. Para tiempos de muestreo pequeños (menores de $25\mu\text{s}$) se recomienda la aproximación de primer orden por su simplicidad. Para tiempos mayores se recomienda la aproximación de segundo orden.
- Se obtienen mejores resultados en la estimación de velocidad si utilizamos como tensiones valores estimados que valores medidos. La mejor estimación se consigue discretizando los valores de anchura de pulso de las tensiones en múltiplos enteros del tiempo de muestreo.

- La componente de continua en las medidas de corriente (y tensión) genera oscilaciones cuya amplitud y frecuencia aumenta y disminuye respectivamente conforme la velocidad decrece.
- El parámetro que más influye en la estimación de velocidad utilizando el estimador MRAS es L_σ . Valores inferiores al nominal provocan la inestabilización del sistema. Con valores superiores aumenta el ruido presente en la velocidad estimada.
- La influencia de τ_r se hace evidente en condiciones de carga, aumentando el error en la estimación con el par de carga aplicado.
- El parámetro R_s afecta principalmente a velocidades bajas, no siendo su efecto especialmente relevante.

Capítulo 4

CIRCUITO ASIC BASADO EN LÓGICA BORROSA PARA EL CONTROL VECTORIAL INDIRECTO DE MOTORES DE INDUCCIÓN

Índice

4.1	Introducción.....	138
4.2	Descripción del circuito integrado.....	141
4.3	Simulaciones.....	165
4.4	Resultados experimentales.....	172
4.5	Conclusiones.....	183

4.1 INTRODUCCIÓN

Los motores de inducción son ampliamente utilizados en la actualidad gracias a su estructura simple y robusta, siendo mínimas las necesidades de mantenimiento.

Sin embargo, el control de la velocidad de giro de un motor de inducción no es una tarea simple. El motor de inducción es un sistema complejo y no lineal, con parámetros que varían con la temperatura, la saturación de la máquina, la frecuencia de giro, etc. Los efectos de acoplamiento entre las fases del estator y el rotor, con coeficientes de acoplamiento que varían con la posición del rotor, provocan un fuerte acoplamiento entre el par y el flujo, dificultando su control [12] [120].

Los controles tensión/frecuencia tradicionalmente aplicados al motor de inducción están siendo reemplazados por el control vectorial en tal medida que, el control vectorial se ha convertido en un estándar en la actualidad. La amplia expansión que ha experimentado esta técnica está ligada a la rápida evolución en la potencia de cálculo de los procesadores digitales de señal y al acercamiento del desarrollo de los circuitos de aplicación específica (ASIC) a las empresas.

Las técnicas de control vectorial han sido desarrolladas para simplificar el control de velocidad de un motor de inducción, de forma que éstos puedan ser controlados de forma análoga al motor de continua de excitación independiente.

Esta técnica utiliza dos lazos de control, uno interno que regula la corriente y otro externo que controla la velocidad. Con ella se consigue desacoplar y controlar independientemente el par y el flujo. Para conseguir desacoplar estas variables, se requiere una información exacta de la posición del flujo del rotor y un ajuste instantáneo e inmediato de las corrientes del estator a sus referencias.

El control vectorial indirecto utiliza una estimación de la velocidad de deslizamiento ω_{sl} para desacoplar las componentes de corriente, para lo que es necesario el conocimiento de la constante de tiempo del rotor τ_r . El control vectorial directo, por el contrario, utiliza sensores para el flujo u una estimación del mismo. Para cualquier tipo de control vectorial,

es necesario conocer los parámetros de la máquina de inducción que, como ya se ha comentado varían con el tiempo, lo que implica que el control vectorial es altamente dependiente de los parámetros del motor. Esto obliga a usar controladores robustos. Recientemente se han propuesto controles adaptativos, técnicas *sliding-mode* y controladores borrosos y neuronales.

Los controladores borrosos, propuestos inicialmente por L.A. Zadeh han recibido en los últimos años una especial atención. La sencilla forma de definir un controlador borroso mediante reglas, que a su vez presentan un significado físico obvio, ha ayudado a la expansión de esta técnica. Cuando se usa para el control de sistemas no lineales, como el motor de inducción, esta estrategia de control presenta mejores resultados que los obtenidos con controladores clásicos, ofreciendo mayor robustez frente a cambios en los parámetros y perturbaciones externas. Uno de los principales problemas del uso del control borroso es su implementación física, ya que generalmente, requiere el uso de poderosos sistemas de cálculo en tiempo real.

En el presente capítulo se describe un circuito de aplicación específica ASIC desarrollado para el control vectorial indirecto de motores de inducción mediante lógica borrosa [88][89][90].

El circuito se diseñó para su aplicación en tráfico vertical. En el mercado de los ascensores, los motores operan de una forma especial. A diferencia de otras aplicaciones donde la velocidad de giro se mantiene cercana a la nominal, en un ascensor el motor opera desde velocidad cero a la nominal y viceversa, tanto con velocidades negativas como positivas. Dado que un control preciso de la velocidad y el par se traduce directamente en sensación de confort en la cabina del ascensor, tradicionalmente se han usado motores de continua en esta aplicación.

Por las ventajas comentadas anteriormente del motor de inducción, el desarrollo de un ASIC que permita un control vectorial de un motor de inducción de elevadas prestaciones es una solución más robusta y ofrece mejores prestaciones que la usada tradicionalmente en el sector industrial del tráfico vertical.

4.2 DESCRIPCIÓN DEL CIRCUITO INTEGRADO

4.2.1 Funcionalidad Básica

El circuito ASIC se encarga de realizar las siguientes tareas de manera independiente o conjunta según se programen sus distintos modos de funcionamiento:

1. Adquisición de las intensidades trifásicas.
2. Adquisición de la velocidad y de la posición relativa.
3. Protección de las intensidades trifásicas.
4. Control Borroso de velocidad.
5. Control Vectorial Indirecto.
6. Control de las intensidades trifásicas.
7. Generación trifásica de señales PWM.
8. Interface con el microprocesador.

El sistema completo, junto con su conexión exterior, se muestra en la figura 4.3, mientras que en la figura 4.4 se muestra el diagrama de bloques del circuito.

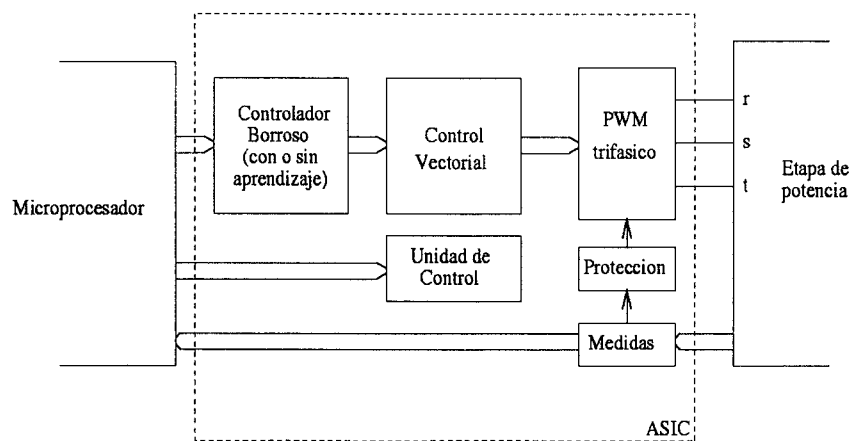


figura 4.3. Esquema general del circuito.

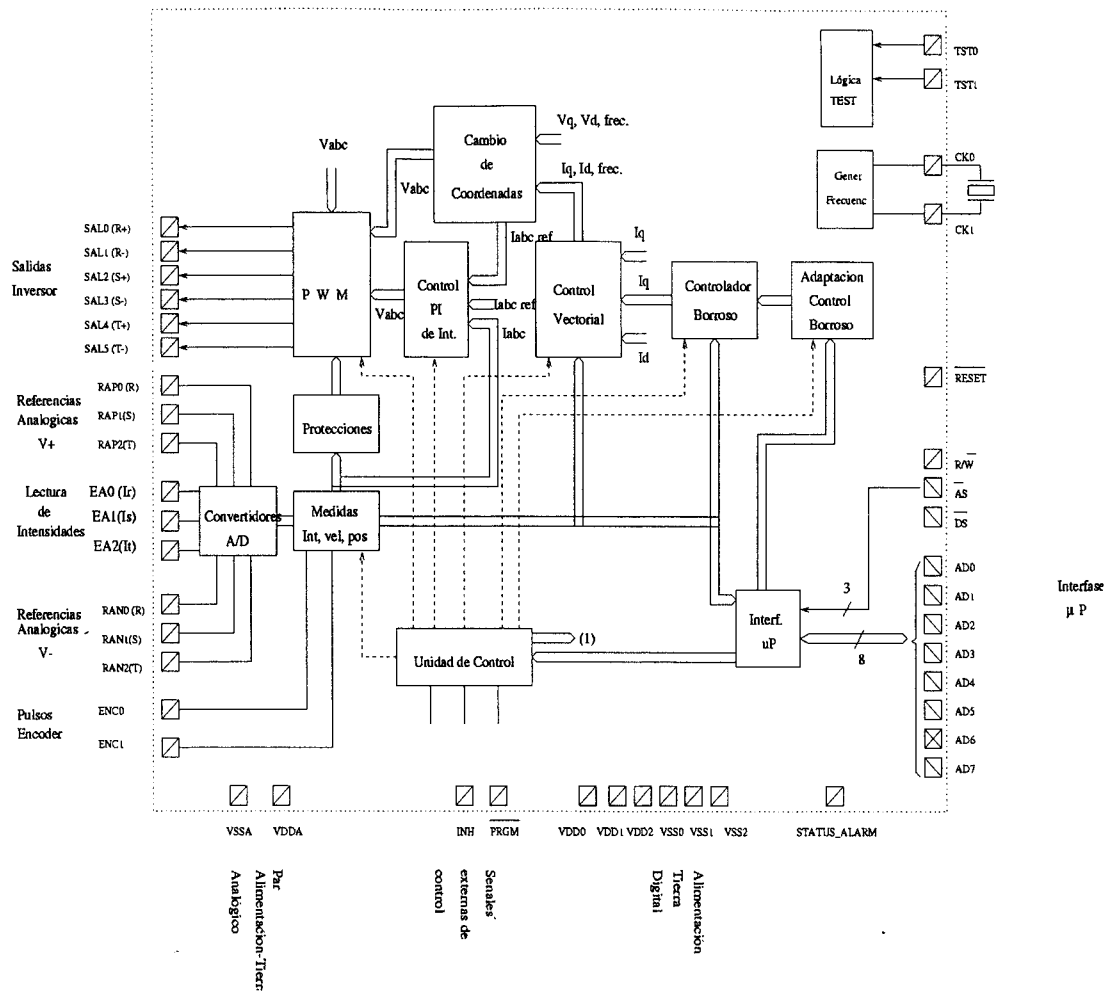


figura 4.4. Diagrama de bloques del circuito.

4.2.2 Partes del ASIC con funcionamiento independiente.

El ASIC está constituido por ocho bloques funcionales (mostrados en la figura 4.5) que, utilizando las banderas asociadas al denominado *registro de unión de bloques*, pueden combinarse de diferentes formas para definir el modo de funcionamiento del sistema.

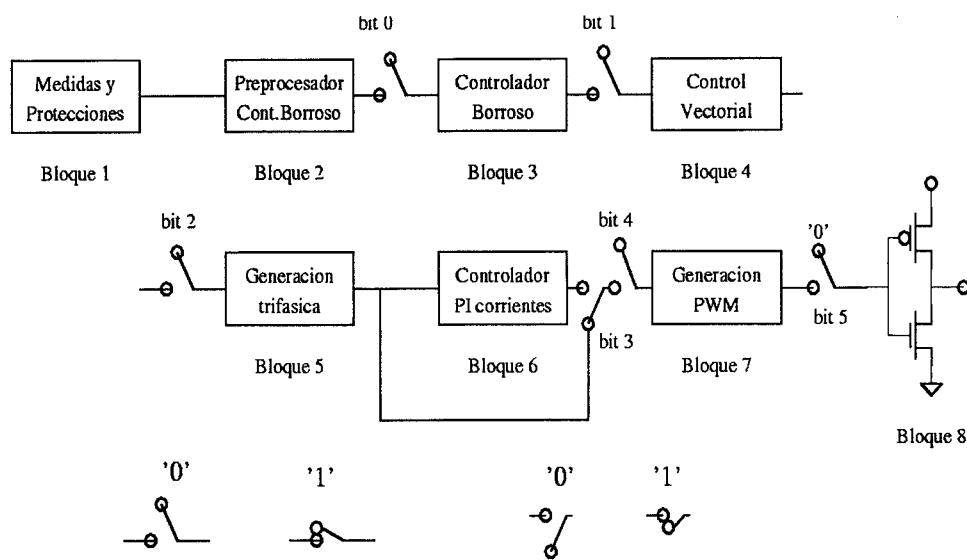
Las tareas básicas efectuadas en el ASIC pueden enumerarse de la siguiente forma:

1. Interfaz externa: Medidas de corriente e interfaz paralelo de comunicaciones.
2. Control Vectorial Indirecto.

- A. Medida de velocidad y posición mediante el tacómetro digital incorporado en el ASIC.
 - B. Bucle interno de control de corrientes incluyendo un generador PWM.
 - C. Bucle externo de control de velocidad o posición mediante un controlador basado en lógica borrosa.
3. Protecciones integradas para evaluar el funcionamiento normal del sistema.

En los apartados sucesivos se hará una descripción detallada del funcionamiento de cada tarea.

El ASIC, tiene por tanto, un carácter de coprocesador de un microprocesador, y en función de las necesidades, puede realizar desde una simple generación de señales PWM sin realimentar, hasta el control borroso con autoaprendizaje, todo ello en función de las prestaciones que se quieran dar al producto final.



Bits de programación del registro de unión de bloques (H01)

figura 4.5. Partes del ASIC con funcionamiento independiente.

En función del estado de los interruptores de la figura 4.5, AVANTRON puede ser programado de diferentes formas para desarrollar las siguientes funciones según de las necesidades del usuario:

1. Generador trifásico de tensión PWM.
2. Generador trifásico de corrientes PWM.
3. Controlador tensión/frecuencia.
4. Control vectorial indirecto.
5. Control borroso de posición o velocidad.

4.2.3 Medidas de corriente e interfaz paralelo de comunicaciones

Para programar los diferentes registros internos del ASIC, éste incluye un interfaz paralelo de 8 bits compatible con el protocolo ST9 de SGS-Thomson.

AVANTRON posee 53 registros internos, que disponen de un número de bits variable y que permiten configurar el modo de funcionamiento del ASIC, así como todos los parámetros y variables necesarios para el correcto funcionamiento de cada uno de los bloques del mismo.

Además, con el fin de programar las reglas para el controlador borroso incorporado en el ASIC, éste posee una RAM interna con 256 registros de 12 bits.

Dado que con los 8 bits del bus de comunicaciones sólo es posible acceder a 256 posiciones de memoria, para permitir el acceso en memoria tanto a los registros internos como a la memoria RAM, el ASIC cuenta con paginación de memoria.

Para las medidas de las corrientes del estator del motor de inducción, necesarias para cerrar el lazo interno de control de corrientes, el ASIC dispone de tres convertidores analógico-digitales integrados de 10 bits de precisión y 10 μ s de tiempo de conversión.

4.2.4 Control Vectorial Indirecto y cambio de coordenadas

El algoritmo del control vectorial indirecto, el cambio de coordenadas y el control de corrientes han sido implementados mediante una estructura *data-path*. Las operaciones se resuelven mediante un sumador de 18+18 bits y un multiplicador de 14x10 bits, ambos implementados en el ASIC.

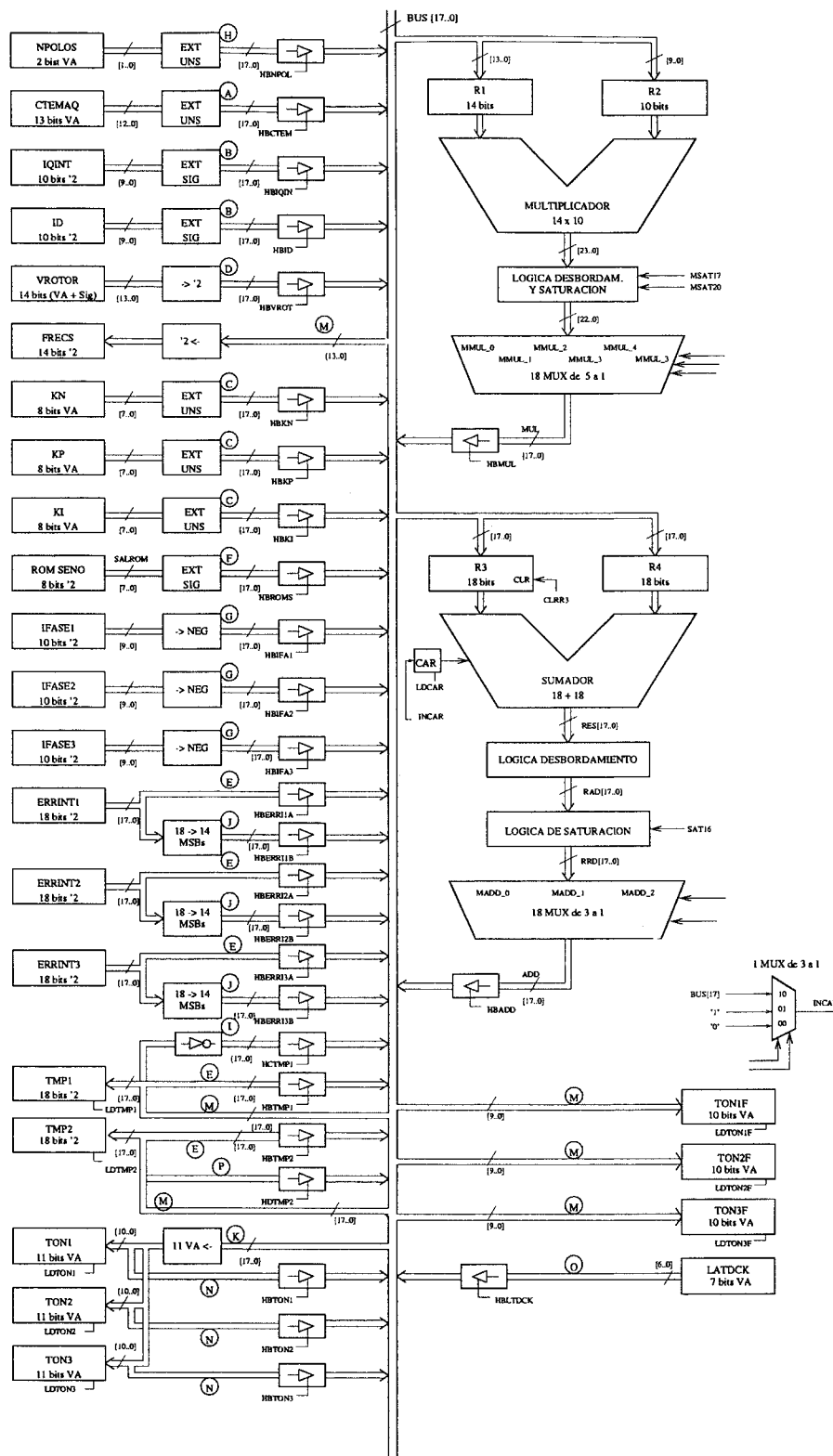


figura 4.6. Diagrama de bloques del *datapath* implementado en AVANTRON para realizar el control vectorial y el control de corrientes.

En la figura 4.6 se muestra el diagrama de bloques del *datapath* implementado. Todas las operaciones de control del mismo han sido resueltas mediante una máquina de estados

secuencial. Esta máquina de estados controla todas las transferencias entre registros, las operaciones de suma o resta y multiplicación, la selección de las saturaciones, etc.

La complejidad inherente al *datapath* y la máquina de estados queda manifiesta no sólo por su estructura, sino por el ingente esfuerzo realizado a la hora de transformar las ecuaciones en coma flotante que describen los algoritmos de control vectorial y control de corrientes a operaciones con números enteros. Téngase en cuenta que al realizar una operación de suma o multiplicación, el diseñador debe elegir de entre los bits del resultado cuáles serán los empleados en la siguiente operación de forma que los bits despreciados no afecten considerablemente al resultado final. Para tomar este tipo de decisiones el diseñador ha de comprobarlas mediante simulaciones.

Las entradas para el control vectorial indirecto son la corriente de par de referencia i_q^* , la corriente de flujo de referencia i_d^* y la velocidad mecánica de giro ω_m . La corriente i_q^* puede obtenerse de dos formas. Si está activado el controlador borroso, será la salida de éste la que se conecte con i_q^* . En caso contrario, deberá ser programada desde el exterior, permitiendo la implementación externa de un algoritmo de control de velocidad diferente al controlador borroso incorporado. En cuanto a ω_m , ésta es medida internamente por el ASIC mediante el tacómetro digital incorporado.

La salida del bloque de control vectorial es el ángulo θ_e , necesario para realizar el desacoplo, y que se obtiene mediante la integración de la frecuencia eléctrica según la expresión:

$$\theta_e = \int \omega_e \cdot dt = \int \left[P \cdot \omega_m + i_q^* \cdot \left(\frac{1}{\tau_r \cdot i_d^*} \right) \right] \cdot dt \quad (4.1)$$

donde P es el número de pares de polos y τ_r la constante de tiempo del rotor. El factor $1/\tau_r i_d^*$ debe ser configurado en uno de los registros internos del ASIC antes de que empiece a controlar el sistema.

Para su implementación en la estructura *datapath* la ecuación anterior ha de realizarse mediante operaciones con números enteros. Teniendo en cuenta que el registro que

almacena la velocidad del rotor está en centésimas de hertzio y que la corriente i_q^* se almacena en un registro de 10 bits cuyo valor máximo I_{max} se corresponde con el fondo de escala del convertidor analógico-digital, la frecuencia eléctrica en centésimas de hertzio puede expresarse como:

$$[\omega_e]_{14} = [P]_2 \cdot [\omega_m]_{14} + \frac{1}{\tau_r i_d^*} \cdot \frac{100 \cdot I_{max}}{2\pi \cdot 2^9} \cdot [I_q^*]_{10} = [P]_2 \cdot [\omega_m]_{14} + K_m \cdot [I_q^*]_{10} \quad (4.2)$$

dónde los valores entre corchetes expresan el contenido de un registro, siendo el subíndice el tamaño del mismo en número de bits. Si se evalúa la constante K_m para motores en el rango de 2CV hasta 100CV (cuyas características eléctricas pueden observarse en la Tabla 4.2) se observa que para motores de potencia elevada resulta un número excesivamente pequeño, incluso menor que la unidad. Por tanto, para poder almacenarlo en un registro sin cometer un error apreciable, ha de multiplicarse por un factor que debe ser múltiplo de dos. Se utiliza pues, un registro de 14 bits para almacenar el valor:

$$[K_{maq}]_{14} = \frac{200 \cdot I_{max}}{\pi} \cdot \frac{1}{\tau_r i_d^*} = 2^{11} K_m \quad (4.3)$$

Con esta elección (4.2) queda:

$$[\omega_e]_{14} = \frac{1}{2^2} \left(2^2 \cdot [P]_2 \cdot [\omega_m]_{14} + \frac{[K_{maq}]_{14} \cdot [I_q^*]_{10}}{2^9} \right) \quad (4.4)$$

La expresión anterior ya puede implementarse en la estructura *datapath* del ASIC, teniendo en cuenta que las multiplicaciones y divisiones por factores múltiplos de dos se resuelven mediante desplazamientos lógicos. También han de tenerse en cuenta los posibles desbordamientos y saturaciones en las operaciones de suma y multiplicación, ambos resueltos por los bloques lógicos situados a la salida del sumador y multiplicador en la figura 4.6.

El valor $[\omega_e]$ obtenido ha de integrarse para obtener el ángulo eléctrico θ_e necesario para el cambio de coordenadas. Para realizar esta operación se utiliza el circuito cuyo diagrama de bloques se muestra en la figura 4.7.

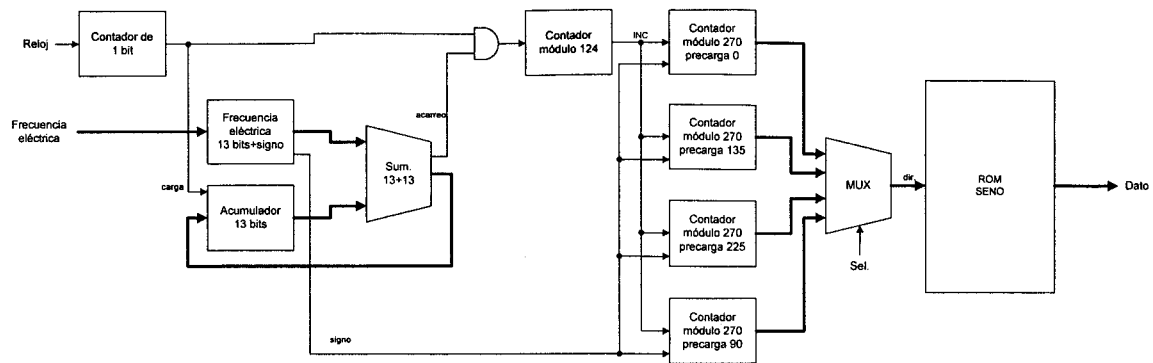


figura 4.7. Diagrama de bloques del circuito dedicado a la integración de la frecuencia eléctrica y cálculo del seno del ángulo eléctrico.

El valor de la frecuencia eléctrica $[\omega_e]$ se va acumulando a la salida del sumador a una frecuencia que es la mitad de la del reloj del ASIC. El acarreo del sumador (bit 14 de la suma) se utiliza como entrada para un contador que produce un pulso de salida (señal *INC*) cada 125 pulsos de acarreo. De esta forma, el periodo de la señal *INC* es:

$$T_{INC} = 125 \cdot \frac{2^{13}}{[\omega_e]_{14}} \cdot \frac{2}{f_{clk}} = 125 \cdot \frac{2^{13}}{100 \cdot \omega_e} \cdot \frac{2}{11059200} = \frac{1}{540 \cdot \omega_e} \quad (4.5)$$

dónde ω_e está en hertzios y $f_{clk} = 11059200Hz$ es la frecuencia del reloj del ASIC.

El ángulo θ_e obtenido por integración de la frecuencia eléctrica es la entrada para el módulo encargado de realizar el cambio de coordenadas. Con este cambio de coordenadas se obtienen las tres corrientes de referencia a inyectar en la máquina de inducción trifásica I_a^* , I_b^* e I_c^* a partir de las corrientes de referencia en coordenadas dinámicas i_d^* e i_q^* . Las ecuaciones que deben efectuarse son:

$$\begin{aligned} I_a^* &= i_q^* \text{sen}(\theta_e + \pi/2) + i_d^* \text{sen} \theta_e \\ I_b^* &= i_q^* \text{sen}(\theta_e - \pi/6) + i_d^* \text{sen}(\theta_e - 2\pi/3) \\ I_c^* &= -(I_a^* + I_b^*) \end{aligned} \quad (4.6)$$

El cambio de coordenadas descrito por la ecuación anterior se obtiene de aplicar el cambio de ejes *dq* dinámicos a ejes *dq* estáticos y de éstos a ejes trifásicos. Se ha expresado

en función de la operación seno en vez de la clásica con senos y cosenos para poder implementarlo todo en una sola tabla que a partir del ángulo obtenga el seno del mismo.

En la ecuación (4.5), la señal *INC* se utiliza como entrada de cuatro contadores de módulo 270 que incrementan o decrementan su contenido en función del signo de la frecuencia eléctrica. Estos contadores almacenan los ángulos θ , $\theta + \pi/2$, $\theta - \pi/6$ y $\theta + \pi/3$, y van barriendo una ROM interna de 8 bits con el contenido, en complemento a dos, del seno.

Dado que la frecuencia de la señal *INC* es 540 veces la de la frecuencia eléctrica, la tabla de la ROM del seno contiene la onda senoidal entre $-\pi/2$ y $\pi/2$ en 270 posiciones de memoria. Una lógica adicional incluida en los contadores deduce la onda en el resto del periodo. La elección del tamaño de la ROM, de forma que sea divisible por la frecuencia de reloj del ASIC, proporciona una mayor precisión en la integración de la frecuencia eléctrica.

Las operaciones involucradas en la expresión (4.6) se realizan en el *datapath* incluido en el ASIC. La discretización en aritmética de números enteros realizada es:

$$\begin{aligned}
 2^7 \cdot [I_a^*]_{10} &= \left([I_q^*]_{10} \cdot \left[\text{sen} \left(\theta_e + \frac{\pi}{2} \right) \right]_8 + [I_d^*]_{10} \cdot \left[\text{sen} \theta_e \right]_8 \right) \\
 2^7 \cdot [I_b^*]_{10} &= \left([I_q^*]_{10} \cdot \left[\text{sen} \left(\theta_e - \frac{\pi}{6} \right) \right]_8 + [I_d^*]_{10} \cdot \left[\text{sen} (\theta_e - 2\pi/3) \right]_8 \right) \\
 2^7 \cdot [I_c^*]_{10} &= - \left(2^7 \cdot [I_a^*]_{10} + 2^7 \cdot [I_b^*]_{10} \right)
 \end{aligned} \tag{4.7}$$

Las tres salidas de este módulo $[I_a^*]$, $[I_b^*]$ e $[I_c^*]$, son las entradas, bien para el bloque de control interno de corriente (si se desea un control en corriente), bien par el generador de PWM (si se desea un control en tensión) previo escalado para determinar los tiempos de encendido de los interruptores.

4.2.5 Medida de velocidad y posición

En la literatura pueden encontrarse diversos métodos para la medida de la velocidad mecánica de giro. Los tacómetros digitales determinan la velocidad calculando la

frecuencia de un tren de pulsos provenientes de un *encoder* acoplado al eje del motor. Los métodos para extraer la información de la velocidad a partir del tren de pulsos del *encoder* son extensamente detallados en [102]. Dos métodos son comúnmente usados:

1. La velocidad se obtiene del tiempo transcurrido entre pulsos sucesivos del *encoder*.
2. La velocidad se obtiene contando el número de pulsos del *encoder* acaecidos durante un tiempo fijo.

El primer método presenta una precisión en la medida mayor que el segundo, si se utiliza una frecuencia de reloj para contar el tiempo suficientemente elevada, y la medida de velocidad se obtiene con menor retraso. Por el contrario a velocidades reducidas se hace necesario contar un número de ciclos de reloj elevado al ser normalmente la frecuencia del mismo de decenas de megahertzios (lo cual es necesario para obtener una precisión aceptable en la medida a altas velocidades). Esto obliga a disponer de un registro con un número de bits alto, lo que es poco eficiente en área.

El segundo método, por el contrario, no precisa de un registro contador de un número elevado de bits. Diferentes técnicas basadas en los métodos anteriores han sido propuestas para obtener una elevada precisión y una rápida respuesta en la medida.

En [33] y [8] se propone medir el tiempo transcurrido entre un número de pulsos de *encoder* K variable. Seleccionando un valor óptimo de K , en función del intervalo de velocidad en que se encuentre la medida previa de la misma, es posible mantener la precisión y el tiempo necesario para la medida dentro de unos límites previamente establecidos.

En AVANTRON se utiliza un método similar capaz de cubrir un amplio rango de velocidad (de 0 a ± 82 Hz) manteniendo el error absoluto en la medida por debajo de 0.015 Hz. El número de pulsos por vuelta del *encoder* utilizado puede ser programado en un registro interno del ASIC, desde 300 a 2048.

La velocidad se mide a través de los dos trenes de pulsos incrementales provenientes del *encoder*, el cual tiene m marcas equidistantes en la circunferencia. Mediante el desfase de los dos trenes de pulsos se obtiene el sentido de giro (ver figura 4.8).

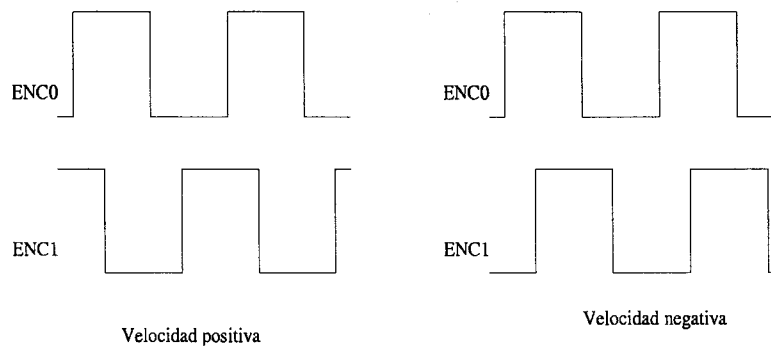


figura 4.8. Sentido de la velocidad.

Básicamente el circuito implementado realiza la siguiente operación:

$$\omega = \frac{f_{clk} \cdot K}{m \cdot C_b} \quad (4.8)$$

Siendo f_{clk} la frecuencia del reloj del ASIC en Hz , C_b el número de pulsos de reloj contados en K periodos de pulsos del *encoder* y m el número de pulsos por vuelta del *encoder* utilizado. El error absoluto obtenido mediante este método en la medida de velocidad puede expresarse como sigue:

$$|\Delta\omega| = \frac{\omega\Delta C_b}{\Delta C_b + \frac{f_{clk}K}{m\omega}} \cong \frac{m\omega^2\Delta C_b}{Kf_{clk}} \quad (4.9)$$

Mientras que el relativo resulta:

$$\left| \frac{\Delta\omega}{\omega} \right| = \frac{\Delta C_b}{\Delta C_b + \frac{f_{clk}K}{m\omega}} \cong \frac{m\omega\Delta C_b}{Kf_{clk}} \quad (4.10)$$

Se observa de ambas expresiones, que eligiendo convenientemente K en función de ω es posible mantener por debajo de un límite preestablecido bien el error absoluto, bien el error relativo. Por el contrario, el tiempo de conversión en la medida resulta:

$$t_{conv} = \frac{K}{m\omega} \tag{4.11}$$

Es decir, aumenta con el valor de K . En la figura 4.9 se representa el error absoluto obtenido con AVANTRON para diferentes tipos de *encoders*, mientras que en la figura 4.10 se muestra el tiempo de conversión en la medida de velocidad. En AVANTRON se ha seguido el criterio de diseño de mantener el error absoluto por debajo de 0.01 Hz. Los valores obtenidos para K se muestran en la Tabla 4.1.

ω (velocidad)	valor de K
$\omega < 2$	1
$2 < \omega < 8$	2
$8 < \omega < 20$	8
$20 < \omega < 29$	16
$29 < \omega < 42$	32
$\omega > 42$	64

Tabla 4.1. Valores de K para la medida de la velocidad.

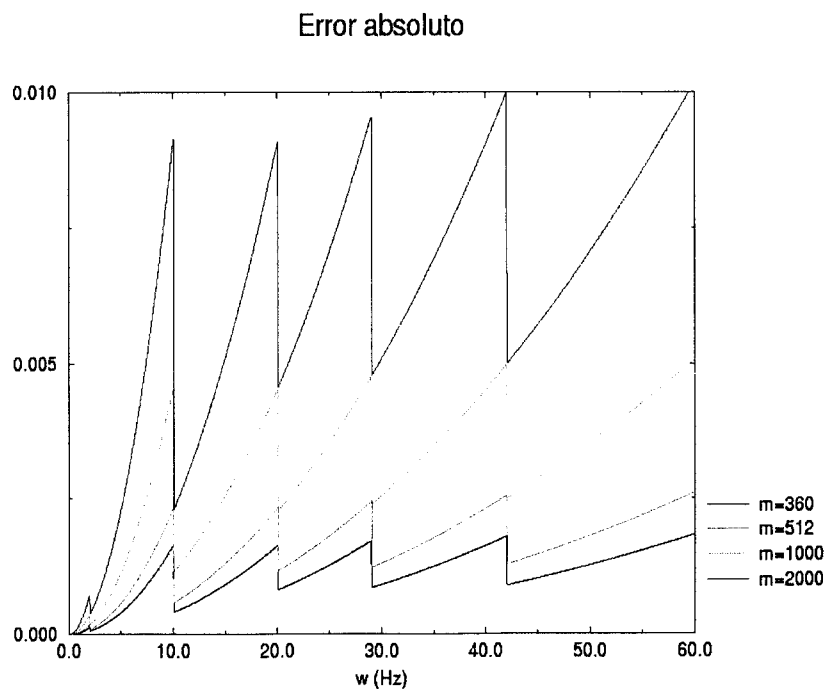


figura 4.9. Error absoluto en función de la velocidad para diferentes valores de m .

Tiempo de conversión

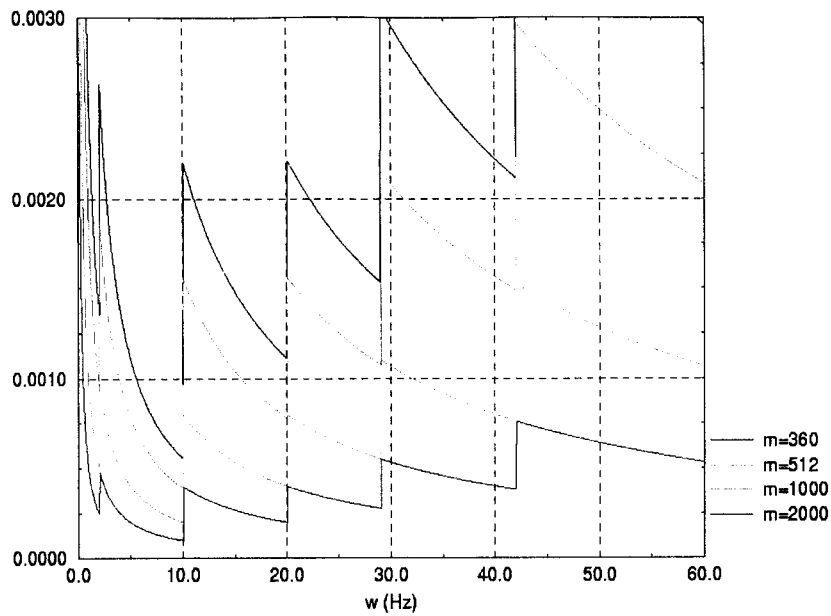


figura 4.10. Tiempo de conversión en la medida para diferentes valores de m .

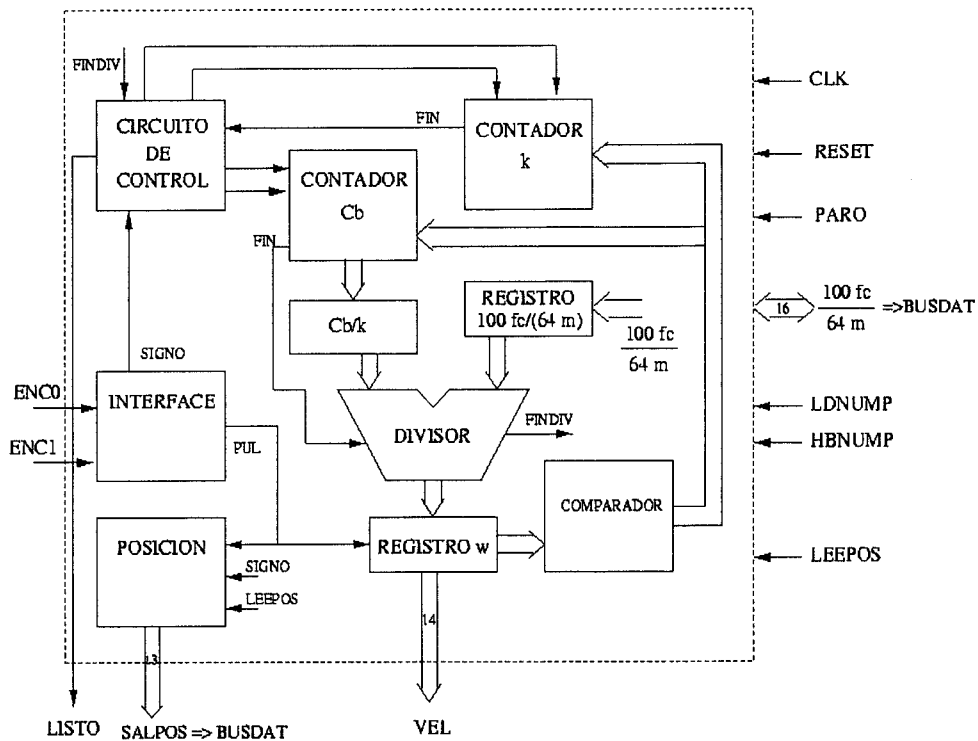


figura 4.11. Diagrama de bloques del circuito de medida de velocidad y posición.

El diagrama de bloques del circuito de medida de velocidad y posición implementado en AVANTRON se muestra en la figura 4.11. El tacómetro de velocidad está compuesto de los siguientes bloques:

1. Interfaz. Ha sido diseñada utilizando lógica discreta. Una máquina de estados, análoga a la descrita en [33], es utilizada para filtrar las entradas de pulsos provenientes del *encoder* y para determinar el sentido de giro.
2. Contador C_b . Básicamente es un contador de ciclos de reloj de N-bits. El número de bits de este contador se establece mediante programación, entre un mínimo de 16 y un máximo de 20, para aumentar el rango de medida a bajas velocidades.
3. Cálculo de K . Este bloque genera automáticamente el valor del número de periodos de pulsos de *encoder* a contar para mantener el error absoluto por debajo de 0.01 Hz, como se muestra en la Tabla 4.1 y en la figura 4.10.
4. Bloque divisor. Realiza la división necesaria para determinar el valor de la velocidad a partir del valor de C_b y el número de pulsos por vuelta del *encoder* utilizado según (4.8). La división se realiza por aproximaciones sucesivas, obteniéndose como resultado la velocidad mecánica con una precisión de 14 bits.
5. Bloque de medida de posición. Es un contador de 13 bits creciente/decreciente. El sentido de la cuenta es determinado por el signo de la velocidad mecánica.

4.2.6 Bucle interno de control de corrientes y PWM.

El módulo de control vectorial y cambio de coordenadas genera las referencias de corriente, I_a^* , I_b^* e I_c^* , que serán las entradas del lazo interno de control de las mismas. Como se ha comentado anteriormente, es posible configurar AVANTRON para que desempeñe un control de corrientes PWM con las corrientes de referencia generadas por el control vectorial (o programadas externamente) o un control tensión/frecuencia. Además, es posible imponer directamente las tensiones de referencia del PWM. Todas las diferentes posibilidades se recogen esquemáticamente en la figura 4.12

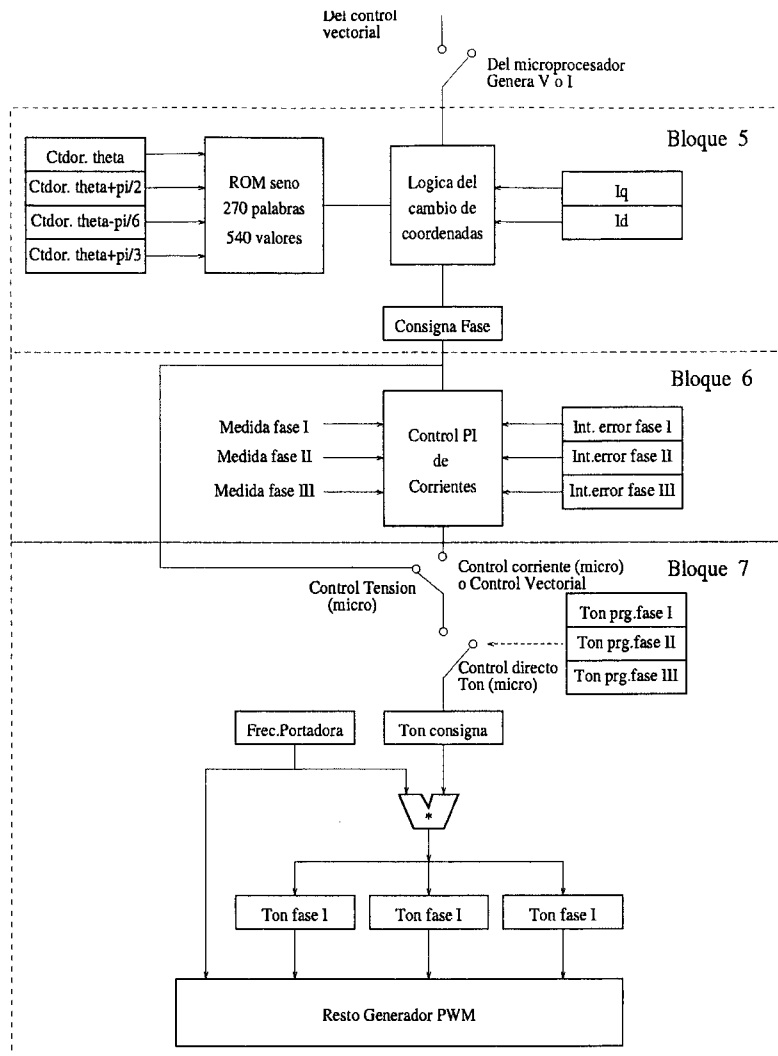


figura 4.12. Diagrama de bloques que muestra los diferentes tipos de control (en corriente o tensión-frecuencia)

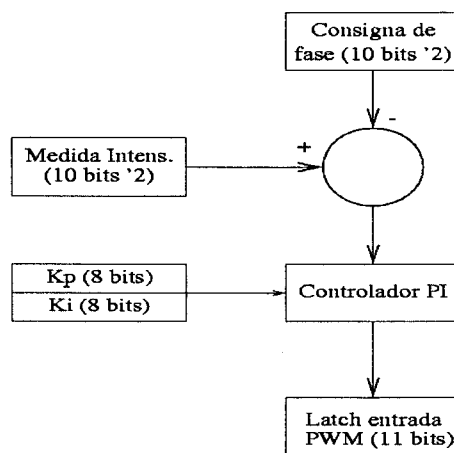


figura 4.13. Bucle interno del controlador del bucle interno de corriente

En la figura 4.13 se muestra el diagrama de bloques del bucle interno de control de corrientes. Este bloque se aplica de manera secuencial a cada una de las fases. Como se aprecia en la figura 4.13, se compara la consigna de fase que proporciona el generador trifásico de valores senoidales, con la medida de la corriente de cada fase. La diferencia entre ambos valores es la entrada de un controlador PI (con constantes programables) que genera a la salida el valor del periodo de la onda PWM. Las operaciones involucradas pueden expresarse (para la fase a) como sigue:

$$e = I_a^* - I_a \quad (4.12)$$

$$V_a^* = K_p \cdot e + K_I \int e \cdot dt$$

dónde I_a es la corriente de la fase a medida por el convertidor analógico-digital, I_a^* es la corriente de referencia de la fase a salida del módulo de cambio de coordenadas, K_p y K_I las constantes proporcional e integral respectivamente, y V_a^* la tensión de referencia de la fase a .

Las operaciones anteriores se resuelven para cada fase mediante la estructura *datapath* mostrada en la figura 4.6. Para ello han de convertirse a aritmética mediante números enteros en la forma:

$$\begin{aligned} [e]_{10} &= ([I_a^*]_{10} - [I_a]_{10}) \\ [\int e]_{18} &= [\int e]_{18} + [K_N]_8 \cdot [e]_{10} \end{aligned} \quad (4.13)$$

$$2^8 \cdot [V_a^*]_{10} = [K_P]_8 \cdot [e]_{10} + \frac{1}{2^6} \left(\frac{[\int e]_{18}}{2^4} \cdot [K_I]_8 \right)$$

dónde $[K_N]$ es una constante que permite ajustar el tiempo de muestreo de la integración del error. Para las otras dos fases se efectúan unos cálculos análogos.

Los valores de tensión de referencia obtenidos han de ser escalados de acuerdo con la frecuencia del PWM para convertirlos en tiempos de encendido de los interruptores de potencia.

La portadora del PWM es una onda triangular cuya frecuencia puede ser programada entre 5kHz y 43kHz. El diagrama de bloques del PWM implementado en el ASIC se muestra en la figura 4.14. La onda portadora es generada por un contador creciente-decreciente a la frecuencia del reloj. Este contador evoluciona desde cero hasta un valor máximo dado por:

$$C_{max} = 8 \cdot [LATDCK]_7 \quad (4.14)$$

dónde $[LATDCK]$ es el contenido de un registro de siete bits en el que el usuario puede programar la frecuencia deseada de la portadora del PWM.

En función del valor de $[LATDCK]$, el tiempo de encendido del interruptor de potencia para la fase a se obtienen de la tensión de referencia $[V_a^*]$ según:

$$[T_{on_a}]_{10} = \frac{[V_a^*]_{10} \cdot [LATDCK]_7}{2^7} + 2^9 \quad (4.15)$$

Los tiempos de encendido para las fases b y c se obtienen de forma análoga.

El circuito PWM compara los valores de los tiempos de encendido con el valor actual del contador que genera la portadora. Una máquina de estados por cada fase se encarga de generar los tiempos muertos y filtrar los pulsos de disparo con una anchura menor a un valor programado. En la figura 4.15 se muestran los pulsos de disparo para una fase del inversor con los tiempos muertos.

El valor del ancho de pulso a suprimir es programable externamente entre 0 y $3\mu s$, mientras que los tiempos muertos se programan de forma independiente para transiciones apagado/encendido y encendido/apagado entre 0 y $6\mu s$.

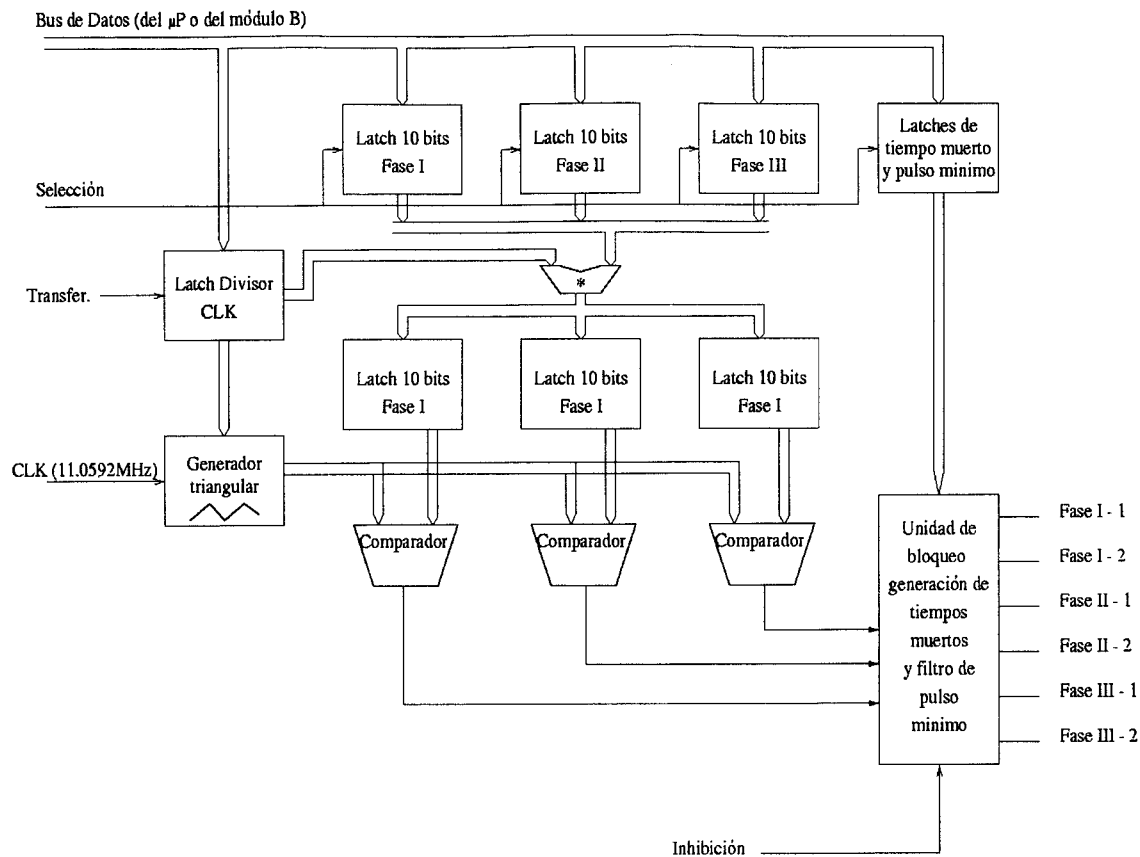


figura 4.14. PWM trifásico.

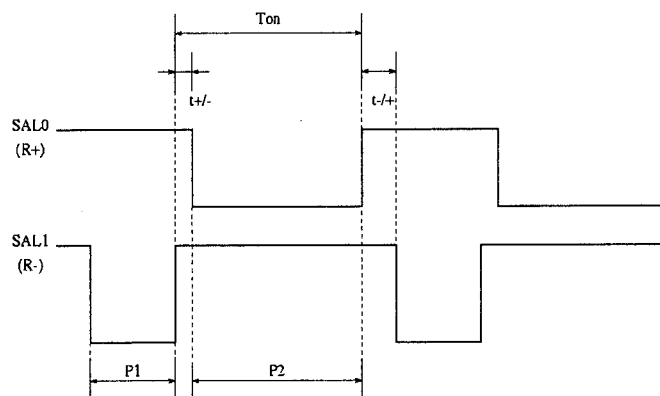


figura 4.15. Formas de onda del generador PWM mostrando los tiempos muertos.

4.2.7 Bucle externo de control de velocidad

AVANTRON implementa un controlador basado en lógica borrosa para el control de la velocidad de giro. Las características principales de este controlador son:

- Capacidad de procesar hasta 63 reglas.

- Cada regla consta de tres antecedentes y un consecuente. Por tanto, el controlador puede utilizar hasta tres variables de control y una de acción para, por ejemplo, definir un controlador borroso tipo PID.
- Las funciones de pertenencia de los conjuntos borrosos antecedentes son triangulares y simétricas, estando permitidos valores de área que se relacionan con el área máxima por los siguientes factores: 1, 1/2, 1/4 y 1/8. Las funciones de pertenencia de los consecuentes son *singletons*.
- Las reglas se procesan secuencialmente, realizándose simultáneamente los procesos de fuzzificación y defuzzificación.
- El proceso de inferencia es del tipo *Mínimo-Producto*.
- El controlador tiene la capacidad de aprender los *singleton* correspondientes a los términos lingüísticos del espacio de salida.
- La resolución de las variables de entrada y salida es de 10 bits en valor absoluto.
- El número máximo de funciones de pertenencia que pueden solapar en un punto es de 16.

El diagrama de bloques del controlador borroso se muestra en la figura 4.16.

Los procesos de inferencia son realizados por el controlador de manera secuencial, regla por regla, permitiendo este hecho el almacenamiento de las reglas en una memoria de acceso aleatorio (RAM). Por cada regla es necesario almacenar tres centroides (punto medio de la función de pertenencia) y tres factores de área que caracterizan los conjuntos antecedentes, así como el *singleton* asociado al consecuente que se infiere. Los centroides y el *singleton* se almacenan con una resolución de 10 bits. Para los factores de área sólo son necesarios dos bits. Para poder acceder simultáneamente al centroide y al factor de área asociados a una de las variables de entrada, es necesario almacenar ambos en la misma posición de memoria.

En la figura 4.17 se muestra cómo son ocupadas las posiciones de memoria. La regla 0 no se utiliza debido a la paginación de la memoria del ASIC.

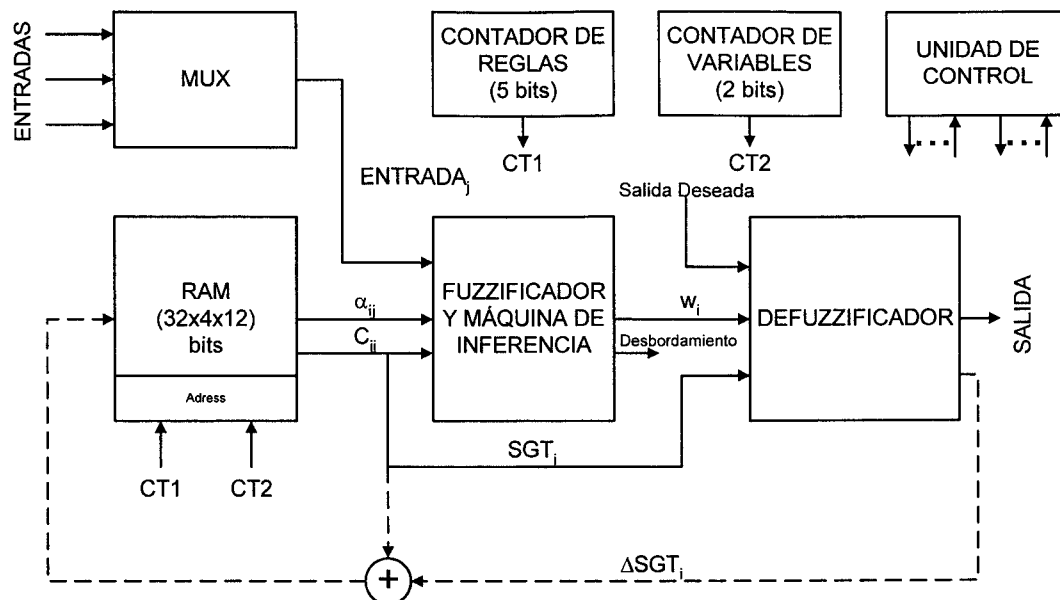


figura 4.16. Diagrama de bloque del controlador borroso.

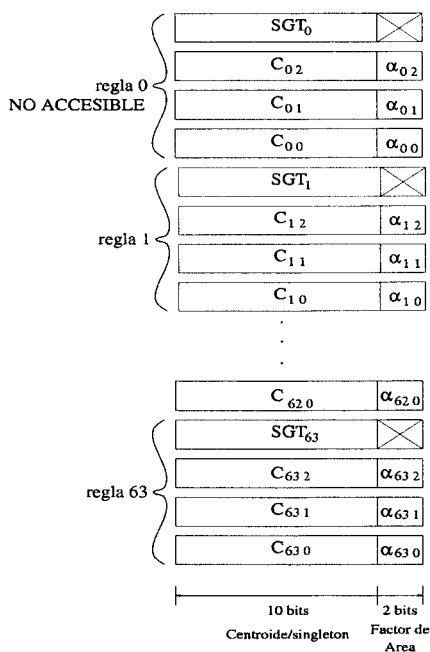


figura 4.17. Almacenamiento de las reglas del controlador borroso en la RAM del ASIC.

4.2.7.1 Proceso de Fuzzificación

Una regla del controlador borroso tal como “Si (x es A_i e y es B_i y z es C_i) entonces (w es C_i)” se implementa mediante una implicación borrosa R_i definida por:

$$\mu_{R_i} = [\mu_{A_i} \text{ and } \mu_{B_i} \text{ and } \mu_{C_i}] \rightarrow \mu_{D_i} \quad (4.16)$$

dónde μ_{A_i} , μ_{B_i} y μ_{C_i} son funciones de pertenencia triangulares y simétricas correspondientes a los conjuntos borrosos A_i , B_i y C_i respectivamente y μ_{D_i} es una función de pertenencia *singleton* asociada al conjunto borroso D_i .

En AVANTRON, la implicación se ha resuelto mediante la operación *producto*. La instrucción y se ha implementado mediante la función *mínimo*. Con esta selección para el controlador borroso, la expresión para la implicación de la regla i (4.16) es:

$$\mu_{D_i} = (\min_{\text{antecedents}} \mu_{A_i} x_i) \mu_{D_i} = \phi_i \mu_{D_i} \quad (4.17)$$

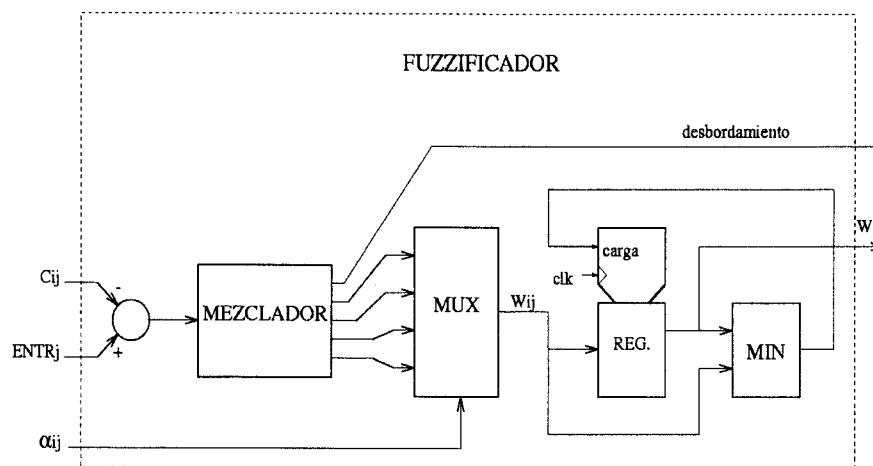


figura 4.18. Diagrama de bloques del fuzzificador.

En la figura 4.18 se representa el diagrama de bloques del fuzzificador. El fuzzificador evalúa la función de pertenencia en el valor dado por la entrada para cada conjunto borroso antecedente y almacena el mínimo de los resultados en un registro para que sea leído por el defuzzificador. Para la evaluación de la función de pertenencia se le resta a la entrada el centroide y el resultado de la diferencia es escalado por la inversa del factor de área. Este escalado es equivalente a realizar combinatorialmente un número determinado de desplazamientos de bits y se realiza en un sólo ciclo de reloj mediante los bloques *mezclador* y *multiplexor*. El valor así obtenido es el complemento a uno para un número de 9 bits del resultado de la fuzzificación. Si, después del escalado, el resultado es un número mayor que 512 se activa la señal llamada *desbordamiento* que le indica a la parte de control que la regla no es activa.

4.2.7.2 Proceso de Defuzzificación y mecanismo de aprendizaje

El proceso de *defuzzificación* es llevado a cabo mediante el método del centroide, que determina el centro de gravedad de la función de pertenencia del conjunto de salida. Dado que las funciones de pertenencia de las salidas son *singletons* el centro de gravedad puede ser obtenido de la expresión:

$$u_{fz} = \frac{\sum_1^m \phi_i w_i}{\sum_1^m w_i} \quad (4.18)$$

Siendo m el número de reglas.

En la figura 4.19 se representa el diagrama de bloques del defuzzificador, incluido el aprendizaje. En modo normal de funcionamiento (como controlador) en el acumulador inferior se almacenan los productos de los singleton SGT_i asociados a cada regla por el resultado obtenido para la regla i en el proceso de inferencia (w_i). En el acumulador superior se almacenan los valores w_i . El cociente de los valores acumulados es el resultado del controlador.

Una de las características más notables del controlador borroso implementado en AVANTRON es la posibilidad de autoaprendizaje de los *singletons* de salida. Esta característica está basada en la técnica de mínimos cuadrados. En cada iteración del algoritmo, las entradas son procesadas para obtener la salida y . Los *singleton* asociados a la función de pertenencia del consecuente pueden actualizarse a partir de un valor de salida deseado y_d , y de la salida obtenida del controlador borroso y , según la expresión:

$$\Delta w_j = \eta \phi_j \xi$$

$$\phi_j = \frac{w_j}{\sum_0^{m-1} w_i} \quad (4.19)$$

Dónde $\xi = y_d - y$ y η es el factor de aprendizaje.

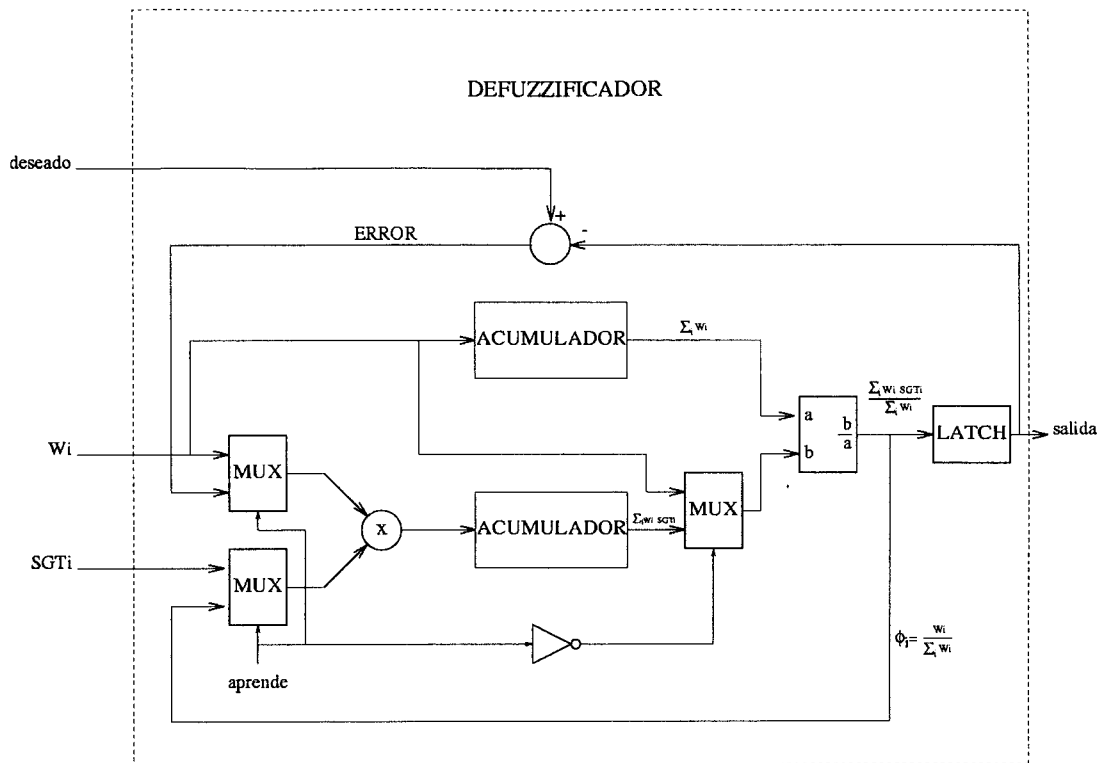


figura 4.19. Diagrama de bloques del defuzzificador y el proceso de aprendizaje.

Si el controlador es configurado para trabajar en modo aprendizaje, se pueden distinguir dos periodos. En el primer periodo se procede igual que en funcionamiento normal, obteniéndose así el valor de salida a partir del cual, y dado que se conoce el valor deseado asociado al aprendizaje supervisado, se calcula el error. En el segundo periodo se procede a la actualización de los *singletons*, incrementando al valor antiguo almacenado en memoria en función del producto del error por el resultado ponderado del fuzziificador. Si se realiza paralelamente la fuzziificación para obtener w_i , no es necesario utilizar una memoria adicional para almacenar estos valores ya que el factor de ponderación fue calculado y almacenado en el acumulador superior en el anterior periodo.

La realización hardware de la división se realiza por un divisor de aproximaciones sucesivas, empleando un multiplicador implementado mediante una macrocelda.

4.2.8 Protecciones y alarmas integradas

AVANTRON ha sido diseñado para evitar un funcionamiento indeseado. El ASIC cuenta con las siguientes protecciones:

- Monitorización de las corrientes del estator leídas por los convertidores analógicos. Se describe con más detalle en el apartado 4.2.8.1.
- Protección frente a escritura de registros de programación críticos. Para la escritura de los citados registros es necesaria la habilitación de la misma mediante un pin del ASIC.
- Inhabilitación hardware de las salidas de disparo mediante un pin especial. Todas las salidas de disparo del ASIC de los interruptores de potencia del inversor son puestas a '1' inmediatamente al activar el citado pin.
- Cualquier desconexión de un bloque funcional (ver figura 4.5) desconecta e inicializa los bloques precedentes.
- Modo de funcionamiento *PARO*. El ASIC ha sido pensado para su funcionamiento en ascensores. En esta aplicación, el motor parte del reposo, acelera a velocidad nominal y posteriormente frena para volver al reposo. Se le puede indicar externamente al ASIC que el ascensor se encuentra en estado de reposo activando el modo *PARO*. En este modo de funcionamiento las seis salidas de disparo del ASIC se ponen a '1', pero se mantiene la programación del ASIC para estar listo para funcionar de nuevo.
- Watch-Dog. El ASIC posee un circuito tipo *Watch-Dog* para prevenir un funcionamiento indeseado en caso de que el microcontrolador externo tenga un fallo (o se produzca un fallo en las comunicaciones).

4.2.8.1 Alarmas integradas para las corrientes del estator

Hay tres causas posibles de alarma interna al ASIC:

1. Superada la corriente máxima de fase.
2. Superada la diferencia máxima entre amplitudes de fase.
3. La amplitud de la corriente de fase es inferior a un valor mínimo.

Los valores umbrales de estas causas posibles de alarma son programables mediante registros internos. Si alguno de los eventos anteriores se produce, la alarma se activa, reflejándose este hecho en un registro interno. Además se activa una señal para informar al microcontrolador externo de la existencia de un fallo. Las alarmas integradas pueden ser enmascaradas independientemente por el usuario en caso de no considerarse necesarias. Si se dispara una alarma estando desenmascarada, las salidas de disparo hacia los interruptores de potencia se desactivan y el ASIC entra en un estado de ALARMA que será necesario reconocer (por parte del microprocesador externo) para que vuelva a funcionar normalmente.

4.3 SIMULACIONES

4.3.1 Introducción

La realización de un ASIC de gran complejidad, como AVANTRON, conlleva la necesidad de realizar una gran cantidad de simulaciones para comprobar que el funcionamiento previsto se corresponde con lo codificado en VHDL. Además, y a diferencia del desarrollo de otro tipo de circuitos, es necesario además comprobar que AVANTRON es capaz de controlar la velocidad de un motor de inducción con perturbaciones diversas.

Para implementar el control vectorial de velocidad y el PI de corrientes de AVANTRON se ha utilizado una codificación en enteros de las ecuaciones. Al utilizar enteros, con precisión limitada, y con un tiempo de muestreo limitado por la frecuencia de reloj del ASIC, se hace imprescindible poder simular la codificación del ASIC en bucle cerrado junto con el motor de inducción a controlar.

Evidentemente, realizar este tipo de simulaciones en VHDL resulta lento y complejo. Por consiguiente, la estrategia seguida en AVANTRON consiste en utilizar un programa codificado en lenguaje 'C' que reproduce fielmente todas las operaciones realizadas por el ASIC, incluyendo saturaciones y desbordamientos en las operaciones con enteros. De esta forma, usando un modelo del motor de inducción en coma flotante es posible simular el comportamiento del mismo cuando es controlado por el ASIC.

Finalmente, para comprobar que la codificación en 'C' de las operaciones del ASIC se corresponden con la codificación en VHDL del mismo, se extrae de las simulaciones en 'C' realizadas los valores presentes en los registros del ASIC en cada tiempo de muestreo, comprobando posteriormente mediante simulación en VHDL que se obtienen los mismos valores.

Por último, se deben realizar unas simulaciones completas una vez finalizado el rutado del ASIC, en las que se recojan los retrasos inherentes al rutado, a las puertas lógicas y las capacidades parásitas, para comprobar que el diseño una vez finalizado reproduce fielmente la codificación en VHDL del mismo.

En los siguientes subapartados se muestran algunas de las simulaciones en 'C' realizadas.

4.3.2 Simulaciones del control de velocidad de un motor de inducción mediante AVANTRON

4.3.2.1 Introducción

En esta sección se pretende estudiar, mediante simulación, el comportamiento del motor de inducción controlado digitalmente con AVANTRON.

Primero se introducirán las características eléctricas de las máquinas objeto de las simulaciones. Finalmente se introducen simulaciones del conjunto con las discretizaciones decididas durante el diseño del ASIC.

4.3.2.2 Características eléctricas de las máquinas

Para simular el ASIC en bucle cerrado se han utilizado cinco motores de inducción de distintas potencias, con la intención de comprobar que AVANTRON es capaz de controlar motores de inducción en el rango de $2CV$ a $100CV$.

Los parámetros de los motores utilizados se recogen en la Tabla 4.2.

Se supone además, que la cabina, engranajes y el aparataje del conjunto ascensor, contribuyen en un 50% a la inercia del sistema para todos los motores usados, salvo el de 100CV (que posee una inercia muy elevada), en el que contribuye con un 10%.

	V_{LL}	$P_n(\text{hp})$	$f(\text{Hz})$	Polos	$J(\text{kg/m}^2)$	T_r	$R_s(\Omega)$	$R_r(\Omega)$	$L_m(\text{H})$	$L_s=L_r(\text{H})$
1	208	2	60	6	0.0106	0.10644	1.10085	1.0932	0.11276	0.11636
2	208	7.5	60	6	0.379	0.1372	0.146	0.2057	0.0267	0.02822
3	380	10	50	4	0.153	0.31167	0.431	0.5071	0.15256	0.15805
4	230	15	60	4	0.150	0.29366	0.14008	0.09408	0.026	0.02763
5	460	100	60	4	2.224	0.14415	0.03093	0.1339	0.0193	0.0193

Tabla 4.2. Parámetros típicos de Motores de Inducción.

4.3.2.3 Curva de velocidad de referencia

Dado que el ASIC se va a utilizar para el control de motores de inducción aplicados en ascensores, la velocidad de referencia utilizada en el arranque y la frenada sigue una curva en 'S' tal como se muestra en la figura 4.20. De esta forma se evitan aceleraciones bruscas en el arranque o la parada, incrementándose la sensación de confort del pasajero.

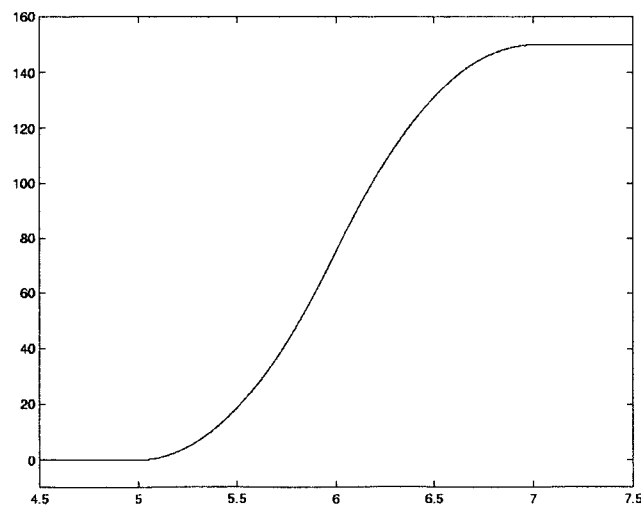


figura 4.20. Referencia suave de velocidad.

4.3.2.4 Resultados de simulación

Las simulaciones realizadas para los diferentes motores mostrados en la Tabla 4.1 recogen fielmente el comportamiento del ASIC con todas sus discretizaciones, operaciones en entero, desbordamientos, etc. Las simulaciones realizadas muestran que AVANTRON es capaz de realizar un control de velocidad de elevadas prestaciones para motores con potencias hasta 100CV.

En la figura 4.21 se muestra el funcionamiento del control de corrientes en el motor de 10CV, en la que se observa la saturación de las corrientes inicialmente, saturación forzada mediante la elección de una constante proporcional del control PI de corrientes elevada, para mostrar la capacidad de sobremodulación del PWM.

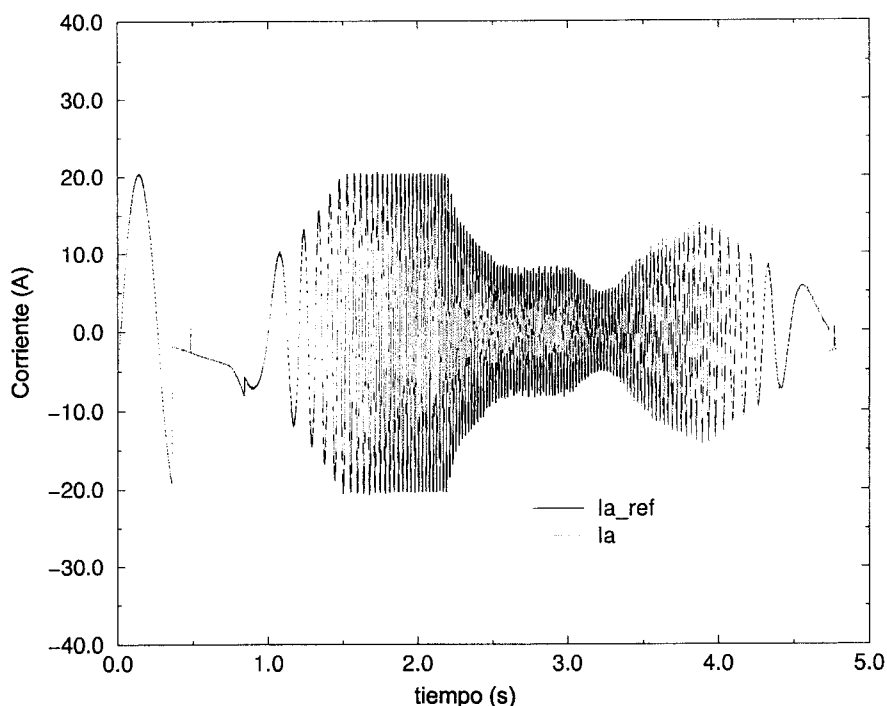


figura 4.21. Corriente de fase del motor de 10cv. Funcionamiento con PI de corriente. Portadora de frecuencia de 5KHz.

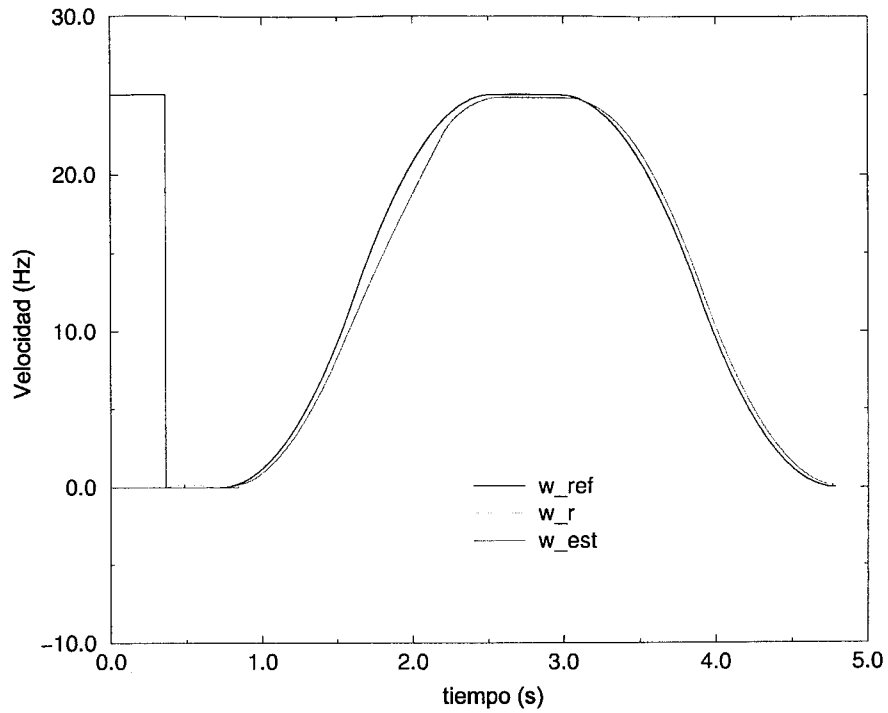


figura 4.22. Velocidad del motor de 10cv. Funcionamiento con PI de corriente. Portadora de frecuencia de 5KHz.

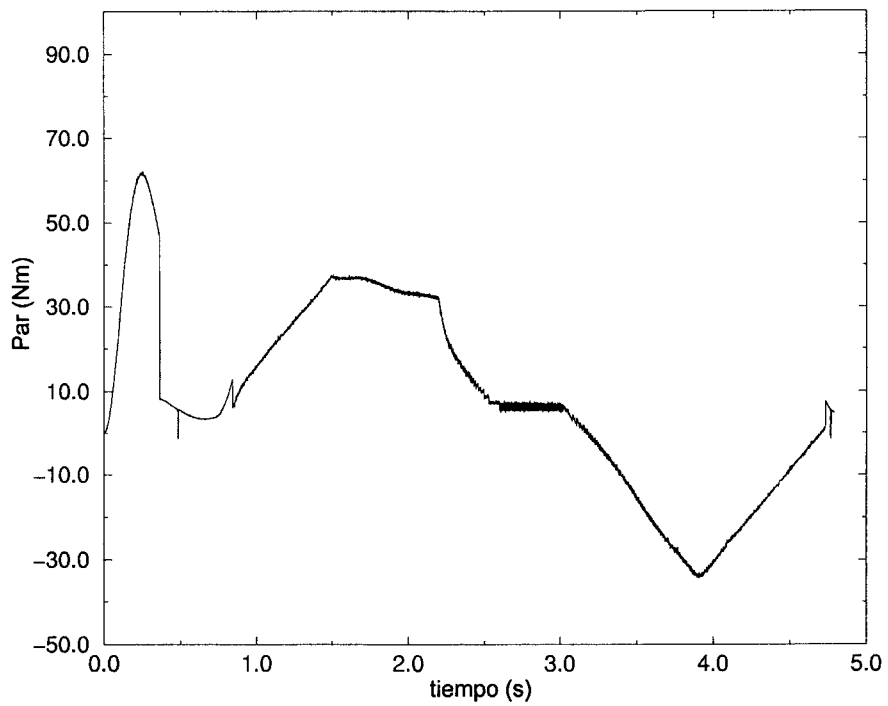


figura 4.23. Respuesta de par del motor de 10cv. Funcionamiento con PI de corriente. Portadora de frecuencia de 5KHz.

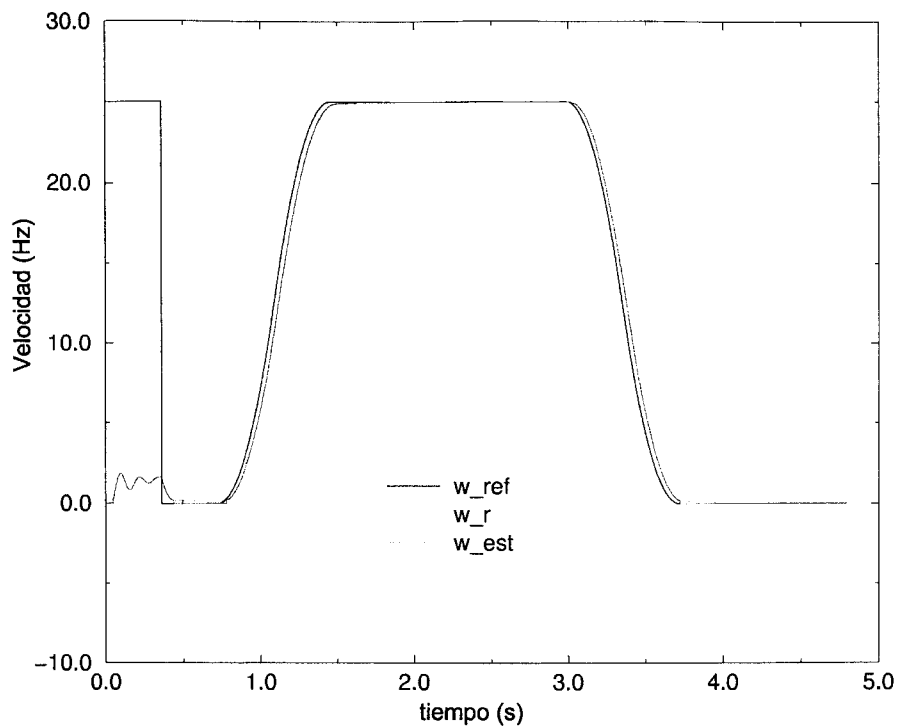


figura 4.24. Simulación del motor de 100CV mostrando la evolución de la velocidad de referencia, la velocidad real y la medida.

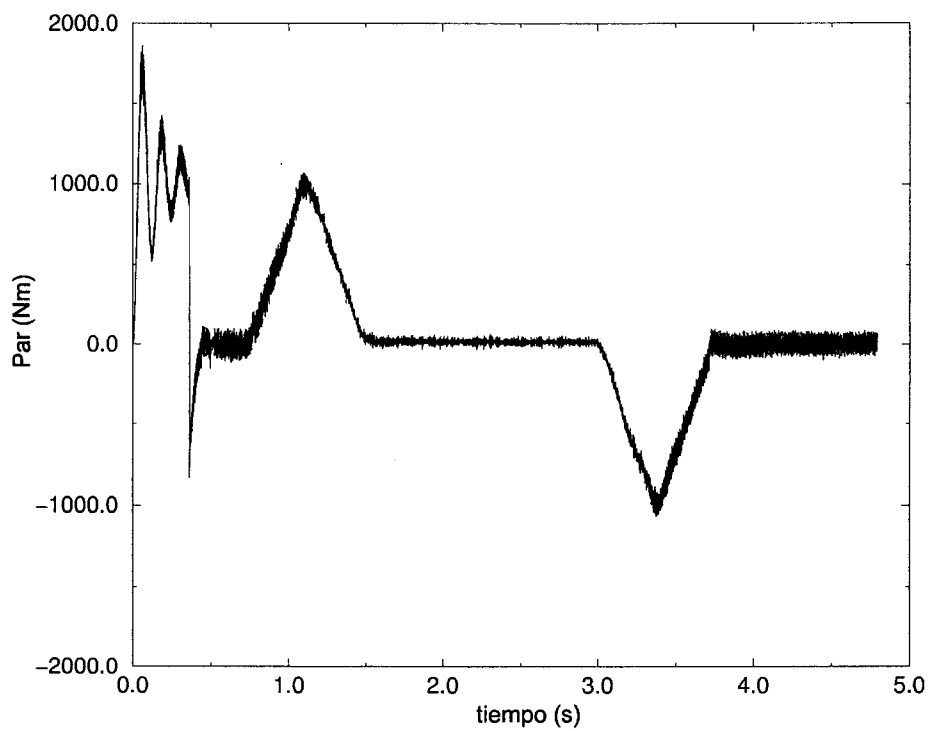


figura 4.25. Simulación del motor de 100CV mostrando el par eléctrico.

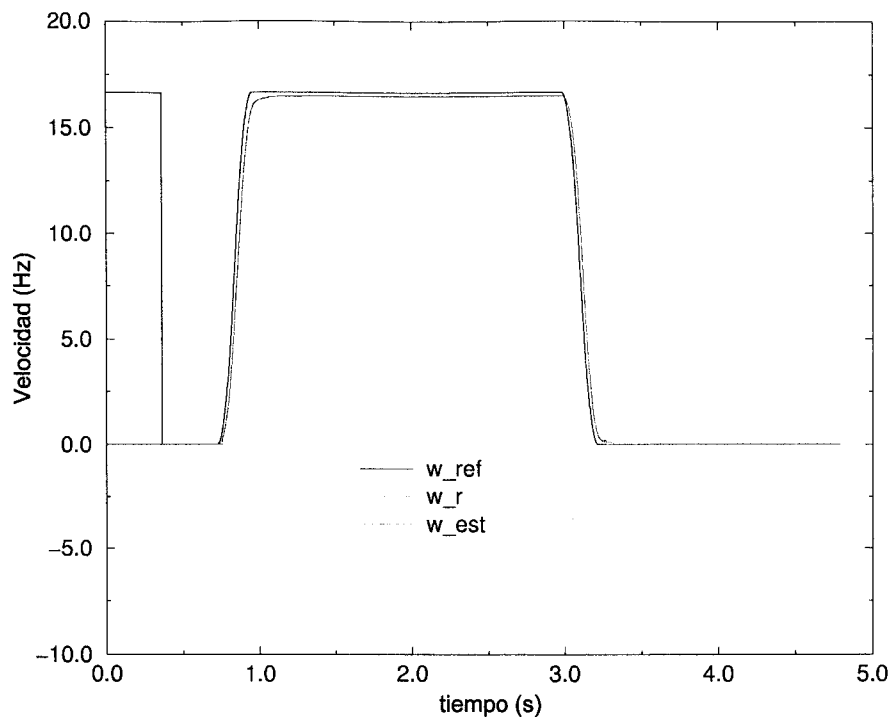


figura 4.26. Simulación del motor de 2CV mostrando la velocidad de referencia, la velocidad real y la medida.

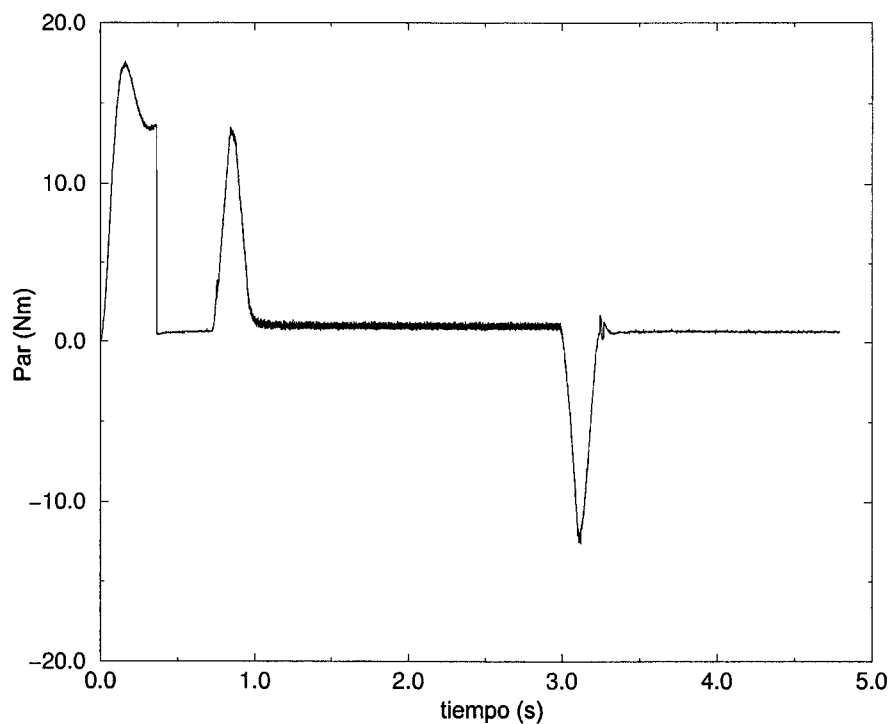


figura 4.27. Simulación del motor de 2CV mostrando el par eléctrico.

En la figura 4.22 se muestra la respuesta del control de velocidad para la misma simulación, mostrando además la precisión en la medida de velocidad realizada mediante

En los sucesivos apartados se muestran los resultados experimentales obtenidos utilizando la bancada de ensayos descrita en el apéndice B de esta Tesis. Para la programación del ASIC se ha desarrollado una placa que permite su comunicación con un PC (mostrada en la figura B.3).

4.4.2 Generación PWM

En la figura 4.29 se muestran los pulsos de disparo generados por AVANTRON mediante un osciloscopio. Se ha programado un tiempo de disparo que es la mitad en cada fase respecto de la anterior.

En la figura 4.30 se muestran los pulsos de disparo de una fase para comprobar la generación de tiempos muertos.

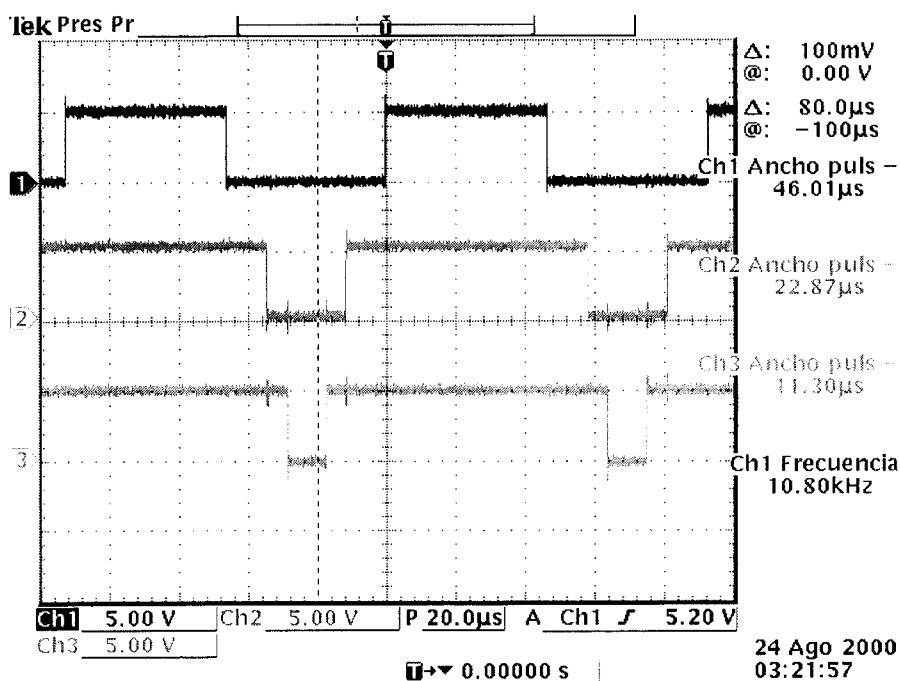


figura 4.29. Pulsos de disparo generados con AVANTRON.

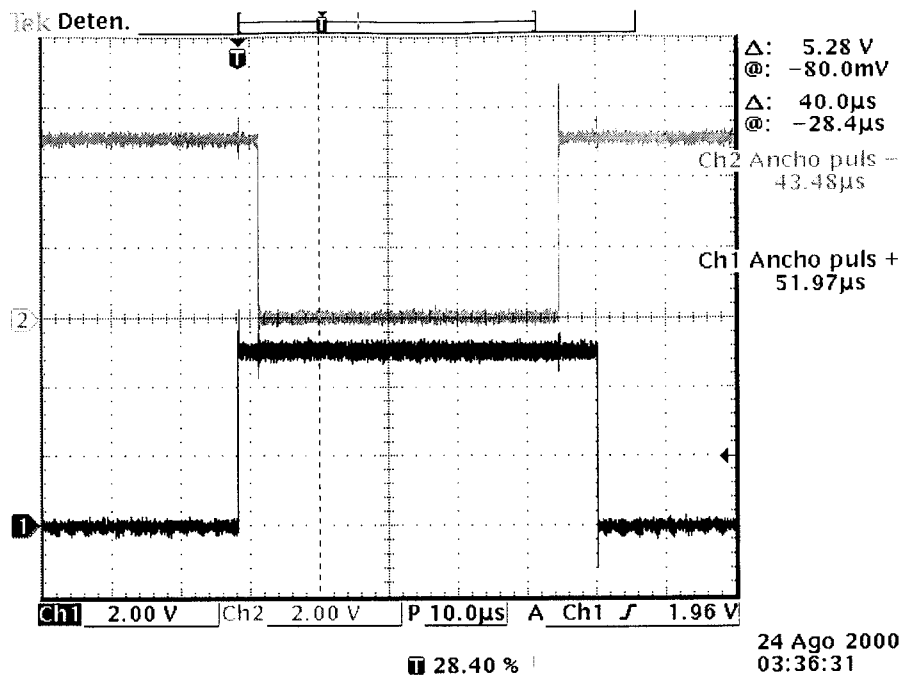


figura 4.30. Generación de tiempos muertos con AVANTRON.

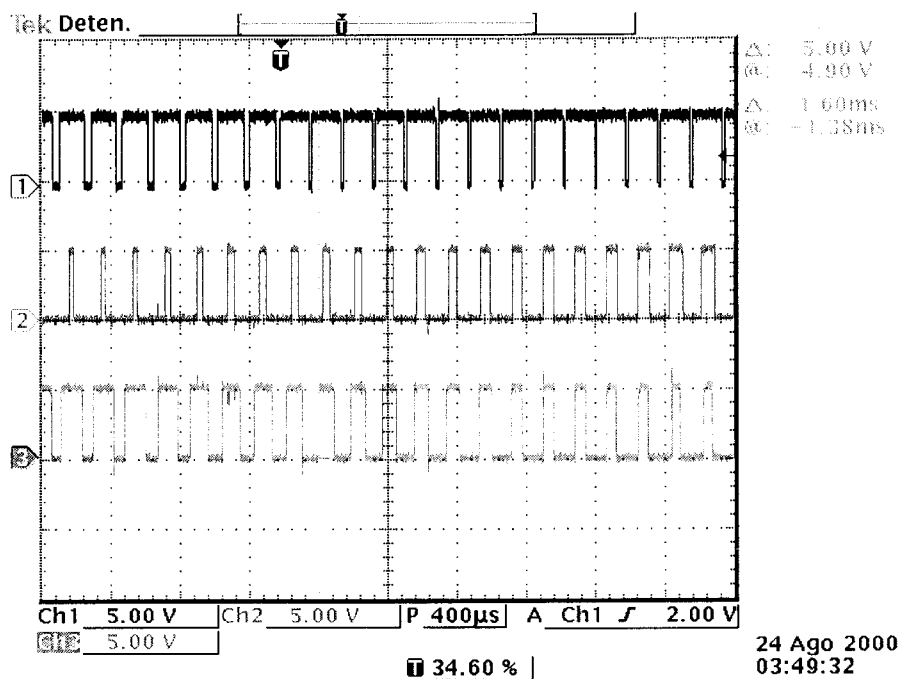


figura 4.31. Pulsos de disparo modulados mediante onda senoidal.

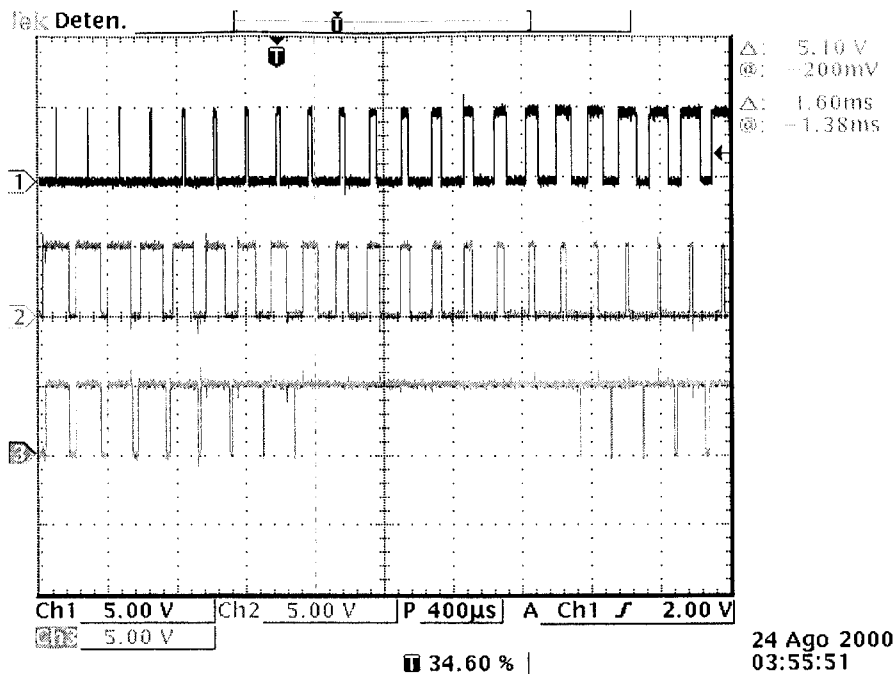


figura 4.32. Pulsos de disparo mostrando el filtrado de pulso mínimo.

En la figura 4.31 se recogen los pulsos de disparo generados cuando se modulan los tiempos de encendido mediante una onda senoidal.

En la figura 4.32 se muestra el resultado de activar el circuito de filtrado de pulso mínimo cuando la anchura de éstos se modulan mediante una onda senoidal, observándose cómo en la tercera fase desaparecen los pulsos de disparo menores que el umbral programado.

4.4.3 Control de corrientes

En la figura 4.33 se muestran las corrientes que circulan por dos de las fases del motor de inducción cuando son generadas y controladas con el control PI de corrientes implementado en AVANTRON. La frecuencia del PWM se establece en 10kHz. Las corrientes son perfectamente senoidales, siendo el rizado debido a las conmutaciones de los interruptores de potencia del inversor.

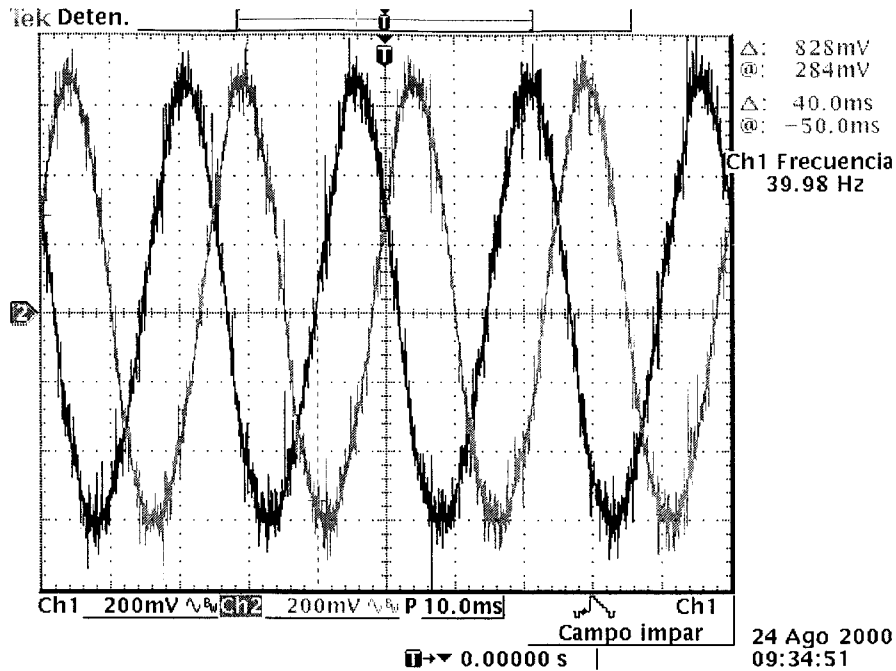


figura 4.33. Corrientes de dos fases del motor de inducción generadas con el control de corrientes integrado en AVANTRON.

4.4.4 Control tensión-frecuencia

Es posible realizar un control tensión-frecuencia en el ASIC programando la unión de los bloques de generación trifásica con el bloque PWM. Externamente, en un PC, se implementa un control de velocidad del tipo proporcional más integral. La velocidad medida por AVANTRON es leída por el P, generando éste las tensiones de referencia que son comunicadas al ASIC cómo entradas al circuito PWM. Los resultados obtenidos se almacenan en un fichero y pueden ser observados en las siguientes figuras.

En la figura 4.34 se muestra el arranque mediante un escalón de velocidad. Se observa un transitorio inicial muy lento en el que las corrientes presentan una componente de baja frecuencia, la cual aparece en la velocidad. A pesar de las elevadas corrientes, el motor tarda un segundo en alcanzar la velocidad de referencia (la referencia se muestra en negro, y la velocidad real en azul).

En la figura 4.35 se muestra el arranque y frenado siguiendo una curva de referencia en 'S' en vacío. De nuevo se observa el mal comportamiento a bajas velocidades, debido a la pobre relación par/Amperio causada por no estar desacoplados el flujo del par en este tipo de controladores.

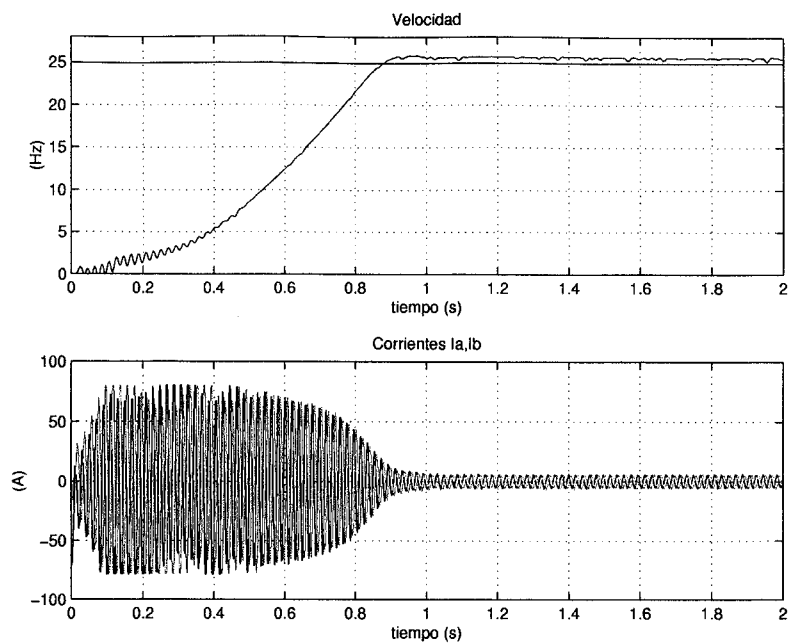


figura 4.34. Arranque en vacío con escalón de velocidad del control tensión-frecuencia empleando AVANTRON.

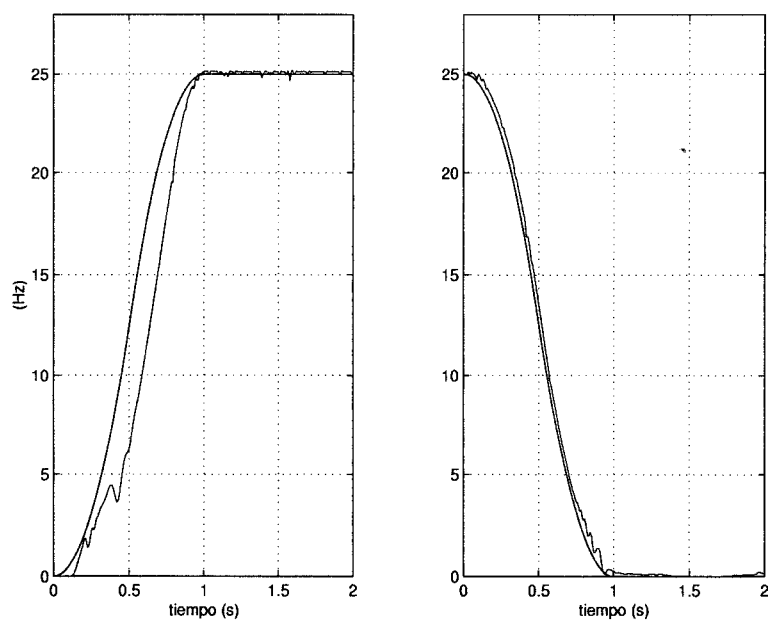


figura 4.35. Arranque en vacío con referencia suave y frenado a velocidad cero con el control tensión-frecuencia empleando AVANTRON.

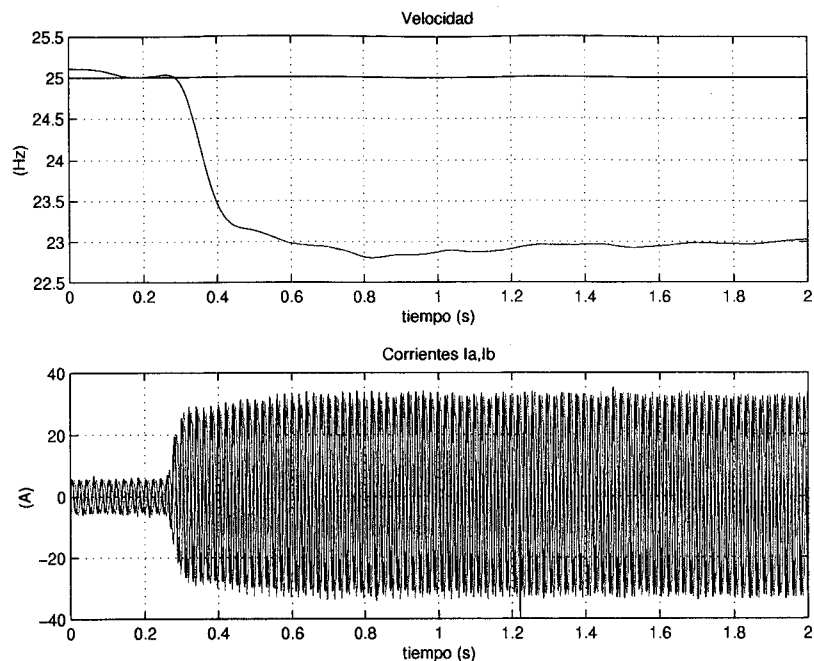


figura 4.36. Escalón del 60% del par nominal con el control tensión-frecuencia empleando AVANTRON.

En la figura 4.36 se muestra la respuesta frente a un escalón de par a velocidad nominal. La velocidad baja mucho y tarda bastante en recuperar, en comparación con la respuesta de un control vectorial. Las corrientes son de nuevo muy elevadas para el par requerido.

4.4.5 Control vectorial con PI de velocidad

Para comprobar el funcionamiento del bloque de control vectorial se ponen en funcionamiento los bloques de control vectorial, generación de corrientes, control de corrientes y PWM del ASIC, implementándose el PI de velocidad externamente al mismo mediante la placa de comunicaciones con PC. Los datos son obtenidos mediante lectura de los registros internos del ASIC y posteriormente, son almacenados en un fichero.

En la figura 4.37 se muestra el comportamiento del motor controlado vectorialmente con el ASIC AVANTRON frente a un arranque a velocidad nominal mediante escalón. Comparado con el control tensión-frecuencia (ver figura 4.34) se observa una respuesta mucho más energética y rápida, alcanzando la velocidad nominal en apenas 0.2s, no presentando las corrientes componentes extrañas.

En la figura 4.38 se muestra un arranque a velocidad nominal y posterior frenado siguiendo una curva en 'S' en vacío. El seguimiento de la velocidad de referencia es excelente.

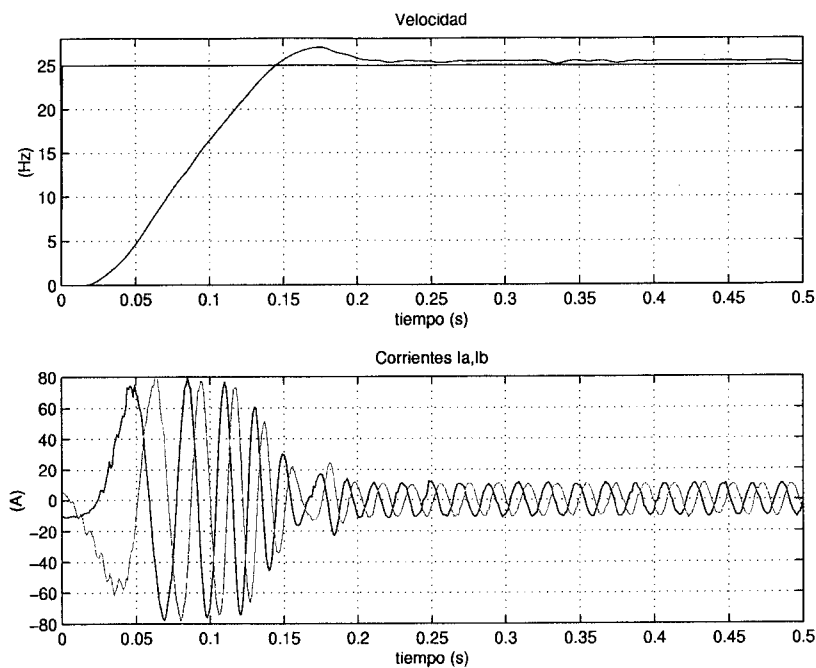


figura 4.37. Arranque a velocidad nominal en vacío y control vectorial empleando AVANTRON.

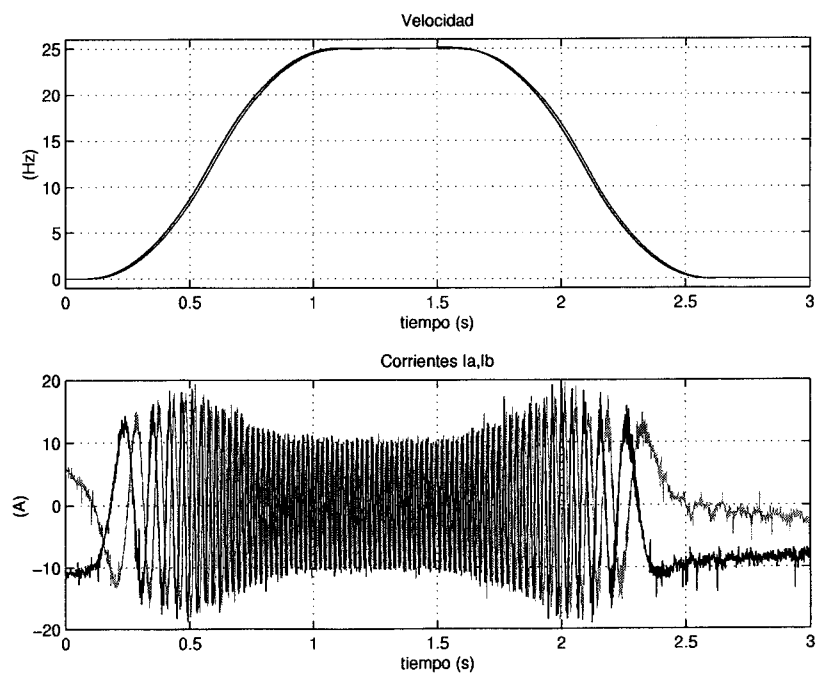


figura 4.38. Arranque y frenado suaves en vacío con el control vectorial empleando AVANTRON.

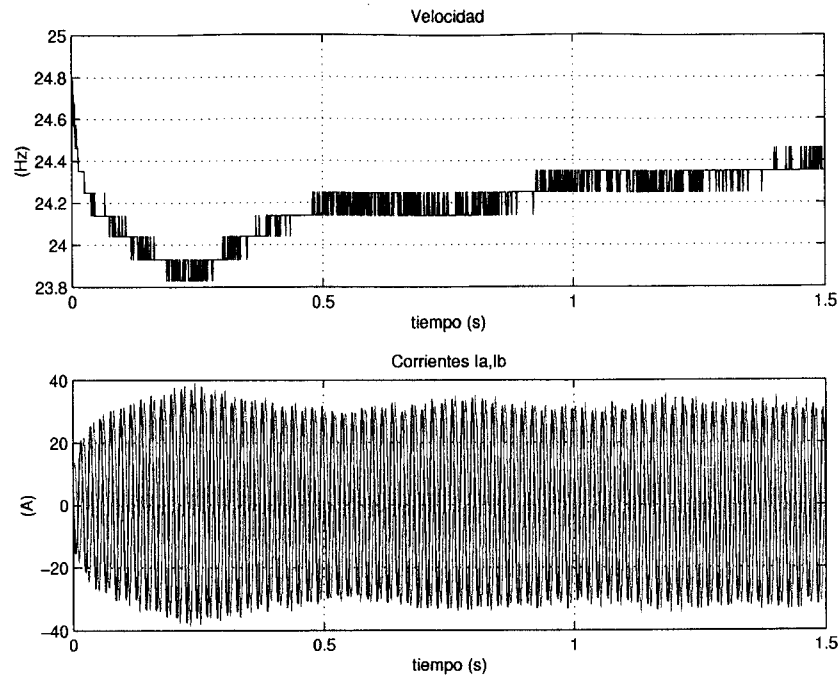


figura 4.39. Escalón nominal de par a velocidad nominal con control vectorial utilizando AVANTRON.

En la figura 4.39 se muestra la respuesta frente a un escalón de par nominal. La caída de velocidad es muy pequeña (comparándola con la correspondiente del control tensión-frecuencia). En la medida de la velocidad se aprecian los errores de cuantización provocados por el circuito de medida de velocidad incorporado en el ASIC y, sobre todo, por los errores mecánicos del *encoder*.

4.4.6 Control vectorial-borroso

Por último, y para comprobar el funcionamiento del controlador borroso incorporado en Avantrón, se programa el ASIC conectando el controlador borroso para que realice el control de velocidad. De esta forma, todo el control del motor de inducción (control de velocidad y corrientes) se realiza internamente en el ASIC, dejándose al PC la única función de suministrar la referencia de velocidad.

El controlador borroso implementado en Avantrón se describe en el apartado 4.2.7 de este capítulo. Se dispone de 63 reglas y 3 entradas. Para obtener los resultados experimentales se han usado dos entradas, el error de velocidad y la integral del error, definiéndose la superficie borrosa que se muestra en la figura 4.40.

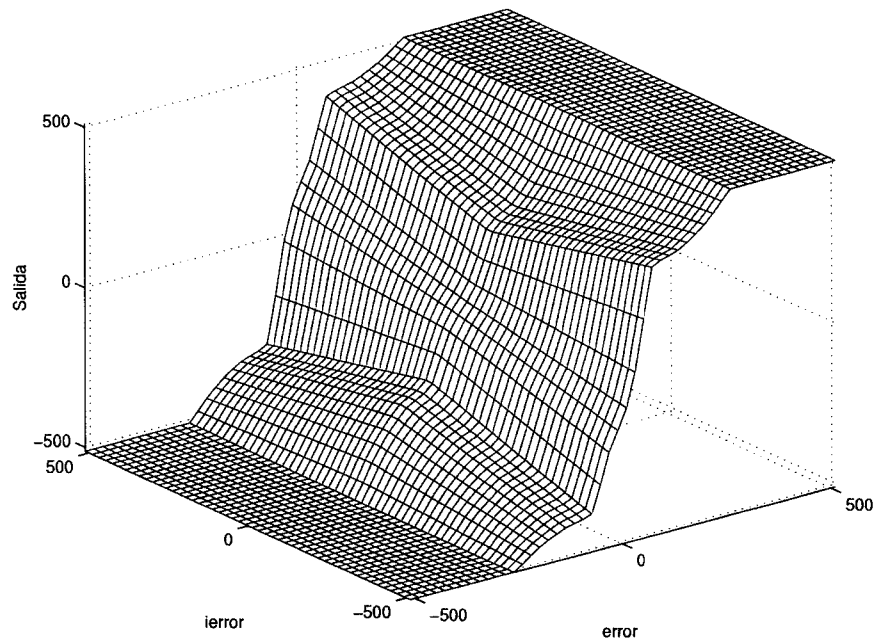


figura 4.40. Superficie borrosa programada en AVANTRON para la realización de los ensayos.

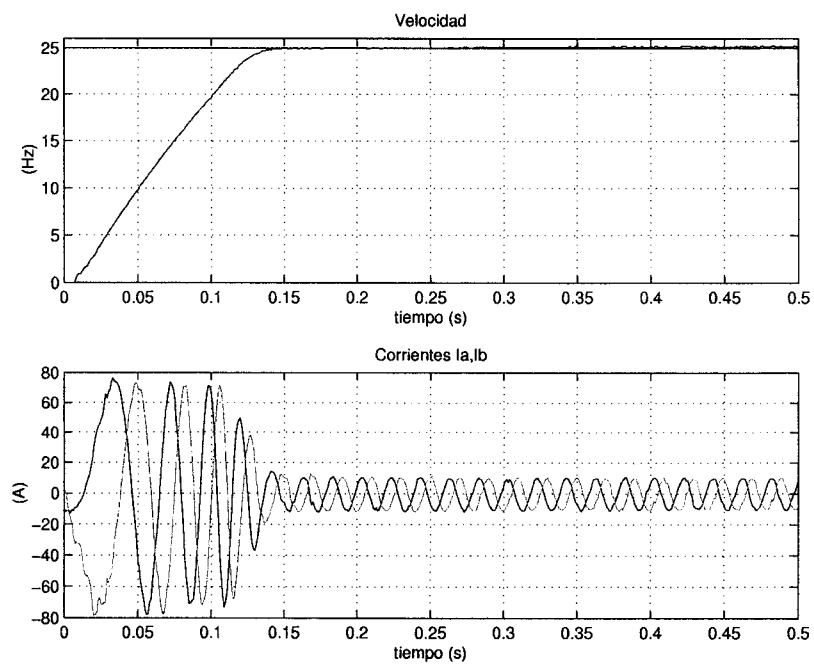


figura 4.41. Escalón de velocidad nominal con control vectorial-borroso mediante Avantrón.

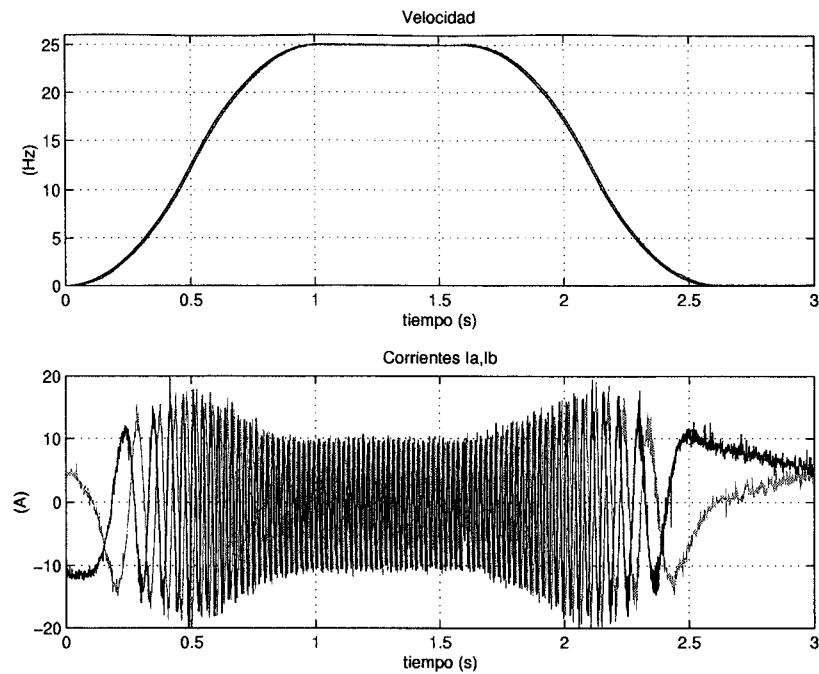


figura 4.42. Arranque y parada siguiendo una curva en 'S' con control vectorial-borroso mediante Avantrón.

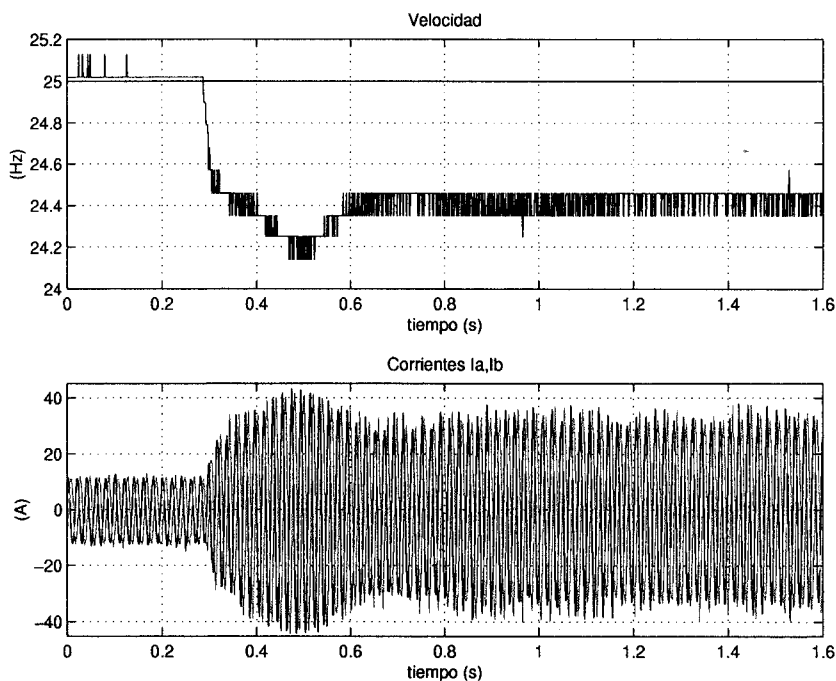


figura 4.43. Escalón de par nominal a velocidad nominal con control vectorial-borroso mediante Avantrón.

Se ha diseñado de forma que la salida del controlador (que será la i_q de referencia del controlador vectorial) presente una pendiente mayor conforme el error disminuye. El número de reglas utilizado es de 15. Con la superficie borrosa programada se pretende

disminuir la sobreoscilación que se obtiene con un PI frente a transitorios y disminuir el error en régimen permanente.

Para obtener los *singletons* correspondientes a cada regla se ha elaborado un programa en lenguaje 'C' que los optimiza mediante un proceso de enfriamiento simulado. Dicho proceso minimiza los errores cuadráticos medios entre la velocidad de referencia y la medida para un ensayo tipo compuesto de un escalón de velocidad cero a nominal, un escalón de par nominal y un frenado a velocidad cero siguiendo una curva de referencia suave.

En la figura 4.41 se muestra la respuesta frente a un escalón de cero a velocidad nominal. La respuesta es ligeramente más rápida que la obtenida con un control PI en el apartado anterior y sobre todo, no sobreoscila, mostrando la eficacia del controlador borroso y la superficie elegida.

En la figura 4.42 se muestra el arranque y posterior parada siguiendo una curva en 'S'. El comportamiento es similar al observado con el control PI.

En la figura 4.43 se muestra la respuesta frente a un escalón de par nominal a velocidad nominal. La caída de velocidad es menor que la observada con el controlador PI del apartado anterior.

4.5 CONCLUSIONES

En este capítulo se ha mostrado el diseño de un circuito integrado de aplicación específica para el control vectorial indirecto de velocidad basado en lógica borrosa para máquinas de inducción. Este circuito incluye un controlador borroso de 3 entradas, una salida y 63 reglas, el control vectorial y el control de corrientes con PWM. Incorpora los convertidores analógico-digitales necesarios para las medidas de corriente y un bloque para la medida de velocidad a partir de los pulsos de un *encoder* incremental. El ASIC es completamente programable, pudiéndose adaptar a múltiples topologías de control.

Se muestran los resultados de simulación y los ensayos experimentales realizados que corroboran su correcto funcionamiento.

La aportación del Doctorando en el diseño del ASIC y la obtención de resultados experimentales ha dado lugar a diversas publicaciones en congresos nacionales e internacionales [88][89][90].

La realización del ASIC fue financiada por la empresa MACPUARSA y la Unión Europea dentro del marco GAME. Actualmente esta empresa incluye el ASIC en una tarjeta comercial para control de motores de inducción dedicada a tráfico vertical. Muchas unidades se encuentran actualmente funcionando en instalaciones de ascensores con resultados completamente satisfactorios.

Capítulo 5

CIRCUITO ASIC PARA LA ESTIMACIÓN DE VELOCIDAD EN MÁQUINAS DE INDUCCIÓN

Índice

5.1	Introducción.....	186
5.2	Descripción del circuito integrado.....	189
5.3	Simulaciones.....	209
5.4	Resultados experimentales.....	214
5.5	Conclusiones.....	220

5.1 INTRODUCCIÓN

En los últimos años, se ha generalizado el uso del control vectorial para regular la velocidad en máquinas de inducción. Las ventajas en cuanto a mantenimiento y robustez de la máquina de inducción frente a la de continua junto con el desarrollo de procesadores digitales de señal (DSP) y circuitos dedicados de altas prestaciones y bajo costo han logrado que el control vectorial sea una opción práctica sencilla y barata que ofrece unos resultados excelentes en la regulación de la velocidad de máquinas de inducción.

El control vectorial precisa de dos lazos de control, uno interno que controla las corrientes inyectadas a la máquina, y otro externo que regula la velocidad de giro de la misma. Para su correcto funcionamiento es necesario conocer el vector flujo del rotor y que se produzca un ajuste preciso e instantáneo de las corrientes a sus referencias.

Tanto para cerrar el lazo de control de velocidad como, y más importante aún, para desacoplar el control del par y el flujo, es necesario conocer la velocidad angular de giro del rotor. La forma usual de medir la velocidad consiste en utilizar un *encoder* óptico incremental. Sin embargo, el uso del *encoder* presenta problemas. Aparte, de los posibles ruidos inducidos en la medida cuando el circuito de control se encuentra lejano al motor, resulta un elemento que encarece, en una proporción importante, el coste del motor, no tanto por su coste en sí (que es despreciable frente al del motor) sino por la necesidad de dotar al eje de una longitud y unas superficies de montaje adicionales.

Por esta última razón principalmente, resulta interesante un control que consiga la regulación de la velocidad de giro del motor de inducción de forma vectorial sin hacer uso de ninguna medida de velocidad, incluso aunque algunas prestaciones empeoren ligeramente.

En los últimos años varios métodos para la estimación de la velocidad han sido propuestos en la literatura. Estos métodos se describen en el Capítulo 2 de esta Tesis.

De los resultados extraídos de la comparación realizada por el Doctorando en el Capítulo 3 de esta Tesis se desprende que el observador de Luenberger ofrece las mejores

prestaciones como estimador de velocidad, con la salvedad de la estimación de velocidad a velocidades bajas, dónde los estimadores MRAS presentan mejores resultados.

La gran mayoría de los estimadores de velocidad recogidos en la literatura se implementan en un microprocesador digital de señal (DSP) debido a su menor coste en cuanto a tiempo de desarrollo, por comparación con la implementación en un circuito integrado de aplicación específica (ASIC).

Sin embargo, para una aplicación industrial en la que la confidencialidad del diseño es una característica a tener en cuenta de gran importancia, la utilización de un ASIC resulta interesante.

En la literatura consultada por el Doctorando sólo existe una aplicación basada en ASIC de un estimador de velocidad [26]. En esta referencia se implementa en un ASIC un estimador de velocidad en bucle abierto basado en las ecuaciones de estado. Sin embargo, los estudios comparativos realizados por el Doctorando entre diferentes estimadores demuestran que este tipo de estimador ofrece unas prestaciones muy pobres si las comparamos con los estimadores MRAS o los basados en el observador de Luenberger.

Los estimadores basados en las técnicas MRAS presentan un buen funcionamiento, incluso a velocidades bajas, y robustez frente a variaciones en los parámetros de la máquina de inducción. Además son lo suficientemente sencillos para no requerir un diseño extremadamente complejo en cuanto se refiere a su implementación en un circuito integrado de aplicación específica, sencillez que no ofrece el observador de Luenberger.

En este capítulo se detalla la aportación del Doctorando al estudio de la posibilidad de implementar en un ASIC un estimador de velocidad basado en las técnicas MRAS, para su aplicación industrial en el campo del tráfico vertical.

El circuito ASIC diseñado es capaz de estimar la velocidad en motores de inducción con el uso tan sólo de las medidas de dos de las corrientes de fase del motor, y presenta además, la posibilidad de generar un tren de pulsos bifásicos a partir de la velocidad estimada de forma análoga a como lo haría un *encoder* óptico incremental. Esta característica proporciona al ASIC una gran flexibilidad en cuanto a aplicaciones posibles,

pues puede reemplazar o incorporarse a controladores de velocidad existentes, aumentando las prestaciones de los mismos a un bajo coste.

La realización del ASIC ha sido financiada conjuntamente por la empresa MACPUARSA y la Unión Europea dentro del marco FUSE, y ha dado lugar a diferentes publicaciones en congresos internacionales [91][92].

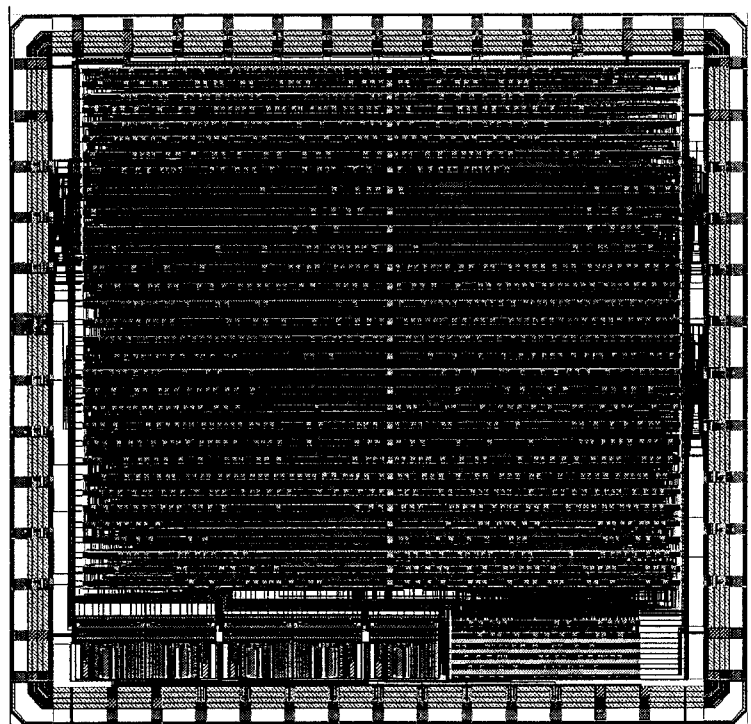


figura 5.1. Aspecto final del rutado del ASIC SLESS.

El ASIC, denominado SLESS, incorpora los convertidores analógico-digitales, el algoritmo de estimación de velocidad basado en la técnica MRAS, un emulador de *encoder* bifásico, un canal serie de comunicaciones y una interfaz paralelo.

Este ASIC ha sido diseñado para funcionar junto a AVANTRON, descrito en el Capítulo 4 de esta Tesis. De esta forma es posible realizar un control vectorial basado en lógica borrosa y con estimación de velocidad de un motor de inducción. En cualquier caso, es posible emplearlo como transductor de velocidad para cualquier controlador de velocidad de motores de inducción que esté preparado para extraer la velocidad de giro del motor a partir de la información de un tren de pulsos bifásicos como los procedentes de un *encoder* óptico convencional.

En la figura 5.1 se muestra el resultado final del rutado del ASIC. Ha sido fabricado utilizando una tecnología CMOS de $0.8\mu\text{m}$, ocupando un área de silicio de 50mm^2 .

5.2 DESCRIPCIÓN DEL CIRCUITO INTEGRADO

5.2.1 Funcionalidad Básica

El circuito se encarga de realizar las siguientes tareas de manera independiente o conjunta, según se programen sus distintos modos de funcionamiento:

1. Adquisición de las tensiones e intensidades trifásicas.
2. Adquisición del estado de los interruptores de potencia.
3. Estimación de la velocidad de giro del motor.
4. Emulación de un *encoder* bifásico.
5. Interfaz con el microprocesador.
6. Interfaz para puerto serie (canal SPI).

El sistema completo, junto con su conexión exterior, se muestra en la figura 5.2.

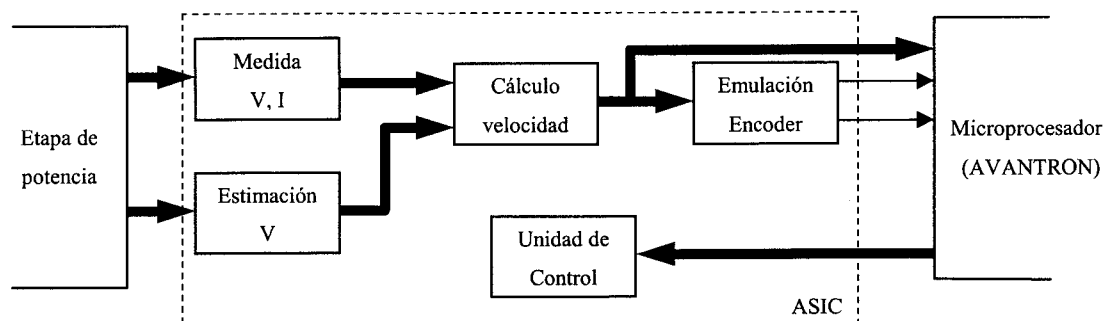


figura 5.2. Esquema general del circuito.

El circuito desarrollado dispone de dos medios de comunicación con el exterior: una interfaz paralelo convencional con un bus de 8 bits multiplexado de datos y direcciones y un canal serie de comunicaciones (SPI). Mediante ambos es posible el acceso a todos los registros internos del ASIC.

Al incorporar el canal SPI de comunicaciones, es posible hacer funcionar al ASIC en solitario (*stand-alone*) mediante inicialización por una ROM externa. Gracias a esto, es posible utilizar el ASIC como transductor de velocidad.

En la figura 5.3 se muestra el diagrama de bloques del ASIC SLESS.

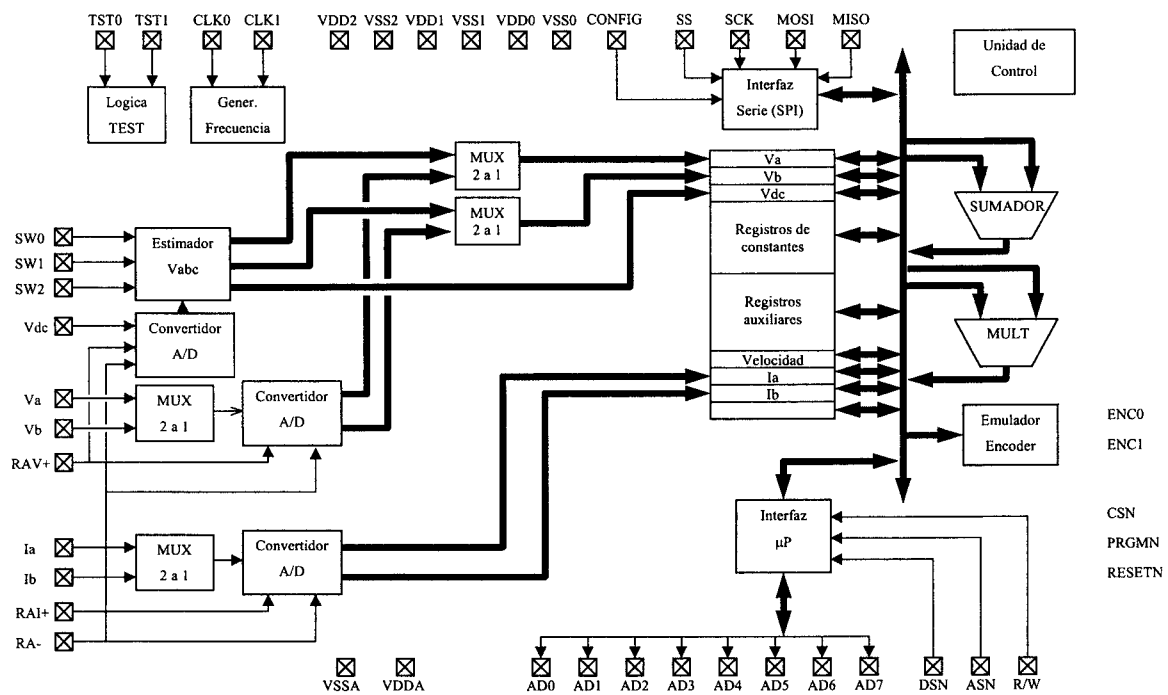


figura 5.3. Diagrama de bloques del ASIC.

5.2.2 Modos de funcionamiento del ASIC

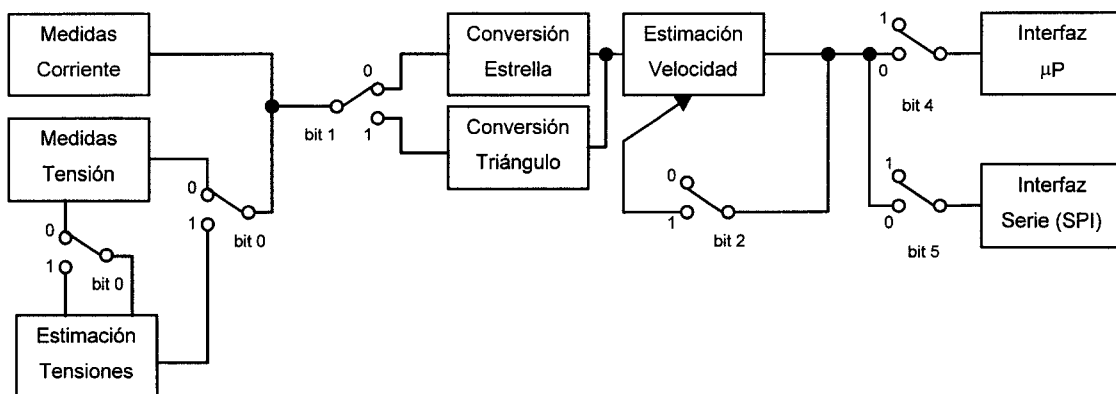


figura 5.4. Modos de funcionamiento del ASIC.

La velocidad estimada por el ASIC puede ser leída mediante el interfaz paralelo y mediante el canal SPI, y estimada externamente a través de los pulsos incrementales procedentes del emulador de *encoder* óptico incorporado.

SLESS ha sido diseñado de forma modular, de forma que el usuario pueda configurar su funcionamiento en función de sus necesidades particulares. Los bloques constitutivos del ASIC son los siguientes:

1. Medidas de corriente: este bloque está formado por dos convertidores analógico-digital para la medida de las corrientes de dos fases del motor.
2. Medidas de tensión: formado igualmente por dos convertidores A/D para la medida de tensión de dos fases o para la medida de la tensión de la batería de condensadores previa al inversor (*dc-link*). En este último caso, sólo se utiliza uno de los dos convertidores.
3. Estimación de tensiones: se encarga de estimar las tensiones de fase del motor de inducción a partir de la tensión del *dc-link* y del estado de los interruptores de potencia.
4. Conversión estrella o triángulo: dado que es posible conectar los devanados del motor en estrella o triángulo, es necesario transformar las medidas de los convertidores A/D (valores de línea) en valores de fase.
5. Estimación de velocidad: implementa el algoritmo MRAS de estimación de la velocidad de giro de la máquina.
6. Emulador de *encoder* bifásico: este bloque utiliza la velocidad estimada proporcionada por el algoritmo MRAS para generar un tren de pulsos bifásicos incrementales.
7. Interfaz paralelo de comunicaciones: permite la programación y comunicación mediante un bus de 8 bits multiplexado para los datos y las direcciones.

8. Interfaz serie (SPI) de comunicaciones: permite la comunicación y programación mediante una comunicación serie en modo maestro o en modo esclavo.

En la figura 5.4 se recogen las distintas posibilidades de funcionamiento de SLESS. Cabe destacar las tres posibilidades de funcionamiento en lo que se refiere a las medidas de tensión:

1. Utilizar los cuatro convertidores A/D incorporados en el ASIC para medir las tensiones y corrientes de dos fases del motor.
2. Utilizar los dos convertidores A/D para las corrientes y uno de los otros convertidores A/D para medir la tensión de la batería de condensadores (*dc-link*). Con esta opción el ASIC estima las tensiones de fase del motor a partir de la tensión del *dc-link* y del estado de los interruptores de potencia del inversor.
3. Utilizar solamente dos convertidores A/D para medir las corrientes del motor: en este caso, el ASIC estima las tensiones de fase del motor a partir de un valor de la tensión de *dc-link* (que debe ser escrito en un registro del ASIC) y el estado de los interruptores del inversor.

También cabe destacar que en lo que se refiere a la velocidad estimada, ésta puede ser leída en un registro interno del ASIC para su uso en un control de velocidad implementado en un microcontrolador externo o bien utilizar el emulador de *encoder* bifásico incorporado, lo que ofrece como ventaja la posibilidad de adaptar antiguas instalaciones de motores de inducción con obsoletos controladores de velocidad sin necesidad de incorporar al motor en cuestión un *encoder* óptico. Nótese que, muchas veces, la inserción de un *encoder* a un motor no preparado para ello supone un coste apreciable al requerir el eje de un mecanizado especial.

En los siguientes apartados se describirán de forma exhaustiva los distintos bloques funcionales que conforman del ASIC.

5.2.3 Estimación de las tensiones del estator

El algoritmo de estimación de velocidad requiere el conocimiento de los valores instantáneos de tensión y corriente en dos fases del motor. Para las corrientes, la única opción posible es la medida de las mismas, sin embargo, es posible estimar las tensiones de fase del motor a partir del estado de los interruptores de potencia del inversor y la tensión del *dc-link*, V_{dc} .

Evidentemente, el valor de las tensiones de fase, V_a y V_b , dependerá del conexionado de los devanados del motor, por lo que es posible programar el ASIC para estimar la velocidad de giro tanto para una conexión en estrella como en triángulo.

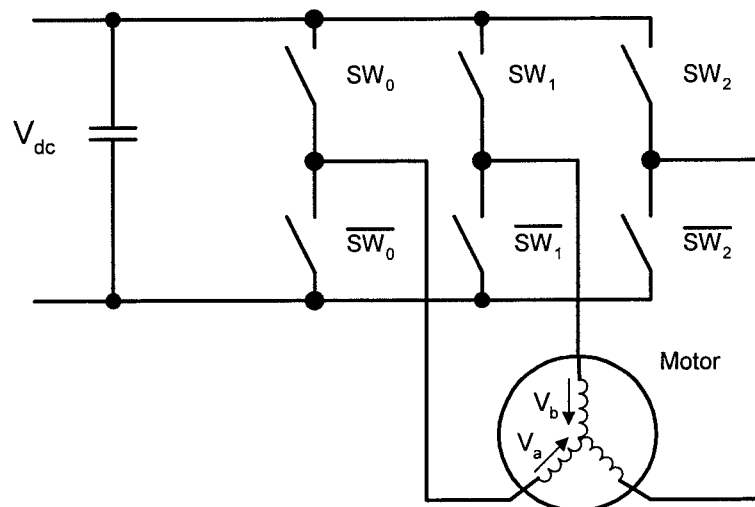


figura 5.5. Inversor trifásico con motor conectado en estrella.

5.2.3.1 Conexión en estrella.

El esquema que muestra la relación entre las tensiones de fase del motor con las del *dc-link* se muestra en la figura 5.5. Es fácil comprobar que se cumplen las siguientes relaciones para las tensiones de fase, si se supone que en cada rama del inversor solamente hay un único interruptor activado:

$$V_a = \frac{1}{3}(2 \cdot SW_0 - SW_1 - SW_2)V_{dc} \quad (5.1)$$

$$V_b = \frac{1}{3}(2 \cdot SW_1 - SW_2 - SW_0)V_{dc}$$

Dónde $SW_X=1$ indica que el interruptor está cerrado y $SW_X=0$ que está abierto.

En la expresión anterior se ha supuesto una conmutación instantánea de los interruptores de potencia y se han despreciado los tiempos muertos. La inclusión de estos efectos redundaría en una estimación más precisa de las tensiones de fase, pero complicaría en exceso el cálculo. Las pruebas realizadas demuestran que la pérdida de precisión prácticamente no afecta a la estimación de la velocidad.

Este hecho puede explicarse de una manera sencilla por la forma en que opera el algoritmo MRAS de estimación de velocidad: la velocidad estimada depende del desfase entre dos fasores y no del módulo de éstos, lo que, dado que las simplificaciones mencionadas en la estimación de las tensiones afecta principalmente al módulo de éstas, su relevancia en la estimación de velocidad es mínima.

La implementación de las ecuaciones (5.1) en el ASIC se ha resuelto mediante la estructura *datapath* de la figura 5.6, la cuál contiene un sumador de 22+22 bits y un multiplicador de 14x10 bits.

El *datapath* se emplea para realizar todos los cálculos internos del ASIC: algoritmo de estimación de velocidad, cambios de coordenadas y estimación de tensiones. Además del multiplicador y el sumador con sus correspondientes lógicas de saturación y desbordamiento, aparecen todos los registros involucrados y los distintos tipos de transferencias posibles de registro a bus y de bus a registro. Todas el control de las transferencias y operaciones a realizar se ha resuelto mediante una compleja máquina de estados secuencial.

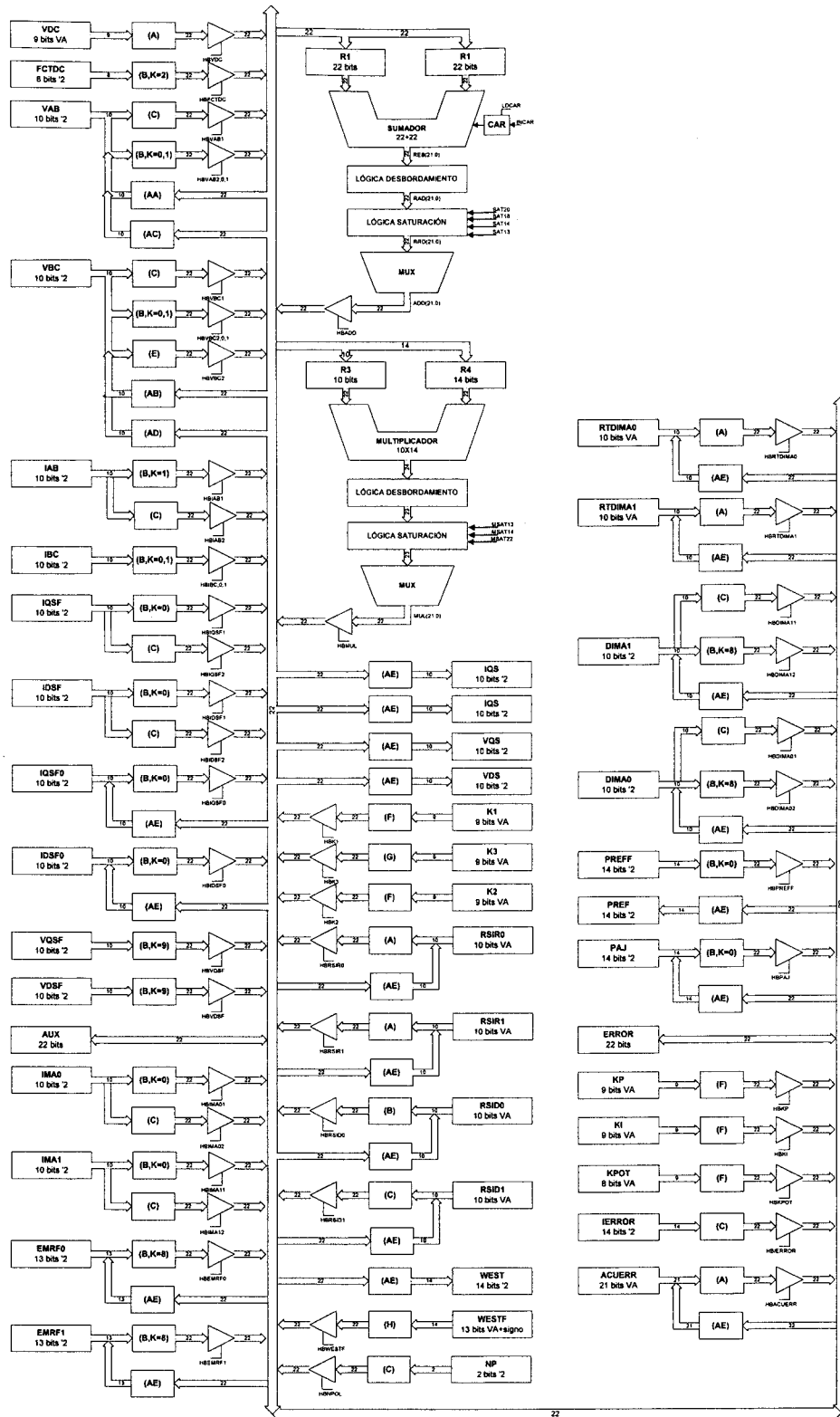


figura 5.6. Diagrama de bloques de la estructura *datapath* implementada en SLESS.

Las ecuaciones (5.1) pueden convertirse a aritmética de números enteros para su resolución en el *datapath* según:

$$[V_a]_{10} = \frac{1}{2^{10}} \cdot (341 \cdot [2 \cdot SW_0 - SW_1 - SW_2]_2 \cdot [V_{dc}]_{10}) \quad (5.2)$$

$$[V_b]_{10} = \frac{1}{2^{10}} \cdot (341 \cdot [2 \cdot SW_1 - SW_0 - SW_2]_2 \cdot [V_{dc}]_{10})$$

Dónde $[V_a]_{10}$, $[V_b]_{10}$ y $[V_{DC}]_{10}$ representan el contenido de registros de 10 bits en complemento a dos con el significado físico siguiente:

$$[V_x]_{10} = V_x \cdot \frac{2^9}{V_{max}} \quad (5.3)$$

Siendo V_{max} una tensión de escalado del registro y x representa cualquiera de las tensiones anteriores. Si la tensión de los condensadores se mide mediante uno de los convertidores A/D incorporados en el ASIC, V_{max} representa el valor físico de tensión correspondiente al fondo de escala del mismo. En caso de que esta tensión se programe por escritura en el registro correspondiente, el usuario puede elegir V_{max} a su conveniencia.

5.2.3.2 Conexión en triángulo.

En este caso el esquema que muestra la relación entre las tensiones de fase del motor con las del *dc-link* se muestra en la figura 5.7.

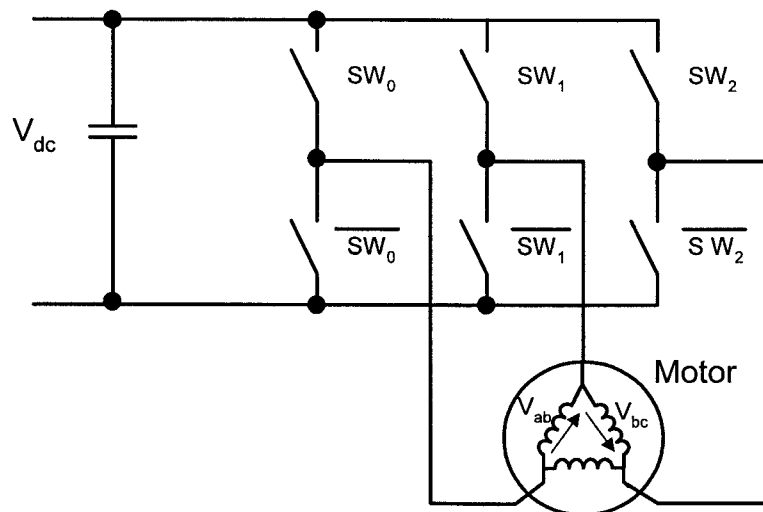


figura 5.7. Inversor trifásico con motor conectado en triángulo.

Las expresiones que relacionan las tensiones de fase con la de la batería de condensadores y el estado de los interruptores son:

$$V_{ab} = V_{dc} (SW_0 - SW_1) \quad (5.4)$$

$$V_{bc} = V_{dc} (SW_1 - SW_2)$$

La conversión a enteros de estas ecuaciones para su implementación en la estructura *datapath* del ASIC resulta:

$$[V_{ab}]_{10} = [SW_0 - SW_1]_{11} \cdot [V_{dc}]_{10} \quad (5.5)$$

$$[V_{bc}]_{10} = [SW_1 - SW_2]_{11} \cdot [V_{dc}]_{10}$$

Con las mismas consideraciones del apartado anterior.

5.2.4 Cambio de Coordenadas

El algoritmo de estimación de velocidad opera con un modelo del motor de inducción en ejes dq . La matriz que realiza el cambio de valores de fase en tres ejes desfasados 120° a dos ejes ortogonales dq estáticos, suponiendo un sistema trifásico equilibrado, es:

$$\begin{pmatrix} x_{qs} \\ x_{ds} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ \frac{1}{\sqrt{3}} & \frac{2}{\sqrt{3}} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} x_a \\ x_b \end{pmatrix} \quad (5.6)$$

Esta transformación hay que aplicarla tanto a las tensiones como a las corrientes. Si las tensiones se estiman como se describe en el apartado 5.2.3 los valores obtenidos son las tensiones de fase del motor de inducción y basta con aplicar (5.6) para obtener los valores V_{ds} , V_{qs} equivalentes. Por el contrario, si los valores de corriente o tensión son medidos por los convertidores A/D incorporados, éstos pueden ser valores de línea y necesitarán de una transformación previa para la obtención de los valores de fase que, dependerá del devanado del motor. Esta transformación es:

$$\begin{pmatrix} x_a \\ x_b \end{pmatrix} = \frac{1}{3} \begin{pmatrix} 2 & 1 \\ -1 & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} x_{ab} \\ x_{bc} \end{pmatrix} \quad (5.7)$$

Las dos transformaciones anteriores pueden agruparse para obtener:

$$\begin{pmatrix} x_{qs} \\ x_{ds} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \frac{2}{3} & \frac{1}{3} \\ 0 & \frac{1}{\sqrt{3}} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} x_{ab} \\ x_{bc} \end{pmatrix} \quad (5.8)$$

Las ecuaciones (5.6) se han convertido a aritmética de números enteros en la forma:

$$[X_{qs}]_{10} = [X_{ab}]_{10} \quad (5.9)$$

$$[X_{ds}]_{10} = \frac{1}{2^9} (296 \cdot (2 \cdot [X_{bc}]_{10} + [X_{ab}]_{10}))$$

Dónde los valores entre corchetes representan el contenido de un registro de 10 bits del ASIC, que puede ser corriente o tensión. Si son tensiones, el significado físico del registro es el especificado en (5.3). Si son corrientes, el significado físico es:

$$[I_x]_{10} = I_x \cdot \frac{2^9}{I_{max}} \quad (5.10)$$

Siendo I_{max} el valor físico de corriente que se corresponde con el fondo de escala de los convertidores A/D dedicados a las medidas de intensidad.

Por otra parte, las ecuaciones (5.8) se codifican en aritmética de números enteros según:

$$[X_{qs}]_{10} = \frac{1}{2^{10}} (341 \cdot (2 \cdot [X_{ab}]_{10} + [X_{bc}]_{10})) \quad (5.11)$$

$$[X_{ds}]_{10} = \frac{1}{2^9} (296 \cdot [X_{bc}]_{10})$$

5.2.4.1 Conexión en estrella.

Si el motor está conectado en estrella las intensidades medidas por los convertidores A/D son directamente los valores de fase y, aplicando (5.6) se obtiene:

$$\begin{aligned} i_{qs} &= i_a \\ i_{ds} &= \frac{(2i_b + i_a)}{\sqrt{3}} \end{aligned} \quad (5.12)$$

Por el contrario, si las tensiones son medidas, los valores obtenidos representan tensiones de línea, por lo que es necesario aplicar la ecuación (5.8):

$$\begin{aligned} v_{qs} &= \frac{1}{3}(2v_{ab} + v_{bc}) \\ v_{ds} &= \frac{v_{bc}}{\sqrt{3}} \end{aligned} \quad (5.13)$$

Si las tensiones se estiman, sus valores son de fase y es necesario aplicar la ecuación (5.6) en forma análoga a las corrientes.

La conversión de las ecuaciones anteriores a aritmética de números enteros para su realización en la estructura *datapath* del ASIC es la misma que la descrita por (5.9) y (5.11).

5.2.4.2 Conexión en triángulo.

Si el motor está conectado en triángulo las corrientes medidas serán valores de línea y será necesario aplicar el cambio descrito por la ecuación (5.8), con lo que:

$$\begin{aligned} i_{qs} &= \frac{1}{3}(2i_{ab} + i_{bc}) \\ i_{ds} &= \frac{i_{bc}}{\sqrt{3}} \end{aligned} \quad (5.14)$$

Para las tensiones, tanto si han sido medidas por los convertidores A/D como estimadas, habrá que aplicar (5.6):

$$\begin{aligned} v_{qs} &= v_a \\ v_{ds} &= \frac{(2v_b + v_a)}{\sqrt{3}} \end{aligned} \quad (5.15)$$

La conversión de las ecuaciones anteriores a aritmética de números enteros para su realización en la estructura *datapath* del ASIC es la misma que la descrita por (5.9) y (5.11).

5.2.5 Estimación de la velocidad de giro del motor.

Para la estimación de la velocidad se ha utilizado la técnica *MRAS* basada en la fuerza contraelectromotriz como se describe en el apartado 2.7. La técnica *MRAS* (ver figura 5.8) se basa en la comparación de dos modelos del motor de inducción, uno de los cuáles, denominado modelo de referencia, no depende de la velocidad de giro del motor mientras que el otro modelo, denominado ajustable, sí. La discrepancia entre ambos modelos se utiliza para ajustar de forma dinámica la velocidad de giro.

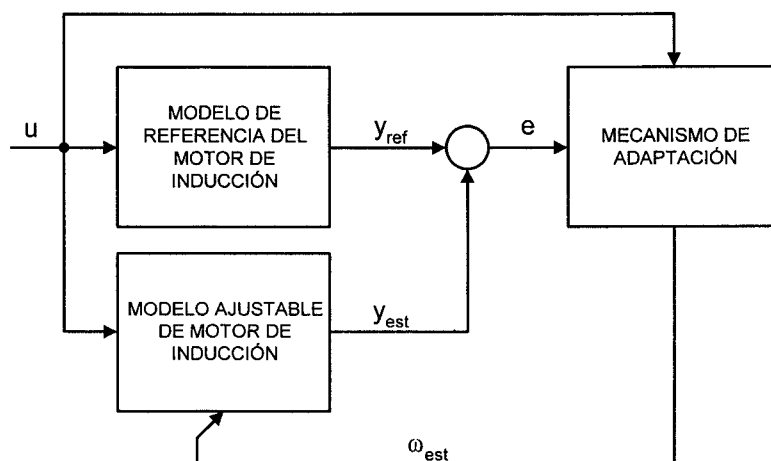


figura 5.8. Estimación de velocidad basada en la técnica MRAS.

La elección de este algoritmo de estimación se basa en los resultados obtenidos de la comparativa realizada por el Doctorando presentada en el Capítulo 3 de esta Tesis. El método de integración elegido es la aproximación de primer orden, que a pesar de ofrecer unos resultados peores que la aproximación de segundo orden, resulta más simple. Con el tiempo de muestreo conseguido en el ASIC ($12\mu\text{s}$) la integración de las ecuaciones utilizando este método ofrece unos resultados comparables a los obtenidos con aproximaciones más complejas, según se deduce de lo comentado en el apartado 3.9.1 de esta Tesis.

El algoritmo implementado en el ASIC emplea como modelo de referencia las ecuaciones del estator del motor de inducción para determinar la fuerza contraelectromotriz e_m según:

$$\begin{aligned} e_{mdref} &= v_{ds} - L_{\sigma} \frac{di_{ds}}{dt} - R_s i_{ds} \\ e_{mqref} &= v_{qs} - L_{\sigma} \frac{di_{qs}}{dt} - R_s i_{qs} \end{aligned} \quad (5.16)$$

Dónde $L_{\sigma} = L_s - L_m^2 / L_r$ y R_s representa la resistencia del estator. Por otra parte, como modelo ajustable se usan las ecuaciones del rotor para determinar la fuerza contraelectromotriz según las expresiones:

$$\begin{aligned} e_{mqaj} &= L'_m \frac{di_{mq}}{dt} = L'_m \left[\frac{1}{\tau_r} (i_{qs} - i_{mq}) - p \cdot \hat{\omega} \cdot i_{md} \right] \\ e_{mdaj} &= L'_m \frac{di_{md}}{dt} = L'_m \left[\frac{1}{\tau_r} (i_{ds} - i_{md}) + p \cdot \hat{\omega} \cdot i_{mq} \right] \end{aligned} \quad (5.17)$$

Dónde $L'_m = L_m^2 / L_r$, $\tau_r = L_r / R_r$, p es el número de pares de polos y $\hat{\omega}$ es la velocidad mecánica estimada de giro de la máquina de inducción.

El mecanismo de adaptación que determina la velocidad en función del error de ambos modelos es un controlador PI cuya entrada es el producto vectorial de los vectores e_m obtenidos con ambos modelos:

$$\hat{\omega} = K_p (e_{mref} \times e_{maj}) + K_i \int (e_{mref} \times e_{maj}) dt \quad (5.18)$$

En principio, el algoritmo descrito depende de cuatro parámetros del motor de inducción, R_s , L_{σ} , L'_m y τ_r . Sin embargo, la constante L'_m puede incluirse en las constantes del controlador PI , por lo que en la realidad sólo depende de los otros tres parámetros.

Resulta pues, más sencillo utilizar como error entre ambos modelos el producto vectorial $e_{mref} \times (di_m/dt)$ en lugar de $e_{mref} \times e_{maj}$. Además, puede demostrarse que, utilizando el mecanismo de estimación descrito en conjunción con el control vectorial, la

dependencia con τ_r desaparece. En el apartado 3.9.4 de esta Tesis se detalla la influencia de estos parámetros en la estimación de velocidad.

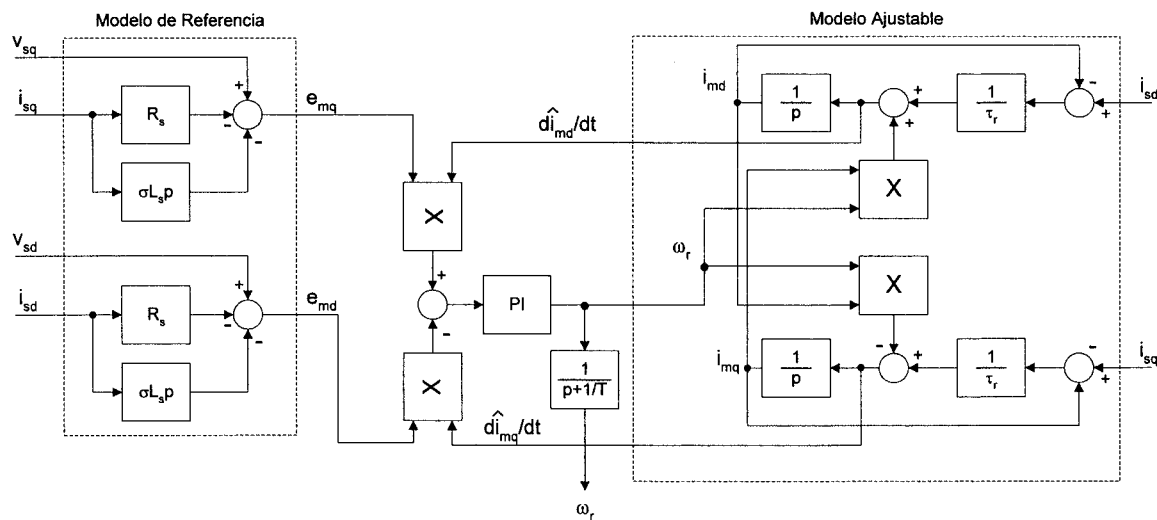


figura 5.9. Diagrama de bloques del algoritmo de estimación implementado en el ASIC SLESS.

Conviene hacer notar que el error entre ambos modelos es el producto de los módulos de las fuerzas contraelectromotrices determinadas con el modelo de referencia y el ajustable y el seno del ángulo formado por ambos vectores. El controlador PI intenta que este ángulo sea cero modificando la velocidad estimada. El algoritmo opera, por tanto, como un circuito *PLL*. En [97] se encuentra una demostración de la hiperestabilidad del algoritmo descrito.

En la figura 5.9 se muestra el diagrama de bloques del algoritmo de estimación de velocidad implementado en el ASIC. Se ha incluido un filtro de primer orden a la salida del PI para filtrar el ruido presente en la estimación.

Las ecuaciones involucradas en la estimación de velocidad se resuelven en el ASIC mediante la estructura *datapath* del mismo, la cuál se muestra en la figura 5.6. Las ecuaciones (5.16) pueden reescribirse en la forma:

$$\frac{V_{max}}{2^9} \cdot [e_{mdref}]_{10} = \frac{V_{max}}{2^9} \cdot [V_{ds}]_{10} - L_{\sigma} \cdot \frac{[I_{ds}]_{10} - [I_{ds0}]_{10}}{T_m} \cdot \frac{I_{max}}{2^9} - R_s \cdot [I_{ds}]_{10} \cdot \frac{I_{max}}{2^9} \quad (5.19)$$

$$\frac{V_{max}}{2^9} \cdot [e_{mqref}]_{10} = \frac{V_{max}}{2^9} \cdot [V_{qs}]_{10} - L_{\sigma} \cdot \frac{[I_{qs}]_{10} - [I_{qs0}]_{10}}{T_m} \cdot \frac{I_{max}}{2^9} - R_s \cdot [I_{qs}]_{10} \cdot \frac{I_{max}}{2^9}$$

Dónde las corrientes se almacenan en registros de 10 bits normalizados con I_{max} , las tensiones y fuerza contraelectromotriz de referencia en registros de 10bits normalizados con V_{max} , T_m es el tiempo de muestreo del algoritmo de estimación de velocidad e $[I_{ds0}]$, $[I_{qs0}]$ son los valores de las corrientes en el ciclo de muestreo anterior. Operando en (5.19) se obtiene:

$$[e_{mdref}]_{10} = [V_{ds}]_{10} - L_{\sigma} \cdot \frac{I_{max}}{V_{max} T_m} \cdot ([I_{ds}]_{10} - [I_{ds0}]_{10}) - R_s \cdot \frac{I_{max}}{V_{max}} \cdot [I_{ds}]_{10} \quad (5.20)$$

$$[e_{mqref}]_{10} = [V_{qs}]_{10} - L_{\sigma} \cdot \frac{I_{max}}{V_{max} T_m} \cdot ([I_{qs}]_{10} - [I_{qs0}]_{10}) - R_s \cdot \frac{I_{max}}{V_{max}} \cdot [I_{qs}]_{10}$$

Para almacenar las constantes de la máquina L_{σ} y R_s se definen los siguientes registros de 13 bits (en valor absoluto):

$$[L_{\sigma}]_{13} = \frac{I_{max}}{V_{max} T_m} \cdot L_{\sigma} \quad (5.21)$$

$$[R_s]_{13} = 2^{10} \frac{I_{max}}{V_{max}} \cdot R_s \quad (5.22)$$

Estos registros así definidos permiten representar los parámetros correspondientes de motores de inducción en un amplio rango de potencias. Las ecuaciones (5.20) quedan:

$$[e_{mdref}]_{10} = [V_{ds}]_{10} - [L_{\sigma}]_{13} \cdot ([I_{ds}]_{10} - [I_{ds0}]_{10}) - \frac{1}{2^{10}} ([R_s]_{13} \cdot [I_{ds}]_{10}) \quad (5.23)$$

$$[e_{mqref}]_{10} = [V_{qs}]_{10} - [L_{\sigma}]_{13} \cdot ([I_{qs}]_{10} - [I_{qs0}]_{10}) - \frac{1}{2^{10}} ([R_s]_{13} \cdot [I_{qs}]_{10})$$

En las expresiones anteriores ha de tenerse en cuenta que el producto de un registro de 13 bits en valor absoluto y otro de 10 bits en complemento a dos (por ejemplo el producto que involucra a L_{σ}) quedaría en 23 bits. Para realizar la suma con el registro de 10 bits de

la tensión, el resultado del producto ha de saturarse previamente para limitar su rango de valores a 10 bits. Estas saturaciones a un número de bits determinado se han resuelto mediante una lógica combinacional a la salida del multiplicador y el sumador del *datapath*. El diseño de esta lógica no es simple, y debe procurarse limitar el número de saturaciones a diferentes número de bits requeridas para el cálculo. Por tanto, la implementación en enteros de las ecuaciones ha de realizarse teniendo en cuenta todas las operaciones que se han de realizar en el *datapath*, procurando minimizar el número de saturaciones.

De igual forma al procedimiento utilizado para convertir las ecuaciones (5.16) a aritmética de números enteros, se procede con las ecuaciones del modelo ajustable (5.17):

$$\frac{di_{mq}}{dt} = \frac{1}{\tau_r} \cdot ([I_{qs}]_{10} - [I_{mq}]_{10}) \cdot \frac{I_{max}}{2^9} - [p]_2 \cdot [\hat{\omega}]_{14} \cdot \frac{2\pi}{100} \cdot [I_{md}]_{10} \cdot \frac{I_{max}}{2^9} \quad (5.24)$$

$$\frac{di_{md}}{dt} = \frac{1}{\tau_r} \cdot ([I_{ds}]_{10} - [I_{md}]_{10}) \cdot \frac{I_{max}}{2^9} + [p]_2 \cdot [\hat{\omega}]_{14} \cdot \frac{2\pi}{100} \cdot [I_{mq}]_{10} \cdot \frac{I_{max}}{2^9}$$

Dónde $[\hat{\omega}]$ almacena en 14 bits la velocidad mecánica estimada en centésimas de hertzio. Multiplicando por 2^4 ambas ecuaciones y aproximando $2^4 \cdot 2\pi / 100 = 1.005 \cong 1$:

$$\frac{2^{13}}{I_{max}} \cdot \frac{di_{mq}}{dt} = \frac{2^4}{\tau_r} \cdot ([I_{qs}]_{10} - [I_{mq}]_{10}) - [p]_2 \cdot [\hat{\omega}]_{14} \cdot [I_{md}]_{10} \quad (5.25)$$

$$\frac{2^{13}}{I_{max}} \cdot \frac{di_{md}}{dt} = \frac{2^4}{\tau_r} \cdot ([I_{ds}]_{10} - [I_{md}]_{10}) + [p]_2 \cdot [\hat{\omega}]_{14} \cdot [I_{mq}]_{10}$$

Definiendo los siguientes registros:

$$\left[\frac{1}{\tau_r} \right]_{13} = \frac{2^4}{\tau_r} \quad (5.26)$$

$$\left[\frac{di_{mq}}{dt} \right]_{18} = \frac{2^9}{I_{max}} \cdot \frac{di_{mq}}{dt} ; \quad \left[\frac{di_{md}}{dt} \right]_{18} = \frac{2^9}{I_{max}} \cdot \frac{di_{md}}{dt} \quad (5.27)$$

las ecuaciones (5.25) resultan:

$$\left[\frac{di_{mq}}{dt} \right]_{18} = \left[\frac{1}{\tau_r} \right]_{13} \cdot \left([I_{qs}]_{10} - [I_{mq}]_{10} \right) - [p]_2 \cdot [\hat{\omega}]_{14} \cdot [I_{md}]_{10} \quad (5.28)$$

$$\left[\frac{di_{md}}{dt} \right]_{18} = \left[\frac{1}{\tau_r} \right]_{13} \cdot \left([I_{ds}]_{10} - [I_{md}]_{10} \right) + [p]_2 \cdot [\hat{\omega}]_{14} \cdot [I_{mq}]_{10}$$

Estas ecuaciones ya pueden efectuarse en la estructura *datapath* del ASIC. Para obtener los nuevos valores de corriente de magnetización ha de integrarse en la forma:

$$[I_{mq}]_{10} = [I_{mq}]_{10} + \left[\frac{di_{mq}}{dt} \right]_{18} \cdot T_m \quad (5.29)$$

$$[I_{md}]_{10} = [I_{md}]_{10} + \left[\frac{di_{md}}{dt} \right]_{18} \cdot T_m$$

Teniendo en cuenta el valor definido para el registro de la derivada de la corriente de magnetización (5.27), la integración anterior se resuelve acumulando en cada ciclo de muestreo el valor de la derivada calculado según (5.28). Cuando el valor del acumulador es mayor (o menor) a la frecuencia de muestreo (o a menos la frecuencia de muestreo) se incrementa (o decrementa) en una unidad el contenido del registro correspondiente de la intensidad de magnetización. La frecuencia de muestreo se programa en un registro interno del ASIC.

Por último, el error del mecanismo de adaptación (5.18) se puede expresar en la forma:

$$[error]_{22} = [e_{mdref}]_{10} \cdot \frac{1}{2^4} \left[\frac{di_{mq}}{dt} \right]_{18} - [e_{mqref}]_{10} \cdot \frac{1}{2^4} \left[\frac{di_{md}}{dt} \right]_{18}$$

Para integrar el error, éste se va acumulando cada ciclo de muestreo en el sumador de 22+22 bits del *datapath*. Cada vez que desborda, se incrementa (o decrementa) en una unidad el registro de 14 bits que representa la integral del error. La velocidad estimada se obtiene según:

$$[\hat{\omega}]_{14} = \frac{1}{2^8} \left([K_P]_8 \cdot \frac{1}{2^8} \cdot [error]_{22} + [K_I]_8 \cdot [ierror]_{14} \right) \quad (5.30)$$

5.2.6 Circuito emulador de un *encoder* bifásico incremental

La velocidad estimada mediante el algoritmo descrito anteriormente puede ser usada con fines de control accediendo en lectura a un registro interno del ASIC. Sin embargo, se le ha añadido al ASIC la capacidad adicional de generar dos trenes de pulsos análogos a los que se obtendrían con un *encoder* óptico convencional de m pulsos por vuelta (ver figura 5.10) siendo m programable.

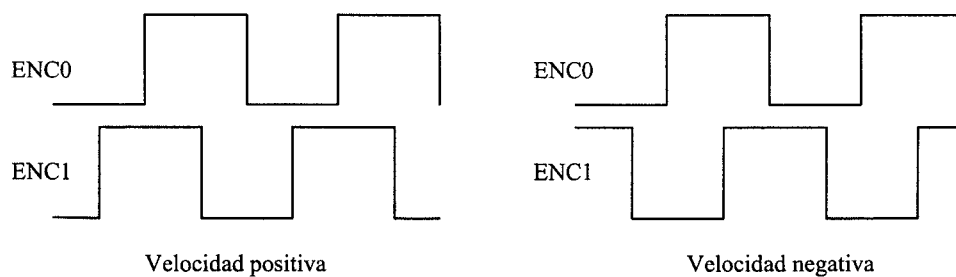


figura 5.10. Trenes incrementales de pulso y sentido de la velocidad.

Esta característica permite la conexión directa del sistema a la mayoría de los variadores de velocidad de motores de inducción existentes en el mercado.

El diagrama de bloque que constituye el circuito emulador de *encoder* se muestra en la figura 5.11.

Los tacómetros digitales realizan la medida de velocidad calculando la frecuencia del tren de pulsos proveniente del *encoder* incremental. Usualmente, la velocidad se calcula del tiempo transcurrido entre dos pulsos consecutivos según la expresión:

$$\omega = \frac{f_{clk}}{m \cdot C_b} \quad (5.31)$$

Dónde f_{clk} representa la frecuencia de reloj del ASIC en Hz , C_b el número de pulsos de reloj contados en un periodo de un pulso del *encoder* y m el número de pulsos por vuelta del *encoder*. El circuito de la figura 5.10 realiza la inversa de la ecuación (5.31), contando el número de ciclos de reloj acaecidos en $\frac{1}{4}$ del periodo completo del pulso de *encoder* (valor C_{b4}):

$$C_{b4} = \frac{f_{clk}}{4 \cdot m \cdot \hat{\omega}} = \frac{100 f_{clk} \cdot 16}{64m \cdot (100\hat{\omega})} = \frac{NPPR \cdot 16}{\hat{\omega}_1} \quad (5.32)$$

Siendo $\hat{\omega}_1$ la velocidad estimada en centésimas de Hz , determinada mediante el algoritmo *MRAS* de estimación de velocidad, y *NPPR* el valor programado para determinar el número de pulsos por vuelta del *encoder* a emular ($100f_{clk} / 64m$). El valor de C_{b4} obtenido se utiliza como valor inicial para un contador decreciente que sirve de entrada a una máquina de estados que controla, a su vez, todo el proceso de generación de pulsos del *encoder*. La operación de división implícita en (5.31) es realizada mediante un divisor de aproximaciones sucesivas, previa multiplicación del contenido del registro *NPPR* por un factor de 16.

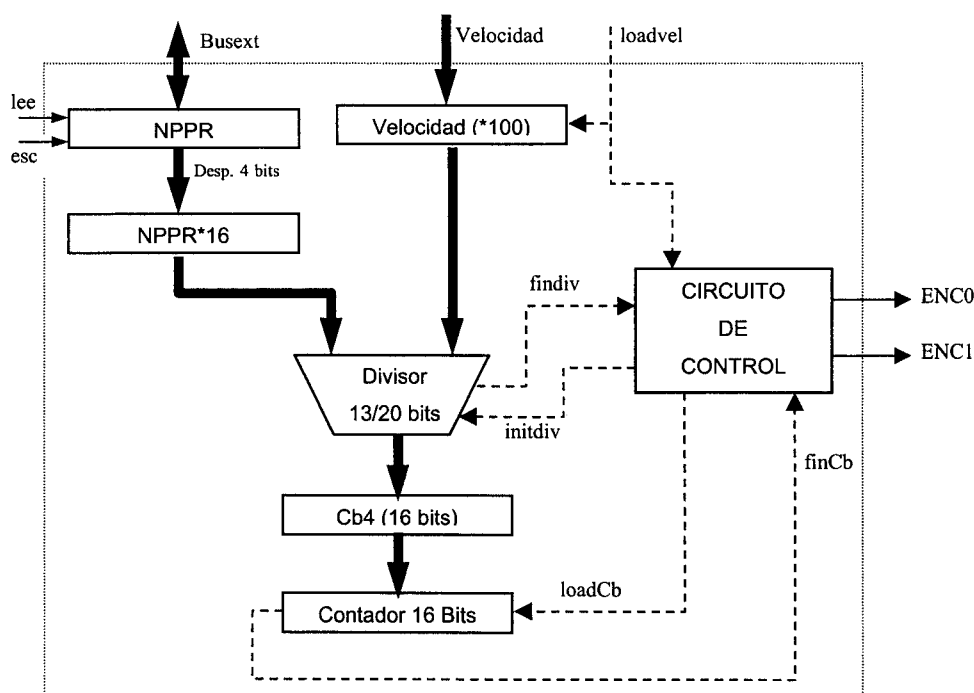


figura 5.11. Diagrama de bloques del circuito emulador de *encoder*.

5.2.7 Comunicaciones

El ASIC incorpora dos posibilidades en cuanto a las comunicaciones, comunicación mediante interfaz paralelo de 8 bits y comunicación a través de un canal serie SPI. Ambos pueden funcionar simultáneamente, siendo posible la desconexión de uno de ellos. Conviene destacar que mediante el canal SPI es posible programar el ASIC desde una

memoria EPROM externa, con lo que es posible realizar una tarjeta que de forma autónoma y con muy pocos componentes, pueda reemplazar a un tacómetro de velocidad tradicional.

5.2.7.1 Interfaz paralelo de comunicaciones

Para programar los diferentes registros internos del ASIC, éste incluye un interfaz paralelo de 8 bits compatible con el protocolo ST9 de SGS-Thomson. Este interfaz contiene 8 líneas para datos o direcciones y 3 líneas de control.

SLESS posee 48 registros internos, los cuales poseen un número de bits variable. Estos registros permiten configurar el modo de funcionamiento del ASIC y todos los parámetros y variables necesarios para el correcto funcionamiento de cada uno de los bloques del mismo.

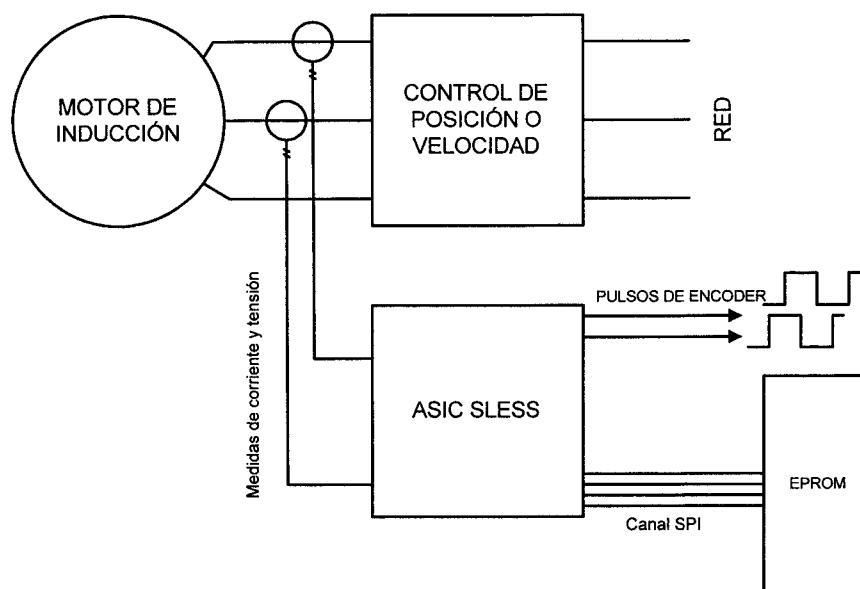


figura 5.12. Uso del ASIC SLESS como emulador de *encoder*.

5.2.7.2 Canal SPI para comunicación serie

El canal SPI implementado en el ASIC posee 4 líneas, una para el reloj de sincronización, otra de habilitación del modo de funcionamiento (maestro/esclavo), y dos para transmisión y recepción de datos. Las cuatro líneas son bidireccionales, definiéndose

el sentido de circulación de la información mediante un *pin* del ASIC. De esta forma, el canal SPI puede funcionar de dos formas:

1. En *modo esclavo*, en el que se puede leer o escribir de los registros internos del ASIC desde un microprocesador externo.
2. En *modo maestro* el ASIC, en el que se presupone que el ASIC se encuentra conectado a una memoria EPROM serie externa. En este modo de funcionamiento cuando se alimenta el integrado, comienza la lectura secuencial de la EPROM, almacenándose la información recibida en los registros internos del ASIC, que queda, al finalizar este trasvase de información programado y listo para funcionar.

5.3 SIMULACIONES

5.3.1 Introducción

La realización de un ASIC de gran complejidad, como SLESS, conlleva la necesidad de realizar una gran cantidad de simulaciones para comprobar que el funcionamiento previsto se corresponde con lo codificado en VHDL.

Para implementar el algoritmo MRAS de estimación de velocidad del ASIC se ha utilizado una codificación en enteros de las ecuaciones. Al utilizar enteros, con precisión limitada, y con un tiempo de muestreo limitado por la frecuencia de reloj del ASIC, se hace imprescindible poder comprobar que la codificación del algoritmo en VHDL es capaz de estimar la velocidad de giro de un motor de inducción en condiciones dinámicas.

Evidentemente, realizar este tipo de simulaciones en VHDL (incluyendo un modelo del motor de inducción, del control de velocidad, control de corrientes, etc.) resulta lento y complejo. Por consiguiente, la estrategia seguida para la simulación del ASIC SLESS consiste en utilizar un programa codificado en lenguaje 'C' que reproduce fielmente todas las operaciones realizadas por el ASIC, incluyendo saturaciones y desbordamientos en las operaciones con enteros y la frecuencia de ejecución de las mismas. De esta forma, usando un modelo del motor de inducción en coma flotante junto con un control de velocidad y de

corrientes es posible simular el comportamiento del motor de inducción cuando se utiliza SLESS para estimar la velocidad y cerrar el bucle de control de velocidad.

Finalmente, para comprobar que la codificación en 'C' de las operaciones del ASIC se corresponden con la codificación en VHDL del mismo, se extrae de las simulaciones en 'C' realizadas los valores presentes en los registros del ASIC en cada ciclo de muestreo, comprobando posteriormente, mediante simulación en VHDL, que se obtienen los mismos valores.

Por último, se deben realizar unas simulaciones completas una vez finalizado el rutado del ASIC, en las que se recojan los retrasos inherentes al rutado y a las puertas lógicas y las capacidades parásitas, para comprobar que el diseño una vez finalizado reproduce fielmente la codificación en VHDL del mismo.

En los siguientes subapartados se muestran algunas de las simulaciones en 'C' realizadas.

5.3.2 Simulaciones del control vectorial de velocidad de un motor de inducción con estimación de velocidad mediante el ASIC SLESS

5.3.2.1 Introducción

En esta sección se pretende estudiar, mediante simulación, el comportamiento del motor de inducción controlado vectorialmente, usándose la estimación de velocidad proporcionada por el ASIC para cerrar el bucle de control de velocidad.

Tanto el motor de inducción como el control vectorial indirecto y el de corrientes se han implementado en coma flotante. Para el control de corrientes se ha utilizado un PWM.

Todas las simulaciones mostradas se han realizado en bucle cerrado, es decir, la velocidad estimada se utiliza para el control vectorial.

5.3.2.2 Características Eléctricas de las Máquinas

Para simular el ASIC se han utilizado cinco motores de inducción de distintas potencias, con la intención de comprobar que SLESS es capaz de estimar la velocidad en motores de inducción en el rango de $2CV$ a $100CV$.

Los parámetros de los motores utilizados, que son los mismos que los empleados para las simulaciones realizadas para el ASIC descrito en el capítulo anterior, se recogen de nuevo en la Tabla 5.1 por comodidad.

De la misma forma, se supone que la cabina, engranajes y el aparataje del conjunto ascensor, contribuyen en un 50% a la inercia del sistema para todos los motores usados, salvo el de $100CV$ (que posee una inercia muy elevada), en el que contribuye con un 10%.

	V_{LL}	$P_n(\text{hp})$	$f(\text{Hz})$	<i>Polos</i>	$J(\text{kg/m}^2)$	T_r	$R_s(\Omega)$	$R_r(\Omega)$	$L_m(\text{H})$	$L_s=L_r(\text{H})$
1	208	2	60	6	0.0106	0.10644	1.10085	1.0932	0.11276	0.11636
2	208	7.5	60	6	0.379	0.1372	0.146	0.2057	0.0267	0.02822
3	380	10	50	4	0.153	0.31167	0.431	0.5071	0.15256	0.15805
4	230	15	60	4	0.150	0.29366	0.14008	0.09408	0.026	0.02763
5	460	100	60	4	2.224	0.14415	0.03093	0.1339	0.0193	0.0193

Tabla 5.1. Parámetros típicos de Motores de Inducción.

5.3.2.3 Curva de velocidad de referencia

Dado que el ASIC se va a utilizar para el control de motores de inducción aplicados en ascensores, la velocidad de referencia utilizada en el arranque y la frenada sigue la curva en 'S' descrita anteriormente en esta Tesis. Al emplear este tipo de curva de referencia, caracterizada por aceleraciones y deceleraciones constantes, se incrementa la sensación de confort del pasajero. En la figura 5.13 se muestra de nuevo esta curva.

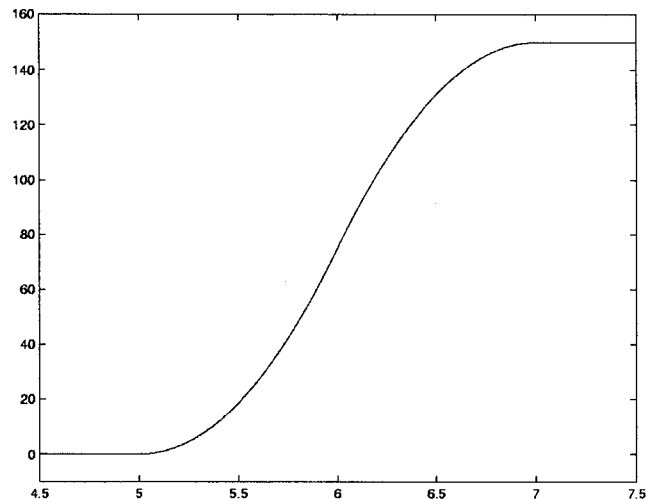


figura 5.13. Referencia suave de velocidad.

5.3.2.4 Resultados de simulación

Las figura 5.14 muestra los resultados de la simulación de un motor de 10CV. En esta simulación el par de carga se mantiene constante en 20Nm y la referencia de velocidad intenta emular un ciclo completo de funcionamiento en un ascensor. El control de velocidad en la zona de baja velocidad es bueno y el sistema completo resulta estable incluso a velocidad cero. Durante el funcionamiento con velocidades negativas el motor de inducción funciona en la zona de generación, mostrando que la estimación de velocidad es, asimismo, buena en esta zona. La forma triangular del mismo asegura el funcionamiento correcto del control vectorial. Esto demuestra que la estimación de velocidad es precisa y que el desacoplo del flujo y el par realizado por el control vectorial (que depende de la velocidad estimada mediante el ASIC SLESS) es correcto.

En la figura 5.15 se muestra una simulación análoga con un motor de 2CV en la que el par de carga se mantiene constante en 2.5Nm. Dada la pequeña inercia de este motor, el par presenta un mayor rizado que en el caso anterior.

En la figura 5.16 se muestra la simulación correspondiente para el motor de 100CV. De nuevo los resultados son aceptables.

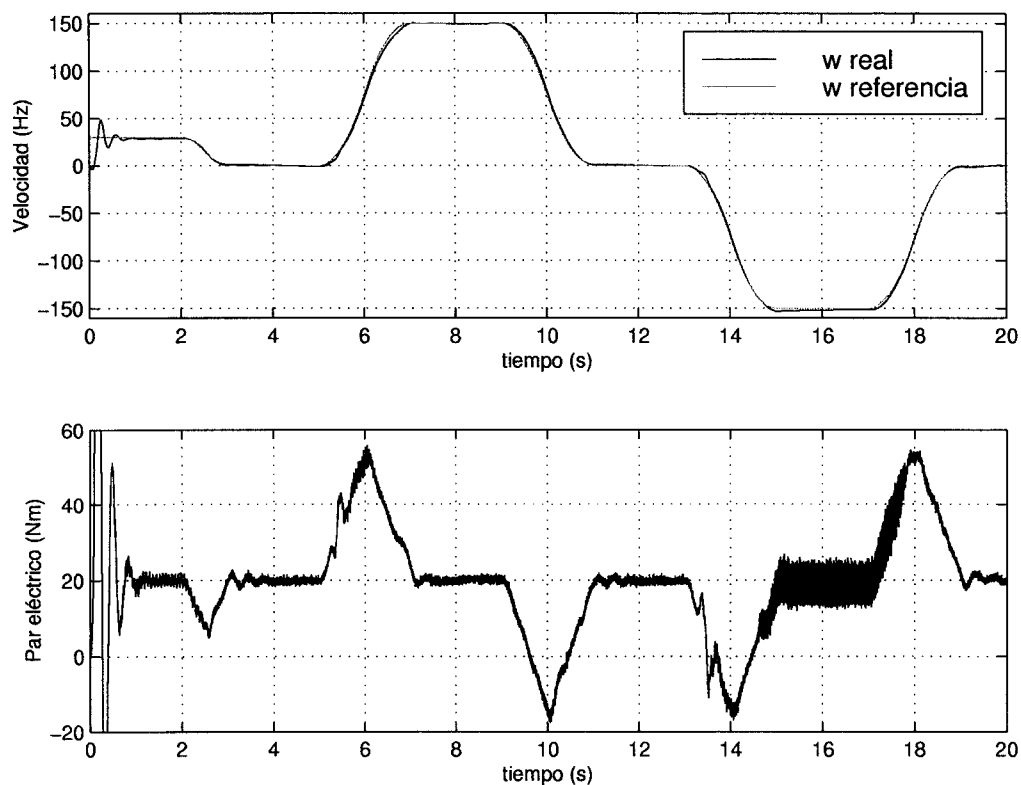


figura 5.14. Simulación de un motor de 10CV con estimación de velocidad mediante SLESS.

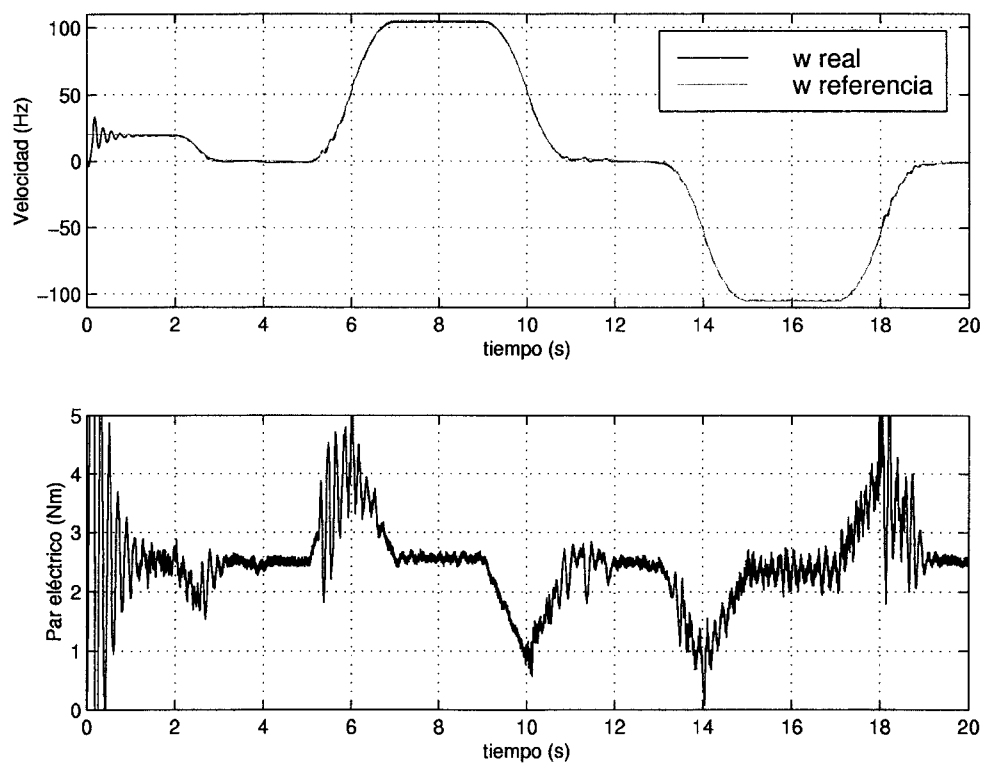


figura 5.15. Simulación de un motor de 2CV con estimación de velocidad mediante SLESS.

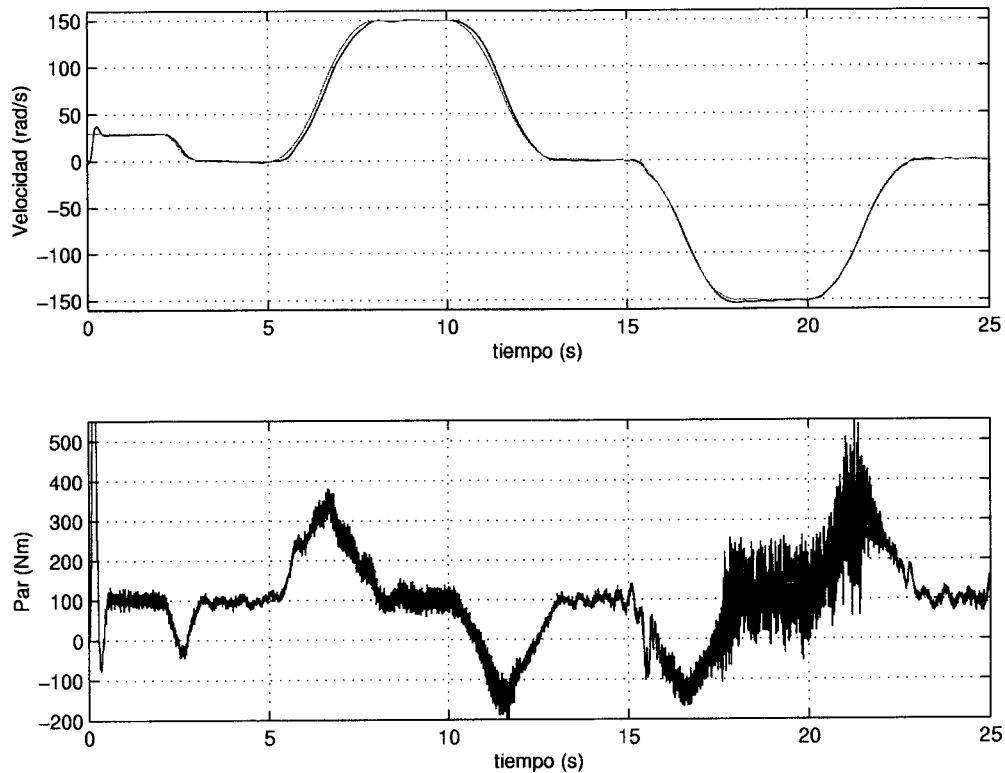


figura 5.16. Simulación de un motor de 100CV con estimación de velocidad mediante SLESS.

5.4 RESULTADOS EXPERIMENTALES

5.4.1 Introducción

Los ensayos con el ASIC SLESS se realizaron utilizando la bancada de ensayos descrita en el apéndice B de esta Tesis. Para la programación del ASIC se recurre a la placa de comunicación con PC diseñada para la realización de las pruebas de los circuitos integrados AVANTRON y SLESS.

En todas las curvas recogidas en este apartado la velocidad estimada por SLESS es comunicada a AVANTRON mediante un tren de pulsos incrementales utilizando el circuito emulador de *encoder* incluido en SLESS. AVANTRON se dedica al control vectorial del motor de inducción y SLESS a la estimación de velocidad.

En todos los ensayos, las tensiones del estator necesarias para la estimación de velocidad son estimadas a partir de la tensión de la batería de condensadores y el estado de los interruptores de potencia en vez de medirlas.

La velocidad real representada en las figuras es la medida mediante tacómetro de la misma, utilizándose sólo para su comparación con la estimada, no siendo utilizada en ningún momento en el control.

5.4.2 Ensayos realizados

En la figura 5.17 se recoge la respuesta del conjunto SLESS+AVANTRON frente a un escalón de velocidad de cero a 25 Hz. La velocidad real evoluciona rápidamente hacia la referencia, sobreoscilando ligeramente. La velocidad estimada presenta ciertas oscilaciones que no se reflejan en la velocidad real debido al filtrado que realiza la inercia del motor. Estas oscilaciones van disminuyendo gradualmente conforme se alcanza la referencia. El error entre la velocidad real y la estimada es menor de 0.5Hz a la velocidad nominal de la máquina.

En la figura 5.18 se muestra el mismo ensayo anterior pero con un par de carga del 50% del nominal. Se observa como el sistema resulta estable a velocidad cero en condiciones de carga. El error entre la velocidad real y la estimada resulta menor de 0.5Hz a velocidad nominal.

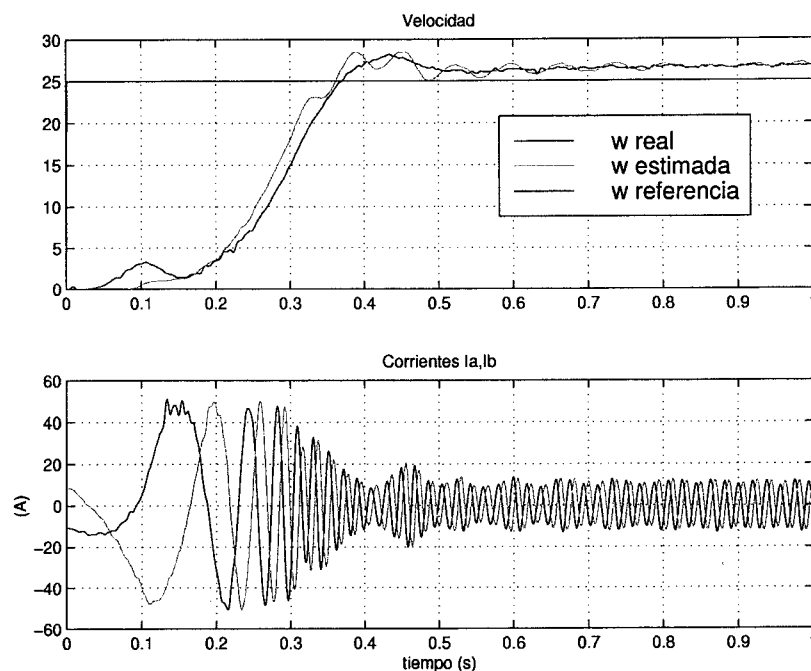


figura 5.17. Ensayo de escalón de velocidad cero a nominal con estimación de velocidad mediante SLESS en vacío.

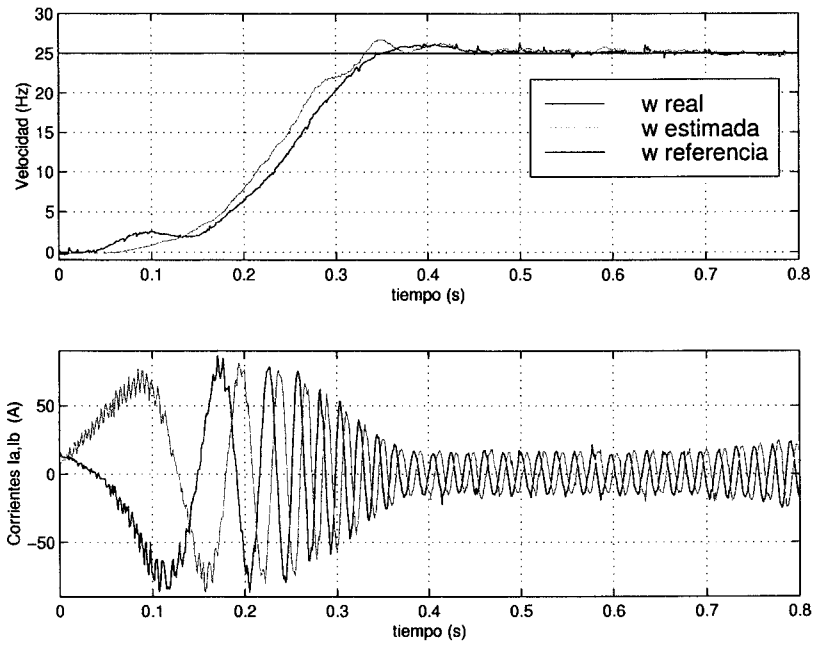


figura 5.18. Ensayo de escalón de velocidad cero a nominal con estimación de velocidad mediante SLESS con el 50% del par nominal.

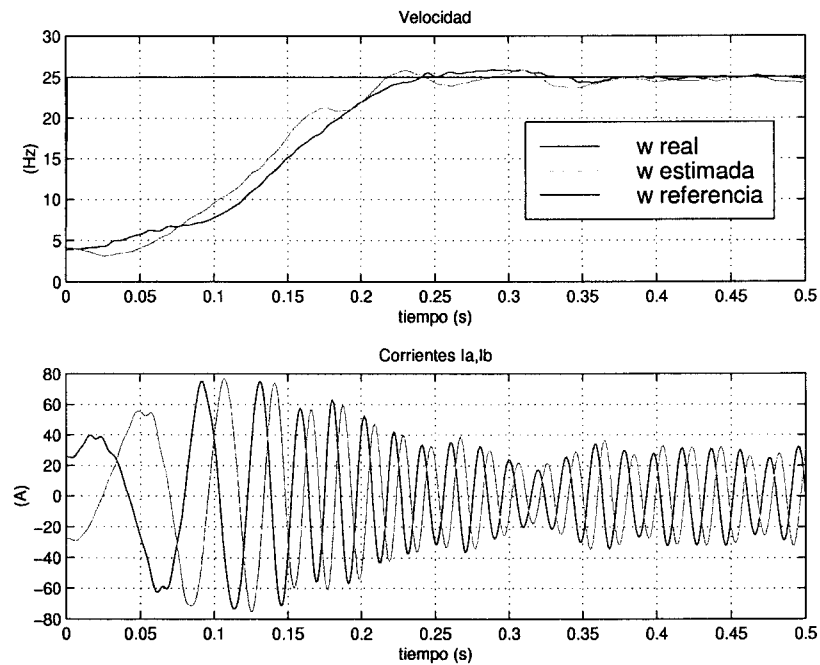


figura 5.19. Ensayo de escalón de velocidad de 5Hz a nominal con estimación de velocidad mediante SLESS a par nominal.

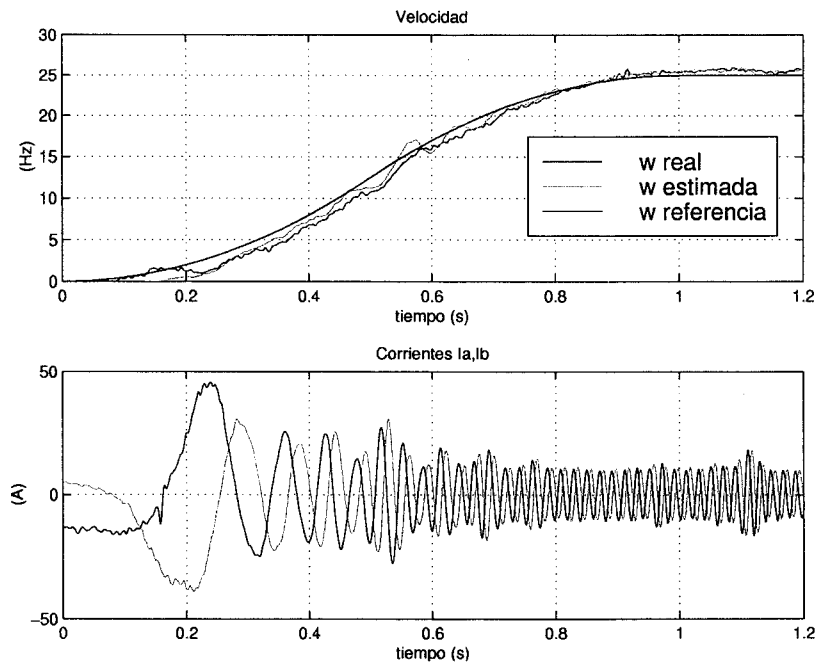


figura 5.20. Ensayo de arranque con referencia suave con estimación de velocidad mediante SLESS en vacío.

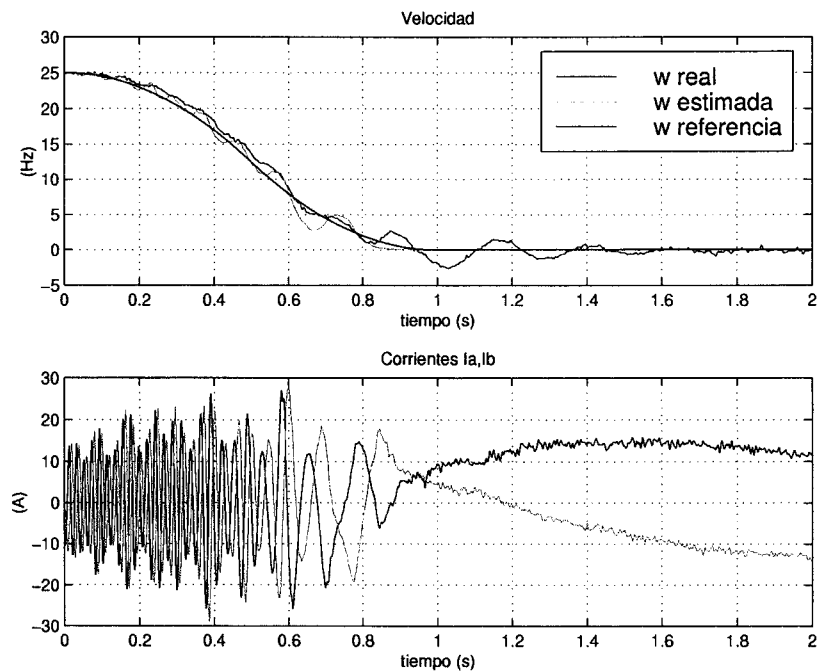


figura 5.21. Ensayo de parada con referencia suave con estimación de velocidad mediante SLESS en vacío.

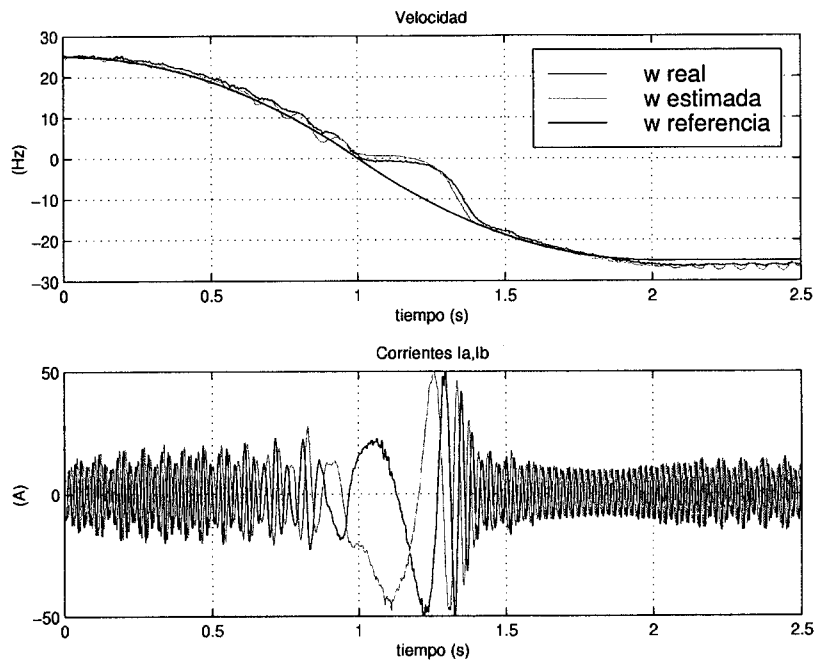


figura 5.22. Ensayo de cambio de sentido de giro con referencia suave con estimación de velocidad mediante SLESS en vacío.

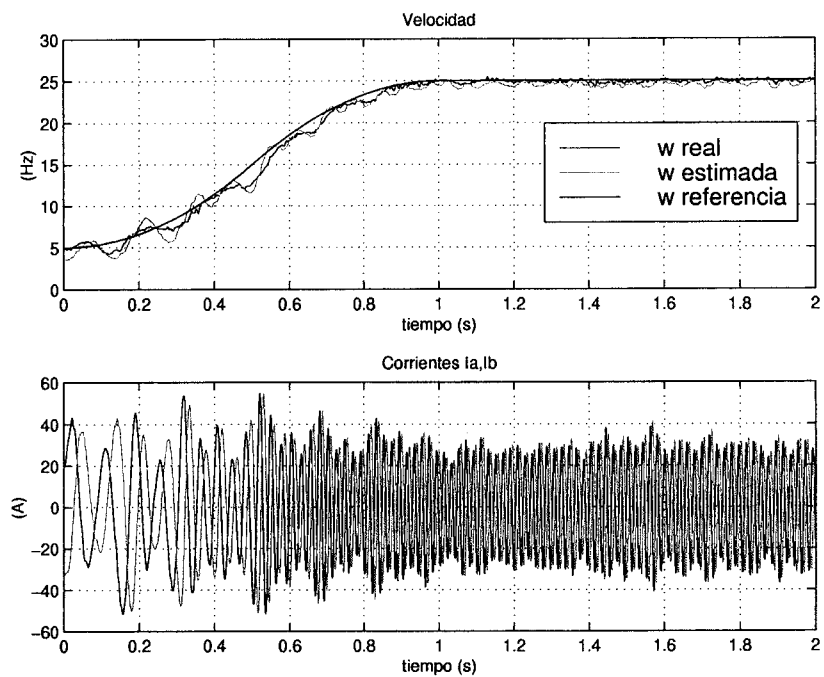


figura 5.23. Ensayo de aceleración de 5Hz a 25Hz con referencia suave con estimación de velocidad mediante SLESS a par nominal.

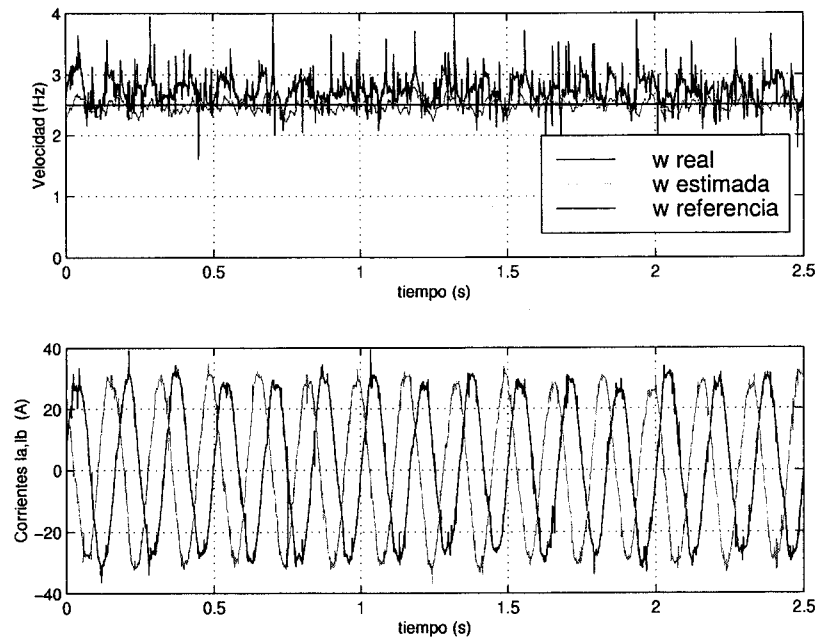


figura 5.24. Ensayo con velocidad de referencia 2.5Hz en permanente al 50% del par nominal.

En la figura 5.19 se muestra la respuesta frente a un escalón de velocidad desde 5Hz a 25Hz. En este caso las oscilaciones se atenúan más rápidamente, siendo el error entre la velocidad medida y la estimada cuando se alcanza la referencia menor de 0.5Hz.

En la figura 5.20 y la figura 5.21 se muestra el arranque y parada siguiendo una curva de referencia suave. De nuevo aparecen oscilaciones durante el transitorio. Cabe destacar cómo se alcanza la referencia cero, siendo estable el sistema a esta frecuencia de funcionamiento.

En la figura 5.22 se muestra un cambio de sentido de giro, siguiendo una referencia suave en vacío. Se observa cómo durante el paso por cero la estimación de velocidad no es buena. Este fenómeno es común a la mayoría de estimadores de velocidad.

En la figura 5.23 se recoge la evolución del sistema cuando el motor acelera siguiendo una referencia en 'S' desde 5Hz a 25Hz con par de carga nominal, comprobándose la estabilidad del motor de inducción controlado vectorialmente con estimación de velocidad en condiciones de pares de carga elevados.

En la figura 5.24 se muestra la respuesta del sistema en régimen permanente con una velocidad de referencia de 2.5Hz y con un par aplicado del 50% del nominal. El error entre la velocidad real y la estimada se mantiene por debajo de 0.5Hz.

5.5 CONCLUSIONES

En este capítulo se presenta como aportación original en esta Tesis el diseño que el Doctorando ha realizado de un circuito ASIC dedicado a la estimación de velocidad en motores de inducción mediante modelo de referencia adaptativo. Incorpora un circuito emulador de *encoder* programable que permite reemplazar un *encoder* incremental convencional mediante el ASIC, con el consiguiente abaratamiento de los costes asociados a la inclusión de un *encoder* incremental en el eje del motor de inducción.

Se muestran las simulaciones realizadas para comprobar la fiabilidad del diseño, así como los ensayos experimentales realizados. Las conclusiones obtenidas son:

- La estimación de velocidad a frecuencias de giro elevadas presenta un error absoluto por debajo de 0.5Hz incluso con pares nominales.
- El sistema no tiende a inestabilizarse a velocidades cercanas a cero, permitiendo la parada absoluta en vacío.
- Permite el funcionamiento a velocidades de tan sólo 2.5Hz con pares elevados manteniendo errores pequeños.
- Responde bien ante cambios del sentido de giro, no inestabilizándose durante el paso por cero de la velocidad.
- Presenta una estimación oscilatoria durante los transitorios de velocidad. Estas oscilaciones son debidas fundamentalmente a errores en la estimación de las tensiones.

En general, puede concluirse que el ASIC SLESS ofrece una estimación aceptable de la velocidad, con pequeños errores en régimen permanente incluso a velocidades muy

reducidas, y con cierta tendencia a la oscilación en la estimación frente a transitorios. La estimación de la velocidad es, asimismo, buena en condiciones de pares de carga elevados.

La respuesta oscilatoria frente a transitorios se debe a una mala estimación de las tensiones del motor. Con una mejor medida de estas tensiones mejorarían las prestaciones del ASIC, y cabría esperar un mejor funcionamiento a bajas velocidades y la disminución de las oscilaciones anteriormente mencionadas.

El diseño del ASIC y la realización de los prototipos se enmarcan dentro de un proyecto europeo FUSE.

Capítulo 6

CONCLUSIONES Y FUTURAS LÍNEAS DE INVESTIGACIÓN

Índice

6.1 Conclusiones	223
6.2 Futuras líneas de investigación.....	229

6.1 CONCLUSIONES

En esta Tesis doctoral se analizan diferentes métodos de control de velocidad para motores de inducción, centrándose en el control con estimación de velocidad o control “*sensorless*” de velocidad.

En esta Tesis se presenta un análisis comparativo de las prestaciones reales de diversos estimadores de velocidad, la influencia en la estimación de parámetros de diseño como el tiempo de muestreo y el método de integración, de las medidas y de las variaciones de los parámetros de la máquina.

Se presenta además el estudio realizado acerca de la implementación en circuitos integrados de aplicación específica de un control vectorial indirecto sin sensores.

En cada uno de los Capítulos de esta Tesis se incluye como punto final las conclusiones detalladas de la investigación realizada. Por ello, en este Capítulo sólo se va a resumir las principales conclusiones de cada uno de los Capítulos, destacando las aportaciones originales del autor.

En los siguientes subapartados se detallarán estas conclusiones Capítulo a Capítulo, exceptuando el Capítulo 1, en el que se define el sistema objeto de la investigación realizada y se muestran los problemas generales que motivaron la investigación en el campo del control de velocidad sin sensores en máquinas de inducción.

6.1.1 Capítulo 2.

La estimación de velocidad para motores de inducción es un campo novedoso, existiendo numerosas técnicas, descritas en profundidad en el Capítulo 2. En general, hay dos grandes campos abiertos, uno, que utiliza las ecuaciones de estado del motor de inducción para la estimación de velocidad y otro, en el que se aprovechan los efectos no descritos en las mismas, y debidos a la distribución no senoidal del flujo del entrehierro y las consiguientes variaciones de las variables de estado y parámetros del motor con el ángulo de giro de la máquina.

Del análisis de la bibliografía consultada por el Doctorando pueden extraerse las siguientes conclusiones acerca de la estimación de velocidad basada en las ecuaciones de estado:

- Presentan unas prestaciones comparables a las obtenidas con controladores de velocidad con sensores a velocidades elevadas.
- La velocidad se hace inobservable cuando la frecuencia de excitación es cero, dificultando la estimación a velocidades bajas.
- Si no se conoce exactamente la resistencia del estator del motor de inducción se produce una estimación incorrecta del flujo y/o el par, que resulta más crítica a bajas velocidades.
- La precisión en la estimación de la velocidad depende de la constante de tiempo del rotor, sobre todo cuando el motor opera con pares de carga elevados.
- Presenta inestabilidad a velocidades bajas, particularmente en la zona de regeneración. Esta característica es una consecuencia del modelo y no de imprecisiones en los parámetros.

Por lo que respecta a los estimadores basados en los efectos no lineales del motor de inducción, pueden extraerse las siguientes conclusiones:

- Son insensibles a las imprecisiones en los parámetros de la máquina.
- Presentan por lo general unas prestaciones dinámicas reducidas, con un ancho de banda limitado.
- Suelen requerir para su correcto funcionamiento de máquinas especialmente construidas o de la inyección de componentes de corriente de alta frecuencia.
- No solucionan el problema de la estimación a velocidad cero, salvo el método basado en las variaciones de la inductancia de fugas.

6.1.2 Capítulo 3.

El objetivo de la Tesis es el estudio de la posibilidad de implementación electrónica de controladores de velocidad con estimación de la misma y su aplicación en la industria. Dentro de las dos posibilidades existentes en la actualidad, implementación en microprocesadores de elevada potencia de cálculo y en circuitos integrados de aplicación específica, el autor hace uso de ambas.

En el Capítulo 3 se describe el uso del DSP para implementar varios de los algoritmos existentes de estimación de velocidad con vista a su comparación experimental, a la vez que se realizan simulaciones para comprobar la adecuación de las mismas a la realidad. El Doctorando presenta un análisis comparativo novedoso, extenso y exhaustivo de las prestaciones que pueden obtenerse de un control vectorial indirecto sin medida de velocidad. Los estimadores analizados son el estimador en bucle abierto basado en las ecuaciones de estado, el estimador MRAS basado en el flujo del rotor, el estimador MRAS basado en la fuerza contraelectromotriz, el estimador MRAS basado en la potencia reactiva instantánea, el estimador basado en el observador de Luenberger y el estimador basado en el filtro de Kalman extendido.

De los resultados obtenidos pueden extraerse las siguientes conclusiones:

- El estimador de Luenberger extendido ofrece, en general, las mejores prestaciones, tanto en condiciones dinámicas como estáticas, salvo a velocidades cercanas a cero, donde resultan más adecuados los métodos basados en modelo de referencia adaptativo.
- En cuanto a la complejidad del algoritmo, los más sencillos resultan los algoritmos MRAS, seguidos del estimador de Luenberger y a gran distancia, el filtro de Kalman.
- El algoritmo MRAS basado en la potencia reactiva es incapaz de estimar correctamente la velocidad cuando el motor funciona como generador. Este defecto del estimador es una aportación novedosa del Doctorando.

- El algoritmo MRAS basado en el flujo del rotor resulta muy sensible a las componentes de continua presentes en las señales medidas.

Por tanto, el algoritmo de estimación más adecuado para su implementación electrónica en un ASIC resulta el algoritmo MRAS basado en la fuerza contraelectromotriz.

También el Doctorando desarrolla un estudio original acerca de la influencia en la estimación de velocidad de ciertos aspectos que influyen de manera decisiva en el éxito de una implementación electrónica de un estimador de velocidad para máquinas de inducción. Se estudia la influencia del tiempo de muestreo y el método de integración, la medida de la tensión, las componentes de continua en las medidas y las variaciones de los parámetros de la máquina. El análisis realizado pone de manifiesto la importancia de cada uno de estos efectos en las prestaciones que pueden obtenerse con un estimador de velocidad.

Las conclusiones que pueden extraerse de este estudio son:

- El método de integración de las ecuaciones debe elegirse de acuerdo con el tiempo de muestreo que es posible conseguir en la implementación del algoritmo de estimación de velocidad. Para tiempos de muestreo pequeños, menores de unos $25\mu\text{s}$, se recomienda la aproximación de Euler hacia adelante por su simplicidad, para tiempos de muestreo entre $25\mu\text{s}$ y $50\mu\text{s}$ resulta adecuado el método de Euler hacia atrás, y para tiempos de muestreo superiores, debe escogerse un método de integración más preciso como la aproximación de segundo orden.
- La precisión en la medida de la tensión afecta significativamente a la precisión en la estimación de velocidades bajas. Discretizando los valores de tiempos de encendido de los interruptores de potencia en múltiplos enteros del tiempo de muestreo se obtiene la mejor aproximación en la medida de tensión.
- Las componentes de continua en la medida provocan estimaciones oscilantes de la velocidad. La frecuencia de estas oscilaciones disminuyen, y aumentan en amplitud, con la velocidad de giro del motor.

- Una sobreestimación de la resistencia del estator proporciona mayores errores entre la velocidad estimada y la real que una estimación a la baja de la misma.
- Errores en la inductancia de fugas L_σ tienden a inestabilizar el sistema de control de velocidad en bucle cerrado sin sensores. Una sobreestimación de este parámetro resulta menos perjudicial que una estimación a la baja.
- Valores de la constante de tiempo del rotor inferiores al real proporcionan errores positivos entre la velocidad real y la estimada con pares tendentes a frenar al motor. Todo lo contrario ocurre cuando el valor utilizado para la constante de tiempo del rotor es superior al real. Este efecto es tanto mayor cuanto mayor es el par aplicado.

6.1.3 Capítulo 4.

Como aplicación de la investigación realizada por el Doctorando en el campo del control de velocidad sin sensores en máquinas de inducción, se desarrollan dos circuitos integrados de aplicación específica con fines industriales. El primero, denominado AVANTRON, permite el control vectorial basado en lógica borrosa de motores de inducción, realizando todas las funciones necesarias para el control, medida de corrientes y velocidad, control borroso de velocidad, control vectorial y control PWM de corrientes. El diseño detallado de este ASIC, bloque a bloque, se recoge en el Capítulo 4.

El Doctorando aporta los resultados experimentales obtenidos al implementar con el citado ASIC los siguientes controladores de velocidad:

- Control tensión/frecuencia.
- Control vectorial indirecto con regulación tipo PI de velocidad.
- Control vectorial indirecto con regulación basada en lógica borrosa de la velocidad.

Los resultados ponen de manifiesto el excelente comportamiento del ASIC, así como las mejoras que pueden obtenerse en el control de velocidad al utilizar la lógica borrosa.

El desarrollo de este ASIC fue financiado por la empresa MACPUARSA y la Unión Europea dentro del marco GAME. Actualmente el ASIC AVANTRON forma parte de un sistema comercial que oferta la citada empresa, existiendo numerosas instalaciones de ascensores en funcionamiento que lo incorporan, ofreciendo unos resultados excelentes.

AVANTRON constituye una aportación original en cuyo desarrollo el Doctorando participó ampliamente. En la actualidad no existe ningún circuito ASIC que ofrezca las prestaciones y funcionabilidad de AVANTRON.

6.1.4 Capítulo 5.

Posteriormente se desarrolla el ASIC denominado SLESS, dedicado en exclusiva a la estimación de velocidad utilizando el método MRAS basado en la fuerza contraelectromotriz.

Este ASIC presenta como característica única su capacidad de reemplazar un *encoder* óptico convencional, con el consiguiente abaratamiento de costes. Esta característica permite adaptar las instalaciones existentes con controladores en bucle abierto y mejorar sus prestaciones a un bajo coste.

En el Capítulo 5 de esta Tesis se presenta la descripción detallada del diseño del ASIC SLESS junto con la discretización del algoritmo de estimación de velocidad mediante aritmética de números enteros para su implementación en una estructura *datapath*.

Se presentan además, los resultados experimentales obtenidos por el Doctorando al implementar un control vectorial indirecto con estimación de velocidad utilizando conjuntamente los ASIC's AVANTRON y SLESS. Las conclusiones que pueden obtenerse de los ensayos realizados son:

- La estimación de velocidad a frecuencias de giro elevadas presenta un error absoluto por debajo de 0.5Hz incluso con pares nominales.
- El sistema no tiende a inestabilizarse a velocidades cercanas a cero, permitiendo la parada absoluta en ausencia de par.

- Permite el funcionamiento a velocidades de tan sólo 2.5Hz con pares elevados manteniendo errores pequeños.
- Responde bien ante cambios del sentido de giro, no inestabilizándose durante el paso por cero de la velocidad.
- Presenta una estimación oscilatoria durante los transitorios de velocidad. Estas oscilaciones son debidas fundamentalmente a errores en la estimación de las tensiones.

Los resultados obtenidos podrían mejorarse si en vez de estimar las tensiones del motor de inducción se realizase una buena medida de las mismas. Es de esperar que, con una medida más exacta de las tensiones del motor, las prestaciones a bajas velocidades y frente a transitorios mejoren considerablemente.

6.2 FUTURAS LÍNEAS DE INVESTIGACIÓN

La investigación llevada a cabo por el Doctorando en el campo del control de motores de inducción sin sensores aporta una base fundamental sobre la que desarrollar futuras investigaciones.

La disminución de costes asociada al empleo de las técnicas de estimación de velocidad justifica el empleo en la industria de las mismas.

Se requiere, por tanto, avanzar en las técnicas de estimación de velocidad para equiparar sus prestaciones a las de controladores clásicos con medida de la misma.

Como resultado de la investigación desarrollada en este Tesis se abren las siguientes líneas futuras de investigación:

6.2.1 Implementación electrónica en un ASIC de un control vectorial con estimación de velocidad.

Para mejorar las prestaciones de los ASIC's realizados (AVANTRON y SLESS) así como disminuir los costes asociados a la utilización de dos circuitos integrados, resulta

interesante implementar en un sólo ASIC todas las funciones desarrolladas por AVANTRON y SLESS.

Este nuevo ASIC, que actualmente está siendo desarrollado por el doctorando, contará con las siguientes prestaciones:

- Control vectorial indirecto de velocidad.
- Estimación de velocidad basada en el técnicas MRAS o medida de la misma mediante un tacómetro incorporado (programable por el usuario).
- Control de corrientes mediante PWM o Space-vector en coordenadas dinámicas o estáticas (programable por el usuario).

Además permitirá implementar diferentes estrategias de control e incluso el control de motores de imán permanente.

6.2.2 ASIC modular para el control de motores de inducción.

Existen en la actualidad numerosas técnicas de control de velocidad para motores de inducción, las cuáles precisan para su funcionamiento de ciertos bloques comunes a todas ellas.

Resultaría pues interesante el desarrollo de un ASIC dedicado al control de motores de inducción que ofreciese la flexibilidad de un DSP. Este ASIC contendría los bloques constructivos básicos y ofrecería al usuario la posibilidad de conectarlos en la forma requerida para implementar numerosas estrategias de control.

El ASIC contaría con bloques tales como controladores PI, cambio de cordenadas, control vectorial directo, control vectorial indirecto, control directo de par, PWM, Space-vector, estimador de velocidad, flujo y par, tacómetro, etc., permitiendo al usuario la libre interconexión de los mismos para implementar la topología deseada.

6.2.3 Estimadores híbridos.

La estimación de velocidad en motores de inducción mediante las ecuaciones de estado del mismo presenta un grave inconveniente. Resulta imposible la estimación de la

velocidad cuando ésta se acerca a cero. Este resultado es una consecuencia directa del modelo utilizado para representar la máquina de inducción.

La única solución factible, estriba en el uso de modelos que incluyan los efectos debidos a la distribución no senoidal de las barras del rotor y el devanado estatórico y/o la saturación magnética. Actualmente los métodos existentes basados en estos fenómenos requieren del uso de motores especialmente diseñados para aumentar estos efectos, o bien precisan de la inyección de componentes de alta frecuencia en las corrientes, con el consiguiente aumento en el contenido de armónicos de la corriente y el par, los cuales se reflejan en la velocidad de la máquina y presentan, además, un comportamiento dinámico bastante pobre. Uno de los métodos que muestra mejores resultados, explota la variación de la inductancia de fugas con la posición del rotor, permitiendo con motores normales la estimación precisa de la posición y velocidad del motor de inducción a velocidades reducidas e incluso a velocidad cero. Sin embargo, no aparecen en la literatura resultados que prueben la eficacia de este estimador a velocidades elevadas.

Una idea atrayente y con buenas expectativas es el uso combinado de estos métodos con los basados en las ecuaciones de estado. De esta forma podría usarse, por ejemplo, la variación de la inductancia de fugas para la estimación de velocidades cercanas a cero y el estimador extendido de Luenberger para velocidades superiores. La decisión de qué tipo de algoritmo de estimación debe ser utilizado en función de la velocidad actual del motor podría ser llevada a cabo mediante un sencillo controlador borroso.

Este tipo de estimadores híbridos, formados por varios estimadores independientes de los cuáles se explotan sus mejores prestaciones en función de la zona de funcionamiento del motor, permitirían una estimación precisa y un funcionamiento robusto en todo el rango de velocidades.

6.2.4 Estabilidad del control de velocidad sin sensores.

Otro de los problemas que aparecen en la estimación de velocidad mediante ecuaciones de estado es la tendencia a oscilaciones durante los transitorios. Este fenómeno aparece debido a la interacción entre los bucles de control y estimación de la velocidad.

Ambos bucles están completamente imbricados y su dinámica conjunta es extremadamente compleja.

Por tanto, debería estudiarse con detenimiento el efecto dinámico debido a la interacción de los bucles de control de velocidad y estimación.

6.2.5 Estimación de velocidad en motores de rotor bobinado.

Los motores de inducción de rotor bobinado se aplican con éxito en la actualidad al control de potencia y velocidad en aerogeneradores de velocidad variable.

El uso tradicional de un *encoder* óptico para la medida de velocidad presenta serios problemas debidos a los ruidos que incorpora la medida de la misma por el largo cableado existente entre la posición del *encoder* y el circuito de control.

Por tanto, un funcionamiento sin sensor de velocidad redundaría en una mejora del control además de la reducción de costes inherente a la ausencia del sensor de velocidad.

Por tanto, resulta necesario investigar en el desarrollo de aplicaciones microelectrónicas dedicadas al control sin sensor de velocidad en máquinas de inducción de rotor bobinado para aerogeneradores.

Bibliografía

- [1] **G.M. Asher**, "*Sensorless estimation for vector controlled induction motor drives*", IEE Colloquium on Vector Control Revisited (Digest No. 1998/199), 1998, pp. 6/1 - 6/5.
- [2] **G.M. Asher**, "*Sensorless induction motor drives*", Advances in Induction Motor Control, IEE Seminar , 2000, pp. 6/1-6/5.
- [3] **A. Abbondanti, M.B. Brennen**, "*Variable Speed Induction Motor Drives Use Electronic Slip Calculator Based on Motor Voltages and Currents*", IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. IA-11, N° 5, pp. 483-488, 1975.
- [4] **K. Akatsu, A. Kawamura**, "*Sensorless Very Low-Speed and Zero-Speed Estimations with Online Rotor Resistance Estimation of Induction Motor Without Signal Injection*", IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 36, n° 3, Mayo-Junio 2000.
- [5] **G.J. Armstrong, D.J. Atkinson, P.P. Acarnley**, "*A Comparison of Estimation Techniques for Sensorless Vector Controlled Induction Motor Drives*", Proc. IEEE Int. Conf. Power Electronics and Drive Systems (PEDS'97), Singapore 1997.
- [6] **U. Baader, M. Depenbrock, G. Gierse**, "*Direct Self Control (DSC) of Inverter Fed Induction Machine: A Basis for Speed Control Without Speed Measurement*", IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 28, n° 3, pp. 581-588, 1992.
- [7] **F. Barrero, E. Galván, A. Torralba, L.G. Franquelo**, "*Fuzzy Selftuning System for Induction Motor controllers*", European Power Electronics Conference, Seville, Spain, September 1995.
- [8] **F. Barrero**, "*Aplicaciones de la lógica borrosa al control vectorial de máquinas de inducción*", Tesis Doctoral, Sevilla 1998.

- [9] **F. Barrero, J.L. Mora, E. Galván, R. Millán, J.V. Torrellas, L.G. Franquelo**, "*FPGA Implementation of a Digital Tachometer for Angular Position and Speed Measurement*". European Power Electronics Conference, 1999, Laussane, Switzerland.
- [10] **M. Beck, D. Naunin**, "*A New Method for the Calculation of the Slip Frequency for a Sensorless Speed Control of a Squirrel-Cage Induction Motor*", IEEE Power Electronics Specialists Conference, pp. 678-683, 1985.
- [11] **F. Bonanno, A. Consoli, A. Raciti, A. Testa**, "*An Innovative Direct Self-Control Scheme for Induction Motor Drives*", IEEE Transactions on Power Electronics, ol. 12, N° 5, Septiembre 1997.
- [12] **B.K. Bose**, "*Power Electronic and AC Drives*", Prentice-Hall Englewood Cliffs, N.J., 1987.
- [13] **B.K. Bose, M.G. Simões, et al.**, "*Speed Sensorless Hybrid Vector Controlled Induction Motor Drive*", IEEE Industry Applications Society Annual Meeting, pp. 173-143, 1995.
- [14] **L. Ben-Brahim, R. Kurosawa**, "*Identification of Induction Motor Speed Using Neural Networks*", IEEE PCC, Yokohama, pp. 689-694, 1993.
- [15] **L. Ben-Brahim, S. Tadakuma**, "*Practical considerations for sensorless induction motor drive system*", IECON '98. Proceedings of the 24th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, 1998, pp. 1002-1007 vol.2.
- [16] **L. Ben-Brahim, A. Gastli, M.A. Al-Hamadi**, "*Auto-tuning for sensorless AC motor drive systems*", . Proceedings of the IEEE International Symposium on Industrial Electronics, ISIE 1999, Vol. 1 , pp. 367 –372.
- [17] **L. Ben-Brahim, S. Tadakuma, A. Akdag**, "*Speed control of induction motor without rotational transducers*", IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 35, Julio-Agosto 1999, pp. 844 –850.
- [18] **C. Busada, G. Bortolotto**, "*Sensorless variable structure speed control of an induction motor*", IEEE International Symposium on Circuits and Systems, 2000, Geneva, Vol. 2 , pp. 216 –219.

- [19] **D. Casadei, G. Serra, L. Zarri, F. Profumo**, “*Performance analysis of a speed sensorless induction motor drive based on a constant switching frequency DTC scheme*”, Industry Applications Conference, 2000. Conference Record of the 2000 IEEE , Vol. 3 , 2000, pp. 1360 –1367.
- [20] **J. Chen, Y. Li**, “*Virtual vectors based predictive control of torque and flux of induction motor and speed sensorless drives*”, Industry Applications Conference, IAS 1999, Vol. 4 , pp. 2606 –2613.
- [21] **J. Choi, S. Kim, E. Lee, Y. Kim**, “*A Sensorless Vector Control of the Saturated Induction Motor Using Third Harmonic Voltages*”, IECON '98.Proceedings of the 24th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society,1998; pp. 976-80 vol.2.
- [22] **A. Damiano, G. Gatto, I. Marongiu, C. Attaianese, A. Perfetto**, “*An adaptive speed sensorless observer for induction motor drives*”, Proceedings of the 24th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, 1998. IECON '98, Vol. 3, pp. 1592 –1596.
- [23] **A. Consoli, G. Scarcella, A. Testa**, “*A new zero-frequency flux-position detection approach for direct-field-oriented-control drives*”, IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 36, May-June 2000, pp. 797 –804.
- [24] **M.W. Degner, R.D. Lorenz**, “*Using multiple saliencies for the estimation of flux, position and velocity in AC Machines*”, Conf. Rec. IEEE-IAS Annu. Meeting, New Orleans, 1997, pp 760-767.
- [25] **M. Elloumi, L. Ben-Brahim, M.A. Al-Hamadi**, “*Survey of speed sensorless controls for IM drives*”, IECON '98.Proceedings of the 24th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, 1998, pp. 1018-1023 vol.2.
- [26] **O. Fenker, W. Schumacher**, “*Control of an Induction Motor Without Shaft Encoder using the Vecon-Chip*”, European Power Electronics EPE'97, pp. 1430-1433, Trondheim, 1997.
- [27] **A. Ferrah, K.J. Bradley, G.M. Asher**, “*An FFT-Based Novel Approach to Noninvasive Speed Measurement in Induction Motors Drives*”, IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, Vol. 41, n° 6, pp. 797-802, December 1992.

- [28] **A. Ferrah, K.J. Bradley, P. J. Hogben-Laing, M.S. Woolfson, G.M. Asher, M. Sumner, J. Cilia, J. Shuli**, "*A speed identifier for induction motor drives using real-time adaptive digital filtering*", IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 34, Enero_Febrero 1998, pp. 156 –162.
- [29] **A. Ferrah, K.J. Bradley, G.M. Asher**, "*Sensorless Speed Detection of Inverter Fed Induction Motors Using Rotor Slots Harmonics and Fast Fourier Transform*", IEEE Power Electronics Specialist Conference, pp279-286, 1992.
- [30] **E. Galván, M.A. Aguirre, A. Torralba y L.G. Franquelo**, "*Fuzzy-Logic based control of an Induction Motor*", Int. Conf. on Fuzzy Control Application (IFCA'93), Tarrasa, 1993.
- [31] **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.
- [32] **E. Galván**, "*Aportaciones Electrónicas al Control Vectorial Indirecto de Máquinas Asíncronas*", Tesis Doctoral, Sevilla 1994.
- [33] **E. Galván, A. Torralba, L.G. Franquelo**, "*Asic Implementation of a Digital Tachometer with High Precision in a Wide Speed Range*", IEEE Trans. Ind. Electronics, vol.43, n.6, pp-661, Dec.1996.
- [34] **A. Gastly, M. Tomita, et al.**, "*Improvement of a Stator-Flux-Oriented Speed-Sensorless Control of an Induction Motor*", IEEE-PCC, Yokohama, pp. 415-420, 1993.
- [35] **M. Godoy Simões, B.K. Bose**, "*Neural Network Based Estimation of Feedback Signals for a Vector Controlled Induction Motor Drive*", IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 31, nº 3, pp. 620-629, May-June 1993.
- [36] **G. Griva, F. Profumo, L. Rosell, R. Bojoi**, "*Optimization of fuzzy-like luenberger observer for high speed sensorless induction motor drives using genetic algorithms*", Industry Applications Conference, 2000. Conference Record of the 2000 IEEE , Vol. 2 , 2000, pp. 1268 –1274.
- [37] **G. Guidi, H. Umida**, "*Consideration about problems and solutions of speed estimation method and parameter tuning for speed sensorless vector control of*

- induction motor drives*", Industry Applications Conference, 2000, Vol. 3 , pp. 1787 – 1793.
- [38] **A. Hagiwara, J. Tsuchiya, T. Shimizu, G. Kimura, I. Watanabe, K. Naniwa**, "*Speed sensorless field-oriented control based on phase difference*", IECON '98. Proceedings of the 24th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, 1998, pp. 1014-1017 vol.2.
- [39] **L. Harnefors**, "*Instability Phenomena in Sensorless Control of Induction Motors*", Proc. European Power Electronics (EPE'99), Lausanne, 1999.
- [40] **L. Harnefors**, "*Instability phenomena and remedies in sensorless indirect field oriented control*", IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 15, July 2000, pp. 733 –743.
- [41] **G. Henneberger, B.J. Brunsbach, Th. Klepsch**, "*Field-Oriented Control of Synchronous and Asynchronous drives without mechanical sensors using a Kalman Filter*", European Power Electronics, vol. 3, pp. 3664-3671, 1991.
- [42] **M. Hilairet, F. Auger, C. Darengose**, "*Two efficient Kalman filters for flux and velocity estimation of induction motors*", Proc. Power Electronics Specialist Conference (PESC 2000), 2000.
- [43] **H. Hofmann, S.R. Sanders**, "*Speed-Sensorless Vector Torque Control of Induction Machines Using a Two-Time-Scale Approach*", IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 34, N° 1, Ener-Febrero 1998.
- [44] **F. Hoffmann, S. Koch**, "*Steady state analysis of speed sensorless control of induction machines*", . Proceedings of the 24th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, IECON '98, 1988, Vol. 3, pp. 1626-1631
- [45] **J. Holtz**, "*Sensorless Position Control of Induction Motors – An Emerging Technology*", IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 45, n° 6, Diciembre 1998.
- [46] **J. Holtz**, "*Dynamic Analysis and Sensorless Control of Induction Motors – A Tutorial*", 26th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, IECON-2000, Octubre 2000, Tutorial Text Book, pp. 51-67.

- [47] **K.D. Hurst, T.G. Habetler, G. Griva, F. Profumo, P.L. Jansen**, "*A Self-Tuning Closed-Loop Flux Observer for Sensorless Torque Control of Standard Induction Machines*", IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 12, N° 5, Septiembre 1997.
- [48] **C. Ilas, A. Bettini, L. Ferraris, G. Griva, F. Profumo**, "*Comparison of Different Schemes without Shaft Sensors for Field Oriented Control Drives*", IEEE IECON, pp. 1579-1588, 1994.
- [49] **M. Ishida, K. Iwata**, "*A New Slip Frequency Detector of an Induction Motor Utilizing Rotor Slot Harmonics*", IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. IA-20, n° 3, pp 575-581, May/June 1984.
- [50] **P.L. Jansen, R.D. Lorenz**, "*Transducerless Position and Velocity Estimation in Induction and Salient AC Machines*", IEEE Transactions on Industry Applications, 1997.
- [51] **B.I. Jeftenic, M.Z. Bebic, N.N. Mitrovic**, "*A simple speed sensorless control for variable frequency induction motor drives*", IEEE Transactions on Energy Conversion, Vol. 14, Sept. 1999, pp. 500 –505.
- [52] **K. Jezernik, M. Rodič, D. Drevenšek**, "*Speed Sensorless Torque Tracking Control of Induction Motor*", 25th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society IECON'99, San Jose, CA, 1999.
- [53] **K. Jezernick, M. Rodič**, "*Speed Sensorless Observer based Torque Control of Induction Motor*", 26th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society IECON'2000, Nagoya, 2000.
- [54] **J. Jiang, J. Holtz**, "*Accurate Estimation of Rotor Position and Speed of Induction Motors near Standstill*", Proc. IEEE Int. Conf. Power Electronics and Drive Systems (PEDS'97), Singapore 1997.
- [55] **R. Joetten, G. Maeder**, "*Control Methods for Good Dynamic Performance Induction Motor Drives Based on Current and Voltages as Measured Quantities*", IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. IA-19, pp. 356-363, May/June 1983.

- [56] **M.P. Kamierkowski, H.I. Koepcke**, "*A simple Control System for Current Source Inverter-Fed Induction Motor Drives*", IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. IA-21, n° 3, pp. 617-623, May/June 1985.
- [57] **M. Kim, J.C. Hung**, "*Vector control system for induction motor without speed sensor at very low speed*", Proceedings of the 1995 IEEE IECON.21st International Conference on Industrial Electronics, Control, and Instrumentation, 1995, pp. 524-529 vol.1.
- [58] **S. Kim, I. Yang, E. Lee, Y. Kim, J. Lee, Y. Kim**, "*Robust speed estimation for speed sensorless vector control of induction motors*", Thirty-Fourth IAS Annual Meeting Industry Applications Conference, 1999, Vol. 2 , pp. 1267 –1277.
- [59] **Y.-J. Kim, J.-S. Choi, Y.-S. Kim**, "*Speed sensorless control of saturated induction motor using a hybrid speed estimator*", Proceedings of the IEEE Region 10 Conference, TENCN 99 , Vol. 1 , 1999, pp. 367 –370.
- [60] **Y. Kim, S. Sul, M. Park**, "*Speed Sensorless Vector Control of Induction Motor Using Extended Kalman Filter*", IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 30, n° 5, pp. 1225-1233, September-October 1994.
- [61] **Y. Kim, Y. Kook**, "*Neural network based speed sensorless induction motor drives with Kalman filter approach*", IECON '98.Proceedings of the 24th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society,1998; pp. 997-1001 vol.2.
- [62] **L. Kreindler, J.C. Moreira, A. Testa, T.A. Lipo**, "*Direct Field Orientation Controller Using the Stator Phase Voltage Third Harmonic*", IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 30, n° 2, pp. 441-447, March/April 1994.
- [63] **H. Kubota, K. Matsuse, T. Nakano**, "*DSP-Based Speed Adaptive Flux Observer of Induction Motor*", IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 29, n° 2, pp. 344-348, Marzo-Abril 1993.
- [64] **H. Kubota, K. Matsuse**, "*Speed Sensorless Field-Oriented Control of Induction Motor with Rotor Resistance Adaptation*", IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 30, n° 5, pp. 1219-1224, September-October 1994.

- [65] **H. Kubota, Y. Kataoka, H. Ohta, K. Matsuse**, "*Sensorless vector controlled induction machine drives with fast stator voltage offset compensation*", Industry Applications Conference, IAS 1999, Vol.4 , pp. 2321 –2324.
- [66] **T. Kudor, K. Ishihara, H. Naitoh**, "*Self -Commissioning for Vector Controlled Induction Motors*", IAS-93 Annual Meeting, pp 528-535, Toronto 1993.
- [67] **Y.A. Kwon, D.W. Jin**, "*A Novel MRAS Based Speed Sensorless Control of Induction Motor*", Proc. 25th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society IECON'99, San Jose, 1999.
- [68] **Y.S. Lai, C.N. Lai, K.Y. Chang, Y.C. Luo, C.I. Lee, C.H. Liu**, "*Sensorless Vector Controllers for Induction Motor Drives*", Proc. IEEE Int. Conf. Power Electronics and Drive Systems (PEDS'97), Singapore 1997.
- [69] **Y.S. Lai**, "*Sensorless speed vector-controlled induction motor drives using new random technique for inverter control*", IEEE Transactions on Energy Conversion, Vol. 14, Dic. 1999, pp. 1147 –1155.
- [70] **C. Lasku, I. Boldea, F. Blaabjerg**, "*A modified direct torque control for induction motor sensorless drive*", IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 36, Enero-Febrero 2000, pp. 122 –130.
- [71] **C.-M. Lee, C.-L. Chen**, "*Observer-based speed estimation method for sensorless vector control of induction motors*", IEE Proceedings on Control Theory and Applications, Vol. 145, Mayo 1998, pp. 359 –363.
- [72] **J. Lee, T. Takeshita**, "*Stator-Flux-Oriented Sensorless Induction Motor Drive for Optimum Low-Speed Performance*", IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 33, N° 5, Septiembre-Octubre 1997.
- [73] **E. Leksono, R. Prihatin, K. Kadiman**, "*Fuzzy Auto Reset Controller for Speed Sensorless Induction Motor Drive*", IEEE Industrial Electronics Conference, IECON 2000, Nagoya, pp. 2321-2326.
- [74] **E. Levi, M. Wang**, "*Impact of parameter variations on speed estimation in sensorless rotor flux oriented induction machines*", Seventh International Conference on Power Electronics and Variable Speed Drives, 1998, pp. 305 –310.

- [75] **E. Levi, M. Wang**, "*Induction motor sensorless vector control in the field weakening region*", *Advances in Induction Motor Control*, IEE Seminar , 2000, pp. 3/1-3/6.
- [76] **F.-J. Lin, K.-K. Shyu, R.-J. Wai**, "*DSP-based minmax speed sensorless induction motor drive with sliding mode model-following speed controller*", *IEE Proceedings-Electric Power Applications*, Vol. 146, Sept. 1999, pp. 471 –478.
- [77] **F.-J. Lin, R.-J. Wai, P.-C. Lin**, "*Robust Speed Sensorless Induction Motor Drive*", *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, Vol. 35, N° 2, Abril 1999, pp. 566-578.
- [78] **Y. Lin, C. Chen**, "*Adaptive Pseudoreduced-Order Flux Observer for Speed Sensorless Field-Oriented Control of IM*", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 46, n° 5, pp. 1042-1045, October1999.
- [79] **C. Liu, C. Li, L. Wei, F. Li**, "*Improvement of speed sensorless control method of induction motors*", *IECON '98.Proceedings of the 24th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, 1998 pp 986-990 vol.2.
- [80] **R. Lorenz, K.V. Patten**, "*High Resolution Velocity Estimator for all Digital, AC Servo Drives*", *IEEE-IAS Annual Meeting*, 1988,, pp. 363-368.
- [81] **H.-C. Lu, T.-H. Hung, C.-H. Tsai**, "*Sensorless vector control of induction motor using artificial neural network*", *The 2000 IEEE International Symposium on Circuits and Systems, ISCAS 2000, Geneva.*, Vol. 2 , pp. 489 –492.
- [82] **H.-C. Lu, C.-H. Tsai**, "*Sensorless decoupling control of induction motors for high dynamic performance*", *Thirty-Fourth Industry Applications Conference (IAS) Annual Meeting*, 1999, Vol. 3 , pp. 1565 –1572.
- [83] **J. Maes, J.A. Melkebeek**, "*Speed-sensorless Direct Torque Control of Induction Motors Using an Adaptive Flux Observer*", *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 36, n° 3, Mayo-Junio 2000.
- [84] **K. Matsuse S. Taniguchi, T. Yoshizumi, K. Namiki**, "*A speed sensorless vector control of induction motor operating at high efficiency taking core loss into account*", *Thirty-Fourth Industry Applications Conference, IAS 1999*, Vol. 2 , pp. 1259 –1266.

- [85] **I. Miki, T. Kumano, T. 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.
- [86] **S.A. Mir, D.S. Zinger, M.E. Elbuluk**, "*Fuzzy Implementation of Self Control of Induction Machines*". IAS -93 Annual Meeting, pp 710 -717, Toronto 1993.
- [87] **L. Miyashita, Y. Ohmori**, "*A New Speed Observer for an Induction Motor Using the Speed Estimation Technique*", European Power Electronics Conference, pp. 349-353, 1993.
- [88] **J.L. Mora, F. Colodro, A. Torralba, E. Galván, L.G. Franquelo y M. Barranco**, "*Circuito Integrado ASIC para el Control Vectorial-Borroso de un Motor de Inducción destinado a accionamiento de Tráfico Vertical*". **X Congreso de Diseño de Circuitos Integrados (DCIS'95)**. Noviembre de 1995.
- [89] **J.L. Mora, E. Galván, F. Colodro, F. Barrero, J.N. Tombs, M. Barranco, A. Torralba, L.G. Franquelo**, "*ASITRON:ASIC for Vectorial Control of Induction Motors and Speed Regulation using Fuzzy-logic*". IEEE International Conference on Electronics, Circuits and System, vol. 3, pp 471-475, September 1998.
- [90] **J.L.Mora, F.Barrero, F.Colodro, J.Tombs, M.Barranco, A.Torralba, L.G.Franquelo**. "*Fuzzy-logic based ASIC for indirect vector control of induction motors with application in vectical operation systems*". Proc. of the Eighth International Fuzzy Systems Association World Congress, IFSA'99, Aug. 1999, Taiwan.
- [91] **J.L. Mora, J.N. Tombs, R. Pachón, A. Torralba, M. Barranco, L.G. Franquelo**, "*SLESS: ASIC for Sensorless Speed Estimation of Induction Machines*". **DCIS'99** Palma de Mallorca, Noviembre de 1999.
- [92] **J.L. Mora, J.N. Tombs, R. Pachón, A. Torralba, M. Barranco, L.G. Franquelo**, "*ASIC-Based Tachometer without mechanical transducer for induction machines*". **IECON'99** San Jose (California) Noviembre de 1999.
- [93] **T. Ohtani, N. Takada, K. Tanaka**, "*Vector Control of Induction Motor without Shaft Encoder*", IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 28, n° 1, pp. 157-164, 1992.

- [94] **K. Ohyama, G.M. Asher, M. Sumner**, "*Comparative experimental assessment for high-performance sensorless induction motor drives*", . Proceedings of the IEEE International Symposium on Industrial Electronics, ISIE '99, Vol. 1 , 1999, pp. 386 – 391.
- [95] **K. Ohyama, K. Shinohara**, "*Stability Improvement of Vector Control of Induction Motor without Speed Sensor*", Proc. European Power Electronics (EPE'99), Lausanne, 1999.
- [96] **K. Ohyama, G.M. Asher, M. Sumner**, "*Comparison of the Practical Performance and Operating Limits of Sensorless Induction Motor Drive using a Closed Loop Observer and a Full Order Flux Observer*", Proc. European Power Electronics (EPE'99), Lausanne 1999.
- [97] **F.Z. Peng, T. Fukao, J.S. Lai**, "*Robust Speed Identification for Speed-Sensorless Vector Control of Induction Motors*", IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 30, n° 5, pp. 1234-1240, 1994.
- [98] **S. Perng, Y. Lai, C. Liu**, "*Sensorless vector controller for induction motor drives with parameter identification*", IECON '98.Proceedings of the 24th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, 1998, pp. 1008-1013 vol.2.
- [99] **M. Perales, J.L. Mora, F. Barrero, J.M. Carrasco, E. Galván, F. Ridao, L.G. Franquelo**, "*DSP and FPGA Based System to Control a Wind Turbine Generator Implementing a Variable Speed Vectorial Control Method*". XII Congreso de Diseño de Circuitos Integrados DCIS'97. Sevilla, Noviembre 1997.
- [100] **M. Perales, F. Barrero, J.L. Mora, J.M. Carrasco, A. Marchante, E. Galván**, "*A Test--Rig to evaluate a Wind Turbine Generation Control System based on DSP*". 7th IEE European Conference on Power Electronics EPE'97. Trondheim (Noruega), Septiembre 1997.
- [101] **M. Perales, J. Pérez, F. Barrero, J.L. Mora, e. Galván, J.M. Carrasco, L.G. Franquelo**, "*Fuzzy-logic control of a variable speed variable pitch wind turbine*". IECON'99 San Jose (California) Noviembre de 1999.

- [102] **M. Prokin**, "Extremely wide range speed measurement using a double-buffered method". IEEE Trans On Industrial Electronics, Vol.41, n.5, pp.550-559. October 1994.
- [103] **K. Rajashekara, A. Kawamura, K. Matsuse**, "Sensorless Control of AC Motor Drives", IEEE Press, 1996.
- [104] **J.A. Restrepo, M.I. Gimenez, V.M. Guzman, J.M. Aller, A. Bueno**, "Kernel selection for sensorless speed measurement of AC machines (Wigner vs Page representation)", IECON '98.Proceedings of the 24th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, 1998, pp. 991-996 vol.2.
- [105] **M. Rodič, K. Jezernik, A. Šabanovic**, "Speed sensorless sliding mode torque control of induction motor", Industry Applications Conference, 2000. Conference Record of the 2000 IEEE , Vol. 3 , 2000, pp. 1820 –1827.
- [106] **C. Schauder**, "Adaptative Speed Identification for Vector Control of Induction Motors Without Rotational Transducers", IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 28, n° 5, pp. 1054-1061, 1992.
- [107] **J.R.G. Schofield**, "Variable speed drives using induction motors and direct torque control", IEE Colloquium on Vector Control Revisited (Digest No. 1998/199), 1998, pp. 5/1 -5/7.
- [108] **M. Schroedl, R.S. Wieser**, "EMF-based rotor flux detection in induction motors using virtual short circuits", IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 34, Enero_Febrero 1998, pp. 142 –147.
- [109] **M. Shin, D. Hyun, S. Cho, S. Choe**, "An improved stator flux estimation for speed sensorless stator flux orientation control of induction motors", IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 15, Marzo 2000, pp. 312 –318.
- [110] **S. Shinnaka**, "Servo-performance hybrid vector control for sensorless induction motor drive", . Proceedings of the IEEE International Symposium on Industrial Electronics, ISIE 1999, Vol.1, pp. 380 –385.
- [111] **D.S. Singer, F. Profumo, et al.**, "A Direct-Field Oriented Controller for Induction Motor Drives Using Tapped Stator Windings", IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 5, n° 4, pp. 446-453, October 1990.

- [112] **D.L. Sobczuk-DL, P.Z. Grabowski**, "*DSP implementation of neural network speed estimator for inverter fed induction motor*", IECON '98. Proceedings of the 24th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, 1998; pp. 981-985 vol.2.
- [113] **A. Suyitno, J. Fujikawa, H. Kobayashi, Y. Dote**, "*Variable-Structured Robust Controller by Fuzzy Logic for Servomotors*", IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 40, No. 1, Feb 1993
- [114] **I. Takahashi, T. Noguchi**, "*A New Quick Response and High Efficiency Control Strategy of an Induction Motor*", IEEE Industry Applications Society Annual Meeting, pp. 496-502, 1985.
- [115] **H. Tajima, Y. Hori**, "*Speed Sensorless Field-Oriented Control of the Induction Machine*", IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 29, n° 1, pp. 175-180, Enero-Febrero 1993.
- [116] **N. Teske, G.M. Asher, M. Sumner, K.J. Bradley**, "*Suppression of Saturation Saliency Effects for the Sensorless Position Control of Induction Motor Drives Under Loaded Condition*", IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 47, N° 5, Octubre 2000, pp. 1142-1150.
- [117] **A. Torralba, F. Colodro, y L.G. Franquelo**, "*A Fuzzy-Logic Controller with on-Chip Learning, employing Stochastic Logic*", Proc. of the 3rd. IEEE Int. Conf. on Fuzzy Systems, Orlando, July 1994.
- [118] **M. Tursini, R. Petrella, F. Parasiliti**, "*Adaptive Sliding-Observer for Speed-Sensorless Control of Induction Motors*", IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 36, N° 5, Septiembre-Octubre 2000.
- [119] **P. Vas**, "*Sensorless Vector and Direct Torque Control*", Oxford University Press, 1988.
- [120] **P. Vas**, "*Vector Control of AC Machines*", Clarendon Press, Oxford, 1990.
- [121] **P. Vas, A.F. Stronach, M. Rashed, M. Neuroth**, "*DSP-based speed-sensorless vector controlled induction motor drives using AI-based speed estimator and two current sensors*", Seventh International Conference on Power Electronics and Variable Speed Drives, 1998, pp. 442-446.

- [122] **P. Vas, A.F. Stronach, M. Rashed, M. Neuroth**, "*Implementation of ANN-based sensorless induction motor drives*", Ninth International Conference on Electrical Machines and Drives, 1999, pp. 329–333.
- [123] **R. Venkataraman, B. Ramaswami, J. Holtz**, "*Electronic Analog Slip Calculator for Induction Motor Drives*", IEEE Trans. on Industrial Electronics and Control Instrumentation, Vol. IECI-27, N°2, pp. 110-116, 1980.
- [124] **P. Vranka, G. Griva, F. Profumo**, "*Practical improvement of a simple V-I flux estimator for sensorless F.O. controllers operating in the low speed region*", Proceedings of the 24th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, 1998. IECON '98. , Vol. 3 , 1998, pp. 1615–1620.
- [125] **Wishart M.T., Harley R.G.**, "*Identification and Control of Induction Machines using Artificial Neural Networks*", IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 31. N° 3, Mayo-Junio 1995.
- [126] **X. Xu, R. De Doncker, et al.**, "*A Stator Flux Oriented Induction Machine Drive*", IEEE Power Electronics Specialist Conference, pp. 870-876, 1988.
- [127] **X. Xu, D.W. Novotny**, "*Implementation of Direct Stator Flux Orientation Control on a Versatile DSP Based System*", IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 27, n°4, pp 694-700, 1991.
- [128] **G. Yang, T.H. Chin**, "*Adaptative Speed Identification Scheme for Vector Controlled Speed Sensorless Inverter Induction Motor Drive*", IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 29, n° 4, pp. 820-825, Julio-Agosto 1993.
- [129] **Z. Zhang, P.J. Unsworth**, "*Sensorless vector control using a model reference feedforward system*", Ninth International Conference on Electrical Machines and Drives, 1999, 1999, pp. 371–375.
- [130] **L. Zhen, L. Xu**, "*Sensorless field orientation control of induction machines based on a mutual MRAS scheme*", IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 45, Oct. 1998, 824–831

Apéndice A

MODELADO DE LA MÁQUINA DE INDUCCIÓN

Índice

A.1 Introducción.....	248
A.2 Modelo dinámico de máquinas de inducción trifásicas	248

A.1 INTRODUCCIÓN

En este apéndice se analiza el sistema físico en el que se basa esta Tesis Doctoral, la máquina de inducción trifásica. Se detalla el modelo dinámico que describe el sistema con devanado del estator trifásico, rotor de jaula de ardilla y entrehierro uniforme.

Se introduce la teoría de fasores en la descripción del modelo de la máquina, [12] y [120].

A.2 MODELO DINÁMICO DE MÁQUINAS DE INDUCCIÓN TRIFÁSICAS

El sistema físico, máquina de inducción trifásica, se puede modelar como un transductor electromecánico que transforma energía eléctrica en mecánica o viceversa. Se entiende por modelo dinámico de una máquina de inducción el sistema de ecuaciones diferenciales que representan el comportamiento eléctrico y mecánico de la máquina.

A.2.1 Devanados y campos magnéticos

Una operación previa al desarrollo del modelo matemático de la máquina de inducción trifásica consiste en analizar cómo se genera la inducción en el entrehierro de la máquina. Para estudiar este fenómeno se supone que la máquina es ideal. Esto se traduce en considerar tanto el estator como el rotor cilíndricos, con una longitud constante de entrehierro a lo largo de todo el perímetro de la máquina, y constituidos por un material magnético de permeabilidad infinita. De esta forma, el flujo sólo se hace efectivo en el entrehierro.

En esas condiciones y suponiendo al estator constituido por una única bobina diametral de N espiras concentradas en un punto, la fuerza magnetomotriz, \mathcal{F} , generada al circular una corriente i por la bobina, se concentra en el entrehierro ($\mu_{FE}=\infty$) y es:

$$\mathcal{F} = Ni = 2\delta H_{\delta} \quad (\text{A.1})$$

Donde δ es la longitud radial del entrehierro y H_{δ} es la intensidad de campo en el entrehierro.

La inducción en un punto transversal, x , del entrehierro, $B_\delta(x)$, se define por la ecuación (A.2), donde μ_0 es la permeabilidad del aire.

$$B_\delta(x) = \mu_0 H_\delta = \mu_0 \frac{Ni}{2\delta} \tag{A.2}$$

En la figura A.1 se muestra gráficamente la inducción generada en el entrehierro (supuesta una única bobina con N espiras concentradas en un punto). Se define el paso polar, τ_p , como la longitud de entrehierro extendido en la que permanece constante la inducción, en este caso, $\tau_p = \frac{\pi D}{2}$. Si las N espiras se distribuyesen simétricamente a lo largo del entrehierro, figura A.2, la inducción generada consigue un valor máximo igual al obtenido anteriormente pero con una forma de onda más próxima a una senoide. En este caso, y por extensión, el paso polar es la longitud de entrehierro extendido en la que permanece constante en signo la inducción.

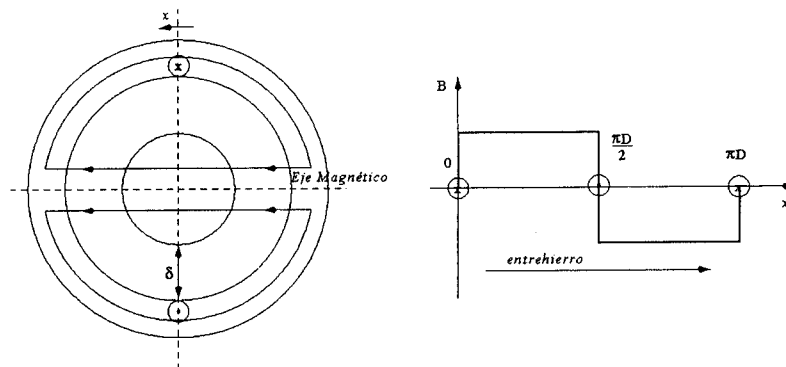


figura A.1. Sección transversal y forma de onda de la inducción en el entrehierro de una máquina de inducción ideal.

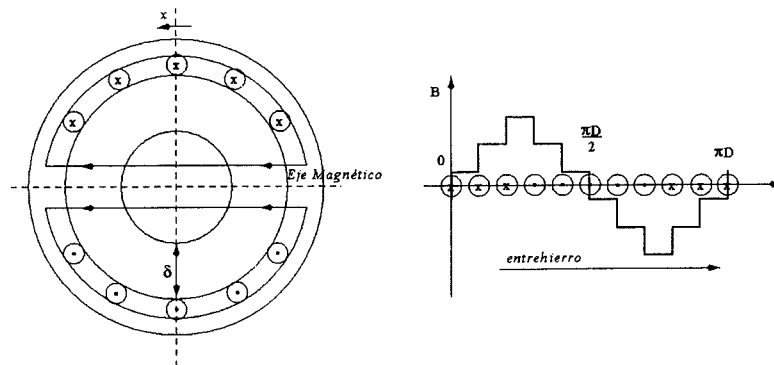


figura A.2. Sección transversal y forma de onda de la inducción en el entrehierro de una máquina de inducción ideal.

Hasta ahora se han supuesto máquinas con un par de polos (una bobina estática). Para el caso de máquinas con p pares de polos (p bobinas) y distribución uniforme, a lo largo de la longitud de entrehierro extendido, de las espiras de cada bobina, figura A.3, el paso polar se define $\tau_p = \frac{\pi D}{2p}$. En este caso la inducción máxima vale $B_{max} = \mu_o \frac{N_p i}{2\delta}$, siendo $N_p = \frac{N}{p}$ el número de espiras por par de polo (bobina) y N el número de espiras totales.

Se observa que la distribución espacial de la inducción en el entrehierro es un fenómeno electromagnético que tiene medida en ángulos eléctricos θ_e , relacionados con los ángulos mecánicos θ_m por la expresión $\theta_e = \theta_m p$.

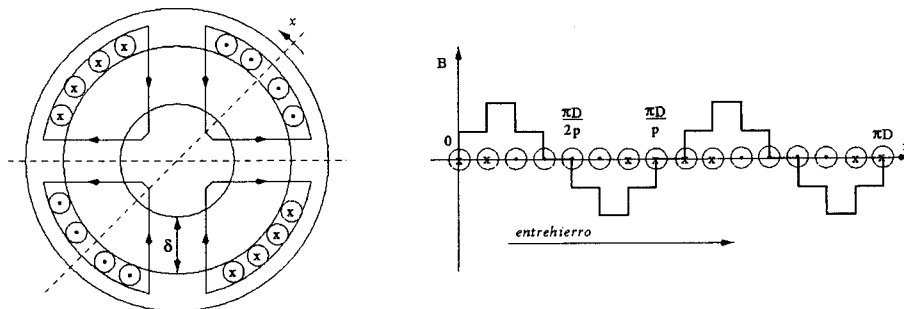


figura A.3. Sección transversal y forma de onda de la inducción en el entrehierro de una máquina de inducción ideal de $p=2$ pares de polos.

Al establecer la teoría de funcionamiento de las máquinas eléctricas se suele descomponer la onda espacial de inducción, en serie de fourier, para trabajar únicamente con la componente fundamental. La inducción generada en el entrehierro por cada par de polos p , es:

$$B(x) = B_0 \operatorname{sen}\left(\frac{\pi x}{\tau_p}\right) + B_3 \operatorname{sen}\left(\frac{3\pi x}{\tau_p}\right) + \dots + B_n \operatorname{sen}\left(\frac{n\pi x}{\tau_p}\right) \quad (\text{A.3})$$

$$B_0 = \frac{4}{\pi} K_{\omega 0} \mu_0 \frac{N i}{2\delta p}$$

$$B_3 = \frac{4}{\pi} K_{\omega 3} \mu_0 \frac{N i}{2\delta p}$$

...

$$B_n = \frac{4}{\pi} K_{an} \mu_0 \frac{N i}{2\delta p}$$

El hecho de trabajar sólo con la componente fundamental, B_0 , del flujo y suponer que los devanados se concentran en una única ranura simplifica enormemente los cálculos necesarios para establecer la teoría de funcionamiento de las máquinas eléctricas.

En la figura A.4 se muestran las formas de onda espacial de la inducción en el entrehierro para diferentes pares de polos p .

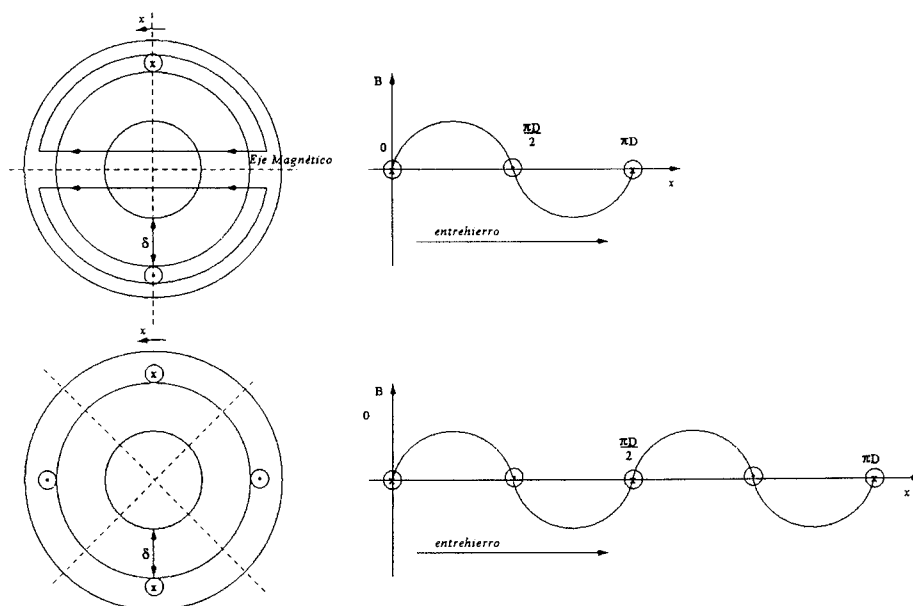


figura A.4. Formas de onda de la inducción en el entrehierro de una máquina de inducción para uno y dos pares de polo.

Si la corriente que circula por los devanados estatóricos es senoidal, $i = \sqrt{2}I \cos(\omega t)$, la componente fundamental de la forma de onda de la inducción, $B(x,t)$, generada por un par de polos, depende de la posición en el entrehierro extendido y del tiempo:

$$B(x,t) = \frac{4}{\pi} K_{a0} \mu_0 \frac{N \sqrt{2} I \cos(\omega t)}{2\delta p} \operatorname{sen}\left(\frac{\pi x}{\tau_p}\right) = B \operatorname{sen}\left(\frac{\pi x}{\tau_p}\right) \sqrt{2} I \cos(\omega t) \quad (\text{A.4})$$

Si se considerase, además, un devanado trifásico en el estator, con bobinas decaladas 120° entre sí y circulando por ellas un sistema trifásico de corrientes:

$$\begin{aligned}
 i_a &= \sqrt{2}I \cos(\omega t) \\
 i_b &= \sqrt{2}I \cos(\omega t + \frac{2\pi}{3}) \\
 i_c &= \sqrt{2}I \cos(\omega t - \frac{2\pi}{3})
 \end{aligned}$$

entonces, para cada fase se obtendría una fuerza magnetomotriz y una inducción dadas por:

$$F_a = Ni_a ; F_b = Ni_b ; F_c = Ni_c$$

$$\begin{aligned}
 B_a(x,t) &= B \operatorname{sen}\left(\frac{\pi x}{\tau_p}\right) \sqrt{2}I \cos(\omega t) \\
 B_b(x,t) &= B \operatorname{sen}\left(\frac{\pi x}{\tau_p} + \frac{2\pi}{3}\right) \sqrt{2}I \cos(\omega t + \frac{2\pi}{3}) \\
 B_c(x,t) &= B \operatorname{sen}\left(\frac{\pi x}{\tau_p} - \frac{2\pi}{3}\right) \sqrt{2}I \cos(\omega t - \frac{2\pi}{3})
 \end{aligned}$$

La inducción generada por un par de polos y resultante en el entrehierro será por tanto la suma de las tres componentes anteriores:

$$B(x,t) = B_a(x,t) + B_b(x,t) + B_c(x,t) = \frac{6}{\pi} K_{\omega 0} \mu_0 \frac{N\sqrt{2}I}{2\delta p} \operatorname{sen}\left(\frac{\pi x}{\tau_p} - \omega t\right) \quad (\text{A.5})$$

A.2.2 Circuitos eléctricos equivalentes por fase de estator y rotor

Una vez conocida la expresión de la forma de onda de la inducción en el entrehierro, este apartado se centrará en el modelo matemático de la máquina asíncrona trifásica.

La tensión estatórica U_a , aplicada a una de las fases de una máquina de inducción trifásica conectada en estrella, debe ser igual a la suma de las caídas de tensión que se produzcan en el devanado de la fase del estator en cuestión. Dichas caídas de tensión pueden ser de tipo resistivas (debidas a la resistencia en serie equivalente del devanado estatórico) o de tipo inductivas (debidas a la variación tanto del flujo en el entrehierro como del flujo de fuga o dispersión cerrado por el cilindro magnético que representa al estator). La tensión aplicada a la fase a del estator será, por tanto, igual a:

$$U_a = R_s i_a + \frac{d\lambda_{ah}}{dt} + \frac{d\lambda_{af}}{dt} \quad (\text{A.6})$$

Siendo λ_{ah} el flujo en el entrehierro y λ_{af} el flujo de dispersión o de fugas (ambos para la fase a).

Para ver cómo son las caídas de tipo inductivas generadas en el devanado estático, se analizarán las caídas provocadas por el flujo en el entrehierro (el análisis será equivalente para el flujo de fuga o dispersión).

La inducción generada en el entrehierro, por cada fase y par de polos del estator, se trató en el apartado anterior. El flujo fundamental por polo en una de las fases, ϕ_{ap} , creado como consecuencia de la forma de onda de inducción generada, se obtiene integrando (A.5). Operando se llega a:

$$\phi_{ap} = \int_S B(x,t) \cdot dS = 2 \frac{\tau_p}{\pi} l B \left(i_a - \frac{1}{2} i_b - \frac{1}{2} i_c \right) \quad (\text{A.7})$$

Siendo l la longitud media de la bobina considerada (en este caso la de la fase a). Definiendo un nuevo factor k , tal que $B = k \frac{N}{p}$, los flujos totales por polo, λ_{ap} , en la bobina analizada son:

$$\lambda_{ap} = \frac{N}{p} K_{\omega_0} \phi_{ap} = \frac{N}{p} K_{\omega_0} \frac{2\tau_p}{\pi} l k \left(i_a - \frac{1}{2} i_b - \frac{1}{2} i_c \right) \quad (\text{A.8})$$

Definiendo dos nuevos parámetros, L_{smp} , inductancia magnetizante del estator por polo como:

$$L_{smp} = \frac{16}{\pi} \tau_p \frac{1}{p^2 \delta} l (NK_{\omega_0})^2 10^{-7}$$

y L_{sm} , inductancia magnetizante del estator como:

$$L_{sm} = p L_{smp}$$

y teniendo en cuenta que la permeabilidad del aire es $\mu_0 = 4\pi 10^{-7}$, se obtiene:

$$\lambda_{ap} = \frac{3}{2} L_{smp} i_a \quad (\text{A.9})$$

Los enlaces totales del flujo en el entrehierro para la fase a , λ_{ah} , serán la suma de los producidos en cada par de polos, con lo que:

$$\lambda_{ah} = \frac{3}{2} L_{sm} i_a$$

Los enlaces totales del flujo de dispersión para la fase a , λ_{af} , se calculan de forma análoga a los del flujo en el entrehierro, como suma de los producidos en cada par de polos. A partir de la inducción en el circuito magnético de la fase analizada del estator se define una inductancia de fugas o dispersión, L_l , que cumple $\lambda_{af} = L_l i_a$.

Finalmente, el circuito eléctrico equivalente al rotor se obtiene de igual forma al del estator. Si el rotor fuese bobinado, las hipótesis y desarrollos serían idénticos a los realizados para el estator. Si dispusiésemos de una máquina con rotor de jaula de ardilla, la equivalencia trifásica y la adecuación del número de pares de polos con el circuito estático hace que se alcancen resultados análogos a los del estator.

En la figura A.5 se muestra el circuito eléctrico equivalente de la máquina de inducción trifásica.

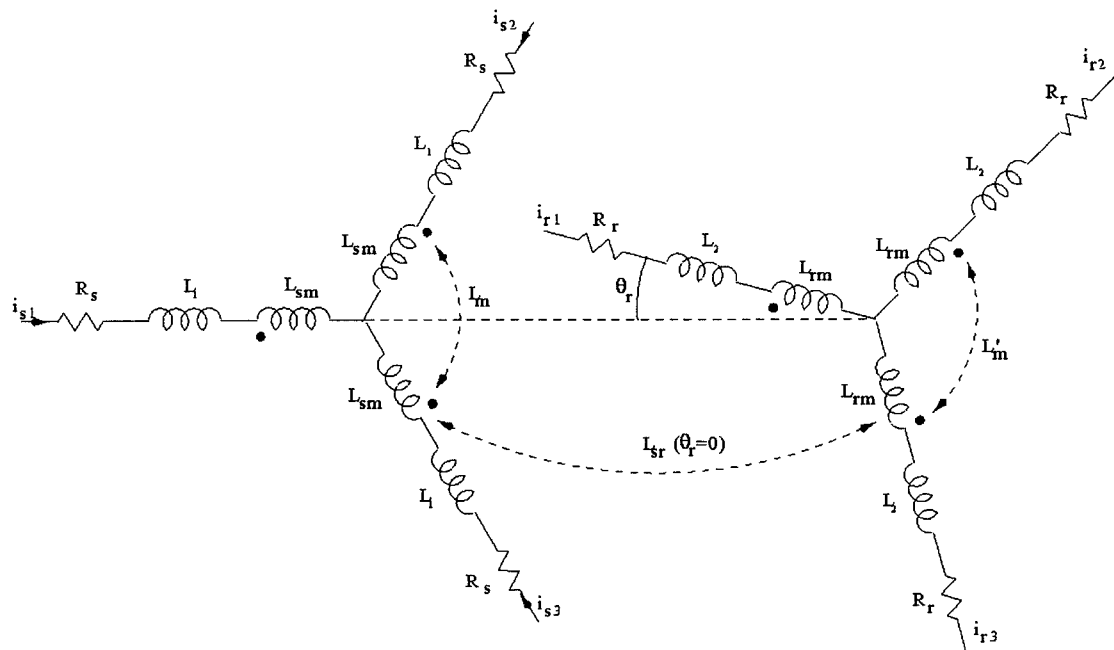


figura A.5. Circuito eléctrico equivalente de la máquina de inducción trifásica.

Donde se definen los siguientes parámetros eléctricos:

- R_s resistencia de cada una de las fases del estator.
- L_l inductancia de dispersión de cada fase del estator. L_{sm} inductancia magnetizante de cada fase del estator. A partir de estos parámetros se define la inductancia propia de cada fase del estator, $L_s=L_l+L_{sm}$.
- L_m inductancia mutua entre dos fases del estator desfasadas 120° eléctricos. Admitiendo la simetría de la máquina, $L_m=L_{sm} \cos(120^\circ) = -1/2 L_{sm}$.
- R_r resistencia de cada una de las fases del rotor.
- L_2 inductancia de dispersión de cada fase del rotor. L_{rm} inductancia magnetizante de cada fase del rotor. A partir de estos parámetros se define la inductancia propia de cada fase del rotor, $L_r=L_2+L_{rm}$.
- L'_m o inductancia mutua entre dos fases del rotor desfasadas 120° eléctricos. Admitiendo la simetría de la máquina, $L'_m=L_{rm} \cos(120^\circ) = -1/2 L_{rm}$.

Admitiendo que no hay retorno de corrientes por el neutro de la máquina, $i_{sa}+i_{sb}+i_{sc}=0$, tendremos que el flujo total asociado a una de las fases del estator, λ_{sa} , generado únicamente por las corrientes estatóricas, suponiendo que no influye el rotor, y definiendo $L_s=L_l + \frac{3}{2} L_{sm}$, es:

$$\lambda_{sa} = \lambda_{ah} + \lambda_{af} = \left(\frac{3}{2} L_{sm} + L_l\right) i_{sa} = L_s i_{sa} \quad (\text{A.10})$$

Análogamente, $\lambda_{sb} = L_s i_{sb}$ y $\lambda_{sc} = L_s i_{sc}$. El flujo total asociado a las fases del rotor, λ_{ra} , λ_{rb} , λ_{rc} , y generado únicamente por las corrientes rotóricas, suponiendo que no influye el estator y que no hay retorno de corrientes por el neutro de la máquina, $i_{ra}+i_{rb}+i_{rc}=0$ es, desarrollando de forma semejante a como se hizo para el estator y definiendo $L_r=L_2 + \frac{3}{2} L_{rm}$:

$$\lambda_{ra} = L_r i_{ra}; \lambda_{rb} = L_r i_{rb}; \lambda_{rc} = L_r i_{rc} \quad (\text{A.11})$$

Cuando circula corriente, tanto por el circuito estático como por el rotórico, se produce una interacción magnética entre ambos, efecto que aún no se ha tenido en cuenta. Para modelar esta interacción, se introduce el concepto de inductancia mutua, L_{sr} , representativa de la interacción entre ambos circuitos cuando se encuentren alineadas ($\theta_r=0$) las bobinas que representan en el modelo a cada una de las fases, figura A.5.

En este caso, se tendrá que el flujo total asociado a cada una de las fases del estator y generado por las corrientes estáticas y rotóricas es:

$$\begin{aligned}\lambda_{sa} &= L_s i_{sa} + L_{sr} i_{ra} + L_{sr} \cos(120^\circ) i_{rb} + L_{sr} \cos(120^\circ) i_{rc} = L_s i_{sa} + \frac{3}{2} L_{sr} i_{ra} \\ \lambda_{sb} &= L_s i_{sb} + \frac{3}{2} L_{sr} i_{rb} \\ \lambda_{sc} &= L_s i_{sc} + \frac{3}{2} L_{sr} i_{rc}\end{aligned}\quad (\text{A.12})$$

Suponiendo, por último, equivalente el estator y el rotor en el número de espiras, se puede decir que $L_{sm}=L_{rm}=L_{sr}$. Denotando $L_m = \frac{3}{2} L_{sm} = \frac{3}{2} L_{rm} = \frac{3}{2} L_{sr}$, el flujo total asociado a cada una de las fases del estator, suponiéndolo alineado con el rotor, queda:

$$\begin{aligned}\lambda_{sa} &= L_s i_{sa} + L_m i_{ra} \\ \lambda_{sb} &= L_s i_{sb} + L_m i_{rb} \\ \lambda_{sc} &= L_s i_{sc} + L_m i_{rc}\end{aligned}\quad (\text{A.13})$$

Análogamente, el flujo total asociado a cada una de las fases del rotor, suponiendo los devanados del rotor y estator alineados, queda:

$$\begin{aligned}\lambda_{ra} &= L_r i_{ra} + L_m i_{sa} \\ \lambda_{rb} &= L_r i_{rb} + L_m i_{sb} \\ \lambda_{rc} &= L_r i_{rc} + L_m i_{sc}\end{aligned}\quad (\text{A.14})$$

Cabe, en este punto, hacer un inciso para recordar la teoría de fasores y aplicarla al caso concreto de máquinas eléctricas.

La teoría de fasores se basa en la definición del operador espacial $a = e^{j\frac{2\pi}{3}}$. Si se consideran los devanados trifásicos de la máquina de inducción simétricos, los ejes de las tres fases se definen por los vectores unitarios 1 , a y a^2 . Cualquier variable de estado x que

aparezca en la máquina de inducción, tiene componente en los tres ejes del sistema, a , b y c .

Supongamos x una variable de estado de la máquina de inducción, siendo x_a , x_b y x_c las componentes de dicha variable de estado en las fases a , b y c respectivamente. Se define el fasor \bar{x} como:

$$\bar{x} = \frac{2}{3}(x_a + a x_b + a^2 x_c) \quad (\text{A.15})$$

Aplicando una de las hipótesis iniciales planteadas para el modelado matemático de la máquina de inducción, sistema trifásico equilibrado y senoidal, $x_a + x_b + x_c = 0$, con $x_a = x \sin(\omega_e t)$, $x_b = x \sin(\omega_e t + \frac{2\pi}{3})$ y $x_c = x \sin(\omega_e t - \frac{2\pi}{3})$, y desarrollando la expresión del fasor, \bar{x} , se obtiene:

$$\bar{x} = x e^{j\omega_e t} \quad (\text{A.16})$$

Aplicando la teoría de fasores, a las ecuaciones que modelan la máquina, tendremos que los fasores del flujo del estator y del rotor, suponiendo los devanados del rotor y estator alineados, son:

$$\begin{aligned} \bar{\lambda}_s &= L_s \bar{i}_s + L_m \bar{i}_r \\ \bar{\lambda}_r &= L_r \bar{i}_r + L_m \bar{i}_s \end{aligned} \quad (\text{A.17})$$

En funcionamiento normal, el rotor de la máquina se encuentra en movimiento, las bobinas equivalentes se encuentran giradas un ángulo θ_r respecto de las del estator, figura A.5, lo que afecta a la interacción magnética entre los devanados rotórico y estatórico y al término de inducción mutua L_{rs} previamente definido, de forma que, los fasores del flujo del estator y del rotor, referidos a unos sistemas de coordenadas ligados al estator y al rotor, respectivamente, y suponiendo el bobinado rotórico en movimiento, son:

$$\begin{aligned} \bar{\lambda}_s &= L_s \bar{i}_s + L_m \bar{i}_r e^{j\theta_r} \\ \bar{\lambda}_r &= L_r \bar{i}_r + L_m \bar{i}_s e^{-j\theta_r} \end{aligned} \quad (\text{A.18})$$

En consecuencia, los fasores de tensión, en bornas del estator y del rotor, referidos a unos sistemas de coordenadas ligados al estator y al rotor, respectivamente, son:

$$\begin{aligned}\bar{u}_s &= R_s \bar{i}_s + \frac{d\bar{\lambda}_s}{dt} \\ \bar{u}_r &= R_r \bar{i}_r + \frac{d\bar{\lambda}_r}{dt}\end{aligned}\tag{A.19}$$

Obsérvese que, si la máquina tiene el rotor de jaula de ardilla, los bobinados que representen al circuito eléctrico equivalente al rotor se encontrarían cortocircuitados, $\bar{u}_r = 0$. Por otro lado, el sistema de ecuaciones que modelan la máquina eléctrica suele expresarse en un sistema común de coordenadas. En el desarrollo que sigue se supone un sistema de coordenadas común y genérico, que gira a frecuencia eléctrica $\omega_g = \dot{\theta}_g$, con lo que las ecuaciones, aplicando el cambio de coordenadas (giro), quedan:

$$\begin{aligned}\bar{\lambda}_{sg} &= \bar{\lambda}_s e^{-j\theta_g} = L_s \bar{i}_s e^{-j\theta_g} + L_m \bar{i}_r e^{j\theta_r} e^{-j\theta_g} \\ \bar{\lambda}_{rg} &= \bar{\lambda}_r e^{-j(\theta_g - \theta_r)} = L_r \bar{i}_r e^{-j(\theta_g - \theta_r)} + L_m \bar{i}_s e^{-j\theta_r} e^{-j(\theta_g - \theta_r)} \\ \bar{u}_{sg} &= \bar{u}_s e^{-j\theta_g} = R_s \bar{i}_s e^{-j\theta_g} + \frac{d\bar{\lambda}_s}{dt} e^{-j\theta_g} \\ \bar{u}_{rg} &= \bar{u}_r e^{-j(\theta_g - \theta_r)} = R_r \bar{i}_r e^{-j(\theta_g - \theta_r)} + \frac{d\bar{\lambda}_r}{dt} e^{-j(\theta_g - \theta_r)} = 0\end{aligned}\tag{A.20}$$

Desarrollando los diferentes términos de la ecuación (A.20), se obtiene:

$$\begin{aligned}\bar{\lambda}_{sg} &= L_s \bar{i}_{sg} + L_m \bar{i}_{rg} \\ \bar{\lambda}_{rg} &= L_r \bar{i}_{rg} + L_m \bar{i}_{sg} \\ \bar{u}_{sg} &= \left[R_s + L_s \left(\frac{d}{dt} + j\omega_g \right) \right] \cdot \bar{i}_{sg} + L_m \left(\frac{d}{dt} + j\omega_g \right) \cdot \bar{i}_{rg} \\ \bar{u}_{rg} &= L_m \left(\frac{d}{dt} + j\omega_g \right) \cdot \bar{i}_{sg} + \left[R_r + L_r \left(\frac{d}{dt} + j\omega_g \right) \right] \cdot \bar{i}_{rg} = 0\end{aligned}\tag{A.21}$$

$$0 = \left[R_r + L_r \left(\frac{d}{dt} + j(\omega_g - \omega_r) \right) \right] \cdot \vec{i}_{rg} + L_m \left[\frac{d}{dt} + j(\omega_g - \omega_r) \right] \cdot \vec{i}_{sg}$$

En la teoría que explica el comportamiento dinámico de las máquinas eléctricas se emplean generalmente tres sistemas de referencia, correspondientes a las tres zonas de actuación electromagnética en la máquina, el estator, el entrehierro y el rotor:

1. Ejes qs y ds , coordenadas ligadas al estator (ejes fijos).
2. Ejes qe y de , coordenadas de igual origen que los ejes qs y ds pero que giran a frecuencia eléctrica, ω_e .
3. Ejes qr y dr , coordenadas ligadas al rotor, que giran a la frecuencia eléctrica del rotor, $\omega_r = p\omega_m$.

En la figura A.6 se muestran los sistemas de coordenadas empleados en el modelado dinámico de las máquinas eléctricas.

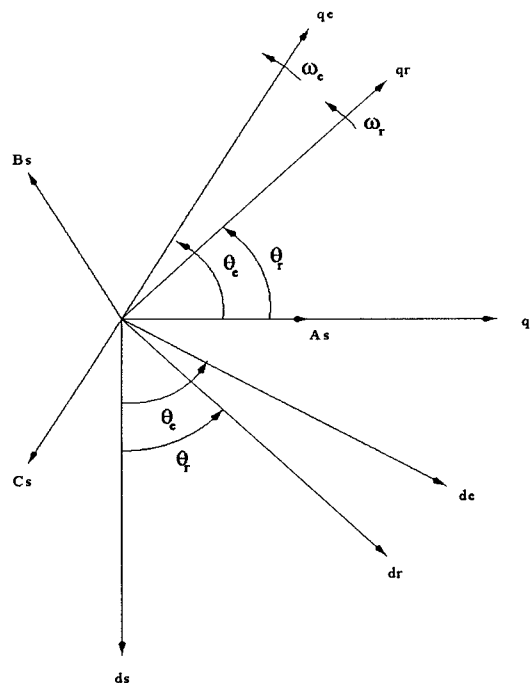


figura A.6. Sistemas de coordenadas empleados en el modelado dinámico de las máquinas eléctricas.

En las ecuaciones (A.22), (A.23), (A.24) y (A.25) se muestran los cambios de coordenadas de ejes fijos ligados al estator, a ejes móviles, girando a frecuencia eléctrica, $\omega_g = \omega_e$.

$$\begin{bmatrix} v_{sa} \\ v_{sb} \\ v_{sc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 1 \\ \cos(-\frac{2\pi}{3}) & \text{sen}(\frac{2\pi}{3}) & 1 \\ \cos(\frac{2\pi}{3}) & \text{sen}(-\frac{2\pi}{3}) & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{qs} \\ v_{ds} \\ v_{0s} \end{bmatrix} \quad (\text{A.22})$$

$$\begin{bmatrix} v_{qs} \\ v_{ds} \\ v_{0s} \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & \cos(-\frac{2\pi}{3}) & \cos(\frac{2\pi}{3}) \\ 0 & \text{sen}(-\frac{2\pi}{3}) & \text{sen}(\frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{sa} \\ v_{sb} \\ v_{sc} \end{bmatrix} \quad (\text{A.23})$$

$$\begin{bmatrix} v_{qe} \\ v_{de} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta_e) & -\text{sen}(\theta_e) \\ \text{sen}(\theta_e) & \cos(\theta_e) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{qs} \\ v_{ds} \end{bmatrix} \quad (\text{A.24})$$

$$\begin{bmatrix} v_{qs} \\ v_{ds} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta_e) & \text{sen}(\theta_e) \\ -\text{sen}(\theta_e) & \cos(\theta_e) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{qe} \\ v_{de} \end{bmatrix} \quad (\text{A.25})$$

Donde v_{0s} es la componente homopolar del sistema que se suele suponer nula (una de las hipótesis planteadas en el desarrollo del modelo eléctrico equivalente de la máquina de inducción era la de sistema trifásico equilibrado).

En forma matricial, el sistema de ecuaciones diferenciales, referidos a unos ejes que giran a frecuencia ω_g , que representan a la máquina de inducción es:

$$\begin{bmatrix} v_{qs} \\ v_{ds} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + L_s \frac{d}{dt} & -L_s \omega_g & L_m \frac{d}{dt} & -L_m \omega_g \\ L_s \omega_g & R_s + L_s \frac{d}{dt} & L_m \omega_g & L_m \frac{d}{dt} \\ L_m \frac{d}{dt} & -L_m (\omega_g - \omega_r) & R_r + L_r \frac{d}{dt} & -L_r (\omega_g - \omega_r) \\ L_m (\omega_g - \omega_r) & L_m \frac{d}{dt} & L_r (\omega_g - \omega_r) & R_r + L_r \frac{d}{dt} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{qs} \\ i_{ds} \\ i_{qr} \\ i_{dr} \end{bmatrix} \quad (\text{A.26})$$

La ecuación (A.26) representa, por tanto, el sistema de ecuaciones referido a unos ejes arbitrarios, girando a velocidad ω_g , que modela dinámicamente el comportamiento eléctrico de una máquina de inducción.

A.2.3 Expresiones del par eléctrico

La potencia instantánea de entrada al estator se define, en función de la corriente y la tensión en ejes trifásicos como:

$$P_s(t) = u_{sa} i_{sa} + u_{sb} i_{sb} + u_{sc} i_{sc}$$

En ejes de - qe , que giran a frecuencia eléctrica ω_e , resulta:

$$P(t) = \frac{3}{2} (u_{qe} i_{qe} + u_{de} i_{de})$$

Aplicando la primera de las igualdades de la ecuación (A.21) y suponiendo la frecuencia de giro de los ejes de referencia ω_g , la eléctrica del sistema, ω_e , se obtiene:

$$P_s(t) = \frac{3}{2} \left[R_s (i_{ds}^2 + i_{qs}^2) + \left(i_{ds} \frac{d\lambda_{ds}}{dt} + i_{qs} \frac{d\lambda_{qs}}{dt} \right) + \omega_e (i_{qs} \lambda_{ds} - i_{ds} \lambda_{qs}) \right] \quad (\text{A.27})$$

El primer término de la ecuación representa la parte de la potencia, entregada al estator, que se pierde por disipación resistiva en los bobinados estatóricos. El segundo término representa la parte de la potencia entregada almacenada en el circuito magnético. Finalmente, el tercer término representa la parte de la potencia entregada al estator que se transfiere al rotor o potencia transmitida al motor:

$$P_a = \frac{3}{2} \omega_e \|i_s \times \lambda_s\|$$

Siendo \times el producto vectorial o cruzado y considerando i_s y λ_s como vectores. Operando de forma análoga se obtiene una expresión para la potencia de entrada al rotor, la cual es cero, puesto que, en el rotor, no hay entrada de energía eléctrica, sólo magnética procedente del estator:

$$P_r(t) = \frac{3}{2} \left[R_r \|i_r\|^2 + i_r \cdot \lambda_r + (\omega_e - \omega_r) \|i_r \times \lambda_r\| \right] = 0 \quad (\text{A.28})$$

De esta última ecuación se obtiene, teniendo en cuenta que $i_s \times \lambda_s = i_r \times \lambda_r$, la siguiente expresión para la potencia transmitida al motor:

$$P_a(t) = \frac{3}{2} \left[R_r \|i_r\|^2 + \left(i_r \cdot \frac{d\lambda_r}{dt} \right) + \omega_r \|i_s \times \lambda_s\| \right] \quad (\text{A.29})$$

El par entregado por la máquina en el eje del rotor, se expresa como el cociente entre la potencia de entrada al rotor y la velocidad del rotor en sincronismo, $T_e = \frac{P_a}{\omega_e / p}$. En definitiva, el par eléctrico desarrollado en la máquina de inducción es:

$$T_e = \frac{3}{2} p (i_s \times \lambda_s) \quad (\text{A.30})$$

Sustituyendo en la última expresión los valores de las componentes de flujo estático y reagrupando términos se obtiene:

$$T_e = \frac{3}{2} p \frac{L_m}{L_r} (i_s \times \lambda_r) \quad (\text{A.31})$$

A.2.4 Modelo mecánico de la máquina de Inducción

Las ecuaciones que relacionan el par eléctrico, T_e , generado en la máquina de inducción y el par de carga, T_L , de la bancada, siendo J y B los coeficientes de inercia y fricción respectivamente y p el número de pares de polos de la máquina, son:

$$J \frac{d\omega_m}{dt} + B \omega_m = T_e - T_L \quad (\text{A.32})$$

Siendo $\omega_r = p \omega_m$, donde ω_m representa la frecuencia de giro del rotor y ω_r la frecuencia eléctrica del rotor, relacionadas entre sí por el número de pares de polos p .

Apéndice B

BANCADA DE ENSAYO DE MÁQUINAS ELÉCTRICAS

Índice

B.1 Introducción.....	264
B.2 Bancada de ensayos	264
B.3 Placa de adaptación a PC de los circuitos integrados AVANTRON y sless	267

B.1 INTRODUCCIÓN

En este apéndice se describe la bancada de ensayos de máquinas eléctricas que ha empleado el Doctorando a lo largo de la Tesis para obtener los resultados experimentales presentados.

B.2 BANCADA DE ENSAYOS

La bancada dispone de una máquina de inducción, sistema a controlar, más una serie de cargas mecánicas y eléctricas programables, así como de diferentes sistemas de medida y control.

El esquema general del sistema se muestra en la figura B.1. En la figura B.2 se muestra una fotografía de la bancada de ensayos de máquina de inducción de *11-13.2 Kw*. Los parámetros nominales obtenidos de los ensayos clásicos de fin de línea, ensayos de cortocircuito y de rotor bloqueado, y suministrados por el fabricante se adjuntan en la Tabla 6.1.

El sistema tiene las siguientes características:

- Una máquina de inducción trifásica de *11-13.2 Kw* con el devanado estático conectado a la red mediante dos convertidores duales trifásicos de potencia. Cada convertidor de potencia está constituido por tres ramas, con dos IGBTs por rama como interruptores. Por la estructura de la bancada, la máquina de inducción puede funcionar en modo motor o generador.
- Una máquina de continua de excitación independiente, con el eje acoplado mecánicamente al de la máquina de inducción y cuyo inducido se encuentra, a su vez, conectado a la red por un conversor dual trifásico de potencia, con cuatro tiristores por rama como interruptores. La máquina de continua lleva incorporado un sistema digital de control, programable a partir del puerto serie del PC, que permite controlarla en velocidad o par y en modo motor o generador.
- Sistema de medida. Determina la velocidad de giro de las máquinas a partir de un *encoder* de 2000 pulsos por vuelta. Las corrientes que circulan por las fases, así

como las tensiones de fase o línea en la máquina de inducción, se miden mediante sensores de efecto Hall. El par generado por la máquina de continua se mide mediante galgas extensométricas.

- El sistema digital de control lo constituye un DSP-TMS320C30 de Texas Instrument, en el que se implementa toda la estrategia de control vectorial indirecto, bucle externo de regulación de la velocidad e interno de corriente, generando las señales de disparo a los doce interruptores que conectan la máquina de inducción con la red eléctrica. El microprocesador forma parte de una tarjeta para PC-AT, PC-430-E, que dispone además de un módulo de conversión analógico-digital de 16 canales analógicos de entrada, una memoria FIFO de 4 *Kwords* para almacenamiento de datos digitales de salida del convertidor, memorias de tipo RAM para el almacenamiento del código, un convertidor digital-analógico de dos canales, un periférico de puerto paralelo (PIA) y otro de puerto serie (UART).
- El PC sobre el que se ubica el sistema de control sirve como sistema de monitorización y desarrollo del control.

L_m (H)	0.0795	R_s (Ω)	0.3333
L_s (H)	0.0838	R_r (Ω)	0.3733
L_r (H)	0.0832	P	2
B	-	J (Kg m^2)	0.038

Tabla 6.1. Parámetros nominales de la máquina asíncrona trifásica de 11-13.2 Kw.

B.3 PLACA DE ADAPTACIÓN A PC DE LOS CIRCUITOS INTEGRADOS AVANTRON Y SLESS

En los capítulos 3 y 4 de esta Tesis se describe el diseño de sendos circuitos integrados de aplicación específica realizados por el Doctorando. Estos ASIC's, Avantrón y SLESS, contienen una interfaz de comunicaciones paralelo de 8 bits multiplexado compatible con el protocolo del micro ST9 de SGS-Thomson. Esta interfaz fue especificada por la empresa que financiaba el desarrollo de los ASIC's.

Para poder realizar los ensayos experimentales necesarios para comprobar el funcionamiento de los ASIC's, se procedió al desarrollo de una placa que permitiera la programación de los mismos mediante un ordenador personal tipo PC a través del bus XT. Dado que el protocolo del bus XT y el implementado en los ASIC's es distinto, se desarrolló un circuito PAL que permitiese la adaptación. En la figura B.3 se muestra la placa desarrollada así como la posición de los ASIC's AVANTRON y SLESS.

La programación de estos circuitos integrados se realiza mediante un programa desarrollado por el Doctorando en lenguaje 'C'. Este programa permite, además de programar los ASIC's, implementar diferentes tipos de control de velocidad, desde un control tensión-frecuencia, a un control vectorial-borroso con estimación de velocidad. Las medidas de corriente, tensión, velocidad medida y estimada son almacenadas en fichero para la comprobación de cada ensayo.