

Universidad Politécnica de Cataluña

Escuela Técnica Superior de Ingenieros Industriales de Barcelona

- Departamento de Ingeniería Electrónica -

**Aportaciones a la Optimización de Energía en
Accionamientos Eléctricos de Motores de Inducción
mediante Lógica Difusa**

Tesis Doctoral presentada por

Juan Manuel Moreno Eguílaz

para la obtención del grado de
Doctor Ingeniero Industrial

1997

Tesis Doctoral

Aportaciones a la Optimización de Energía en Accionamientos Eléctricos de Motores de Inducción mediante Lógica Difusa

Autor: Juan Manuel Moreno Eguílaz

Director: Joan Peracaula Roura

Este trabajo ha sido realizado gracias a una Beca de Formación de Investigadores del “Comissionat per a Universitats i Recerca, Departament de la Presidència, Generalitat de Catalunya”.

A mi familia y a Lourdes

“No hay que confundir nunca el conocimiento con la sabiduría. El primero nos sirve para ganarnos la vida; la sabiduría nos ayuda a vivir”

Sandra Carey

Agradecimientos

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

- Al Dr. Joan Peracaula, por sus inestimables consejos y apoyo.
- Al Dr. Josep Bordonau, por animarme a realizar el doctorado.
- Al Dr. Francesc Guinjoan, por aconsejarme desinteresadamente en los momentos más difíciles.
- Al Dr. Antonio Dente, del Instituto Superior Técnico de Lisboa, por dirigirme la tesis durante mi estancia en Lisboa.
- Al Dr. Paulo Branco, por su ayuda e interés durante toda la tesis.
- Al Dr. Miguel Cipolla Ficarra, por su consejos, su apoyo moral y humano y por su gran amistad.
- A mi hermana Tote, por su apoyo informático.
- A toda mi familia y a Lourdes, que si bien nunca entendieron mi vocación de investigador, nunca dejaron de apoyarme.
- A mis padres, por la educación que me dieron.

ÍNDICE

CAPÍTULO 1. INTRODUCCIÓN	1
1.1 MOTIVACIÓN. CONSUMO MUNDIAL DE ENERGÍA	2
1.1.1 LA ENERGÍA, UN BIEN CON DEMANDA CRECIENTE	2
1.1.2 UN USO MÁS EFICIENTE DE LA ENERGÍA	2
1.1.3 ENERGÍA PARA UN MEDIO AMBIENTE MEJOR	3
1.2 IMPORTANCIA DEL USO DE LOS MOTORES DE CA	4
1.3 OBJETIVOS Y ALCANCE DE LA TESIS	8
1.4 RESUMEN DE LA TESIS Y APORTACIONES.....	8
CAPÍTULO 2. PÉRDIDAS EN UN ACCIONAMIENTO ELÉCTRICO	11
2.1 INTRODUCCIÓN.....	12
2.2 PÉRDIDAS EN UN MOTOR DE INDUCCIÓN	13
2.2.1 PÉRDIDAS EN EL COBRE DE ESTÁTOR	13
2.2.2 PÉRDIDAS EN EL COBRE DEL ROTOR	14
2.2.3 PÉRDIDAS EN EL HIERRO	14
2.2.4 PÉRDIDAS ADICIONALES	15
2.2.5 PÉRDIDAS MECÁNICAS	15
2.3 PÉRDIDAS EN EL CONVERTIDOR DE POTENCIA.....	16
2.3.1 PÉRDIDAS EN EL RECTIFICADOR	17
2.3.2 PÉRDIDAS EN EL INVERSOR DE IGBTs	17
2.3.2.1 Pérdidas en Conducción	18
2.3.2.2 Pérdidas de Conmutación	18
2.3.3 PÉRDIDAS ADICIONALES	19
2.3.3.1 Pérdidas en Circuitos “Snubbers”	19
2.3.3.2 Pérdidas en el Condensador del Circuito Intermedio de Continua	19
2.3.3.3 Pérdidas en Circuitos Adicionales.....	19
2.4 MODELOS DE PÉRDIDAS DEL MOTOR DE INDUCCIÓN	20
2.5 MODELO DE PÉRDIDAS DEL SISTEMA CONVERTIDOR-MOTOR	21
2.5.1 MODELO DE PÉRDIDAS DEL MOTOR DE INDUCCIÓN	21
2.5.1.1 Pérdidas en el Cobre.....	21
2.5.1.2 Pérdidas en el Hierro	22
2.5.1.3 Pérdidas Adicionales	23
2.5.1.4 Pérdidas Mecánicas	24
2.5.2 EFECTOS DE LA TEMPERATURA	24
2.5.3 EFECTOS DE LA SATURACIÓN	25
2.5.4 CIRCUITO ARMÓNICO EQUIVALENTE POR FASE	26
2.5.5 CIRCUITO EQUIVALENTE EN UNA REFERENCIA SÍNCRONA	27
2.5.6 MODELO DE PÉRDIDAS DEL CONVERTIDOR DE POTENCIA	29
2.5.6.1 Modelo del Rectificador de Diodos	29
2.5.6.2 Modelo de Pérdidas del Inversor PWM	30
2.6 CONCLUSIONES.....	33

CAPÍTULO 3. TÉCNICAS DE CONTROL DE MOTORES DE INDUCCIÓN	37
3.1 ANTECEDENTES EN CONTROL DE MOTORES DE INDUCCIÓN	38
3.2 MÉTODOS ESCALARES	39
3.3 MÉTODOS VECTORIALES	41
3.4 CONTROL POR ACELERACIÓN DE CAMPO	44
3.5 CONTROL POR ORIENTACIÓN DE CAMPO UNIVERSAL	45
3.6 CONTROL DIRECTO DE PAR	46
3.7 NUEVAS TENDENCIAS EN ACCIONAMIENTOS DE ALTERNA	47
3.8 CONCLUSIONES	49
CAPÍTULO 4. CONTROL VECTORIAL	53
4.1 ANALOGÍA DE LA MÁQUINA DE CA CON LA DE CC	54
4.2 CONTROL VECTORIAL DIRECTO	55
4.3 CONTROL VECTORIAL INDIRECTO	58
4.4 VENTAJAS E INCONVENIENTES DE AMBOS MÉTODOS	63
4.5 ESQUEMAS DE CONTROL	63
4.6 RESULTADOS EXPERIMENTALES CON UN CONTROL VECTORIAL INDIRECTO	64
4.7 PÉRDIDA DE PRESTACIONES DEBIDO A LAS PÉRDIDAS EN EL HIERRO EN MOTORES DE INDUCCIÓN CONTROLADOS VECTORIALMENTE.....	79
4.8 ESTABILIDAD DEL CONTROL VECTORIAL INDIRECTO	83
4.9 INFLUENCIA DE LA VARIACIÓN DE PARÁMETROS SOBRE LAS PÉRDIDAS	83
4.10 CONCLUSIONES	86
CAPÍTULO 5. OPTIMIZACIÓN EN RÉGIMEN PERMANENTE	91
5.1 INTRODUCCIÓN	92
5.2 MÉTODOS DE OPTIMIZACIÓN DE ENERGÍA	93
5.2.1 ENFOQUE BASADO EN UN MODELO TEÓRICO DE PÉRDIDAS	94
5.2.2 CONTROL ÓPTIMO	95
5.2.3 ENFOQUE BASADO EN LA MEDICIÓN DE LA POTENCIA ACTIVA CONSUMIDA	96
5.3 ANTECEDENTES EN OPTIMIZACIÓN DE ENERGÍA	97
5.4 TÉCNICAS DE BÚSQUEDA APLICADAS A LA OPTIMIZACIÓN DEL RENDIMIENTO DE UN MOTOR DE INDUCCIÓN.....	109
5.4.1 FILOSOFÍA DE LOS MÉTODOS DE BÚSQUEDA.....	109

5.4.2 EQUIPO EXPERIMENTAL.....	112
5.4.3 MÉTODOS DE BÚSQUEDA PROPUESTOS.....	113
5.4.3.1 Búsqueda Exhaustiva	114
5.4.3.2 Método de Rosenbrock	116
5.4.3.3 Método Proporcional	118
5.4.3.4 Método del Gradiente.....	120
5.4.3.5 Método de Fibonacci.....	122
5.4.3.6 Método de la Sección Áurea	126
5.4.3.7 Búsqueda Dicotómica	127
5.4.3.8 Método basado en Lógica Difusa	130
5.4.3.9 Métodos de Interpolación	133
5.4.3.10 Métodos de Regresión con Mínimos Cuadrados.....	133
5.4.3.11 Métodos que requieren Derivadas.....	136
5.4.4 DISCUSIÓN SOBRE LOS MÉTODOS DE BÚSQUEDA PROPUESTOS	137
5.5. RENDIMIENTO DEL ACCIONAMIENTO.....	141
5.6. ELECCIÓN DEL PUNTO DE MEDIDA DE LA POTENCIA ACTIVA.....	142
5.7. ESQUEMAS DE CONTROL	145
5.8. REDUCCIÓN DEL RUIDO ACÚSTICO AUDIBLE.....	146
5.9. COMPENSACIÓN DEL PAR ELECTROMAGNÉTICO	146
5.10. INFLUENCIA DE LA CONSTANTE DE TIEMPO DEL ROTOR EN LA VELOCIDAD DE OPTIMIZACIÓN.....	151
5.11. INFLUENCIA DE LA VARIACIÓN DE LA CONSTANTE DE TIEMPO DEL ROTOR.....	152
5.11.1 BÚSQUEDA INFINITA DEL PUNTO DE MÍNIMAS PÉRDIDAS	157
5.12. LIMITACIONES EN LA REDUCCIÓN DEL FLUJO DEL MOTOR.....	162
5.12.1 INTRODUCCIÓN.....	162
5.12.2 VARIACIÓN DE LA CORRIENTE DE ESTÁTOR	162
5.12.3 FLUJO MÍNIMO ADMISIBLE.....	165
5.12.4 DISMINUCIÓN DE PAR ELECTROMAGNÉTICO EN FUNCIÓN DE LA REDUCCIÓN DE FLUJO DE LA MÁQUINA.....	167
5.13. CONCLUSIONES.....	169
CAPÍTULO 6. OPTIMIZACIÓN EN RÉGIMEN TRANSITORIO	175
6.1 INTRODUCCIÓN.....	176
6.2 POSIBILIDADES DE OPTIMIZAR ENERGÍA DURANTE TRANSITORIOS	179
6.3 SUPERVISOR BASADO EN LÓGICA DIFUSA PARA TRABAJAR CON FLUJOS REDUCIDOS DURANTE LOS TRANSITORIOS.....	183
6.3.1 INTRODUCCIÓN.....	183
6.3.2 DESCRIPCIÓN DEL SUPERVISOR BASADO EN LÓGICA DIFUSA.....	184
6.4 RESULTADOS EXPERIMENTALES CON EL SUPERVISOR DE LÓGICA DIFUSA.....	189
6.4.1 TRANSICIÓN ANTE UNA SOLICITACIÓN DE PAR.....	189

6.4.2 TRANSICIÓN ANTE UN CAMBIO DE CONSIGNA DE VELOCIDAD	193
6.4.3 RESULTADOS DE CICLOS DE TRABAJO DE PAR Y VELOCIDAD	197
6.5 CONSIDERACIONES	201
6.5.1 VENTAJAS E INCONVENIENTES DEL SUPERVISOR PROPUESTO	201
6.5.2 SINTONIZACIÓN DEL SUPERVISOR	202
6.5.3 EFICIENCIA Y RESPUESTA DINÁMICA	202
6.5.4 RENTABILIDAD DE LA SOLUCIÓN PROPUESTA	202
6.6 CONCLUSIONES	204
CAPÍTULO 7. CONCLUSIONES Y FUTURAS LÍNEAS DE INVESTIGACIÓN	209
7.1 CONCLUSIONES DE LA TESIS	210
7.2 RESUMEN DE LAS PRINCIPALES APORTACIONES	211
7.3 FUTURAS LÍNEAS DE INVESTIGACIÓN	213
7.3.1 DISEÑO DE MOTORES MÁS EFICIENTES	213
7.3.2 OPTIMIZACIÓN DE ENERGÍA	213
7.3.3 SOLUCIONES MIXTAS DE OPTIMIZACIÓN	214
7.3.4 ALGORITMOS DE APRENDIZAJE PARA EL TRANSITORIO	215
7.3.5 ACCIONAMIENTOS SIN SENSORES	216
7.3.6 FACTOR DE POTENCIA, ENERGÍA REACTIVA Y PÉRDIDAS EN LAS LÍNEAS	217
7.3.7 GENERADORES EÓLICOS BASADOS EN MÁQUINAS ASÍNCRONAS	217
7.3.8 CONTROL INTELIGENTE	218
APÉNDICE 1. SISTEMAS DE REFERENCIA	221
A1.1 INTRODUCCIÓN	222
A1.2 SISTEMAS DE REFERENCIA	223
A1.3 CAMBIO DE COORDENADAS	226
A1.3.1 PASO DE UN SISTEMA TRIFÁSICO A UN SISTEMA BIFÁSICO CUYOS EJES ESTÁN FIJOS EN EL ESTÁTOR (Y VICEVERSA)	230
A1.3.2 PASO DE UN SISTEMA BIFÁSICO DE EJES GIRATORIOS $d^S - q^S$ A UN SISTEMA BIFÁSICO DE EJES $d^e - q^e$ (Y VICEVERSA)	232
APÉNDICE 2. MODELO MATEMÁTICO DEL MOTOR DE INDUCCIÓN	235
A2.1 INTRODUCCIÓN	236
A2.2 MODELADO	236
A2.3 MODELO DINÁMICO DE LA MÁQUINA DE INDUCCIÓN	237
A2.3.1 MODELO DINÁMICO REFERIDO A UNOS EJES SOLIDARIOS AL ESTÁTOR	240
A2.3.2 MODELO DINÁMICO PROPUESTO POR LEONHARD	242

APÉNDICE 3. MÉTODOS NUMÉRICOS DE INTEGRACIÓN	245
A3.1 INTRODUCCIÓN	246
A3.2 MODELOS MATEMÁTICOS DEL MOTOR DE INDUCCIÓN.....	246
A3.3 MÉTODOS NUMÉRICOS IMPLEMENTADOS	247
A3.4 RESULTADOS EXPERIMENTALES Y DE SIMULACIÓN.....	247
APÉNDICE 4. MEDICIÓN DE POTENCIA	255
A4.1 CONSIDERACIONES BÁSICAS	256
A4.2 POTENCIA ACTIVA, REACTIVA Y APARENTE.....	257
A4.3 EFECTO DE LOS ARMÓNICOS	258
A4.3.1 CASO MONOFÁSICO	258
A4.3.2 CASO TRIFÁSICO.....	261
A4.4 INSTRUMENTOS DE MEDIDA DE POTENCIA Y ENERGÍA.....	263
APÉNDICE 5. EQUIPO EXPERIMENTAL	265
A5.1 INTRODUCCIÓN	266
A5.2 DESCRIPCIÓN DEL EQUIPO	266
A5.3 BANCADA EXPERIMENTAL	267
A5.4 CONVERTIDOR DE POTENCIA.....	271
A5.5 CONTROL DEL INVERSOR.....	272
A5.6 SENSADO DE LA VELOCIDAD	275
A5.7 HARDWARE DE CONTROL Y ADQUISICIÓN DE DATOS	275
A5.8 PROTOTIPO PARA MEDIR LA POTENCIA CONSUMIDA.....	275
A5.9 INSTRUMENTACIÓN	279
APÉNDICE 6. EQUIPOS COMERCIALES DE OPTIMIZACIÓN	281
A6.1 INTRODUCCIÓN	282
A6.2 EL SYSDRIVE DE OMROM	282
A6.2.1 FUNCIONAMIENTO	282
A6.2.2 MEJORA DEL RENDIMIENTO.....	284
A6.2.3 MODELO DEL MOTOR.....	284
A6.3 SIMOVERT MICRO MASTER DE SIEMENS	286
ÍNDICE DE AUTORES	287

LISTA DE TABLAS

Tabla 2.1. Distribución de pérdidas en motores de inducción convencionales, según la publicación No. MG10-1983	16
Tabla 5.1. Comparación de los distintos enfoques de optimización del rendimiento en motores de inducción	97
Tabla 5.2. Reglas heurísticas para obtención del flujo óptimo (salida $(\Delta i_{ds}^*)_n$)	130
Tabla 5.3. Comparación de los métodos de búsqueda del flujo óptimo implementados	140
Tabla 6.1. Tabla de reglas para una transición de par positivo con consigna de velocidad positiva y transiciones de par negativo con velocidad de consigna negativa	186
Tabla 6.2. Claves para los adjetivos de los antecedentes y consecuentes del supervisor de lógica difusa	187
Tabla 6.3. Base de reglas para una transición de velocidad, con consigna de velocidad positiva o negativa e incremento de velocidad positivo	187
Tabla A3.1. Tiempos de Cálculo	252
Tabla A5.1. Características de placa para la bancada I	268
Tabla A5.2. Parámetros del motor de inducción para la bancada I obtenidos mediante ensayos clásicos	268
Tabla A5.3. Características de placa para la bancada II	269
Tabla A5.4. Parámetros del motor de inducción para la bancada II obtenidos mediante ensayos clásicos	270
Tabla A6.1. Parámetros del modelo de pérdidas empleado por OMROM	285

LISTA DE FIGURAS

Fig. 1.1. Distribución de la energía consumida por motores eléctricos en EE.UU. según el tipo de aplicación	4
Fig. 1.2. Comparación del rendimiento de un motor de CC y un motor asíncrono trifásico en función de la velocidad a potencia nominal de 18 kW	6
Fig. 2.1. Esquema general de un accionamiento eléctrico	12
Fig. 2.2. Circuito equivalente armónico por fase del motor de inducción	26
Fig. 2.3. Circuitos equivalentes $d-q$ de pérdidas en una referencia síncrona	28
Fig. 2.4. Circuito equivalente de un rectificador de diodos	29
Fig. 2.5. Interruptor del inversor y circuito equivalente de pérdidas	30
Fig. 2.6. Formas de onda de conmutación para un transistor	31
Fig. 3.1. Esquema de un control escalar tipo tensión-frecuencia (V/f)	40
Fig. 3.2. Esquema de un control de velocidad por deslizamiento controlado	41
Fig. 3.3. Principio de la regulación del control vectorial	43
Fig. 3.4. Esquema de un control por aceleración de campo	44
Fig. 3.5. Esquema del Control Directo de Par (DTC)	46
Fig. 4.1. Motor de corriente continua con excitación independiente	54
Fig. 4.2. Analogía de un motor de inducción y de una máquina de CC ilustrando la filosofía del control vectorial	54
Fig. 4.3. Esquema de un control vectorial directo	56
Fig. 4.4. Estimación del flujo del rotor a partir de la velocidad y de las corrientes	58
Fig. 4.5. Diagrama fasorial del método indirecto de control vectorial	59
Fig. 4.6. Diagrama de bloques del modelo de la máquina con control desacoplado	61
Fig. 4.7. Esquema de un control vectorial indirecto	62
Fig. 4.8. Velocidad experimental del motor en carga con rotor parado	65
Fig. 4.9. Consigna de corriente de par con el rotor parado en carga	65
Fig. 4.10. Corriente experimental por una fase del estátor en régimen permanente con el motor en carga a 0 r.p.m. (Escala vertical: 2A/div.)	66
Fig. 4.11. Consigna de velocidad impuesta en el motor tipo rampa con cambio de sentido de giro en vacío	66
Fig. 4.12. Velocidad experimental del rotor ante la consigna tipo rampa	67
Fig. 4.13. Consigna de corriente de par i_{qs}^* para la consigna tipo rampa	67
Fig. 4.14. Corriente por una fase del motor ante el cambio de sentido de giro	67
Fig. 4.15. Consigna de cambio de sentido de giro tipo rampa a 300 r.p.m. en carga	68
Fig. 4.16. Velocidad experimental del rotor ante la consigna anterior	68
Fig. 4.17. Consigna de corriente de par durante el cambio de sentido de giro	68
Fig. 4.18. Corriente por una fase ante el cambio de sentido de giro en carga	69
Fig. 4.19. Consigna suave de velocidad utilizando un filtro de 2º orden	69
Fig. 4.20. Velocidad experimental del rotor ante la consigna anterior	70
Fig. 4.21. Consigna de corriente de par para la consigna con filtro	70
Fig. 4.22. Estimación del flujo del rotor utilizando las corrientes de estátor medidas	70
Fig. 4.23. Corriente por una fase del motor en régimen permanente	71
Fig. 4.24. Distintas solicitaciones de velocidad de consigna impuestas al motor	71
Fig. 4.25. Velocidad experimental del rotor ante distintas referencias de velocidad	72

Fig. 4.26. Consigna de corriente de par i_{qs}^* ante la consigna anterior	72
Fig. 4.27. Velocidad de referencia tipo rampa con filtro de 2° orden	73
Fig. 4.28. Velocidad experimental del motor en vacío ante la consigna anterior	73
Fig. 4.29. Consigna de corriente de par i_{qs}^* para el arranque suave anterior	73
Fig. 4.30. Corriente experimental por una fase del estátor durante el arranque	74
Fig. 4.31. Consigna con filtro de velocidad a 800 r.p.m.	74
Fig. 4.32. Velocidad experimental del motor ante un escalón de carga 0.5 p.u.	75
Fig. 4.33. Consigna de corriente de par i_{qs}^* durante el escalón de par impuesto	75
Fig. 4.34. Corriente experimental por una fase del estátor para el escalón de carga impuesto	75
Fig. 4.35. Consigna de velocidad con ciclos repetitivos en vacío	76
Fig. 4.36. Velocidad experimental del motor durante los ciclos repetitivos impuestos	76
Fig. 4.37. Consigna de corriente de par i_{qs}^* para una consigna de ciclos repetitivos	76
Fig. 4.38. Consigna de cambio de sentido de giro con filtro de velocidad a 500 r.p.m.	77
Fig. 4.39. Velocidad experimental del motor en vacío ante la consigna anterior	77
Fig. 4.40. Consigna de corriente de par i_{qs}^* para el cambio de sentido de giro en vacío	77
Fig. 4.41. Corriente de par i_{qs} estimada para el cambio de sentido de giro en vacío	78
Fig. 4.42. Velocidad experimental del motor en carga ante la consigna de la figura 4.38	78
Fig. 4.43. Consigna de corriente de par para el cambio de sentido de giro en carga	78
Fig. 4.44. Relación teórica del flujo real con el de referencia (4.31) cuando se desprecian las pérdidas en el hierro	80
Fig. 4.45. Relación teórica del par real con el de referencia (4.32) cuando se desprecian las pérdidas en el hierro	81
Fig. 4.46. Error teórico en el cálculo del ángulo del flujo del rotor (4.33) cuando se desprecian las pérdidas en el hierro	82
Fig. 4.47. Potencia consumida por un accionamiento de 1.5 kW para distintos valores de la constante de tiempo del rotor utilizada en un control vectorial indirecto respecto de su valor nominal . Condiciones en régimen permanente y sin carga	84
Fig. 4.48. Potencia consumida por un accionamiento de 1.5 kW para distintos valores de la constante de tiempo del rotor utilizada en un control vectorial indirecto respecto de su valor nominal . Condiciones en régimen permanente y en carga	85
Fig. 5.1. Diagrama de control del enfoque de optimización del rendimiento utilizando un modelo teórico de pérdidas	95
Fig. 5.2. Esquema general del enfoque de optimización basado en la medición de la potencia activa consumida por el accionamiento	96
Fig. 5.3. Diagrama general de bloques del control vectorial directo con optimización del rendimiento propuesto por Kirschen y sus colaboradores [28]	99
Fig. 5.4. Diagrama general de bloques del control vectorial indirecto con optimización del rendimiento propuesto por Kirschen y sus colaboradores [29].....	100
Fig. 5.5. Diagrama general de bloques del control del 3° armónico de tensión sin sensor de velocidad con optimización del rendimiento propuesto por Moreira y sus colaboradores [31]	102
Fig. 5.6. Diagrama general de bloques del control propuesto por Bose y sus colaboradores [5] utilizando lógica difusa	103
Fig. 5.7. Control difuso para optimizar el rendimiento	104
Fig. 5.8. Modelo de pérdidas del motor de inducción propuesto por García [18]	105

Fig. 5.9. Control vectorial directo con optimización basado en el modelo anterior [18]	105
Fig. 5.10. Enfoques en optimización de energía y antecedentes más importantes	108
Fig. 5.11. Curva de potencia consumida por un accionamiento de 1.5 kW en función de i_{ds}^* , aproximada por un polinomio de 5° orden mediante mínimos cuadrados	109
Fig. 5.12. Filosofía de la optimización del rendimiento mediante los métodos de búsqueda	110
Fig. 5.13. Resultados experimentales de la filosofía de los métodos de búsqueda	111
Fig. 5.14. Control vectorial indirecto con optimización de energía en régimen permanente	112
Fig. 5.15. Condiciones para que una función $f(x)$ sea unimodal	114
Fig. 5.16. Velocidad experimental del rotor y corriente productora de par i_{qs}^* utilizando el método de la búsqueda exhaustiva	115
Fig. 5.17. Potencia activa consumida y consigna de corriente productora de flujo i_{ds}^* utilizando el método de la búsqueda exhaustiva (R. experimentales)	115
Fig. 5.18. Resultados experimentales de la evolución de la velocidad del rotor y de la corriente de par i_{qs}^* empleando el método de Rosenbrock	117
Fig. 5.19. Evolución de la potencia activa consumida y de la corriente de flujo i_{ds}^* empleando el método de Rosenbrock. (R. experimentales)	117
Fig. 5.20. Resultados experimentales de la evolución de la velocidad del rotor y de la corriente de par i_{qs}^* empleando el método proporcional	119
Fig. 5.21. Evolución de la potencia activa consumida y de la corriente de flujo i_{ds}^* empleando el método proporcional (R. experimentales)	119
Fig. 5.22. Evolución del gradiente de potencia activa en la búsqueda del flujo óptimo	121
Fig. 5.23. Resultados experimentales de la evolución de la velocidad del rotor y de la corriente de par i_{qs}^* empleando el método de Fibonacci (N=20)	124
Fig. 5.24. Evolución de la potencia activa consumida y de la corriente de flujo i_{ds}^* empleando el método de Fibonacci (R. experimentales)	124
Fig. 5.25. Diagrama de bloques del método de Fibonacci para la obtención del flujo óptimo de mínimas pérdidas	125
Fig. 5.26. Resultados experimentales de la evolución de la velocidad del rotor y de la corriente de par i_{qs}^* empleando el método de la sección áurea	126
Fig. 5.27. Evolución de la potencia activa consumida y de la corriente de flujo i_{ds}^* empleando el método de la sección áurea (R. experimentales)	127
Fig. 5.28. Filosofía de la búsqueda dicotómica	128
Fig. 5.29. Resultados experimentales de la evolución de la velocidad del rotor y de la corriente de par i_{qs}^* empleando la búsqueda dicotómica	129
Fig. 5.30. Evolución de la potencia activa consumida y de la corriente de flujo i_{ds}^* empleando la búsqueda dicotómica (R. experimentales)	129
Fig. 5.31. Funciones de pertenencia para el antecedente <i>Variación de Potencia</i>	131
Fig. 5.32. Resultados experimentales de la evolución de la velocidad del rotor y de la corriente de par i_{qs}^* empleando lógica difusa	132
Fig. 5.33. Evolución de la potencia activa consumida y de la corriente de flujo i_{ds}^* empleando lógica difusa (R. experimentales)	132
Fig. 5.34. Resultados experimentales de la evolución de la velocidad del rotor y de la	

corriente de par i_{qs}^* empleando el método de Rosenbrock y regresión con mínimos cuadrados para ajustar la curva a un polinomio de 2° orden	135
Fig. 5.35. Evolución de la potencia activa consumida y de la corriente de flujo i_{ds}^* empleando el método de Rosenbrock y regresión con mínimos cuadrados para ajustar la curva a un polinomio de 2° orden (R. experimentales)	135
Fig. 5.36. Curvas de rendimiento de un accionamiento de 1.5 kW para distintas solicitaciones de par y velocidad, con y sin optimización del rendimiento	141
Fig. 5.37. Esquema de las distintas posibilidades que existen para medir la potencia activa consumida por el accionamiento	142
Fig. 5.38. Control escalar con optimización del rendimiento basado en la medición de potencia activa consumida	143
Fig. 5.39. Control por orientación de campo genérico con optimización del rendimiento basado en la medición de potencia activa consumida	145
Fig. 5.40. Compensador de par basado en las ecuaciones básicas del control vectorial	147
Fig. 5.41. Método de Fibonacci sin compensador de par electromagnético	148
Fig. 5.42. Método de Fibonacci con compensador de par electromagnético utilizando las ecuaciones básicas del control vectorial	148
Fig. 5.43. Esquema de variación lineal de la corriente productora de par durante el período de optimización	149
Fig. 5.44. Método de Fibonacci sin compensador de par a velocidad 0.25 p.u.	149
Fig. 5.45. Método de Fibonacci con variaciones lineales de la corriente i_{ds}^* para evitar perturbaciones de par	150
Fig. 5.46. Potencia activa consumida y consigna de i_{ds}^* para el método de Fibonacci sin compensador de par	150
Fig. 5.47. Potencia activa consumida y consigna de i_{ds}^* con el método de Fibonacci variando el flujo linealmente de forma gradual	151
Fig. 5.48. Evolución de la relación entre la corriente magnetizante del rotor y la corriente productora de flujo, para una T_r genérica	152
Fig. 5.49. Casos de análisis de variación de parámetros	153
Fig. 5.50. Potencia activa consumida y corriente productora de par i_{ds}^* con $T_r = T_r^*$ y sin variación de parámetros $T_r = cte$. (Resultados de simulación)	154
Fig. 5.51. Potencia activa consumida y corriente productora de par i_{ds}^* con $T_r = 0.25 T_r^{nominal}, \forall t$ y $T_r^* = T_r^{nominal}, \forall t$. (Resultados de simulación)	155
Fig. 5.52. Potencia activa consumida y corriente productora de par i_{ds}^* con $T_r = 2 T_r^{nominal}, \forall t$ y $T_r^* = T_r^{nominal}, \forall t$. (Resultados de simulación)	155
Fig. 5.53. Potencia activa consumida y corriente productora de par i_{ds}^* con un escalón de $T_r = 0.25 T_r^{nominal}$ en el instante $t = 10s$ y $T_r^* = T_r^{nominal}, \forall t$. (Resultados de simulación)	156
Fig. 5.54. Potencia activa consumida y corriente productora de par i_{ds}^* con un escalón de $T_r = 2 T_r^{nominal}$ y $T_r^* = T_r^{nominal}$ en el instante $t = 10s$. (Resultados de simulación)	157
Fig. 5.55. Filosofía de la búsqueda infinita entorno al flujo óptimo para asegurar un perfecto seguimiento del punto de máximo rendimiento	158
Fig. 5.56. Velocidad experimental del motor y corriente productora de par utilizando el método de Rosenbrock e imponiendo una búsqueda infinita	159

Fig. 5.57. Potencia activa consumida y consigna de corriente de flujo i_{ds}^* cuando se impone una búsqueda infinita	159
Fig. 5.58. Variación de la constante de tiempo del rotor en función del tiempo $T_r = f(t)$.	160
Fig. 5.59. Potencia activa consumida y corriente productora de flujo i_{ds}^* cuando la constante de tiempo del rotor varía en función del tiempo (Fig. 5.58) y $T_r^* = T_r^{nominal}, \forall t$. (R. simulación)	160
Fig. 5.60. Potencia activa consumida y corriente productora de flujo i_{ds}^* cuando la constante de tiempo del rotor varía en función del tiempo (Fig. 5.58) y $T_r = T_r^*$. (R. simulación)	160
Fig. 5.61. Variación de la corriente de estátor en régimen permanente, en función del par m_e^* y de la corriente i_{ds}^*	163
Fig. 5.62. Valor de la corriente de estátor en régimen permanente, para distintos valores de la corriente de flujo i_{ds}^* (curvas parametrizadas con el par electromagnético m_e^*)	164
Fig. 5.63. Módulo de la corriente de estátor para distintos valores de par electromagnético. (Curvas parametrizadas en función de la corriente productora de flujo i_{ds}^*)	165
Fig. 5.64. Corriente de flujo mínima para distintos valores de par y de corriente máxima de estátor admisible	166
Fig. 5.65. Corriente mínima i_{ds}^* admisible para distintos valores de par, tanto en régimen permanente como en transitorio	167
Fig. 5.66. Evolución de la disminución de par debida a la reducción de flujo	168
Fig. 5.67. Evolución del par en función de la corriente i_{ds}^* para régimen permanente y transitorio	168
Fig. 6.1. Evolución de la velocidad del rotor con el 100% del flujo nominal durante todo el ciclo de trabajo (escalón de par de 0.25 p.u.)	179
Fig. 6.2. Evolución de la velocidad del rotor con el 60 % del flujo nominal durante todo el ciclo de trabajo (escalón de par de 0.25 p.u.)	180
Fig. 6.3. Comparación de la potencia consumida por el accionamiento durante el transitorio de par (0.25 p.u.) para el caso de 100% y 60% del flujo nominal	180
Fig. 6.4. Evolución de la velocidad del rotor ante un escalón de par (0.3 p.u.) cuando se impone flujo nominal durante el transitorio	181
Fig. 6.5. Evolución de la velocidad del rotor ante un escalón de par (0.3 p.u.) cuando se impone el 60% del flujo nominal durante el transitorio	182
Fig. 6.6. Potencia consumida en el accionamiento con transiciones a flujo nominal y a flujo reducido (60%) ante un escalón de par de 0.3 p.u.	182
Fig. 6.7. Esquema general de la idea que se propone para trabajar con flujos reducidos durante los transitorios	184
Fig. 6.8. Esquema de un control vectorial indirecto incluyendo optimización en régimen permanente con un algoritmo de búsqueda y el supervisor de lógica difusa propuesto	185
Fig. 6.9. Esquema de bloques del supervisor de lógica difusa propuesto	185
Fig. 6.10. Funciones de pertenencia para los antecedentes del supervisor propuesto	186

Fig. 6.11. Velocidad del rotor con transición a flujo nominal ante un escalón de par de 0.2 p.u. girando a 300 r.p.m. (Resultados Experimentales)	189
Fig. 6.12. Velocidad del rotor con transición a flujo reducido ante un escalón de par de 0.2 p.u. girando a 300 r.p.m. (Resultados Experimentales)	189
Fig. 6.13. Potencia consumida con transición a flujo nominal ante un escalón de par de 0.2 p.u. girando a 300 r.p.m. (Resultados Experimentales)	190
Fig. 6.14. Potencia consumida con transición a flujo reducido empleando el supervisor de lógica difusa ante un escalón de par de 0.2 p.u. girando a 300 r.p.m.	190
Fig. 6.15. Velocidad del rotor con transición a flujo nominal a 500 r.p.m. ante un escalón de carga de 0.3 p.u. (Resultados Experimentales)	191
Fig. 6.16. Velocidad del rotor con transición a flujo reducido a 500 r.p.m. ante un escalón de par de 0.3 p.u. (Resultados Experimentales)	191
Fig. 6.17. Potencia consumida con transición a flujo nominal a 500 r.p.m. ante un escalón de par de 0.3 p.u. (Resultados Experimentales)	192
Fig. 6.18. Potencia consumida con transición a flujo reducido a 500 r.p.m. ante un escalón de par de 0.3 p.u. (Resultados Experimentales)	192
Fig. 6.19. Evolución de la velocidad con transición a flujo nominal ante un cambio de consigna de 400 a 475 r.p.m. (Resultados Experimentales)	193
Fig. 6.20. Evolución de la velocidad con transición a flujo reducido ante un cambio de consigna de 400 a 475 r.p.m. (Resultados Experimentales)	193
Fig. 6.21. Potencia consumida con transición a flujo nominal ante el cambio de consigna de velocidad de 400 a 475 r.p.m. en $t = 15s$ (Resultados Experimentales)	194
Fig. 6.22. Potencia consumida con transición a flujo reducido ante el cambio de consigna de velocidad de 400 a 475 r.p.m. en $t = 15s$ (Resultados Experimentales)	194
Fig. 6.23. Velocidad con transición a flujo nominal durante un cambio de consigna de velocidad de 300 a 390 r.p.m. en $t = 15s$. (Resultados Experimentales)	195
Fig. 6.24. Velocidad con transición a flujo reducido durante un cambio de consigna de velocidad de 300 a 390 r.p.m. en $t = 15s$. (Resultados Experimentales)	195
Fig. 6.25. Potencia consumida con transición a flujo nominal durante un cambio de consigna de velocidad de 300 a 390 r.p.m. en $t = 15s$. (Resultados Experimentales)	196
Fig. 6.26. Potencia consumida con transición a flujo reducido durante un cambio de consigna de velocidad de 300 a 390 r.p.m. en $t = 15s$. (Resultados Experimentales)	196
Fig. 6.27. Velocidad del rotor ante el ciclo de trabajo descrito empleando flujo nominal constante. (Resultados Experimentales)	197
Fig. 6.28. Velocidad del rotor ante el ciclo de trabajo descrito trabajando con flujos reducidos con el M. de Rosenbrock y el supervisor de lógica difusa. (R. Experimentales) ..	198
Fig. 6.29. Potencia consumida para el ciclo de trabajo descrito con flujo nominal durante todo el proceso. (Resultados Experimentales)	198
Fig. 6.30. Potencia consumida con flujos reducidos durante el ciclo de trabajo descrito, empleando el M. de Rosenbrock y el supervisor de lógica difusa	199
Fig. 6.31. Comparación de potencias consumidas para el ciclo de trabajo impuesto, trabajando con flujo nominal y reducido	199
Fig. 6.32. Comparación de flujos para el ciclo de trabajo impuesto a la máquina	200
Fig. 6.33. Ampliación de la potencia consumida en el transitorio de par para ambas situaciones (flujo nominal y flujo reducido)	200
Fig. 7.1. Esquema de un accionamiento eléctrico para un vehículo alimentado por baterías	214
Fig. 7.2. Solución mixta empleando los 2 enfoques de optimización descritos en el cap. 5.	214

Fig. 7.3. Esquema de un accionamiento con un único sensor de corriente	216
Fig. 7.4. Optimización en la generación, transmisión y consumo de energía	217
Fig. A1.1. Distintos sistemas de ejes de referencia empleados en el control vectorial	224
Fig. A1.2. Proyección de un fasor espacial de estátor \vec{X}_s sobre cada uno de ejes de referencia	225
Fig. A1.3. Diagrama vectorial para el cambio del sistema trifásico $as - bs - cs$ al sistema bifásico $d^s - q^s$ en referencia estacionaria	228
Fig. A1.4. Diagrama vectorial para el cambio de referencia síncrona $d^e - q^e$ a estática $d^s - q^s$ de un sistema bifásico	229
Fig. A1.5. Paso de un sistema bifásico de estátor a un sistema trifásico	231
Fig. A1.6. Paso de las variables de fase del sistema trifásico al sistema bifásico de estátor	231
Fig. A1.7. Paso de las variables del sistema bifásico de estátor al sistema bifásico síncrono	232
Fig. A1.8. Paso de las variables del sistema bifásico síncrono al sistema bifásico de estátor	232
Fig. A2.1. Representación eléctrica del modelo de la máquina de inducción en unos ejes $d-q$ fijos en el estátor	241
Fig. A3.1.a. Resultados experimentales del arranque del motor en vacío	249
Fig. A3.1.b. Resultados experimentales del motor ante un escalón de carga del 100%	249
Fig. A3.2.a. Resultados experimentales obtenidos utilizando un instrumento GPIB	250
Fig. A3.2.b. Resultados experimentales obtenidos utilizando un instrumento GPIB	250
Fig. A3.3.a. Resultados de simulación del arranque en vacío usando SABER	250
Fig. A3.3.b. Resultados de simulación de un escalón de par usando SABER	250
Fig. A3.4.a. Resultados de simulación del arranque en vacío usando PSPICE	250
Fig. A3.4.b. Resultados de simulación de un escalón de par usando PSPICE	250
Fig. A3.5. Resultados de simulación con el modelo de Leonhard y el método de Euler	251
Fig. A3.6. Resultados de simulación con el modelo de Leonhard y el método de Runge-Kutta	251
Fig. A3.7. Resultados de simulación con el modelo de Krause y el método de Runge-Kutta	251
Fig. A3.8. Resultados de simulación con el modelo de Bose y las rutinas Cash-Karp y Gilbert-Sullivan	251
Fig. A4.1. Ilustración del teorema de Blondel para calcular la potencia consumida por una carga	256
Fig. A5.1. Esquema general del equipo de pruebas utilizado	266
Fig. A5.2. Esquema detallado del accionamiento del motor de inducción utilizado	267
Fig. A5.3. Fotografía de la bancada I junto con el convertidor de potencia y el hardware de control del accionamiento	269
Fig. A5.4. Fotografía de la bancada II	270
Fig. A5.5. Esquema del inversor de potencia utilizado	271
Fig. A5.6. Fotografía del convertidor de potencia utilizado para accionar el motor de inducción	272
Fig. A5.7. Esquema de conexionado del ASIC para controlar el inversor de potencia	273
Fig. A5.8. Pulsos de conmutación para accionar los transistores MOSFETs procedentes del ASIC de control del inversor	274
Fig. A5.9. Formas de onda de tensión en una rama del inversor, transistor superior e inferior	274
Fig. A5.10. Esquema general de la placa de medición de potencia activa implementada	276
Fig. A5.11. Esquema electrónico de la fuente de alimentación lineal de +/-12V que	

alimenta la placa del sensor de potencia diseñado	276
Fig. A5.12. Esquema del sensor de tensión de entrada al accionamiento	277
Fig. A5.13. Sensor de la corriente de entrada al accionamiento	277
Fig. A5.14. Placa de medición de la potencia consumida	278
Fig. A5.15. Forma de onda de la corriente de entrada al accionamiento	278
Fig. A5.16. Instrumentación empleada para las pruebas experimentales	279
Fig. A6.1. Característica par-velocidad típica de un motor de inducción	283
Fig. A6.2. Característica par-velocidad al reducir la tensión del motor	283
Fig. A6.3. Curvas de rendimiento con y sin el algoritmo de control <i>PENS_V</i> de OMROM .	284
Fig. A6.4. Modelo de pérdidas del motor de inducción utilizado por el algoritmo <i>PENS_V</i> de OMROM	285
Fig. A6.5. Esquema de optimización propuesto por OMROM	285

NOMENCLATURA

α	Constante térmica del motor
C_{snu}	Capacidad del circuito snubber
D	Coefficiente de rozamiento
d	Profundidad de las barras del rotor
θ	Desfase de la corriente respecto de la tensión
θ_e	Posición angular del flujo del rotor
θ_r	Posición angular del rotor
θ_{sl}	Posición angular de deslizamiento
ϕ	Flujo del entrehierro
F_s	Frecuencia de conmutación del inversor
f	Frecuencia fundamental
f_{avg}	Frecuencia promedio del PWM
f_n	Frecuencia del armónico n
f_r	Frecuencia del rotor
f_r^*	Consigna de frecuencia del rotor
I_{ac}	Componente fundamental de la corriente del motor
I_{lav}	Valor medio de la corriente de carga
I_{CM}	Corriente máxima de colector
I_{CN}	Corriente nominal de colector
I_f	Corriente de campo de un motor de CC
I_m	Corriente magnetizante
I_{mo}	Corriente magnetizante cuando comienza la saturación
I_{s1}	Componente fundamental de la corriente estática por la fase 1
I_t	Corriente de armadura de un motor de CC
i_c	Corriente de colector
i_F	Corriente directa que circula por un diodo
i_{FAV}	Corriente directa en valor medio que circula por un diodo
i_{mr}	Corriente magnetizante de rotor
i_{drm}	Corriente magnetizante de rotor en el eje d
i_{qrm}	Corriente magnetizante de rotor en el eje q
i_{dm}	Corriente magnetizante en el eje d
i_{qm}	Corriente magnetizante en el eje q
i_{dr}	Corriente del rotor en el eje d
i_{qr}	Corriente del rotor en el eje q
i_{ds}	Corriente de estátor (productora de flujo) en el eje d
i_{qs}	Corriente de estátor (productora de par) en el eje q
i_{ds}^*	Consigna de corriente productora de flujo
i_{qs}^*	Consigna de corriente productora de par
i_{s1}^*	Consigna de corriente de estátor por la fase 1
J	Momento de inercia

k_{sln}	<i>Coeficiente de pérdidas adicionales</i>
k_{fo}	<i>Coeficiente de pérdidas mecánicas</i>
k_e	<i>Coeficiente de pérdidas por corrientes de Foucault</i>
k_h	<i>Coeficiente de pérdidas por histéresis</i>
k_t	<i>Constante de par</i>
λ_r	<i>Flujo del rotor</i>
λ_{dr}	<i>Flujo del rotor en el eje d</i>
λ_{qr}	<i>Flujo del rotor en el eje q</i>
λ_{ds}	<i>Flujo de estátor en el eje d</i>
λ_{qs}	<i>Flujo de estátor en el eje q</i>
L_d	<i>Inductancia de dispersión de la fuente de alimentación</i>
L_{ls}	<i>Inductancia de dispersión de estátor</i>
L_m	<i>Inductancia magnetizante</i>
L_{mo}	<i>Inductancia magnetizante no saturada</i>
L_{lr}	<i>Inductancia de dispersión del rotor</i>
M	<i>Índice de modulación</i>
m	<i>Coeficiente de saturación</i>
m_e	<i>Par electromagnético desarrollado por el motor</i>
m_e^*	<i>Consigna de par electromagnético</i>
m_l	<i>Par de carga</i>
N_s	<i>Número de conmutaciones de una rama del inversor por ciclo fundamental</i>
P	<i>Potencia activa total consumida por el accionamiento</i>
P_{sl1}	<i>Pérdidas adicionales fundamentales de estátor</i>
P_{sln}	<i>Pérdidas adicionales por fase del estátor a la frecuencia fundamental</i>
P_{adic}	<i>Pérdidas en circuitos adicionales (control y drivers)</i>
P_c	<i>Pérdidas en el hierro</i>
P_{conCC}	<i>Pérdidas en el condensador del circuito intermedio de continua</i>
P_{cs}	<i>Pérdidas en el hierro de estátor</i>
P_{cr}	<i>Pérdidas en el hierro del rotor</i>
P_{Dav}	<i>Potencia media disipada en un diodo rectificador</i>
P_{Dinst}	<i>Potencia instantánea disipada en un diodo rectificador</i>
P_{fo}	<i>Pérdidas mecánicas por fricción y ventilación</i>
P_i	<i>Potencia en conducción disipada en un IGBT</i>
P_{off}	<i>Pérdidas de bloqueo de un IGBT</i>
P_{on}	<i>Pérdidas de puesta en conducción de un IGBT</i>
$P_{snubber}$	<i>Potencia disipada por un circuito snubber</i>
P_{tl}	<i>Pérdidas totales del motor</i>
P_{ton}	<i>Pérdidas de puesta en conducción de un transistor</i>
P_{toff}	<i>Pérdidas por bloqueo de un transistor</i>
p	<i>Número de pares de polos</i>
Q	<i>Potencia reactiva</i>
Q_{rr}	<i>Carga de recuperación</i>
R_m	<i>Resistencia que representa las pérdidas en el hierro</i>

R_r	<i>Resistencia de rotor</i>
R_{rdc}	<i>Resistencia del rotor en continua</i>
R_{rn}	<i>Resistencia del rotor a la frecuencia armónica de orden n</i>
R_s	<i>Resistencia de estátor</i>
R_{sln}	<i>Resistencia equivalente de las pérdidas adicionales de estátor</i>
R_{sl1}	<i>Resistencia equivalente de las pérdidas adicionales fundamentales</i>
R_{snu}	<i>Resistencia equivalente de pérdidas de un circuito snubber</i>
R_{ssn}	<i>Resistencia shunt de las pérdidas adicionales armónica de estátor</i>
R_{rsn}	<i>Resistencia shunt de las pérdidas adicionales armónica de estátor</i>
r_T	<i>Resistencia en conducción de un diodo</i>
ρ	<i>Posición del flujo del rotor según Leonhard</i>
S	<i>Potencia aparente</i>
s	<i>Deslizamiento</i>
τ	<i>Constante de tiempo térmica del motor</i>
T_i	<i>Temperatura de rotor o estátor</i>
T_r	<i>Constante de tiempo del rotor</i>
T_r^*	<i>Constante de tiempo del rotor empleada en el control vectorial</i>
T_s	<i>Constante de tiempo de estátor</i>
t_f	<i>Tiempo de bajada de la corriente de colector</i>
t_{fN}	<i>Tiempo nominal de bajada</i>
t_{fv}	<i>Tiempo de bajada de la tensión colector-emisor</i>
t_r	<i>Tiempo de subida de la corriente de colector</i>
t_{rv}	<i>Tiempo de subida de la tensión colector-emisor</i>
t_{rr}	<i>Tiempo de recuperación inversa de un diodo</i>
t_{rrN}	<i>Tiempo nominal de recuperación inversa</i>
t_{rN}	<i>Tiempo nominal de subida</i>
V_{CC}	<i>Tensión del circuito intermedio de tensión</i>
V_{CEN}	<i>Tensión colector-emisor nominal</i>
V_{CO}	<i>Tensión umbral colector-emisor</i>
$V_{(FO)}$	<i>Tensión umbral de un diodo</i>
V_m	<i>Tensión de entrehierro</i>
V_r	<i>Tensión de un rectificador ideal</i>
V_{sln}	<i>Tensión en bornes de la inductancia de dispersión del estátor</i>
v_{ds}	<i>Tensión de estátor en el eje d</i>
v_{qs}	<i>Tensión de estátor en el eje q</i>
v_{dr}	<i>Tensión de rotor en el eje d</i>
v_{qr}	<i>Tensión de rotor en el eje q</i>
W	<i>Energía consumida</i>
ω_e	<i>Velocidad de sincronismo</i>
ω_r	<i>Velocidad del rotor</i>
ω_r^*	<i>Consigna de velocidad del rotor</i>
ω_{sl}	<i>Velocidad de deslizamiento</i>
ω_{sl}^*	<i>Consigna de velocidad de deslizamiento</i>

x^s *Variable en referencia estacionaria*

x^e *Variable en referencia síncrona*

CAPÍTULO 1

INTRODUCCIÓN

En este capítulo se hace énfasis en la necesidad de conservación de energía a nivel mundial, la importancia de los motores de CA y de los accionamientos a velocidad variable, introduciendo de esta forma el tema de la tesis doctoral que se presenta. Finalmente se incluye un resumen con los objetivos, el alcance y las principales aportaciones de dicha tesis doctoral.

1.1 MOTIVACIÓN. CONSUMO MUNDIAL DE ENERGÍA

1.1.1 LA ENERGÍA, UN BIEN CON DEMANDA CRECIENTE

Hoy en día, en nuestra sociedad tan industrializada, seríamos incapaces de imaginar un mundo sin energía, máquinas, ordenadores, ni telecomunicaciones. La crisis del 73 fue producto de la toma de conciencia a nivel mundial de que la energía es un bien escaso, que se debe conservar y utilizar adecuadamente. Los años 90, víctimas de las consecuencias de la mala utilización de la energía, como es el *Efecto Invernadero* entre otros, han sido testigos de la necesidad imperiosa de conservar la energía y preservar el medio ambiente.

Si bien son los países industrializados los consumidores masivos de energía, a corto plazo, los países en vías de desarrollo se convertirán en grandes consumidores de energía. Así lo refleja un informe de 1994 de la *Administración de Información de Energía* (“*Energy Information Administration*”) y del *Sistema de Proyecciones de Energía Mundial* (“*World Energy Projections System*”) [1].

Se estima que para el año 2010, los países miembros de la OCDE consumirán¹ un 27% más de energía, los pertenecientes a Eurasia un 43% y los restantes países un 55%.

1.1.2 UN USO MÁS EFICIENTE DE LA ENERGÍA

El *16 Congreso Mundial de Energía* (“*World Energy Congress*”) [2] se celebró en Tokio en octubre de 1995, con el slogan²: “La Energía para Nuestro Mundo: Que nos exige el futuro?”.

Los principales temas tratados en este congreso fueron:

- La energía y el medio ambiente.
- Interrelación entre diferentes formas de energía.

¹Estimación en base a datos de 1992, [1].

- La energía y el mundo.
- Necesidades energéticas para los países en vías de desarrollo.
- Financiación e impacto económico de la energía.
- La energía y el consumidor.
- Conservación y uso eficiente de la energía.

Este congreso, junto con otros muchos, nos dan idea de la toma de conciencia que la sociedad ha tomado en relación a la importancia de la necesidad de conservar y utilizar la energía de forma más eficiente.

1.1.3 ENERGÍA PARA UN MEDIO AMBIENTE MEJOR

La comunidad mundial, con el tiempo, ha llegado a ser consciente de los principales cambios climáticos y del medio ambiente que afectan a la Biosfera de forma global, particularmente los originados por el bien conocido *Efecto Invernadero*. En Marzo de 1994 diversos planes de acción fueron establecidos por la Comisión sobre Cambios Climáticos de las Naciones Unidas.

El siglo XXI será testigo de una nueva forma de entender la energía, con dos objetivos básicos fundamentales:

- La necesidad de conservar la energía (conservación de reservas, adecuada utilización de la energía y obtención de nuevas formas de energía).
- La necesidad de preservar el medio ambiente (obteniendo ciclos cerrados de energía, reciclaje y disminuyendo las consecuencias del *Efecto Invernadero*).

²Ésta es una traducción del slogan original: “*Energy for Our Common World: What will the future ask for us?*”.

1.2 IMPORTANCIA DEL USO DE LOS MOTORES DE CA

Se calcula³ que aproximadamente dos tercios de la potencia alterna mundial generada es utilizada para accionar motores eléctricos. La figura 1.1 muestra la distribución en EE.UU. de dicha energía en función del tipo de aplicación específica [3].

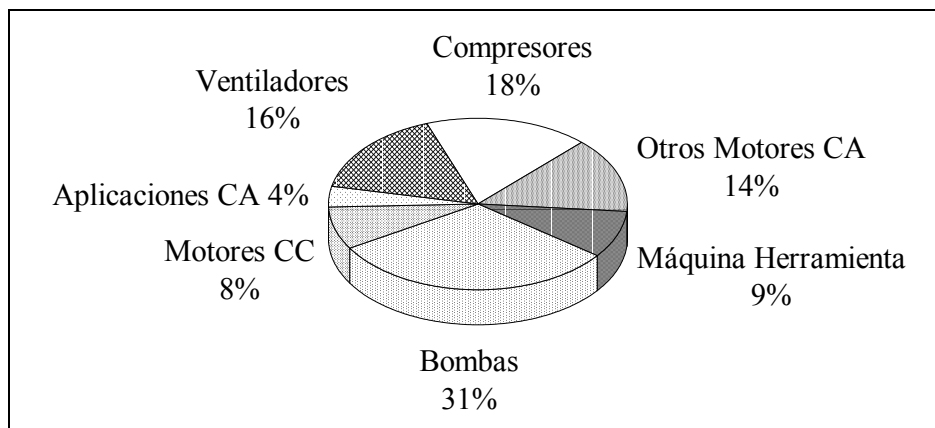


Figura 1.1. Distribución de la energía consumida por motores eléctricos en EE.UU. según el tipo de aplicación.

La necesidad de conservación de la energía está acelerando la forma de incrementar los niveles de rendimiento de los motores eléctricos. Existen diversas posibilidades para mejorar el rendimiento de los motores, influenciadas por las regulaciones gubernamentales, los programas de financiación de la energía, los estándares de la industria y el coste de la energía [4].

Los motores de inducción tienen un gran interés en el mundo industrial por su simplicidad, robustez, bajo coste y escaso mantenimiento, en comparación con los motores de corriente continua. Durante los últimos años, muchos investigadores han estudiado a fondo el diseño de accionamientos de motores de inducción de altas prestaciones. De entre los muchos esquemas de control propuestos, el denominado control vectorial o por orientación de campo ha sido aceptado como uno de los métodos más eficaces. El vertiginoso avance de la tecnología de los semiconductores de potencia y la enorme reducción de precios de los sistemas digitales (microprocesadores, microcontroladores, *transputers*, procesadores digitales de señal, ...) [5],

[6], han potenciado la utilización masiva de este tipo de accionamientos de corriente alterna en la industria.

El Departamento de Energía de los Estados Unidos, mediante un programa denominado “*Motor Challenge Program*” [4], patrocinado por el gobierno y la industria, intenta explotar las posibilidades de conservación de energía de los motores de corriente alterna y de los accionamientos de velocidad variable haciendo énfasis en los consumidores.

Antiguamente, la mayoría de motores, sobre todo los destinados a electrodomésticos, se diseñaban con el mínimo coste posible. Hoy en día, la conservación de energía se ha convertido en un aspecto relevante en lo que se refiere a diseño de motores. Puesto que los motores de inducción son los más utilizados, su eficiencia es un aspecto muy importante en el diseño [7].

En condiciones nominales, las *pérdidas en los devanados de rotor y estátor* suponen un 25-30% de las pérdidas totales. Además, deben tenerse en cuenta las *pérdidas en el hierro*, que normalmente suelen representar un 15-20% del total. En tercer lugar, existen unas *pérdidas adicionales*, debidas al efecto pelicular, los flujos alternos y las corrientes de *Foucault*. Finalmente, se deben considerar las *pérdidas de ventilación y por rozamientos*, que suponen un 5-10% del total.

Las características del motor y los valores relativos de sus parámetros dependen del tamaño de la máquina. Para motores grandes, el rendimiento es mayor, ya que los valores de las resistencias de los arrollamientos son menores.

Hoy en día existe la tendencia al diseño de motores de inducción de alto rendimiento, en contraste con los motores de diseño estándar. Estos nuevos motores utilizan más cantidad de materiales conductores para los arrollamientos de estátor y rotor, de manera que se reduzcan las resistencias de los arrollamientos, y por tanto las pérdidas. También se utiliza hierro de alta calidad con flujos más reducidos, para disminuir las pérdidas en el hierro. Sus

³Datos obtenidos del “*A.D. Little Report*”, patrocinado por la Administración Federal de la Energía de los Estados Unidos [3].

dimensiones aumentan, si bien es un aumento longitudinal. El coste inicial aumenta hasta un 25%.

Valores típicos de rendimiento para motores estándar y de alto rendimiento son, respectivamente, 84 y 90% hasta 10 kW, 92 y 94% hasta 100 kW y 93 y 96% hasta 1000 kW.

Estudios comparativos [8] en motores de CC y asíncronos para carretillas eléctricas con una potencia máxima de 18 kW demuestran una diferencia del rendimiento del motor de alterna de un 7% en promedio respecto al de continua (Fig. 1.2).

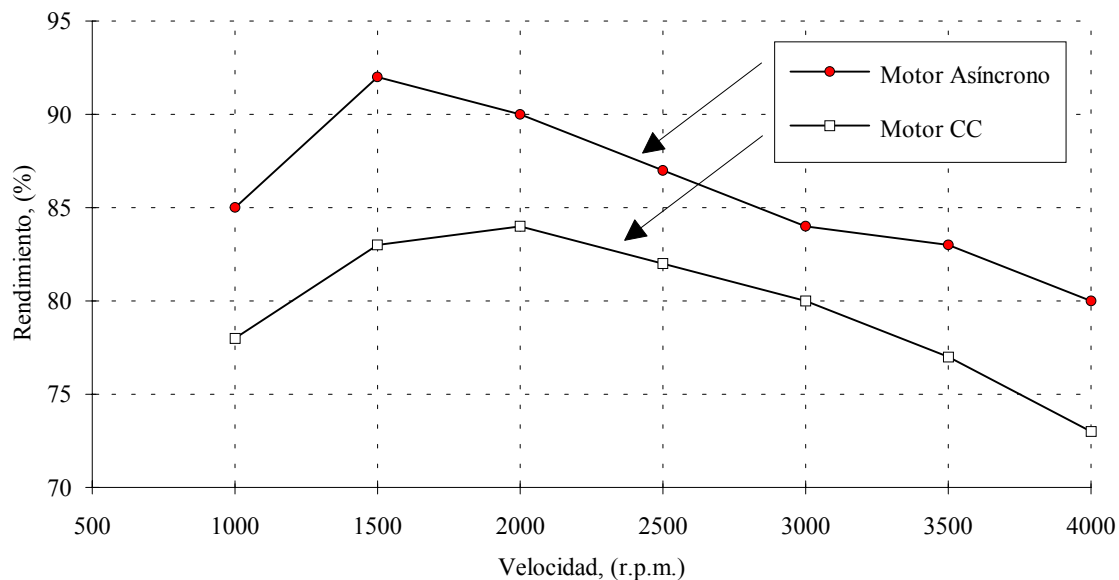


Figura 1.2. Comparación del rendimiento de un motor de CC y un motor asíncrono trifásico en función de la velocidad a potencia nominal de 18 kW. (Cortesía de FIAT OM Pimespo [8]).

Se prevé [9] que en el futuro se utilizarán motores trifásicos en aplicaciones típicamente monofásicas, como por ejemplo en electrodomésticos, ya que los motores trifásicos presentan mayor rendimiento y fiabilidad e incluso generan menos ruido acústico audible.

En aplicaciones industriales, el control digital por microprocesador de los motores eléctricos proporciona ventajas significativas respecto al control analógico [10], sobretodo en calidad de control, diagnosis y fiabilidad. Además, permite añadir prestaciones adicionales, como compensación de parámetros, monitorización y optimización del rendimiento.

Según un informe de Froster & Sullivan [11] los considerables avances que experimenta la tecnología de CA contribuirán a la demanda, tanto de aplicaciones de frecuencia fija como de las aplicaciones que conforman el mercado de los variadores de frecuencia.

De acuerdo con el citado informe, el mercado europeo pasará de los 213.000 MPta de 1995 hasta alcanzar unos 279.000 MPta en el año 2002, aunque el aumento global se verá aminorado por la continua disminución de los segmentos mecánico y eléctrico de CC.

El producto que domina el mercado es el de los variadores eléctricos de CA, que en 1995 alcanzó un volumen de facturación de unos 113.000 MPta, con una previsión de unos 188.000 MPta para el año 2002. Además, continuará ganando cuota de mercado a costa de los variadores de frecuencia de CC. Los usuarios que presentan mayor demanda son el sector de acondicionamiento de aire, el tratamiento de aguas, alimentación y bebidas, y químico y energía. Respecto al mercado de los semiconductores de potencia, se prevé pasar de los 5 billones de dólares de 1995, hasta los 11 billones de dólares para el año 2000 [12].

Existen aplicaciones donde es interesante y ventajoso optimizar el rendimiento en régimen permanente: máquinas de papel, ventiladores, bombas, centrifugadoras, tracción eléctrica, etc. Sin embargo, existen otras muchas aplicaciones donde el régimen transitorio es de igual duración o incluso mayor que el permanente, como por ejemplo: trenes de laminación, ascensores, grúas, vehículos eléctricos, máquina herramienta, robots, industria textil, etc. De ahí la importancia de estudiar la posibilidad de optimizar el rendimiento tanto en régimen permanente como en transitorio.

1.3 OBJETIVOS Y ALCANCE DE LA TESIS

Los objetivos propuestos en esta tesis doctoral son:

- Análisis de las pérdidas que se producen en un accionamiento.
- Optimizar el rendimiento de un accionamiento para un motor de inducción. Estudio de posibles enfoques y soluciones al problema.
- Comparar de una forma sistemática distintos métodos de optimización en el caso de régimen permanente.
- Diseñar un accionamiento con optimización de energía en régimen transitorio.
- Validar experimentalmente los resultados obtenidos mediante simulación.

1.4 RESUMEN DE LA TESIS Y APORTACIONES

La tesis está dividida en 7 capítulos, con la siguiente estructura:

El capítulo 2 se centra en las pérdidas que se producen en el conjunto motor de inducción-conversor de potencia y se explican algunos modelos orientados a simulación.

En el capítulo 3 se describen brevemente las principales técnicas de control de motores de inducción, con una panorámica histórica de su evolución.

El capítulo 4 hace hincapié en el control vectorial, por ser ésta la técnica más empleada y a su vez la implementada experimentalmente en esta tesis doctoral.

El capítulo 5 muestra una comparación sistemática de los distintos métodos de optimización en régimen permanente, con varias contribuciones en el enfoque de optimización basado en la medición de potencia consumida.

El capítulo 6 describe un nuevo método de optimización propuesto para el régimen transitorio.

Finalmente, se incluye un capítulo de conclusiones y futuras líneas de investigación. También se incluyen diversos apéndices con incisos en los temas tratados en la tesis doctoral.

Las aportaciones más importantes en esta tesis doctoral son:

- Recopilación de las últimas contribuciones publicadas sobre las pérdidas en un accionamiento y los métodos de optimización.
- Propuesta de distintos algoritmos de optimización en régimen permanente. Comparación y elección de criterios prácticos en función de la aplicación final del accionamiento.
- Estudio teórico-analítico sobre las limitaciones que aparecen cuando se trabaja con flujos reducidos en un motor de inducción.
- Aportaciones a los métodos de búsqueda, proponiendo distintos métodos de compensación del par electromagnético, métodos de búsqueda infinita, análisis de la influencia de la variación de la constante de tiempo del rotor, punto de medición de potencia, etc.
- Diseño de un enfoque totalmente original para optimizar el rendimiento en régimen transitorio.
- Resultados experimentales de todas las aportaciones realizadas.

REFERENCIAS

- [1] “World Energy Consumption; Projections for the Year 2000 through 2010”, *IEEE Power Engineering Review*, vol. 15, no. 12, pág. 10, Diciembre 1995.
- [2] T.J. Hammons, C. Kim, J.S. Jennings, P. Fresco, S. Nasu, J. Baker, “World Energy Council 16th Congress Review”, *IEEE Power Engineering Review*, vol. 16, no. 3, pp. 11-18, Marzo 1996.
- [3] A.H. Bonnet, “An Update on AC Induction Motor Efficiency”, *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 30, no. 5, pp. 1362-1372, Septiembre/Octubre 1994.
- [4] A.H. Bonnett, “Regulatory Impact on the Application of AC Induction Motors”, *IEEE Industry Applications Magazine*, vol. 2, no. 2, pp. 4-15, Marzo/Abril 1996.
- [5] N.P. Jouppi, H.S. AlKhatib, “Hot Chips and the Microprocessor”, *IEEE Micro*, vol. 16, no. 2, pp. 6-7, Abril 1996.
- [6] R. Mateosian, “Hot Chips and the Microprocessor”, *IEEE Micro*, vol. 16, no. 2, pp. 75-76, Abril 1996.
- [7] G.R. Slemon, “Electrical Machines for Variable-Frequency Drives”, *Proceedings of the IEEE*, vol. 82, no. 8, pp. 1123-1139, Agosto 1994.
- [8] S. Salin, “Energy-Saving Drives for Fork-Lift Trucks”, *Power Conversion & Intelligent Motion (PCIM Europe) for Power Electronics, Drives and Motion*, no. 5, pp. 308-311, Octubre 1996.
- [9] H.R. Andersen, C.B. Rasmussen, E. Ritchie, J.K. Pedersen, “Efficiency Comparison of Electrical Motors for Energy Optimized Variable Speed Low Power and Low Cost Household Equipment”, *European Power Electronics, EPE'95*, vol. 3, pp. 3381-3386, Sevilla, España, 19-21 Septiembre 1995.
- [10] J.M. Bodson, “Digital Control Improves Variable Speed Drives”, *EPE Journal*, vol. 2, no. 4, pp. 243-248, Diciembre 1992.
- [11] “La Tecnología de CA Impulsa los Variadores de Frecuencia”, *Automática e Instrumentación*, no. 268, pág. 37, Noviembre 1996.
- [12] G.E. Zieroth, “Driving Force Electronics”, *Power Conversion & Intelligent Motion (PCIM Europe) for Power Electronics, Drives and Motion*, no. 5, pp. 296, Octubre 1996.

CAPÍTULO 2

PÉRDIDAS EN UN ACCIONAMIENTO ELÉCTRICO

En este capítulo se hace una revisión de las pérdidas que se producen en un accionamiento eléctrico para un motor de inducción. Se analizan tanto las pérdidas en el motor de inducción como en el convertidor de potencia. Finalmente, se describen las últimas aportaciones al modelado de pérdidas del conjunto motor-convertidor.

2.1 INTRODUCCIÓN

Un accionamiento eléctrico está formado por un convertidor de potencia y un motor de inducción. Es muy frecuente el uso de convertidores de potencia del tipo indirecto, compuestos por un rectificador (trifásico a partir de una determinada potencia) y un inversor trifásico. Para pequeñas potencias se utilizan MOSFETs, para potencias medianas (decenas de kW) se utilizan IGBTs y para potencias elevadas (a partir de 1 MW), se utilizan GTOs.

La figura 2.1 muestra un esquema general de un accionamiento eléctrico compuesto por un rectificador trifásico y un inversor basado en IGBTs con circuito intermedio de tensión.

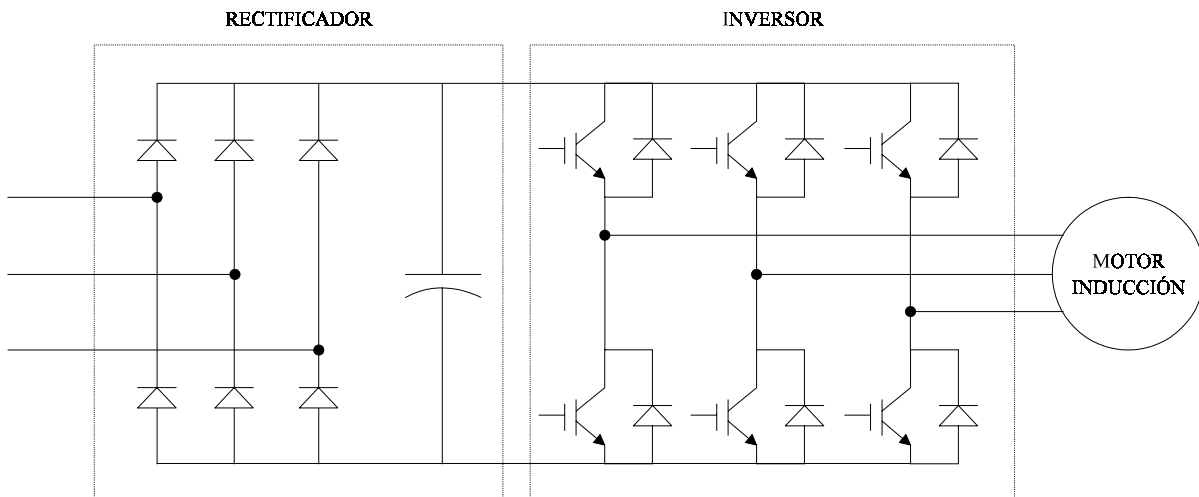


Figura 2.1. Esquema general de un accionamiento eléctrico.

El rendimiento de un accionamiento eléctrico para un motor de inducción depende en primer lugar del diseño del motor (materiales constructivos, ej. [1]) y en segundo lugar del tipo de control que se utilice.

Para analizar las pérdidas en el conjunto convertidor-motor, podemos agruparlas en:

- pérdidas en el motor de inducción
- pérdidas en el convertidor de potencia

2.2 PÉRDIDAS EN UN MOTOR DE INDUCCIÓN

Las pérdidas en un motor de inducción se suelen dividir en dos grupos principales, pérdidas eléctricas y pérdidas mecánicas, dependiendo de su naturaleza electromagnética o mecánica. A su vez, la mayoría de autores separan las pérdidas en cinco componentes:

2.2.1 PÉRDIDAS EN EL COBRE DE ESTÁTOR

Las pérdidas en el cobre de estátor son pérdidas causadas por efecto Joule, debido a la circulación de corrientes por las resistencias de los arrollamientos del estátor. Normalmente, estas pérdidas se calculan a partir de las corrientes de estátor y del valor nominal de las resistencias de los devanados. Los diferentes métodos utilizados para calcular los valores de estas resistencias dependen de la norma¹ adoptada (ej. Fitzgerald y sus colaboradores [1]).

Según la norma ANSI Standard C50, las pérdidas en el cobre se calculan a partir de los valores de las resistencias en continua de los devanados a 75°C. El incremento de pérdidas debido a la diferencia entre las resistencias en continua y las resistencias efectivas se incluye en las denominadas pérdidas adicionales, discutidas posteriormente.

Estas pérdidas suponen aproximadamente un 35-40% de las pérdidas totales en el motor. Principalmente, las pérdidas en el cobre de estátor dependen del par desarrollado por el motor, y de forma secundaria de la tensión de estátor, de la frecuencia y de la temperatura.

¹Las normas comúnmente adoptadas son: *American National Standards Institute* (ANSI), *Institute of Electrical and Electronics Engineers* (IEEE) y *National Electrical Manufacturers Association* (NEMA).

2.2.2 PÉRDIDAS EN EL COBRE DEL ROTOR

Las pérdidas en el cobre² del rotor, al igual que las del estátor, son debidas al efecto Joule. Son función del par, principalmente y de forma secundaria del deslizamiento y de la temperatura. Se estima que estas pérdidas suponen un 15-20% de las pérdidas totales del motor de inducción.

2.2.3 PÉRDIDAS EN EL HIERRO

En las máquinas eléctricas excitadas con corriente alterna se inducen flujos magnéticos alternos en los circuitos magnéticos. Estos flujos dan origen a disipación de energía en forma de calor, principalmente debido a las corrientes de Foucault y al fenómeno de histéresis magnética que aparece en el circuito magnético. Esta energía, disipada por corrientes de Foucault y por histéresis, es genéricamente conocida en la literatura como pérdidas en el hierro.

Se calcula que estas pérdidas representan un 15-20% aproximadamente de las pérdidas totales. Principalmente, las pérdidas en el hierro son función de la tensión de estátor y de la frecuencia de alimentación. Para grandes potencias, las pérdidas en el hierro aumentan. Findlay y sus colaboradores [2] presentan modelos experimentales para las pérdidas en el hierro. Amin y sus colaboradores [3] proponen un método, para evaluar las pérdidas en el hierro, útil para la mayoría de máquinas eléctricas alimentadas con formas de onda periódicas, simétricas un cuarto de onda. Levi y sus colaboradores proponen métodos de medida y modelos concretos para las pérdidas en el hierro [4]-[6].

Las pérdidas en el cobre y en el hierro suponen un 80% de las pérdidas totales.

²A pesar del nombre utilizado en esta tesis para denominar estas pérdidas, debe tenerse en cuenta que el rotor de los motores de inducción tipo jaula de ardilla suele estar construido de materiales diferentes al cobre, como por ejemplo aluminio.

2.2.4 PÉRDIDAS ADICIONALES

Comúnmente conocidas en la literatura por su término anglosajón “*stray losses*”³ [7], este grupo engloba las pérdidas causadas por la saturación del hierro, los armónicos espaciales, los flujos de dispersión por razones geométricas (ranuras, entrehierro, etc.), y las corrientes adicionales que circulan por el rotor debido a imperfecciones constructivas en el aislamiento de las barras de aluminio.

Los efectos de estas pérdidas son, entre otros, calentamiento del motor, disminución de par, retrasos en los transitorios de aceleración y frenado, y reducción del rendimiento y de la potencia mecánica máxima disponible.

La estimación numérica de estas pérdidas es extremadamente compleja. Jimoh y sus colaboradores [8] proponen una serie de métodos para calcular y reducir las pérdidas adicionales. Ho y sus colaboradores [9] proponen un método de estimación de las pérdidas armónicas adicionales basado en elementos finitos y análisis de series de Fourier. La aportación más reciente es la de Bousbaine y sus colaboradores [10].

Las pérdidas descritas hasta ahora se suelen denominar pérdidas electromagnéticas, ya que son debidas a los fenómenos eléctricos y magnéticos inducidos en el motor.

2.2.5 PÉRDIDAS MECÁNICAS

Las pérdidas mecánicas son debidas fundamentalmente a los rozamientos mecánicos, acoplamientos entre ejes y a la ventilación del motor. Entre un 5 y un 10% de las pérdidas totales son pérdidas mecánicas. Básicamente, estas pérdidas son función de la velocidad mecánica del rotor. Cabe destacar que, a diferencia de las demás, las pérdidas mecánicas no pueden ser reducidas mediante ninguna técnica de control.

³El nombre original es “*stray load losses*”, “*load losses*” o “*unknown losses*”, aunque hoy en día la mayoría de autores emplean el término “*stray losses*”, que de forma genérica se puede traducir por pérdidas adicionales.

En la tabla 2.1 se muestran datos sobre la distribución de pérdidas en motores de inducción convencionales.

P. Cobre estátor	P. Cobre rotor	P. Hierro	P. mecánicas	P. adicionales
35-40%	15-20%	15-20%	5-10%	10-15%

Tabla 2.1. Distribución de pérdidas en motores de inducción convencionales, según la publicación No. MG10-1983 de *National Manufacture Association* (NEMA), EE.UU, [11].

Finalmente, se debe notar que las pérdidas en un motor de inducción alimentado por un inversor son prácticamente independientes de la frecuencia de conmutación del inversor. Boglietti y sus colaboradores [12], recientemente han estudiado la influencia de las características del inversor en las pérdidas en el hierro de motores de inducción alimentados por convertidores PWM.

Existen algunos trabajos [13] relativos a la optimización del diseño de motores de inducción trifásicos, sin embargo, no están en el alcance de esta tesis doctoral.

2.3 PÉRDIDAS EN EL CONVERTIDOR DE POTENCIA

En este apartado se estudian las pérdidas en un convertidor de potencia compuesto por un rectificador trifásico no controlado y un inversor de IGBTs con circuito intermedio de tensión.

En un convertidor de potencia podemos clasificar las pérdidas en dos grandes grupos: pérdidas en los semiconductores y pérdidas en los circuitos adicionales. A partir de ahora consideramos el caso particular de un convertidor formado por un rectificador no controlado y un inversor trifásico basado en IGBTs.

2.3.1 PÉRDIDAS EN EL RECTIFICADOR

Para pequeñas potencias es usual el empleo de rectificadores monofásicos. A partir de una determinada potencia, es más frecuente la utilización de rectificadores trifásicos no controlados.

Las pérdidas en un rectificador no controlado, como es obvio, son debidas a las pérdidas en los diodos. Para un diodo rectificador, las pérdidas de conmutación se pueden despreciar [14] y solamente se consideran las pérdidas en conducción.

La potencia instantánea disipada por un diodo rectificador [15] viene dada por la siguiente expresión:

$$P_{D_{inst}} = V_{(FO)} i_F + r_T i_F^2 \quad (2.1)$$

Y la potencia media disipada en un diodo rectificador puede expresarse mediante:

$$P_{D_{av}} = V_{(FO)} i_{FAV} + r_T i_{FAV}^2 \quad (2.2)$$

La potencia instantánea disipada en un rectificador trifásico no controlado es dos veces la potencia instantánea disipada en un diodo, puesto que en cada instante solamente conducen dos diodos simultáneamente.

2.3.2 PÉRDIDAS EN EL INVERSOR DE IGBTS

En este apartado, se consideran las pérdidas de un inversor con IGBTs, ya que actualmente éstos son los semiconductores más utilizados para potencias medianas.

Peak y sus colaboradores [16] proponen una serie de fórmulas semiempíricas para estimar las pérdidas que se producen en un inversor basado en transistores. Una aportación más reciente es la de Dahono y sus colaboradores [17], donde analizan las pérdidas en conducción de inversores trifásicos. Finalmente, Casanellas [18] propone una serie de fórmulas aproximadas para estimar las pérdidas en un inversor con IGBTs suponiendo corrientes senoidales.

2.3.2.1 Pérdidas en Conducción

Los interruptores de un inversor basado en IGBTs están compuestos por un IGBT con un diodo rápido en antiparalelo para permitir la circulación de corriente en caso de cargas inductivas.

Si consideramos modulación senoidal, a continuación se resumen las expresiones que determinan las pérdidas en un IGBT.

Para un IGBT, la potencia disipada en conducción viene dada por la siguiente expresión:

$$P_i = \left(\frac{1}{8} + \frac{M}{3\pi} \cos \theta \right) \frac{V_{CEN} - V_{CO}}{I_{CN}} I_{CM}^2 + \left(\frac{1}{2\pi} + \frac{M}{8} \cos \theta \right) V_{CO} I_{CM} \quad (2.3)$$

Para el diodo en antiparalelo:

$$P_d = \left(\frac{1}{8} - \frac{M}{3\pi} \right) \frac{V_{CN} - V_{FO}}{I_{CN}} I_{CM}^2 + \left(\frac{1}{2\pi} + \frac{M}{8} \cos \theta \right) V_{FO} I_{CM} \quad (2.4)$$

Las pérdidas totales en conducción para un inversor trifásico son:

$$P_{totales} = 6(P_i + P_D) \quad (2.5)$$

2.3.2.2 Pérdidas de Conmutación

Las pérdidas de conmutación pueden clasificarse como:

- **Pérdidas de puesta en conducción**

$$P_{on} = \frac{1}{8} V_{cc} t_{rN} \frac{I_{CM}^2}{I_{CN}} F_s \quad (2.6)$$

- **Pérdidas de bloqueo**

$$P_{off} = V_{cc} I_{CM} t_{fN} F_s \left(\frac{1}{3\pi} + \frac{1}{24} \frac{I_{CM}}{I_{CN}} \right) \quad (2.7)$$

- **Pérdidas de recuperación inversa**

Debido a la recuperación inversa de los diodos

$$P_{rr} = F_s V_{cc} \left[\left(0.28 + \frac{0.38}{\pi} \frac{I_{CM}}{I_{CN}} + 0.015 \left(\frac{I_{CM}}{I_{CN}} \right)^2 \right) Q_{rr} + \left(\frac{0.8}{\pi} + 0.05 \frac{I_{CM}}{I_{CN}} \right) I_{CN} t_{rrN} \right] \quad (2.8)$$

2.3.3 PÉRDIDAS ADICIONALES

2.3.3.1 Pérdidas en Circuitos “Snubbers”

Peak y sus colaboradores [16] proponen unas fórmulas aproximadas para calcular las pérdidas en los circuitos adicionales de un inversor. Debe tenerse en cuenta que los datos son del año 1983.

$$P_{snubber} = (1.5 \times 10^{-6}) V_{cc} I_{ac} f_{avg} \quad (2.9)$$

donde V_{cc} es la tensión del circuito intermedio de continua, I_{ac} es la componente fundamental (en valor eficaz) de la corriente del motor, y f_{avg} es la frecuencia del PWM.

2.3.3.2 Pérdidas en el Condensador del Circuito Intermedio de Continua

Considerando la resistencia equivalente serie y los armónicos que genera el inversor.

$$P_{conCC} = 0.0349 T^2 \quad (2.10)$$

siendo T el par desarrollado por el motor en $lbt.ft$.

2.3.3.3 Pérdidas en Circuitos Adicionales

Estas pérdidas engloban las pérdidas de los circuitos de control, los “drivers” y las pérdidas en los conductores.

$$P_{adic} = 226.3 + 6.9 \times 10^{-4} (I_{ac}^2) \quad (2.11)$$

Kolar y sus colaboradores [19] analizan la influencia de distintos métodos de modulación PWM sobre las pérdidas en conducción y en conmutación de un inversor trifásico. Legowsky

y sus colaboradores [20] proponen una estrategia de control PWM para inversores de tensión con mínimas pérdidas.

2.4 MODELOS DE PÉRDIDAS DEL MOTOR DE INDUCCIÓN

Buck y sus colaboradores [21] proponen un modelo semiempírico de pérdidas para un motor de inducción considerando la distorsión armónica provocada por la alimentación de la máquina mediante un convertidor estático de potencia. El modelo desarrollado contempla armónicos con frecuencias comprendidas entre 100 Hz y 20 kHz y potencias de 1 hasta 1000 kW. El modelo es verificado y corregido mediante datos experimentales.

Findlay y sus colaboradores [2] estudian las pérdidas asociadas a la presencia de flujos rotacionales en las laminaciones de una máquina de inducción trifásica y proponen modelos de pérdidas utilizando elementos finitos.

Mendes y sus colaboradores [22] proponen un modelo de la máquina incluyendo las pérdidas en el hierro así como el efecto pelicular y el fenómeno de la saturación magnética. Este modelo es verificado mediante resultados experimentales y posteriormente utilizado en control vectorial directo.

Boys y sus colaboradores [23] proponen un modelo térmico empírico para una máquina de inducción tipo jaula de ardilla alimentada con un inversor PWM. A partir del modelo, obtienen estimadores para la temperatura de los conductores del rotor y del estátor, así como métodos de compensación de las respectivas resistencias.

García, en su tesis doctoral [11], propone una serie de modelos teóricos de pérdidas del motor de inducción enfocados a la obtención de un algoritmo de optimización del rendimiento utilizando control vectorial.

Los modelos no tienen en cuenta las pérdidas en el convertidor de potencia ni las pérdidas adicionales debidas al efecto pelicular. Las pérdidas en el hierro junto con las pérdidas debidas a la saturación magnética si son consideradas.

La complejidad de los modelos obtenidos impiden su utilización en controladores con optimización de energía. Varias simplificaciones son consideradas, obteniéndose finalmente un modelo simple de pérdidas del motor de inducción. A partir de este modelo, el autor propone un algoritmo de optimización del rendimiento sin considerar la saturación magnética ni la variación de parámetros por efecto de la temperatura. Un exhaustivo análisis de sensibilidad es realizado para demostrar la eficacia del algoritmo propuesto. Un resumen de los principales resultados de esta tesis doctoral puede encontrarse en [24].

2.5 MODELO DE PÉRDIDAS DEL SISTEMA CONVERTIDOR-MOTOR

La aportación más reciente es la de Sousa y sus colaboradores [14], donde proponen un modelo completo de pérdidas para el sistema motor-convertidor de potencia enfocado al diseño y simulación de algoritmos de optimización del rendimiento para este tipo de accionamientos.

El modelo está pensado tanto para régimen permanente como para régimen dinámico y ha sido utilizado posteriormente en optimización de energía mediante lógica difusa. A continuación se hace un breve descripción de este modelo dada su importancia a nivel de simulación.

2.5.1 MODELO DE PÉRDIDAS DEL MOTOR DE INDUCCIÓN

2.5.1.1 Pérdidas en el Cobre

Para evaluar las pérdidas en el cobre de una forma precisa es necesario considerar la temperatura (apartado 2.5.2) y el efecto pelicular en las resistencias de los devanados. El efecto pelicular en los arrollamientos del estátor puede ser despreciado para motores de baja potencia, aunque es muy dominante en las barras del rotor de las máquinas tipo jaula de ardilla.

En los motores alimentados por un inversor, el efecto pelicular debido a la frecuencia fundamental de deslizamiento puede ser despreciado, aunque para las frecuencias armónicas el rotor parece estacionario, y por lo tanto, prácticamente todas las corrientes armónicas del estátor circulan por el rotor creando un efecto pelicular dominante. La resistencia del rotor a la frecuencia armónica f_n puede expresarse como:

$$R_m = R_{rdc} (1 + c_1 d f_n^{0.5}) \quad (2.12)$$

donde R_{rdc} es la resistencia del rotor en continua, d es la profundidad de las barras y c_1 es una constante que tiene en cuenta el material y la forma de las barras. Para las frecuencias armónicas, el principio de superposición puede ser aplicado de forma aproximada, asumiendo que los parámetros de la máquina son idénticos para todas las frecuencias armónicas y calculados a la frecuencia de la portadora.

2.5.1.2 Pérdidas en el Hierro

El cálculo preciso de las pérdidas del hierro asociadas con flujos armónicos de alta frecuencia es muy complejo. Por tanto, en una primera aproximación, se asume que las pérdidas en el hierro debidas a flujos armónicos siguen una ley semejante a las pérdidas debidas a la componente fundamental del flujo del entrehierro. Las pérdidas en el hierro del estátor P_{cs} debidas al flujo del entrehierro ϕ a la frecuencia fundamental pueden expresarse como:

$$P_{cs} = k_h f \phi^2 + k_e f^2 \phi^2 \quad (2.13)$$

donde f es la frecuencia fundamental, y k_h y k_e son los coeficientes de histéresis y de las corrientes de Foucault, respectivamente. Las pérdidas en el hierro para el rotor vienen dadas por:

$$P_{cr} = k_h s f \phi^2 + k_e (s f)^2 \phi^2 \quad (2.14)$$

puesto que se sustituye f por $s f$ (donde s es el deslizamiento).

Agrupando las pérdidas de estátor y rotor, y poniendo el flujo del entrehierro en función de la tensión de entrehierro V_m con:

$$\phi = \sqrt{k_c} \frac{V_m}{f} \quad (2.15)$$

la expresión final de las pérdidas en el hierro es:

$$P_c = k_c \left[k_h \frac{(1+s)}{f} + k_e (1+s^2) \right] V_m^2 \quad (2.16)$$

Estas pérdidas pueden representarse por una resistencia equivalente R_m :

$$R_m = \frac{1}{k_c \left[k_h \frac{(1+s)}{f} + k_e (1+s^2) \right]} \quad (2.17)$$

Si se asume que los coeficientes k_c y k_h permanecen constantes a las frecuencias armónicas y puesto que el deslizamiento armónico es aproximadamente la unidad, la resistencia equivalente de las pérdidas en el hierro a la frecuencia f_n puede deducirse como:

$$R_{mn} = \frac{0.5}{k_c \left[\frac{k_h}{f_n} + k_e \right]} \quad (2.18)$$

2.5.1.3 Pérdidas Adicionales

Como se ha indicado anteriormente, las pérdidas adicionales representan un grupo de pérdidas debidas a distintos efectos (pelicular, armónicos, etc.). Dada la complejidad de evaluar individualmente este tipo de pérdidas, la mayoría de autores modelan éstas como un conjunto.

La idea fundamental es que las pérdidas adicionales son debidas a las corrientes de Foucault y a la histéresis inducida por los distintos tipos de flujos de dispersión. En consecuencia, Sousa y sus colaboradores [14] proponen modelar estas pérdidas de forma semejante a las del hierro.

Las pérdidas adicionales por fase del estátor a la frecuencia fundamental se pueden modelar como:

$$P_{sln} = k_{sln} \left[\frac{k_h}{f_n} + k_e \right] V_{sln}^2 \quad (2.19)$$

donde V_{sln} es la tensión en bornes de la inductancia de dispersión del estátor y k_{sln} es una constante. Estas pérdidas se pueden representar por una resistencia equivalente en paralelo con la inductancia de dispersión como:

$$R_{sln} = \frac{1}{k_{sln} \left[\frac{k_h}{f_n} + k_e \right]} \quad (2.20)$$

De forma similar se pueden modelar las pérdidas adicionales armónicas en el rotor.

Las pérdidas adicionales debidas a la componente fundamental de la corriente se concentran principalmente en el rotor y se pueden modelar con la ecuación anterior (2.20). Si se ponen en función de la corriente fundamental de estátor, las pérdidas adicionales por fase debidas a la corriente fundamental pueden escribirse como:

$$P_{sl1} = k_{sl1} [k_h f + k_e f^2] I_{s1}^2 = R_{sl1} I_{s1}^2 \quad (2.21)$$

donde R_{sl1} es la resistencia serie equivalente, y I_{s1} es la componente fundamental de la corriente de estátor.

2.5.1.4 Pérdidas Mecánicas

Las pérdidas debidas a rozamientos y ventilación son una función de la velocidad del motor ω_r , y no dependen del tipo de fuente de alimentación. Se pueden modelar como:

$$P_{f\omega} = k_{f\omega} \omega_r^3 \quad (2.22)$$

puesto que las cargas tipo ventilador tienen una dependencia cuadrática del par respecto a la velocidad.

2.5.2 EFECTOS DE LA TEMPERATURA

Son bien conocidos los efectos de la variación de temperatura sobre las resistencias de rotor y estátor [1], [23]. A pesar de poder medir la temperatura del estátor de forma relativamente sencilla, estimar o medir la temperatura del rotor es un proceso muy complejo. Muchos autores han intentado modelar la dinámica térmica de todas las partes de una máquina de inducción, y sin embargo, los modelos suelen ser experimentales y extremadamente complejos para utilizarlos en simulación [23].

En una primera aproximación, se puede modelar la respuesta térmica transitoria de la máquina con una función de transferencia de primer orden, donde el incremento de temperatura es:

$$\Delta T = \frac{P_{tl}}{\theta(1 + \tau s)} \quad (2.23)$$

donde P_{tl} son las pérdidas totales del motor, θ es la resistencia térmica en régimen permanente y τ es la constante de tiempo térmica. Estos parámetros pueden ser estimados mediante ensayos experimentales.

Tanto las resistencias de estátor como de rotor pueden corregirse por efecto de la temperatura como:

$$R_{T_2} = R_{T_1}(1 + \alpha(T_2 - T_1)) \quad (2.24)$$

donde α es un coeficiente corrector de temperatura, y $\Delta T = T_2 - T_1$. Las resistencias corregidas con la temperatura se utilizan para calcular las pérdidas en el cobre producidas por la corriente fundamental y por los armónicos. Para las pérdidas armónicas del rotor, el efecto pelicular se superpone al efecto de la temperatura.

2.5.3 EFECTOS DE LA SATURACIÓN

Si se desprecia la saturación en las inductancias de dispersión, la saturación en la inductancia magnetizante L_m puede representarse como una función definida a trozos de la corriente magnetizante I_m :

$$\begin{aligned} L_m &= L_{mo} & , & & \text{si } I_m < I_{mo} \\ L_m &= L_{mo} - m(I_m - I_{mo}) & , & & \text{si } I_m > I_{mo} \end{aligned} \quad (2.25)$$

donde L_{mo} es la inductancia no saturada y I_{mo} es la corriente magnetizante cuando comienza el fenómeno de la saturación. El coeficiente de saturación m se selecciona considerando la curva de saturación de la máquina [25].

2.5.4 CIRCUITO ARMÓNICO EQUIVALENTE POR FASE

Tradicionalmente, el efecto de los armónicos temporales ha sido estudiado mediante un circuito equivalente por fase como el que se muestra en la figura 2.2. (a), donde las pérdidas adicionales armónicas están representadas por resistencias “shunt” (R_{ssn} y R_{rsn}). El principio de superposición puede ser utilizado para obtener el efecto de todos los armónicos. De esta forma, se puede tener en cuenta la dependencia frecuencial de los parámetros de la máquina. Sin embargo, se pueden hacer una serie de hipótesis para simplificar el problema.

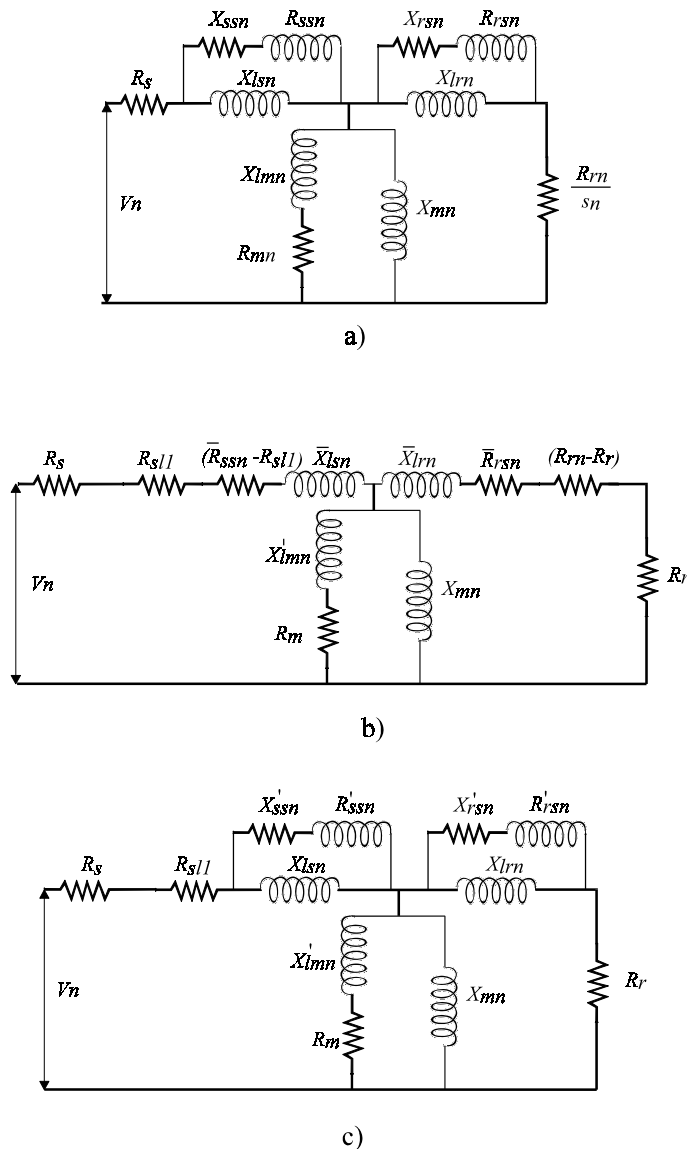


Figura 2.2. Circuito equivalente armónico por fase del motor de inducción
 (a) Circuito genérico para el armónico de orden n .
 (b) Forma equivalente serie del circuito (a).
 (c) Circuito equivalente “shunt” del circuito (b).

Para inversores PWM senoidales o de banda de histéresis controlados por corriente, únicamente la frecuencia de la portadora se tiene en cuenta sobre los parámetros, y el circuito resultante puede utilizarse para calcular el efecto de los armónicos con suficiente precisión.

Las frecuencias armónicas son suficientemente grandes como para que el deslizamiento armónico s_n sea la unidad.

Con estas consideraciones, el circuito de la figura 2.2 (a), puede convertirse en su forma equivalente serie (Fig. 2.2 (b)). Los parámetros con una barra indican los equivalentes serie de los parámetros originales. La única diferencia de este nuevo circuito es la separación de las componentes fundamentales con las componentes armónicas.

Finalmente, el circuito de la figura 2.2 (c) representa el equivalente “*shunt*” del circuito de la figura (b).

2.5.5 CIRCUITO EQUIVALENTE EN UNA REFERENCIA SÍNCRONA

El circuito equivalente obtenido anteriormente figura 2.2 (c) es sólo válido para régimen permanente. Para representar el comportamiento dinámico se suelen utilizar circuitos equivalentes $d^e - q^e$ en referencia síncrona (véase el apéndice 2).

En los circuitos equivalentes en referencia estacionaria $d^s - q^s$ es sencillo incorporar la resistencia de pérdidas en el hierro en paralelo con la inductancia magnetizante. De este modo las ecuaciones que modelan el comportamiento del motor son:

$$R_s \begin{pmatrix} i_{qs}^s \\ i_{ds}^s \end{pmatrix} + L_{ls} \frac{d}{dt} \begin{pmatrix} i_{qs}^s \\ i_{ds}^s \end{pmatrix} + R_m \begin{pmatrix} i_{qrm}^s \\ i_{drm}^s \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} v_{qs}^s \\ v_{ds}^s \end{pmatrix} \quad (2.26)$$

$$-L_m \frac{d}{dt} \begin{pmatrix} i_{qm}^s \\ i_{dm}^s \end{pmatrix} + R_m \begin{pmatrix} i_{qrm}^s \\ i_{drm}^s \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \end{pmatrix} \quad (2.27)$$

$$-\omega_r \begin{pmatrix} \lambda_{dr}^s \\ \lambda_{qr}^s \end{pmatrix} + R_r \begin{pmatrix} i_{qr}^s \\ i_{dr}^s \end{pmatrix} + L_{lr} \frac{d}{dt} \begin{pmatrix} i_{qr}^s \\ i_{dr}^s \end{pmatrix} + L_m \frac{d}{dt} \begin{pmatrix} i_{qm}^s \\ i_{dm}^s \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} v_{qr}^s \\ v_{dr}^s \end{pmatrix} \quad (2.28)$$

Y transformando estas ecuaciones podemos obtener el modelo para la referencia síncrona:

$$R_s \begin{pmatrix} i_{qs}^e \\ i_{ds}^e \end{pmatrix} + \omega_e \begin{pmatrix} \lambda_{dls}^e \\ -\lambda_{qls}^e \end{pmatrix} + L_{ls} \frac{d}{dt} \begin{pmatrix} i_{qs}^e \\ i_{ds}^e \end{pmatrix} + R_m \begin{pmatrix} i_{qrm}^e \\ i_{drm}^e \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} v_{qs}^e \\ v_{ds}^e \end{pmatrix} \quad (2.29)$$

$$\omega_e \begin{pmatrix} \lambda_{dm}^e \\ \lambda_{qm}^e \end{pmatrix} + L_m \frac{d}{dt} \begin{pmatrix} i_{qm}^e \\ i_{dm}^e \end{pmatrix} - R_m \begin{pmatrix} i_{qrm}^e \\ i_{drm}^e \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \end{pmatrix} \quad (2.30)$$

$$(\omega_e - \omega_r) \begin{pmatrix} \lambda_{dr}^e \\ \lambda_{qr}^e \end{pmatrix} + R_r \begin{pmatrix} i_{qr}^e \\ i_{dr}^e \end{pmatrix} + L_{lr} \frac{d}{dt} \begin{pmatrix} i_{qr}^e \\ i_{dr}^e \end{pmatrix} + L_m \frac{d}{dt} \begin{pmatrix} i_{qm}^e \\ i_{dm}^e \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} v_{qr}^e \\ v_{dr}^e \end{pmatrix} \quad (2.31)$$

La siguiente figura muestra una representación mediante circuitos equivalentes en referencia síncrona del modelo del motor incluyendo las pérdidas en el hierro.

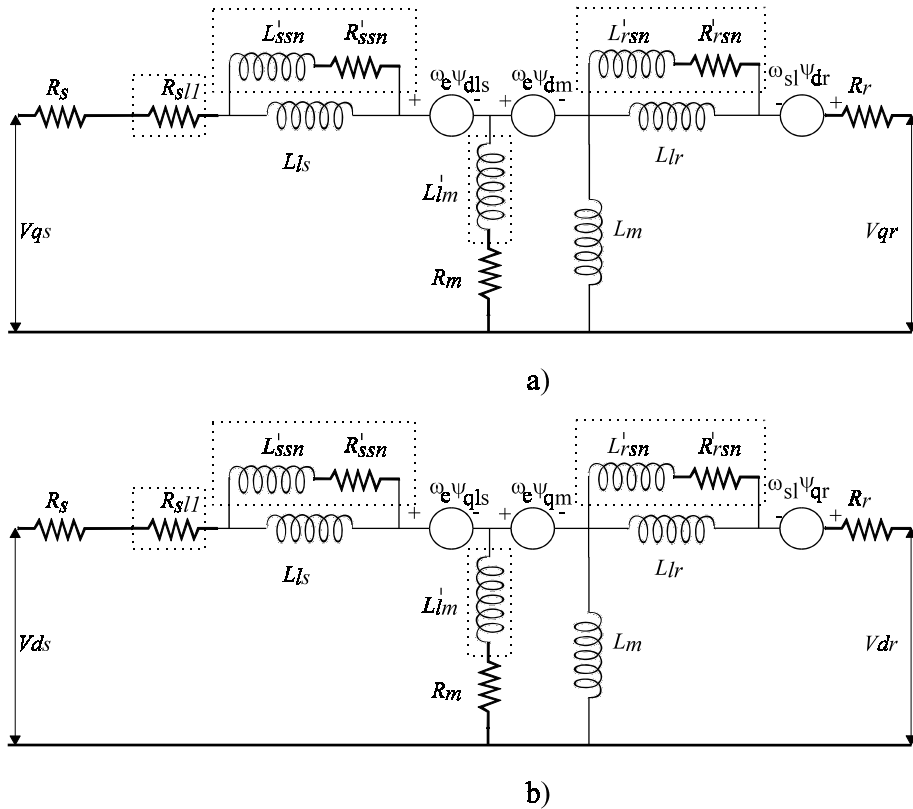


Figura 2.3. Circuitos equivalentes d - q de pérdidas en una referencia síncrona.

Para incluir las pérdidas armónicas, se puede superponer el circuito armónico equivalente anterior (Fig. 2.2 (c)), siempre y cuando se considere $f_n \gg f$.

Uno de los inconvenientes del modelo obtenido es la necesidad de evaluar los parámetros para cada máquina en particular. Los parámetros a la frecuencia fundamental son fácilmente extraídos. Sin embargo, es muy difícil obtenerlos a las frecuencias armónicas con un ensayo estándar. Su obtención teórica también es extremadamente difícil. Una solución de compromiso es estimar los parámetros mediante consideraciones de tipo prácticas.

2.5.6 MODELO DE PÉRDIDAS DEL CONVERTIDOR DE POTENCIA

Para el modelado del convertidor, Sousa y sus colaboradores [14] proponen circuitos equivalentes de cada una de las partes del convertidor.

2.5.6.1 Modelo del Rectificador de Diodos

Despreciando las pérdidas de conmutación de los diodos rectificadores, la siguiente figura (Fig. 2.4) muestra el esquema equivalente para el puente rectificador:

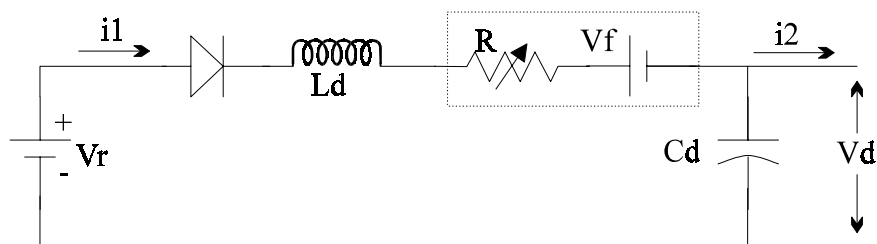


Figura 2.4. Circuito equivalente de un rectificador de diodos.

donde V_r es la tensión de un rectificador ideal, y L_d es dos veces la inductancia de dispersión por fase de la fuente de alimentación. Los dos diodos que conducen simultáneamente pueden ser modelados por una tensión de “offset” en serie con una resistencia no lineal. Para un determinado diodo es posible determinar estos dos valores ajustando los valores de corriente y tensión a su curva experimental, que suele ser del tipo:

$$v_{dd} = v_{do} + K i_d^m \quad (2.32)$$

donde v_{do} es la tensión de “offset” y m es el exponente de caída de tensión resistiva. La potencia instantánea de conducción del puente rectificador puede expresarse como:

$$P_{ild} = 2v_{dd}i_1 \quad (2.33)$$

2.5.6.2 Modelo de Pérdidas del Inversor PWM

Para un inversor PWM, se deben considerar tanto las pérdidas en conducción como las de conmutación.

Sousa y sus colaboradores [14] proponen una serie de modelos de pérdidas para un inversor basado en transistores de potencia tipo *Darlington*.

- **Pérdidas en conducción**

Las pérdidas en conducción en un inversor se reparten entre los transistores y los diodos volantes (diodos en antiparalelo). La figura 2.5 muestra el esquema equivalente de pérdidas de un interruptor compuesto por un transistor y un diodo.

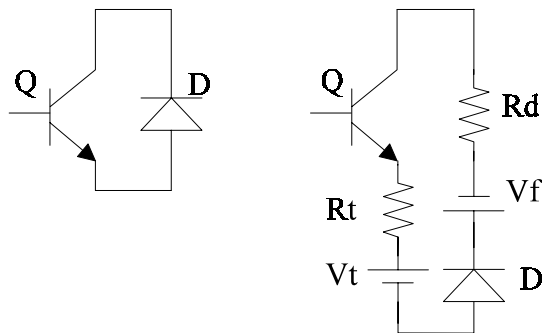


Figura 2.5. Interruptor del inversor y circuito equivalente de pérdidas.

Como en el apartado anterior, es posible ajustar la curva de saturación del transistor mediante una ecuación del tipo:

$$v_{id} = v_{to} + R_i i_c \quad (2.34)$$

Para los diodos volantes, se puede utilizar la ecuación del apartado anterior (2.32).

- **Pérdidas en conmutación**

La siguiente figura muestra las formas de onda de tensión y corriente durante la conmutación (puesta en conducción y bloqueo) de un transistor.

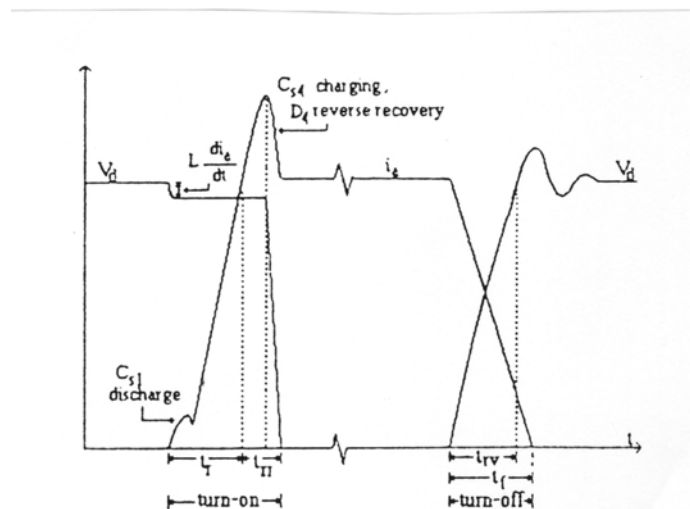


Figura 2.6. Formas de onda de conmutación para un transistor.

La potencia disipada en los circuitos “snubber” del inversor puede obtenerse como:

$$P_{snubber} = \left(\frac{3}{2}\right) N_s C_{snu} V_{CC}^2 f \quad (2.35)$$

donde N_s es el número de conmutaciones en una rama del inversor, por ciclo de la frecuencia fundamental f , V_{CC} es la tensión del circuito intermedio de tensión y C_{snu} es la capacidad del “snubber”. La resistencia equivalente en el circuito intermedio de CC que representa las pérdidas en los “snubbers” es:

$$R_{snu} = \frac{2}{3fN_s C_{snu}} \quad (2.36)$$

- **Pérdidas de Bloqueo**

Puede ser demostrado que para pérdidas óptimas (“snubber” + conmutación), el valor de C_{snu} del circuito “snubber” debe ser pequeño, de manera que el tiempo de subida t_{rv} de la tensión colector-emisor v_{ce} es mucho menor que el tiempo de bajada t_f de la corriente de colector i_c . Con ello, el tiempo de subida t_{rv} puede aproximarse por:

$$t_{rv} = \sqrt{\frac{2C_{snu}V_{CC}t_f}{I_{lav}}} \quad (2.37)$$

donde V_{CC} es la tensión de continua y I_{lav} es el valor medio (en medio ciclo) del valor absoluto de la corriente de carga. En consecuencia, las pérdidas por bloqueo de un transistor son:

$$P_{loff} = 3 \frac{t_f}{2} \left(1 - \frac{4}{3} \frac{t_{rv}}{t_f} + \frac{1}{2} \left(\frac{t_{rv}}{t_f} \right)^2 \right) V_{CC} \left(\frac{N_s}{2} \right) I_{lav} f \quad (2.38)$$

donde $N_s/2$ es el número de bloqueos de los interruptores en una rama del inversor en un ciclo de la frecuencia fundamental. Las ecuaciones anteriores indican que cuanto mayor es el condensador, menores son las pérdidas por bloqueo.

- **Pérdidas de Puesta en Conducción**

En un inversor a base de transistores, los “snubbers” no tienen ninguna inductancia. Sin embargo, aparece una inductancia parásita debido al cableado entre el circuito intermedio de tensión y los transistores. Del mismo modo que en el caso anterior, podemos obtener las pérdidas de puesta en conducción como:

$$P_{ton} = 3 \frac{t_{fv}}{2} \left(1 - \frac{4}{3} \frac{t_r}{t_{fv}} + \frac{1}{2} \left(\frac{t_r}{t_{fv}} \right)^2 \right) V_{CC} \left(\frac{N_s}{2} \right) I_{lav} f \quad (2.39)$$

donde t_r es el tiempo de subida de la corriente de colector i_c y $t_{fv} = t_r + t_{rr}$ es el tiempo de bajada de la tensión colector-emisor v_{ce} . Como en el caso anterior, el tiempo de subida t_r es:

$$t_r = \sqrt{\frac{2Lt_{fv}I_{lav}}{V_{CC}}} \quad (2.40)$$

2.6 CONCLUSIONES

En este capítulo se ha presentado un resumen de las pérdidas que se producen en un accionamiento eléctrico formado por un convertidor de potencia y un motor de inducción.

Las pérdidas en un motor de inducción son una función muy compleja de un número considerable de variables. Un modelo preciso debe contemplar efectos tales como la presencia de armónicos, variaciones de parámetros por la temperatura, efecto pelicular, saturación magnética, etc.

Las componentes principales de las pérdidas en el motor de inducción son modeladas a partir de las variables fundamentales de la máquina.

Existen modelos teóricos y experimentales tanto para la máquina como para el convertidor, aunque se debe llegar a un compromiso entre complejidad y precisión.

Uno de los inconvenientes de los modelos presentados es la necesidad de disponer de parámetros no convencionales, con lo que dificulta la aplicación de los mismos.

REFERENCIAS

- [1] A. Fitzgerald, C. Kingsley, S.D. Umans, *Electric Machinery*, Mc Graw-Hill, EE.UU., 1990.
- [2] R.D. Findlay, N. Stranges, D.K. MacKay, “Losses due to Rotational Flux in Three Phase Induction Motors”, *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 9, no. 3, pp. 543-548, Septiembre 1994.
- [3] B. Amin, “Contribution to Iron-Loss Evaluation in Electrical Machines”, *European Transactions on Electrical Power Engineering*, vol. 5, no. 5, pp. 325-32, Septiembre 1995.
- [4] E. Levi, M. Sokola, A. Boglietti, M. Pastorelli, “Iron Losses Identification and Detuning Evaluation in Rotor Flux Oriented Induction Machines”, *IEEE Power Electronics Specialists Conference PESC'96*, pp. 1555-1561, Baveno, Italia, 24-27 Junio 1996.
- [5] E. Levi, A. Boglietti, M. Lazzari, “Performance Deterioration in Indirect Vector Controlled Induction Motor Drives due to Iron Losses”, *IEEE Power Electronics Specialists Conference PESC'95*, pp. 1312-1318, Atlanta, EE.UU., 18-22 Junio 1995.
- [6] E. Levi, “Impact of Iron Losses on Behaviour of Vector Controlled Induction Machines”, *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 31, no. 6, pp. 1287-1296, Noviembre/Diciembre 1995.
- [7] A.A. Jimoh, R.D. Findlay, M. Poloujadoff, “Stray Losses in Induction Machines: Part I, Definition, Origin and Measurement”, *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems*, vol. 104, no. 6, pp. 1500-1505, Junio 1985.
- [8] A.A. Jimoh, R.D. Findlay, M. Poloujadoff, “Stray Losses in Induction Machines: Part II, Calculation and Reduction”, *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems*, vol. 104, no. 6, pp. 1506-1512, Junio 1985.
- [9] S.L. Ho, W.N. Fu, “Computation of Harmonic Stray Losses of Induction Motors using Adaptive Time Stepping Element Method together with Externally Coupled Circuits”, *7th IEE International Conference on Electrical Machines and Drives*, pp. 93-97, Londres, Inglaterra, Septiembre 1995.
- [10] A. Bousbaine, W.F. Low, M. McCormick, “Novel Approach to the Measurement of Iron and Stray Losses in Induction Motors”, *IEE Proceedings Electric Power Applications*, vol. 143, no. 1, pp. 78-86, Enero 1996.
- [11] G.O. Garcia, *Controladores Eficientes para o Accionamiento de Motores de Indução*, Tesis doctoral, Universidad Federal de Rio de Janeiro, Brasil, Marzo 1994.

- [12] A. Boglietti, P. Ferraris, M. Lazzari, M. Pastorelli, "Influence of the Inverter Characteristics on the Iron Losses in PWM Inverter-Fed Induction Motors", *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 32, no. 5, pp. 1190-1194, Septiembre/Octubre 1996.
- [13] R. Fei, E.F. Fuchs, H. Huang, "Comparison of Two Optimization Techniques as Applied to Three-Phase Induction Motor Design", *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 4, no. 4, pp. 651-660, Diciembre 1989.
- [14] G.C.D. Sousa, B.K. Bose, J. Cleland, "Loss Modeling of Converter Induction Machine System for Variable Speed Drive", *Proceedings of the IECON'92, International Conference on Industrial Electronics, Control, and Instrumentation*, vol. 1, pp. 114-120, 1992.
- [15] *Semiconductores de Potencia 1990*, SEMIKRON: Semikron International, Nuremberg, 1990.
- [16] S.C. Peak, J.L. Oldenkamp, "A Study of System Losses in a Transistorized Inverter-Induction Motor Drive System", *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 21, no. 1, pp. 248-258, Enero/Febrero 1985.
- [17] P.A. Dahono, Y. Sato, T. Kataoka, "Analysis of Conduction Losses in Inverters", *IEE Proceedings Electric Power Applications*, vol. 142, no. 4, pp. 225-232, Julio 1995.
- [18] F. Casanellas, "Losses in PWM Inverters using IGBTs", *IEE Proceedings Electric Power Applications*, vol. 141, no. 5, pp. 235-239, Septiembre 1995.
- [19] J.W. Kolar, H. Ertl, F. C. Zach, "Influence of the Modulation Method on the Conduction and Switching Losses of a PWM Converter System", *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 27, no. 6, pp. 1063-1075, Noviembre/Diciembre 1991.
- [20] A.M. Trynadlowski, S. Legowski, "Minimum-Loss Vector PWM Strategy for Three-Phase Inverters", *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 9, no. 1, pp. 26-34, Enero 1994.
- [21] F.G. de Buck, P. Gistelink, D. Backer, "A Simple but Reliable Loss Model for Inverter-Supplied Induction Motors", *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 20, no. 1, pp. 190-202, Enero/Febrero 1984.

-
- [22] E. Mendes, A. Razek, “A Simple Model for Core Losses and Magnetic Saturation in Induction Machines adapted for Direct Stator Flux Orientation Control”, *IEE International Conference on Power Electronics and Variable-Speed drives*, pp. 192-197, Octubre 1994.
- [23] J.T. Boys, M.J. Miles, “Empirical Thermal Model for Inverter-Driven Cage Induction Machines”, *IEE Proceedings Electric Power Applications*, vol. 141, no. 6, pp. 360-372, Noviembre 1994.
- [24] G.O. Garcia, J.C. Mendes Luís, R.M. Stephan, E.H. Watanabe, “An Efficient Controller for an Adjustable Speed Induction Motor Drive”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 41, no. 5, pp. 533-539, Agosto 1994.
- [25] M. Cipolla Ficarra, *Compensación de las Variaciones de los Parámetros por Efectos Térmicos y no Lineales en el Control Electrónico de Máquinas Asíncronas empleando Algoritmos Vectoriales*, Tesis Doctoral, Departamento de Ingeniería Electrónica, Universidad Politécnica de Cataluña, 19 Noviembre 1996.

CAPÍTULO 3

TÉCNICAS DE CONTROL DE MOTORES DE INDUCCIÓN

En este capítulo se muestra una panorámica histórica de la evolución de los métodos de regulación de las máquinas eléctricas, desde los clásicos controles escalares a los modernos métodos empleados en la actualidad, como el control directo de par y los métodos vectoriales.

3.1 ANTECEDENTES EN CONTROL DE MOTORES DE INDUCCIÓN

Las máquinas rotativas han ocupado siempre un lugar relevante en la industria [1]. Actualmente, las máquinas de corriente alterna y continua realizan la conversión de más de un 60% aproximadamente de la energía eléctrica producida en el planeta.

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

Desde que Ward Leonard introdujo su accionamiento eléctrico de velocidad variable, la máquina de continua presentó un dominio total en el campo de los accionamientos eléctricos, cuando se deseaba obtener unas excelentes prestaciones de control para aquellas aplicaciones que requerían un amplio rango de control de velocidad y funcionamiento en los cuatro cuadrantes del plano par-velocidad. Los motores de continua eran alimentados por generadores de CC trabajando a velocidad constante.

Históricamente se ha evolucionado desde los grupos rotativos del tipo Ward Leonard a los sistemas de alimentación estáticos, primero con diodos de silicio no controlados y amplificadores magnéticos empleados como dispositivos de control y posteriormente, con diodos de silicio controlados (SCR, tiristores) y bucles de regulación analógicos.

Por supuesto, el conmutador mecánico (escobillas y delgas) fue siempre el punto débil del motor de continua, limitando la potencia y la velocidad, aumentando el volumen (importante en accionamientos de tracción), causando problemas de compatibilidad en algunos ambientes (atmósferas explosivas, por ejemplo) y requiriendo mantenimientos periódicos.

Actualmente los motores de continua se utilizan, con control digital por microprocesador, en aplicaciones que requieren gran precisión [2] y extraordinarias características de respuesta dinámica como trenes de laminación de gran potencia y altas prestaciones, o máquinas de fabricación de papeles especiales a altas velocidades [3].

La excitación independiente de la máquina de continua tiene un sencilla estructura de control basada en los ejes ortogonales, donde el flujo magnético y el par están desacoplados; de esta

forma resulta fácil el diseño de controladores para accionamientos de altas prestaciones dinámicas, con debilitamiento de campo y limitación de par.

Durante las últimas décadas, la máquina de corriente alterna ha ido desplazando progresivamente a la de continua gracias a la aparición de las técnicas de “control de flujo” (control escalar y vectorial), que las hace comparables y en muchos casos prácticamente equivalentes, desde el punto de vista de las prestaciones dinámicas a las máquinas de corriente continua. Sumando a lo anterior su gran robustez, bajo coste de fabricación y casi nulo mantenimiento, ha hecho que la utilización industrial de la máquina de inducción se haya acabado imponiendo sobre la de continua [4]-[9].

Inicialmente con el control escalar se conseguía una buena regulación de velocidad donde no se requerían grandes prestaciones. Con el control vectorial, a diferencia del escalar, se consigue separar dinámicamente el par y el flujo de la máquina de alterna. Para conseguir esto, es necesario un exacto conocimiento del flujo del motor [4]-[10].

3.2 MÉTODOS ESCALARES

Las técnicas de control escalar están basadas en el modelo de la máquina en régimen permanente [5], [11] y son empleadas en aplicaciones donde no se requiere una buena respuesta dinámica ni un control preciso.

La técnica escalar más utilizada en la práctica es la denominada tensión/frecuencia (V/f). Esta estrategia de control se basa en mantener el flujo del motor a un valor determinado, haciendo que la relación amplitud/frecuencia de la tensión de alimentación sea constante. En la figura 3.1 se muestra un esquema de un control de velocidad tensión-frecuencia (V/f).

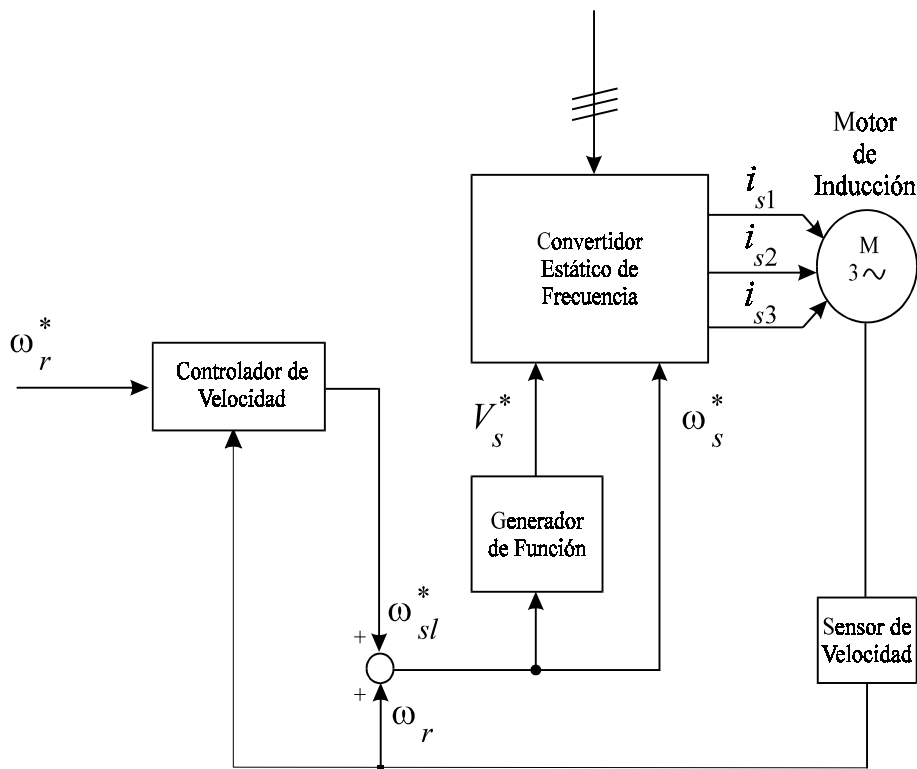


Figura 3.1. Esquema de un control escalar tipo tensión-frecuencia (V/f).

Para conseguir arranques suaves de motores de inducción mediante convertidores de frecuencia se suele utilizar el arranque en rampa de tensión y frecuencia. Se trata de mantener el deslizamiento a valores relativamente bajos durante todo el arranque de manera que se limite la amplitud de la corriente máxima por los devanados del estátor, lo cual se consigue incrementando de forma continua tanto la amplitud como la frecuencia de la tensión de alimentación del estátor de la máquina.

En los métodos de control escalares, el módulo de la tensión o intensidad de estátor y su frecuencia son las variables de control. En un control con realimentación de tensión, tanto el par como el flujo del entrehierro son funciones directas de tensión y de la frecuencia. Este acoplamiento es el responsable de una mala respuesta del motor de inducción produciendo una degradación del comportamiento dinámico de la máquina.

La técnica denominada control de velocidad por deslizamiento controlado es una de las más conocidas. Básicamente, esta estrategia de control consiste en mantener el flujo de magnetización de la máquina constante (valor máximo admisible), mediante el control de la

corriente de magnetización. De esta forma, se intenta conseguir una mayor sensibilidad del par en función de la corriente de estátor en toda la zona de trabajo. En régimen permanente, se consigue un control de par preciso, si bien no es eficiente durante los transitorios [5], [6], [12]. En la figura 3.2 se representa el diagrama de bloques simplificado de un sencillo control de velocidad por deslizamiento controlado.

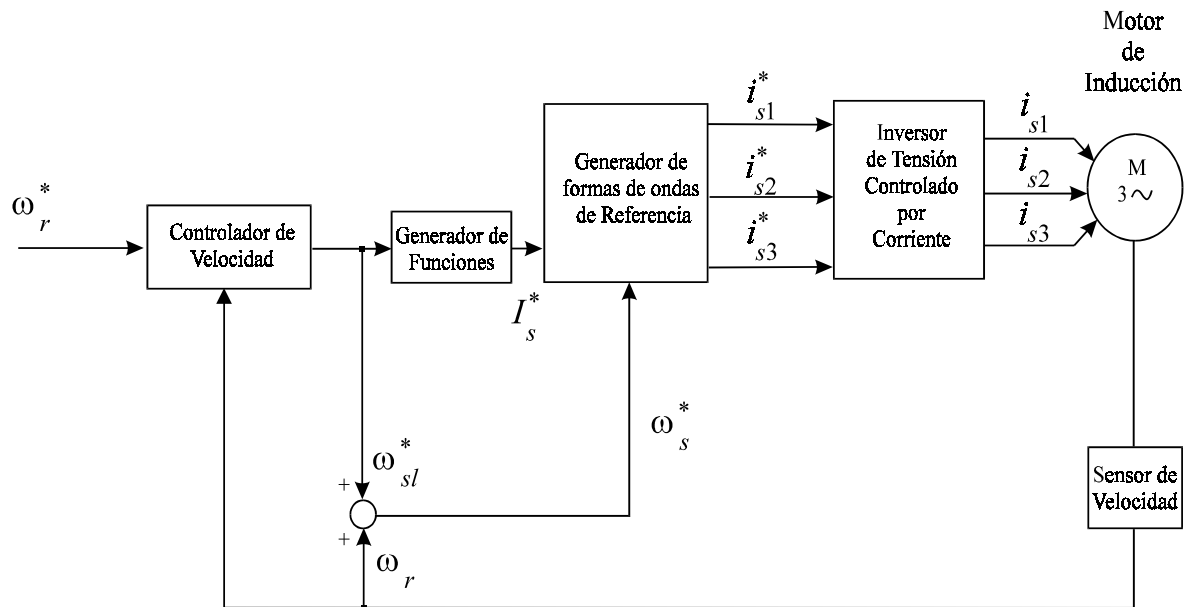


Figura 3.2. Esquema de un control de velocidad por deslizamiento controlado.

3.3 MÉTODOS VECTORIALES

El principio del método de control vectorial¹ fue desarrollado por K. Hasse y F. Blaschke en la Universidad de Darmstadt y Braunschweig y en los laboratorios de Siemens AG, en Alemania, a finales de los años 60 [13], [14]. Estas técnicas pueden ser clasificadas en dos grandes grupos según el método usado para la determinación de la posición del vector del flujo rotórico: el método directo y el indirecto [4], [6].

El control vectorial directo fue primeramente sugerido por Blaschke y para la determinación de la magnitud y de la posición del vector flujo rotórico se realiza un sensado directo del flujo

¹Existen diversas denominaciones para el *control vectorial*, *control por orientación de campo*, *campo orientado*, *control desacoplado*, si bien el término *control vectorial* suele englobar una serie de técnicas más avanzadas que las escalares.

a través de bobinas exploradoras o sondas especiales, como las sondas Hall, introducidas en el interior del motor, o también es posible conocer el flujo rotórico a través de una estimación a partir de las magnitudes accesibles en bornes del motor. Hasse propuso el método indirecto, el en cual no se mide directamente el flujo pero se requiere un sensor de posición del rotor de alta resolución, tal como un “*encoder*” o “*resolver*” para determinar la posición del flujo.

En 1980 en Dusseldorf, se realizó la primera demostración pública de un accionamiento de velocidad con orientación de campo, mediante el empleo de un microprocesador.

Para la implementación del control vectorial es necesario el empleo de microprocesadores debido a su complejidad, pero permite regular la máquina de inducción de manera semejante que la de corriente continua con excitación independiente, con las ventajas adicionales de una mayor robustez y un mantenimiento nulo.

El mayor coste económico del regulador de velocidad, empleando el control vectorial, debido al uso del microprocesador y del convertidor, quedan compensados a partir de una cierta potencia por la gran diferencia de precio que existe entre un motor de corriente continua y uno de alterna de la misma potencia.

En la figura siguiente se muestra el principio del control vectorial. En ella se supone que el comportamiento del convertidor y del inversor es ideal.

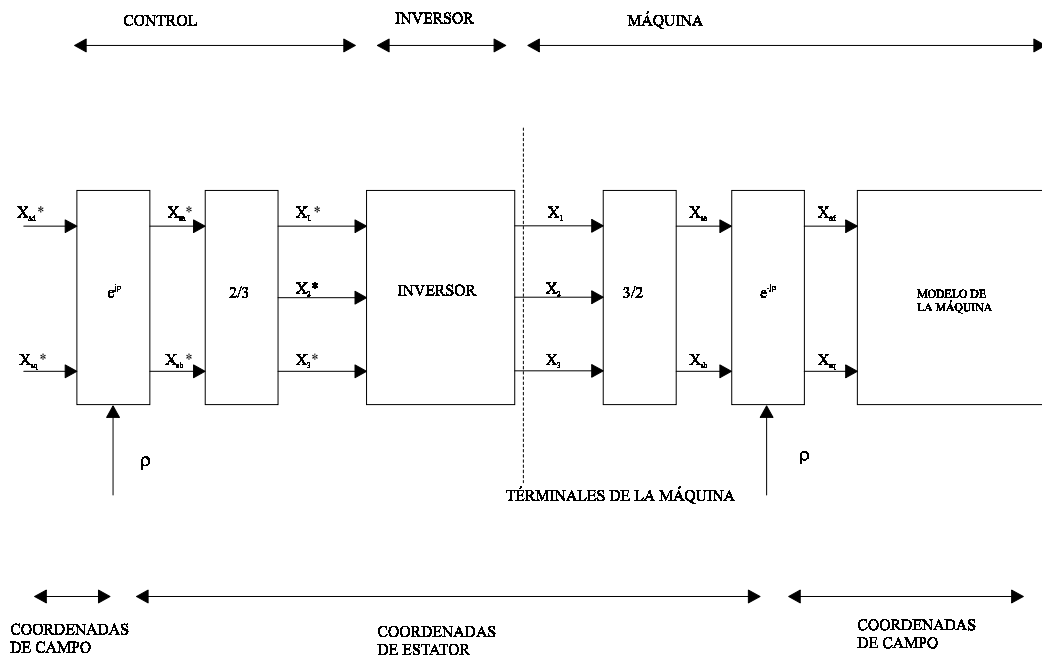


Figura 3.3. Principio de la regulación del control vectorial.

A partir de las señales de consigna, que suelen ser las señales de velocidad y flujo, se obtienen las señales en referencias de campo i_{ds}^{s*} e i_{qs}^{s*} , y de ellas, las correspondientes señales i_{ds}^{e*} e i_{qs}^{e*} en referencia estática. Finalmente se realiza la transformación de un sistema bifásico de estátor a uno trifásico y se inyectan estas señales al inversor, que al ser supuesto ideal, estas señales trifásicas son aplicadas directamente al motor. La transformación de coordenadas se detalla en el apéndice 1. Una transformación inversa “se produce” dentro del motor.

Para realizar estos cambios de sistemas de referencias es necesario conocer de forma exacta y en todo momento la posición del fasor del flujo rotórico. Existen dos grandes grupos para determinar esta posición: Método directo e indirecto [4]-[6].

En el método directo la posición del flujo rotórico puede ser obtenido por medición del flujo rotórico en el entrehierro de la máquina mediante la utilización de sensores de flujo, sondas de efecto Hall o bien bobinas exploradoras, colocadas en las ranuras del estátor. Este método en la actualidad no se usa por que requiere realizar modificaciones en la máquina y las sondas se ven fuertemente afectadas por la temperatura y mecánicamente son frágiles. La otra solución que es la actualmente empleada para obtener la posición del flujo del rotor consiste

en estimarla a partir de las señales a bornes del motor, tensión y la corrientes de estátor y la velocidad del eje del rotor.

En el método indirecto la posición del flujo rotórico se calcula a partir de la integración de la velocidad de deslizamiento y la del rotor. La velocidad de deslizamiento del rotor se estima a partir de las señales de referencia mientras que la del eje del rotor se obtienen por medición o estimación [7]. En el capítulo 4 se describen en profundidad ambos métodos.

3.4 CONTROL POR ACELERACIÓN DE CAMPO

El control por aceleración de campo² (FAM) fue propuesto por Yamamura en 1986 y está basado en el esquema equivalente del motor en régimen permanente [15]. Se podría decir que consiste en una mejora del clásico método de control tensión/frecuencia, pero a diferencia de éste, incorpora el calculo vectorial para la obtención de la referencia de intensidad (de ahí que este método sea una técnica de control vectorial). En la figura 3.4 se represente el diagrama en bloques de un control por aceleración de campo.

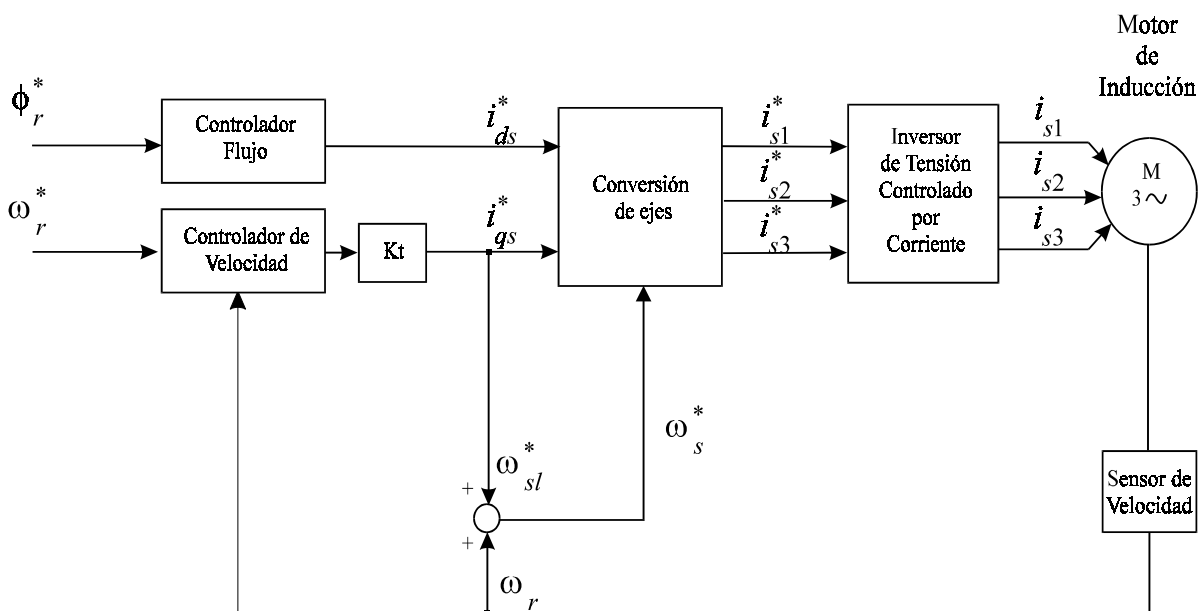


Figura 3.4. Esquema de un control por aceleración de campo.

²Las siglas FAM provienen de la terminología anglosajona “*Field Acceleration Method*”. El método de control por aceleración de campo también suele denominarse “*Control Yamamura*”, en referencia a su inventor.

La idea principal del control por aceleración de campo es mantener constante el módulo de la intensidad magnetizante (de forma semejante al control tensión/frecuencia), además de intentar mantener a su vez el ángulo de la corriente magnetizante, mejorando el control de velocidad.

Desde el punto de vista de implementación, este método requiere pocos cálculos y por lo tanto es posible realizarlo con un microprocesador de bajo coste. Sin embargo, al estar basado en un esquema en régimen permanente, no presentan tan buenas prestaciones dinámicas como otras técnicas vectoriales más evolucionadas.

3.5 CONTROL POR ORIENTACIÓN DE CAMPO UNIVERSAL

En 1988, De Doncker [16] propuso un nuevo esquema de control vectorial genérico denominado control por orientación de campo universal (UFO³). Este método permite alinear la referencia síncrona a los vectores del flujo del rotor, del estátor o del entrehierro.

El UFO no requiere necesariamente el conocimiento del flujo del rotor para efectuar el desacoplo entre las componentes de par y de flujo de la corriente estatórica, puesto que puede funcionar con cualquier referencia síncrona. En la teoría tradicional del control por orientación de campo el flujo del rotor se debe estimar, dado que no se puede medir directamente. Los eventuales errores en los parámetros del modelo producen variaciones en el cálculo de la posición del flujo del rotor, discrepando con la posición real del mismo. El UFO permite realizar el desacoplo en un modo correcto para un sistema de referencia arbitrario.

En régimen permanente, el control universal basado en el flujo del entrehierro y en el del estátor, no se ve afectado por errores en las inductancias de dispersión estimadas de la máquina. Cuando se produce una gran desintonización de las inductancias de dispersión, ambos son superiores al control universal basado en el flujo del rotor. El control universal basado en el flujo del estátor y del entrehierro no requiere métodos sofisticados de estimación

³En la literatura internacional el control universal por orientación de campo es conocido por las siglas UFO, (*Universal Field Oriented*).

de parámetros ni observadores basados en complejos modelos de la máquina, con lo que se obtiene un control de par preciso y relativamente robusto [17].

3.6 CONTROL DIRECTO DE PAR

El control directo de par DTC⁴ [18] es uno de los métodos de control vectorial, donde se incorpora el control del convertidor dentro del algoritmo de regulación de velocidad. En la figura 3.5 se muestra un esquema básico del control directo de par. La conmutación de los semiconductores de potencia se realiza directamente en base al estado electromagnético del motor. La conmutación óptima de los interruptores se realiza en cada ciclo de control, con un tiempo de ciclo de $25\ \mu\text{s}$ aproximadamente. Para ello, es preciso el cálculo del flujo de estátor, mediante un modelo preciso del motor y la medida de las tensiones y corrientes del motor. No es necesaria la medida de velocidad del rotor. El motor es identificado en vacío y sus parámetros son adaptados en línea durante su funcionamiento.

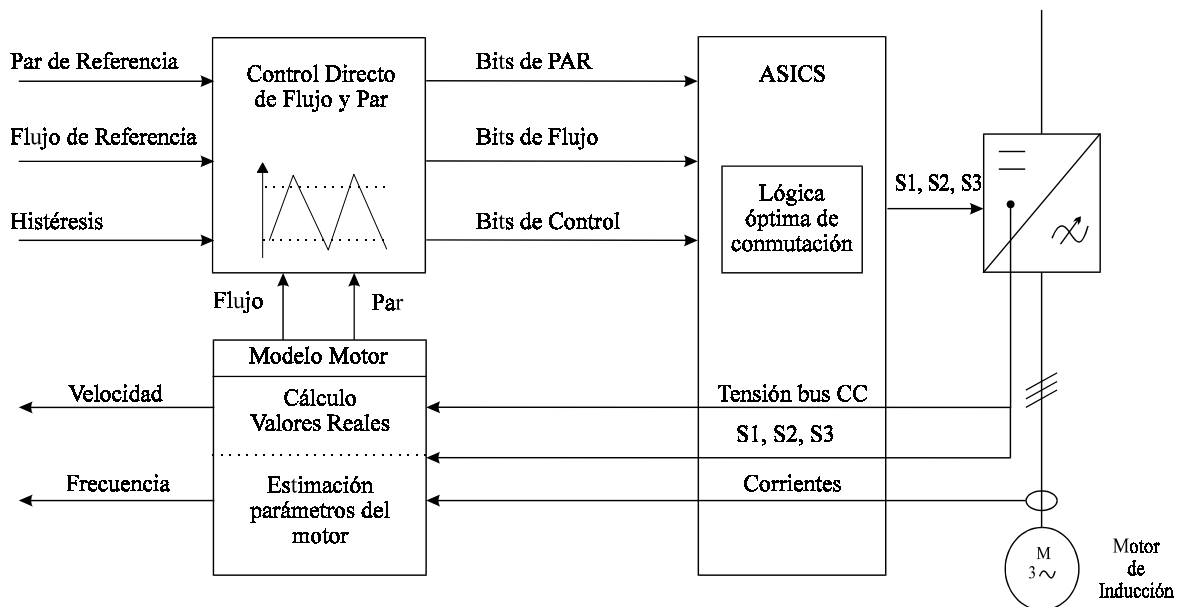


Figura 3.5. Esquema del Control Directo de Par (DTC).

⁴El control directo de par, DTC, ("Direct Torque Control"), es el método de control de motores de CA más reciente. La idea surgió en una universidad europea y posteriormente fue desarrollada por ABB.

El control directo de par ofrece características dinámicas excelentes, con un control preciso de par, incluso a velocidad cero (rotor parado). Su implementación se realiza mediante DSPs y circuitos específicos (ASICs).

3.7 NUEVAS TENDENCIAS EN ACCIONAMIENTOS DE ALTERNA

La investigación actual está concentrada en mejorar la identificación del modelo de la máquina en línea sin conocer previamente los parámetros [19], de manera que se puedan utilizar las modernas técnicas de control hoy en día existentes. Sin embargo, se deben resolver algunos problemas actuales:

- Permitir que el modelo en línea siga los inevitables cambios de los parámetros de la máquina, por efecto de la saturación, y de la temperatura.
- Identificación de la máquina y de la dinámica de la carga, para la autosintonización (“*self-tuning*”) del controlador, ya sea en la fase inicial de sintonizado o bien de forma continua, creando un control adaptativo.
- Reducir los requerimientos de sensado por razones de coste.
- Otra de las metas importantes es la eliminación del sensor de velocidad o de posición, que es indeseable por razones mecánicas y económicas; la posibilidad de estimar la velocidad a partir de las señales eléctricas es ya una realidad. Esto ha conducido a una intensa investigación para obtener accionamientos sin sensores (“*sensorless*”).

Las técnicas actuales de identificación de los parámetros de la máquina de inducción están basadas en el uso de redes neuronales (“*neural networks*”) [20], o en combinación con otras técnicas de vanguardia como la lógica difusa (“*fuzzy logic*”) [21].

En la actualidad existen soluciones tentativas teóricas para la mayoría de los problemas citados anteriormente, si bien deben ser llevados a la práctica para ser aplicados industrialmente.

En los próximos años se prevé el aumento de la robustez de los nuevos métodos de identificación en línea de los parámetros de la máquina y de las técnicas de adaptación automática del controlador a sus variaciones, de tal manera que pasará a ser corriente su aplicación a nivel industrial.

Desde el punto de vista de ejecución física irá ganando terreno, para muchas aplicaciones, el concepto de motor integral, una combinación de motor asíncrono estándar y un convertidor de frecuencia de pequeño volumen, siguiendo las tendencias de la miniaturización creciente, montado sobre el mismo motor en el lado contrario del accionamiento.

Esta solución aportará posibilidades nuevas a la técnica de los accionamientos. Algunas máquinas que hasta ahora funcionaban en muchos casos a velocidades fijas, como las bombas y los ventiladores, obtendrán grandes beneficios de estas técnicas: su configuración e instalación se harán más sencillas y el funcionamiento con un factor de potencia alto y sin elementos mecánicos de transmisión o adaptación, aumentará el rendimiento energético y el motor integral se amortizará en corto tiempo [22].

Los precios de los convertidores de frecuencia se han reducido de forma continua desde su introducción, que tuvo lugar en los años setenta. En la actualidad, el precio de un convertidor, es unas cuatro veces mayor que el correspondiente motor. El rapidísimo desarrollo de la electrónica de potencia hará, probablemente, que en el curso de los próximos cinco años se establezcan los precios entorno a dos veces el precio del motor asíncrono.

El incesante crecimiento de la densidad de potencia hará posible reducir el volumen requerido por el sistema electrónico. Esto permitirá construir motores integrales cada vez más potentes, cuyas dimensiones se irán acercando continuamente a la de los motores estándar.

3.8 CONCLUSIONES

La mayoría de los esquemas propuestos para controlar el par, la posición o la velocidad de los motores de inducción pueden ser agrupados en dos grandes grupos: métodos escalares y métodos vectoriales. Dentro de cada uno de estos grupos existe una gran cantidad de variantes.

Los nuevos métodos de control empleados actualmente en la industria para la regulación de la velocidad de los motores de inducción son capaces de conseguir prestaciones dinámicas tan buenas como las obtenidas con las máquinas de continua. Los controladores de los motores de inducción propuestos en la actualidad son más complejos y más caros que los sencillos controles empleados en las máquinas de continua. Ello se debe fundamentalmente a que requiere el uso de un inversor y microprocesadores rápidos para el procesado de las señales. No obstante, se ven compensados a partir de una cierta potencia, en donde el precio del motor de alterna y su sistema de control son inferiores al precio del motor de continua. Además, los motores asíncronos no requieren prácticamente mantenimiento.

Actualmente, en algunas aplicaciones industriales, como es el caso de las carretillas elevadoras, el motor de continua está siendo sustituido por el de alterna a la hora de diseñar los nuevos accionamientos. Se prevé que en el futuro la mayoría de aplicaciones utilicen el motor de inducción como máquina eléctrica rotativa.

REFERENCIAS

- [1] J. Peracaula, J.M. Moreno Eguilaz, M. Cipolla, “Regulación de Máquinas Eléctricas”, *Mundo Electrónico*, 25 Aniversario, no. 271, pp. 69-77, 2 Noviembre 1996.
- [2] A. Castellet, J.M. Moreno Eguilaz, “Diseño de un Control Deslizante de un Motor de CC para una Silla de Ruedas”, *I Seminario Anual de Automática y Electrónica Industrial, SAEI'94*, pp. 275-278, Tarragona, España, 12-14 Septiembre 1994.
- [3] J. Peracaula, *Convertidores Alterna-Continua con Tiristores - Aplicaciones a los Accionamientos Industriales*, Marcombo Boixareu Editores, Barcelona, 1989.
- [4] W. Leonhard, *Control of Electrical Drives*, 2ª Edición, Springer Verlag ,Berlín, 1995.
- [5] J.M.D. Murphy, F.G. Turnbull, *Power Electronic Control of AC Motors*, Pergamon Press, Oxford, 1988.
- [6] B.K. Bose, *Power Electronics and AC Drives*, Prentice-Hall, Nueva Jersey, 1986.
- [7] Y. Kao, C. Liu, “Analysis and Design of Microprocessor-based Vector-Controlled Induction Motor Drives”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 39, no. 1, pp. 46-54, Febrero 1992.
- [8] W. Leonhard, “30 Years Space Vectors, 20 Years Field Orientation, 10 Years Digital Signal Processing with Controlled AC Drives, a Review”, *EPE Journal*, vol. 1, no. 1, pp. 13-20, 1991.
- [9] W. Leonhard, “30 Years Space Vectors, 20 Years Field Orientation, 10 Years Digital Signal Processing with Controlled AC Drives, a Review”, *EPE Journal*, vol. 1, no. 2, pp. 89-102, 1991.
- [10] W. Leonhard, “Controlled AC Drives, a Successful Transfer from Ideas to Industrial Practice”, *CETTI'95*, Curitiba, Brasil, pp. 1-12, Septiembre 1995.
- [11] B.K. Bose, “Scalar Decoupled Control of Induction Motor”, *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 20, no. 1, pp. 216-225, Enero/Febrero 1984.
- [12] G.O. García, R.M. Stephan, E.H. Watanabe, “Comparing the Indirect Field Oriented Control with a Scalar Method”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 41, no. 2, pp. 201-207, Abril 1994.
- [13] K. Hasse, “Zur Dynamik Drehzahl geregelter Antriebe Mit Stromrichtergespeisten Asynchron Kurzschlussläufer Maschinen”, 1969.

- [14] F. Blaschke, “The Principle of Field Orientation as Applied to the New Transvector Closed-Loop Control System for Rotating Field Machines”, *Siemens Review*, vol. 39, no. 5, pp. 217-220, Mayo 1972.
- [15] S. Yamamura, *AC Motors for High-Performance Applications*, Marcel Dekker, Nueva York, 1986.
- [16] R. Doncker, D.W. Novotny, “The Universal Field Oriented Controller”, *Conference Record IEEE-Industry Application Society Annual Meeting*, pp. 450-456, Octubre 1988.
- [17] R. Doncker, F. Profumo, M. Pastorelli, P. Ferraris, “Comparison of Universal Field Oriented (UFO) Controllers in Different Reference Frames”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 10, no. 2, pp. 205-212, Marzo 1995.
- [18] P. Tiitinen, P. Pohjalainen, J. Lalu, “The Next Generation Motor Control Method: Direct Torque Control (DTC)”, *EPE Journal*, vol. 5, no. 1, pp. 14-18, Marzo 1995.
- [19] B.K. Bose, “Special Issue on Power Electronics and Motion Control”, *Proceedings of the IEEE*, vol. 82, no. 8, pp. 1101-1328, Agosto 1994.
- [20] M.T. Wishart, R.G. Harley, “Identification and Control of Induction Machines using Artificial Neural Networks”, *Conference Record IEEE-Industry Application Society Annual Meeting IAS'93*, vol. 1, pp. 703-709, Toronto, Canadá, 2-8 Octubre 1993.
- [21] A. Consoli, E. Cerruto, A. Raciti, A. Testa, “Adaptive Vector Control of Induction Motor Drives based on a Neuro-Fuzzy Approach”, *IEEE Power Electronics Specialists Conference PESC'94*, vol. 1, pp. 225-232, Taipei, Taiwan, 20-25 Junio 1994.
- [22] M. Henze, “El Motor Integral, Un Nuevo Accionamiento Compacto de Velocidad Variable”, *Revista ABB*, no. 4, 1996.

CAPÍTULO 4

CONTROL VECTORIAL

En este capítulo se describe en detalle la filosofía del control vectorial, se analiza la influencia de las pérdidas en el hierro sobre un accionamiento con control vectorial y el incremento de pérdidas producido por la variación de parámetros de la máquina. Finalmente, se presentan resultados experimentales de un control vectorial indirecto para regular la velocidad de un motor de inducción de jaula de ardilla de 1.5 kW.

4.1 ANALOGÍA DE LA MÁQUINA DE CA CON LA DE CC

La analogía entre la máquina de CA y la de CC se explica en las figuras 4.1 y 4.2. En la máquina de CC, despreciando el efecto de desmagnetización del inducido y la saturación del campo, el par puede expresarse como [1]-[3]:

$$m_e = k_t I_t I_f \quad (4.1)$$

donde I_t es la componente de la corriente de inducido (o corriente de armadura) o también llamada, componente de corriente de par, e I_f es la componente de corriente de campo o también llamada componente de corriente de flujo.

En una máquina de CC, las variables de control I_t e I_f pueden ser consideradas como vectores ortogonales (sobre los ejes $d-q$). En funcionamiento normal, la corriente de campo I_f se impone para mantener el flujo nominal, y el par se modifica mediante la variación de la componente de la corriente de inducido.

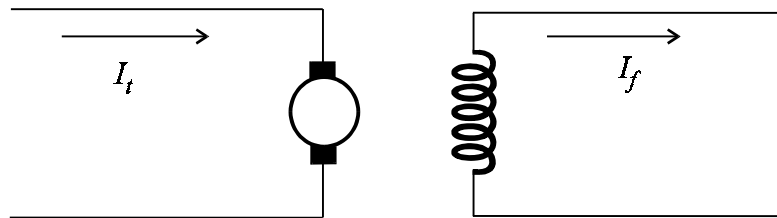


Figura 4.1. Motor de corriente continua con excitación independiente.

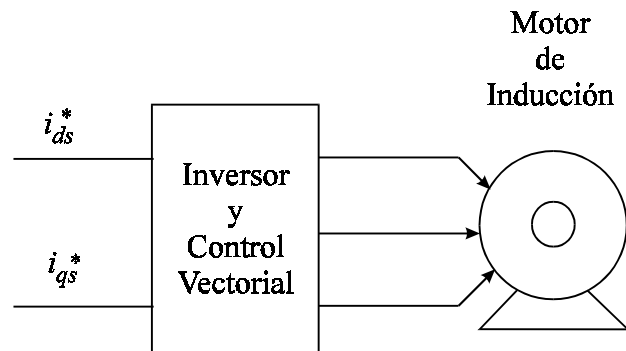


Figura 4.2. Analogía de un motor de inducción y de una máquina de CC ilustrando la filosofía del control vectorial.

Puesto que la corriente I_f o el flujo de campo correspondiente está desacoplado con respecto a la corriente de inducido I_t , la sensibilidad del par permanece máxima tanto en régimen permanente como en régimen dinámico. Este modo de control puede ser extendido también al motor de inducción si el modelo de la máquina se considera en un sistema de referencia síncrono, donde las variables senoidales aparecen como magnitudes continuas.

En la figura 4.2 se muestra el motor de inducción, el inversor y el control vectorial, con dos entradas de control i_{ds}^* e i_{qs}^* . Las corrientes i_{ds} e i_{qs} son las componentes en el eje directo (eje d) y en el eje en cuadratura (eje q) respectivamente, de la corriente de estátor, ambas referidas a un sistema de referencia síncrona.

En el control vectorial, i_{ds} es análoga a la corriente de campo I_f e i_{qs} es análoga a la corriente de inducido I_t de una máquina de CC. Por lo tanto, el par puede ser expresado como:

$$m_e = k'_r i_{ds} i_{qs} \quad (4.2)$$

El modelo dinámico del motor de inducción (descrito en el apéndice 2) en referencia síncrona es el más adecuado, ya que el par electromagnético, que es la magnitud principal a controlar, se expresa como el producto de dos variables continuas, la corriente productora de flujo (i_{ds}) y de par (i_{qs}) [1], [3].

Debido a que estas señales están totalmente desacopladas se puede controlar, de forma independiente y muy rápida, el par electromagnético actuando sobre i_{qs} , mientras la componente i_{ds} se mantiene a su valor máximo admisible. De este modo, se consiguen unas óptimas prestaciones al igual que ocurre en las máquinas de corriente continua.

4.2 CONTROL VECTORIAL DIRECTO

En el esquema de control vectorial directo, las componentes del flujo del rotor en ejes estacionarios $d^s - q^s$ son medidos o estimados y la posición del flujo es “directamente” detectada a partir de sus componentes.

El diagrama de bloques para un control vectorial directo con un inversor PWM controlado por corriente está representado en la figura 4.3. Las variables principales de control i_{ds}^* e i_{qs}^* , magnitudes continuas, son transformadas a referencia estacionaria mediante los bloques $d^e - q^e$ y $d^s - q^s$ (véase el apéndice 1). Estas señales en referencia estacionaria son convertidas en las corrientes de referencia mediante el bloque $as - bs - cs$ para controlar el inversor.

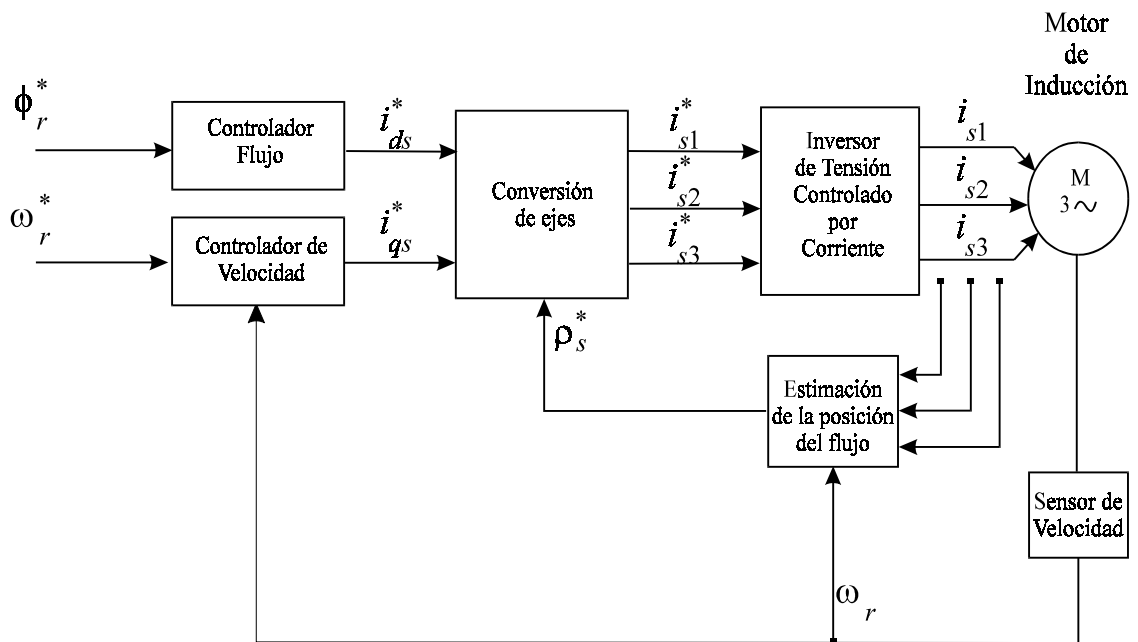


Figura 4.3. Esquema de un control vectorial directo.

Hoy en día es muy poco usual el empleo de sensores de flujo en el interior de la máquina, y lo que se suele hacer es estimar el flujo a partir de las tensiones y corrientes directamente medidas en los bornes de la máquina.

Al igual que las demás variables, el flujo de rotor λ_r puede ser proyectado sobre los ejes d - q , obteniéndose las siguientes igualdades:

$$|\hat{\lambda}_r| = \sqrt{(\lambda_{dr}^s)^2 + (\lambda_{qr}^s)^2} \quad (4.3)$$

donde las componentes respectivas son:

$$\lambda_{dr}^s = |\hat{\lambda}_r| \cos(\omega_e t) \quad (4.4)$$

$$\lambda_{qr}^s = |\hat{\lambda}_r| \text{sen}(\omega_e t) \quad (4.5)$$

La ecuación del rotor en la referencia estacionaria viene dada por:

$$\frac{d\lambda_{qr}^s}{dt} + i_{qr}^s R_r - \omega_r \lambda_{dr}^s = 0 \quad (4.6)$$

Y utilizando las corrientes de estátor, podemos escribir:

$$\frac{d\lambda_{qr}^s}{dt} = \frac{L_m}{T_r} i_{qs}^s + \omega_r \lambda_{dr}^s - \frac{1}{T_r} \lambda_{qr}^s \quad (4.7)$$

y para el eje d :

$$\frac{d\lambda_{dr}^s}{dt} = \frac{L_m}{T_r} i_{ds}^s + \omega_r \lambda_{qr}^s - \frac{1}{T_r} \lambda_{dr}^s \quad (4.8)$$

donde $T_r = L_r / R_r$ es la constante de tiempo del rotor. Las ecuaciones anteriores proporcionan las componentes del flujo del rotor en función de las corrientes de estátor y de la velocidad. Esta forma de estimar el flujo del rotor (véase la Fig. 4.4) es válida desde velocidad cero hasta velocidad máxima. Sin embargo, la estimación depende de los parámetros de la máquina; la variación de la resistencia del rotor depende principalmente de la temperatura y del efecto pelicular.

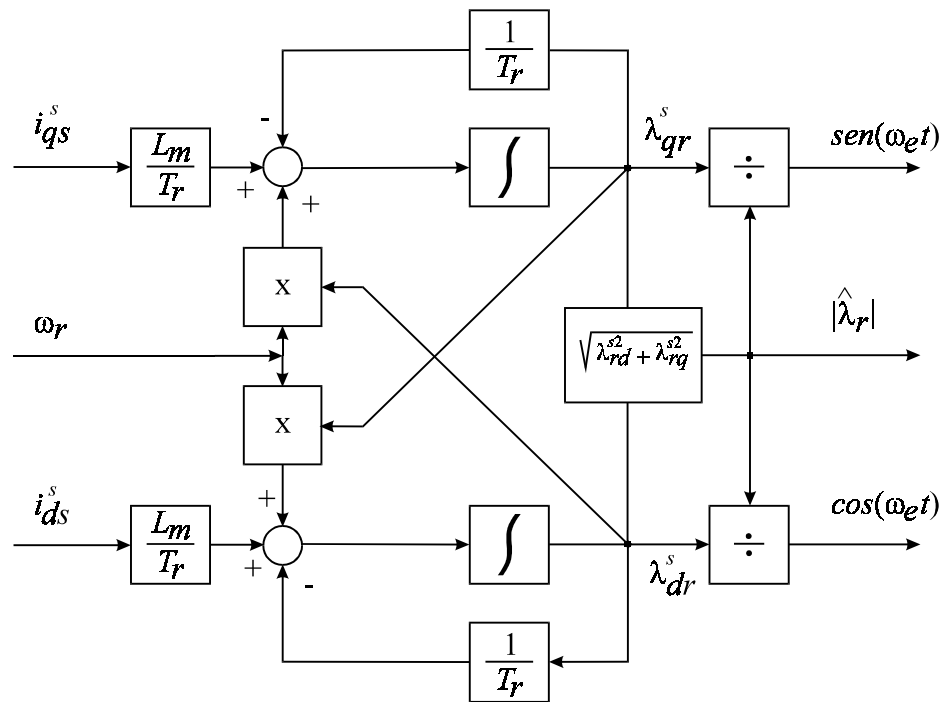


Figura 4.4. Estimación del flujo del rotor a partir de la velocidad y de las corrientes.

4.3 CONTROL VECTORIAL INDIRECTO

En el esquema de control vectorial indirecto, el flujo del rotor no es medido ni estimado y su posición es “indirectamente” calculada como la suma de la posición del rotor y la integral de la frecuencia angular de deslizamiento.

La figura 4.5 explica el principio del control vectorial indirecto con la ayuda del diagrama fasorial. Los ejes $d^s - q^s$ están fijos en el estátor, mientras que los ejes $d^e - q^e$ giran a la velocidad de sincronismo ω_e . En el presente y sucesivos capítulos se omitirá el índice “e”, utilizado para indicar las componentes pertenecientes al sistema de referencia síncrono.

En cualquier instante, el eje eléctrico q^e está situado en la posición angular θ_e con respecto al eje q^s . El ángulo θ_e viene dado por la suma de la posición angular del rotor θ_r y la posición angular de deslizamiento θ_{sl} , donde $\theta_e = \omega_e \cdot t$, $\theta_r = \omega_r \cdot t$ y $\theta_{sl} = \omega_{sl} \cdot t$.

El flujo rotórico $\hat{\lambda}_r$, formado por el flujo de entrehierro y el flujo de dispersión del rotor, está alineado con el eje d^e . Por lo tanto, para obtener un control desacoplado, la componente de corriente de flujo estático i_{ds} y la componente de corriente de par i_{qs} deberán estar alineadas con los ejes d^e y q^e , respectivamente.

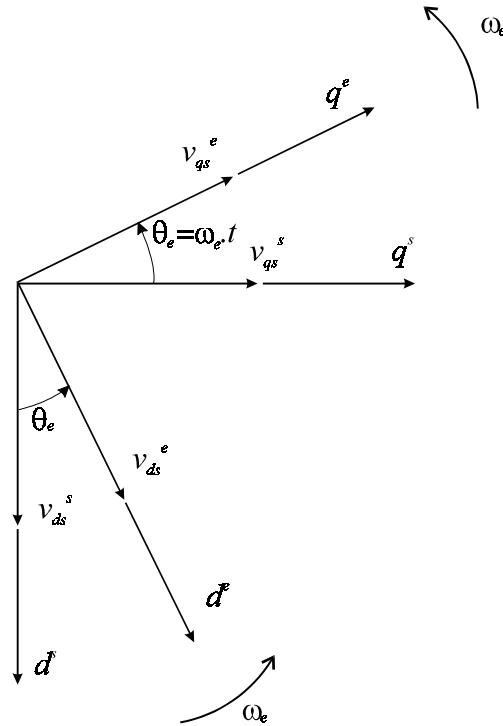


Figura 4.5. Diagrama fasorial del método indirecto de control vectorial.

Podemos escribir las siguientes ecuaciones a partir de los circuitos equivalentes en referencia síncrona $d^e - q^e$:

$$\frac{d\lambda_{qr}}{dt} + R_r i_{qr} + (\omega_e - \omega_r) \lambda_{dr} = 0 \quad (4.9)$$

$$\frac{d\lambda_{dr}}{dt} + R_r i_{dr} - (\omega_e - \omega_r) \lambda_{qr} = 0 \quad (4.10)$$

donde:

$$\lambda_{qr} = L_r i_{qr} + L_m i_{qs} \quad (4.11)$$

$$\lambda_{dr} = L_r i_{dr} + L_m i_{ds} \quad (4.12)$$

A partir de las ecuaciones (4.11) y (4.12) podemos obtener:

$$i_{qr} = \frac{1}{L_r} \lambda_{qr} - \frac{L_m}{L_r} i_{qs} \quad (4.13)$$

$$i_{dr} = \frac{1}{L_r} \lambda_{dr} - \frac{L_m}{L_r} i_{ds} \quad (4.14)$$

Las corrientes rotóricas pueden ser eliminadas de las ecuaciones (4.9) y (4.10), por sustitución de las ecuaciones (4.13) y (4.14) resultando:

$$\frac{d\lambda_{qr}}{dt} + \frac{R_r}{L_r} \lambda_{qr} - \frac{L_m}{L_r} R_r i_{qs} + \omega_{sl} \lambda_{dr} = 0 \quad (4.15)$$

$$\frac{d\lambda_{dr}}{dt} + \frac{R_r}{L_r} \lambda_{dr} - \frac{L_m}{L_r} R_r i_{ds} - \omega_{sl} \lambda_{qr} = 0 \quad (4.16)$$

donde:

$$\omega_{sl} \equiv \omega_e - \omega_r \quad (4.17)$$

Para tener un control desacoplado es necesario que:

$$\lambda_{qr} = \frac{d\lambda_{qr}}{dt} = 0 \quad (4.18)$$

$$\lambda_{dr} = \hat{\lambda}_r = \text{constante} \quad (4.19)$$

$$\frac{d\lambda_{dr}}{dt} = 0 \quad (4.20)$$

Sustituyendo las condiciones (4.18) y (4.19) en las ecuaciones (4.15) y (4.16), puede simplificarse como:

$$\omega_{sl} = \frac{L_m R_r}{\hat{\lambda}_r L_r} i_{qs} \quad (4.21)$$

$$\frac{L_r}{R_r} \frac{d\hat{\lambda}_r}{dt} + \hat{\lambda}_r = L_m i_{ds} \quad (4.22)$$

Las relaciones del flujo estático pueden ser escritas como:

$$\lambda_{qs} = L_m i_{qr} + L_s i_{qs} \quad (4.23)$$

$$\lambda_{ds} = L_m i_{dr} + L_s i_{ds} \quad (4.24)$$

Sustituyendo las ecuaciones (4.23) y (4.24) en las ecuaciones (4.11) y (4.12), tenemos:

$$\lambda_{qs} = \left(L_s - \frac{L_m^2}{L_r} \right) i_{qs} + \frac{L_m}{L_r} \lambda_{qr} \quad (4.25)$$

$$\lambda_{ds} = \left(L_s - \frac{L_m^2}{L_r} \right) i_{ds} + \frac{L_m}{L_r} \lambda_{dr} \quad (4.26)$$

La ecuación de par en función de los flujos y de las corrientes de estátor es:

$$m_e = \frac{3}{2} p (i_{qs} \lambda_{ds} - i_{ds} \lambda_{qs}) \quad (4.27)$$

Las ecuaciones (4.25) y (4.26) puede ser sustituidas en la ecuación (4.27) para eliminar los flujos estáticos. De esta forma el par se expresa con:

$$m_e = \frac{3}{2} p \frac{L_m}{L_r} (i_{qs} \lambda_{dr} - i_{ds} \lambda_{qr}) \quad (4.28)$$

Sustituyendo $\lambda_{qr} = 0$ y $\lambda_{dr} = \hat{\lambda}_r$ la expresión del par es:

$$m_e = \frac{3}{2} p \frac{L_m}{L_r} i_{qs} \hat{\lambda}_r \quad (4.29)$$

Las ecuaciones anteriores, añadiendo la ecuación mecánica:

$$\left(\frac{J}{p} \right) \frac{d\omega_r}{dt} = m_e - m_l \quad (4.30)$$

describen el modelo de la máquina en control desacoplado como se muestra en la figura 4.6.

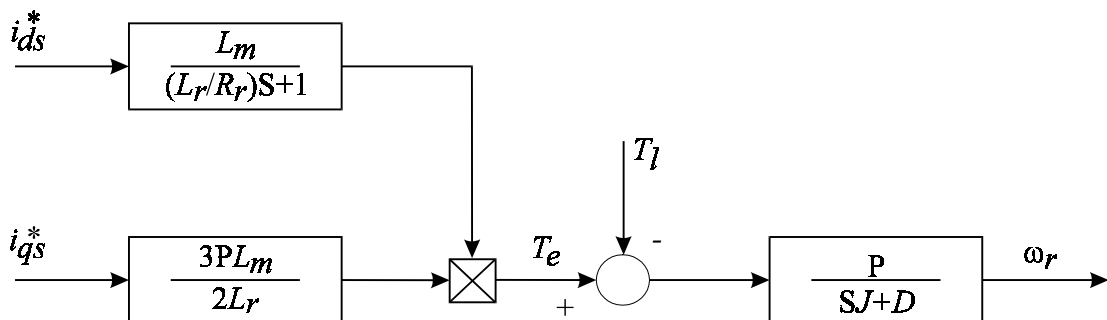


Figura 4.6. Diagrama de bloques del modelo de la máquina con control desacoplado.

Se supone el inversor controlado por corriente, y se desprecia el retardo entre las corrientes de referencia y real. El par desarrollado m_e responde instantáneamente a la corriente i_{qs} , pero

tiene respuesta retardada debido a i_{ds} . La analogía del modelo, con una máquina de continua de excitación independiente es obvia.

Para la implementación del control vectorial indirecto, es necesario tener en consideración las ecuaciones (4.21) y (4.22).

La figura 4.7 muestra un controlador de velocidad usando el método de control vectorial indirecto. La componente de corriente de flujo i_{ds}^* para el flujo rotórico deseado $\hat{\lambda}_r$ está determinado por la ecuación (4.22) y se mantiene constante. La componente de corriente de par i_{qs}^* se derivada a partir del lazo de control de velocidad. El valor de referencia del deslizamiento ω_{sl}^* está relacionado con la corriente i_{qs}^* por la ecuación (4.21) y determina la posición del eje eléctrico con respecto al eje mecánico del rotor.

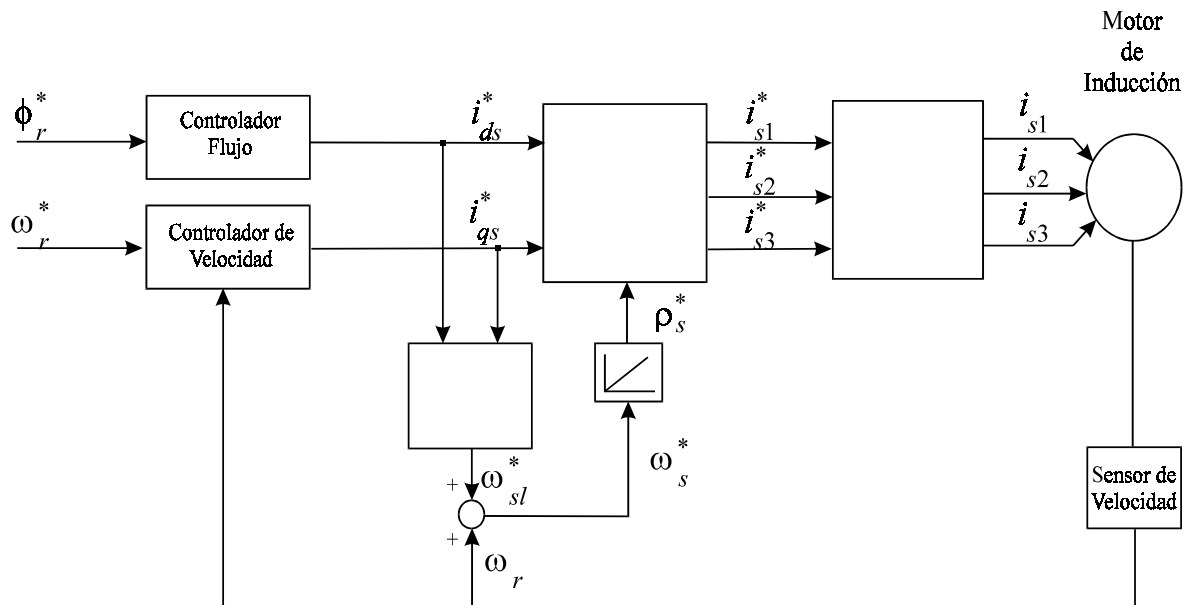


Figura 4.7. Esquema de un control vectorial indirecto.

Con el control vectorial indirecto, el sistema de accionamiento puede operar en los cuatro cuadrantes como en el método directo, y la velocidad puede ser controlada desde cero a su valor nominal. No obstante, una señal de realimentación de posición o velocidad es indispensable en este método.

4.4 VENTAJAS E INCONVENIENTES DE AMBOS MÉTODOS

El método directo requiere de estimadores u observadores, con el fin de calcular el flujo del rotor a partir de las magnitudes físicas medidas en bornes del motor. A bajas velocidades, estas señales se ven altamente influenciadas por la resistencia de estátor, provocando una degradación de las condiciones de desacoplo.

El control vectorial indirecto es más robusto a bajas velocidades y requiere un hardware de control más simple y un software menos complejo que el control vectorial directo. El método indirecto, por tanto, es mucho más sencillo de implementar físicamente.

Por estas razones, en esta tesis, se ha utilizado el control vectorial indirecto de cara a su implementación física.

Por ser el sistema controlado vectorialmente altamente dependiente de los parámetros del modelo [4], [5], las técnicas aplicadas al control de velocidad, posición o par, han pasado de ser los clásicos controladores *PID* a reguladores no lineales [6]-[8] los cuales incluyen algoritmos para compensar en línea las posibles variaciones de los parámetros de la máquina.

4.5 ESQUEMAS DE CONTROL

En los diagramas de control de estos sistemas, los reguladores son del tipo *PI* [9] seguido de un limitador de señal en el canal q para evitar que la salida del regulador tienda a hacer que el motor proporcione el par máximo con el fin de seguir a la consigna. Para dar el par máximo, la máquina consume una corriente varias veces superior a la nominal, que de mantenerse un cierto tiempo, llegaría a destruir tanto el motor como el convertidor de potencia.

Con el limitador se consigue que la corriente no supere en ningún caso un valor prefijado que habitualmente está comprendido entre un 150% o un 200% de la corriente nominal. Lógicamente esta limitación disminuye la velocidad de respuesta.

En el control vectorial, se debe imponer un flujo rotórico de referencia, que depende del nivel de saturación de la máquina y de las prestaciones de par electromagnético que se requieran [10], [11]. Es usual utilizar su valor nominal por debajo de la velocidad nominal del motor y disminuirlo cuando se trabaja en la zona de debilitamiento de campo¹ [12]. Como se demostrará en el siguiente capítulo, el flujo debe disminuirse para reducir las pérdidas con cargas ligeras.

Dado que para la estimación de la posición del rotor y para el cálculo de la componente de corriente de flujo intervienen los parámetros de la máquina (inductancias y resistencias), una discrepancia entre estos valores y los reales ocasiona una diferencia entre el valor del ángulo calculado y el real, con lo que el cambio de sistemas de ejes de referencia no es el adecuado y no se consigue el desacoplo deseado. En estas condiciones el sistema de regulación pierde sus óptimas características dinámicas y además provoca errores en régimen permanente.

4.6 RESULTADOS EXPERIMENTALES CON UN CONTROL VECTORIAL INDIRECTO

Como se ha dicho anteriormente, el control vectorial indirecto es el más simple de implementar, proporcionando un accionamiento de altas prestaciones sin necesidad de medir o estimar el valor del flujo del rotor. Ello no implica restar importancia en absoluto al control vectorial directo, pionero de esta clase de técnicas. Resultados experimentales con un control vectorial directo, obtenidos por el autor de esta tesis, pueden encontrarse en [13] y en [14].

El apéndice 5 describe en detalle el equipo de pruebas experimentales que se ha utilizado en esta tesis doctoral, tanto para los resultados de control vectorial que en este capítulo se presentan, como para ensayar los algoritmos de optimización de los capítulos posteriores.

Una de las ventajas del control vectorial indirecto es que permite regular la velocidad del motor perfectamente a bajas revoluciones, incluso a velocidad cero en carga. La figura 4.8 muestra los resultados experimentales de la evolución de la velocidad cuando se impone una consigna de 0 r.p.m. manteniendo en el eje un peso que actúa como carga de 0.25 p.u. Como

¹Por analogía con el motor de CC, cuando se trabaja por encima de la velocidad nominal.

puede comprobarse, aparecen unos “picos” de ± 8 r.p.m., resolución del “encoder” digital utilizado.

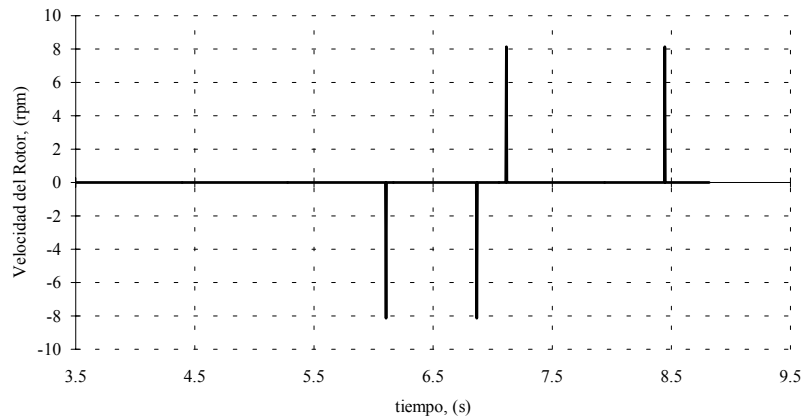


Figura 4.8. Velocidad experimental del motor en carga con rotor parado.

Las figuras 4.9 y 4.10 muestran la consigna de corriente de par y la corriente por una fase del estátor en régimen permanente, respectivamente. Cabe destacar la presencia de pequeños picos en la corriente i_{qs}^* , debido a la resolución del encoder. La figura 4.10 ha sido capturada mediante un osciloscopio Tektronix conectado a un PC vía un puerto GPIB.

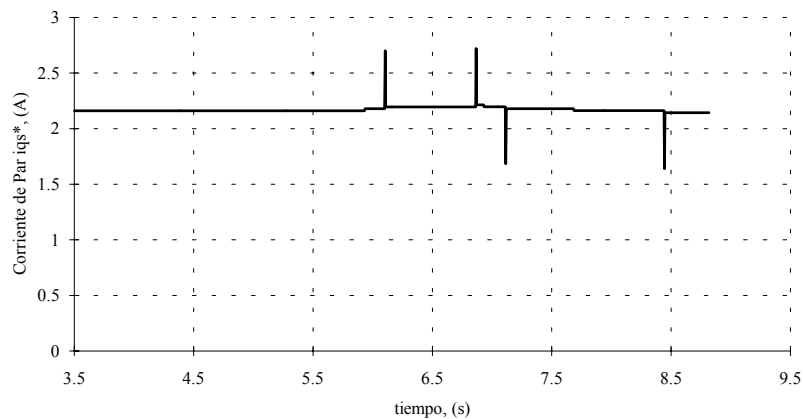


Figura 4.9. Consigna de corriente de par con el rotor parado en carga.

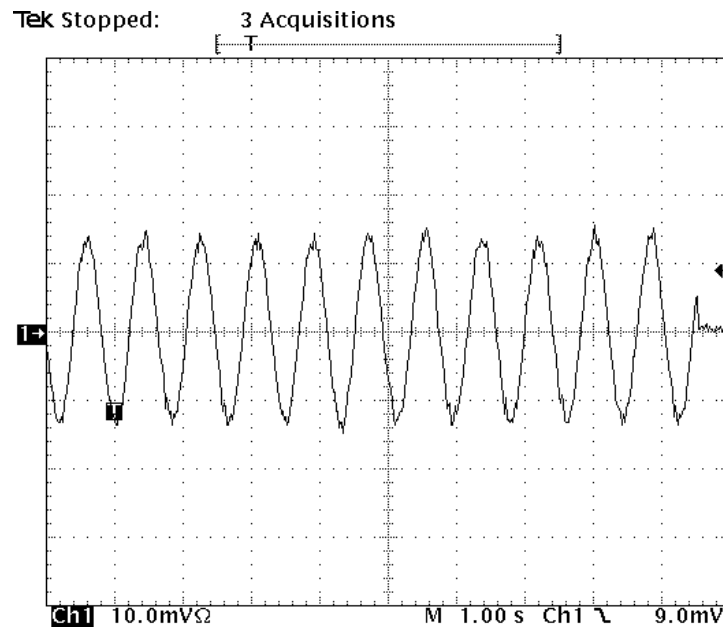


Figura 4.10. Corriente experimental por una fase del estátor en régimen permanente. con el motor en carga a 0 r.p.m. (Escala vertical: 2A/div.).

Uno de los ensayos clásicos que se realizan para comprobar el buen funcionamiento de un accionamiento es la inversión del sentido de giro del motor. La figuras 4.11 y 4.12 muestran la consigna de velocidad impuesta y la evolución de la velocidad del rotor, respectivamente, ante el cambio de sentido de giro a 100 r.p.m. en vacío

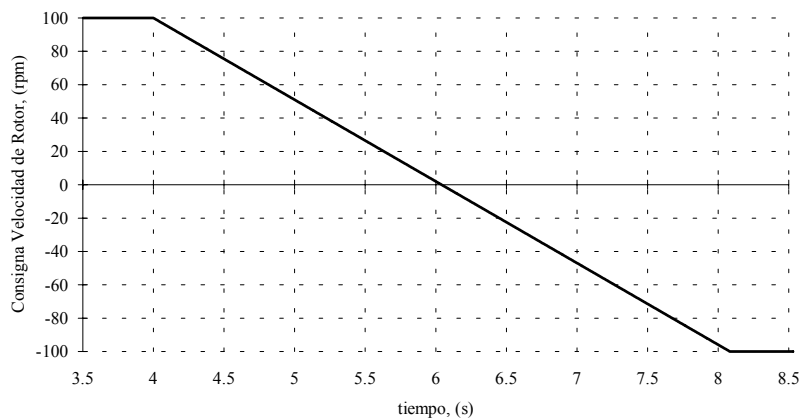


Figura 4.11. Consigna de velocidad impuesta en el motor tipo rampa con cambio de sentido de giro en vacío.

Las figuras 4.13 y 4.14 muestran la corriente de par i_{qs}^* y la corriente por una fase del estátor ante el cambio de sentido de giro. Obsérvese la pequeña amplitud de la corriente de par en la

primera figura debido a la consigna tipo rampa, y al cambio de frecuencia en la corriente de estátor, dado que estamos imponiendo un cambio de signo en la velocidad de consigna.

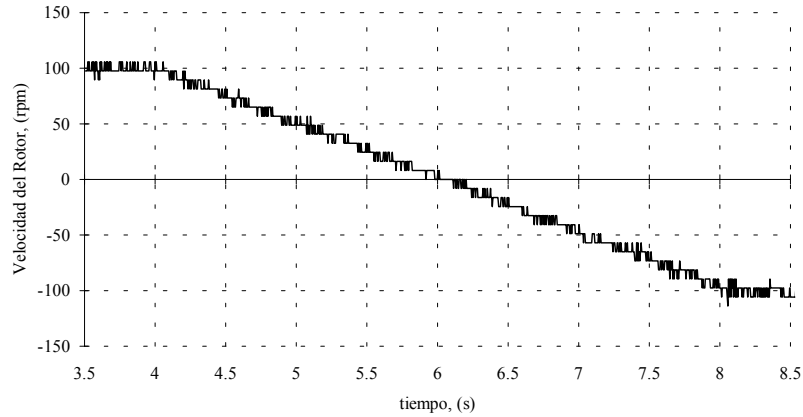


Figura 4.12. Velocidad experimental del rotor ante la consigna tipo rampa.

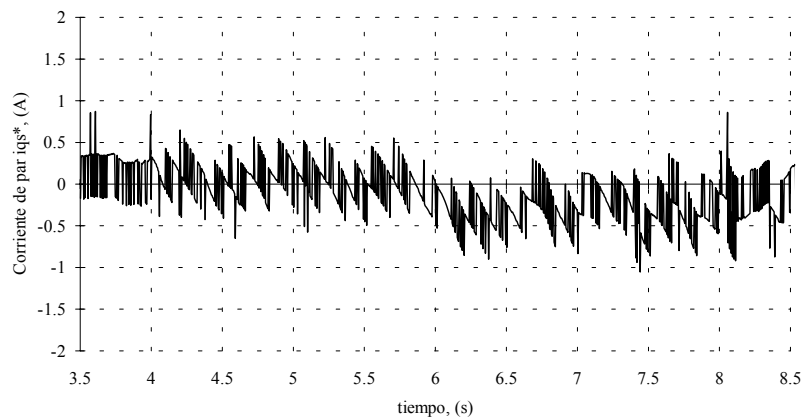


Figura 4.13. Consigna de corriente de par i_{qs}^* para la consigna tipo rampa.

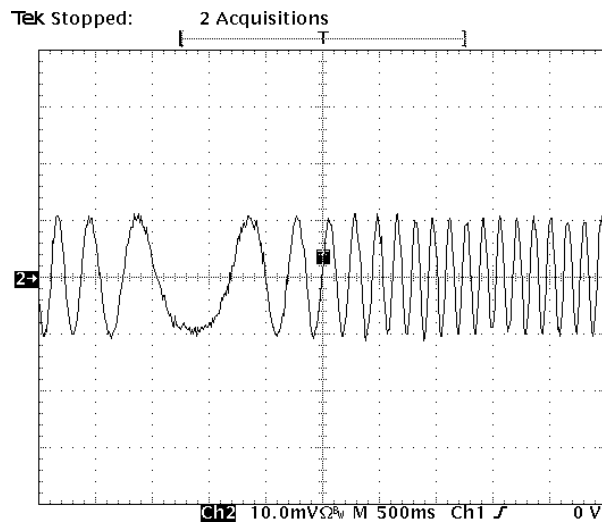


Figura 4.14. Corriente por una fase del motor ante el cambio de sentido de giro.

El mismo ensayo se realiza, pero en esta ocasión en carga. Las figuras siguientes muestran los resultados experimentales obtenidos.

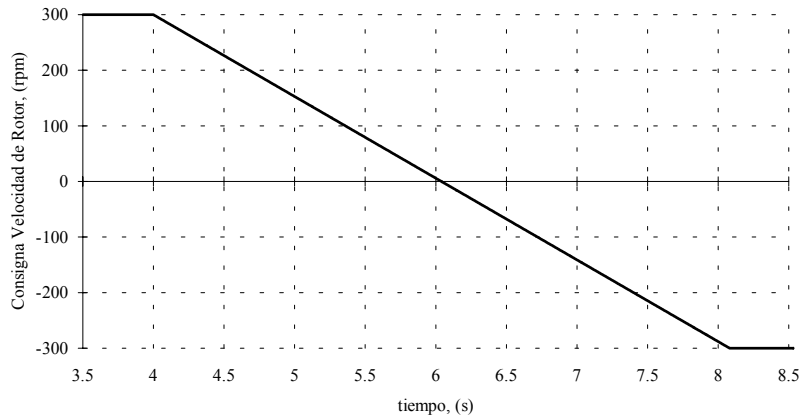


Figura 4.15. Consigna de cambio de sentido de giro tipo rampa a 300 r.p.m. en carga.

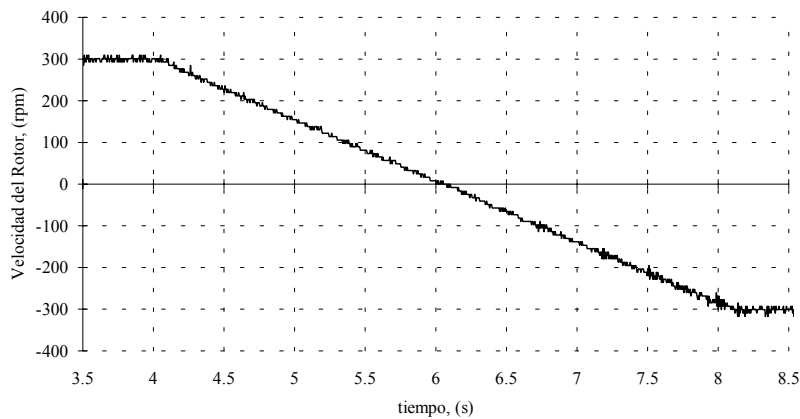


Figura 4.16. Velocidad experimental del rotor ante la consigna anterior.

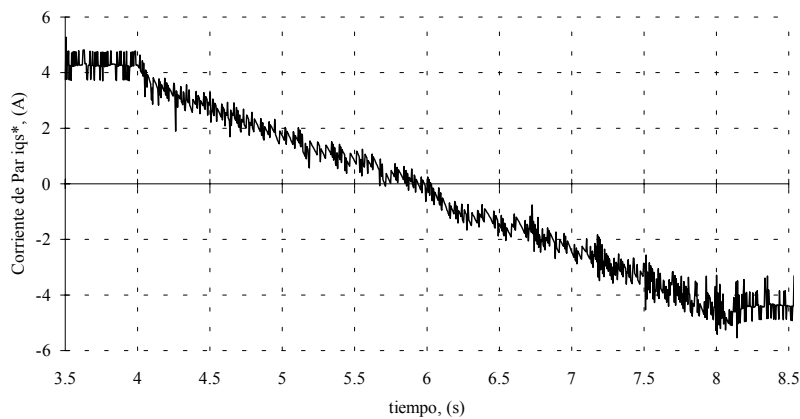


Figura 4.17. Consigna de corriente de par durante el cambio de sentido de giro.

Como puede comprobarse en este caso, la corriente de par es mayor (Figura 4.17) y también aumenta la amplitud de la corriente de fase (Figura 4.18).

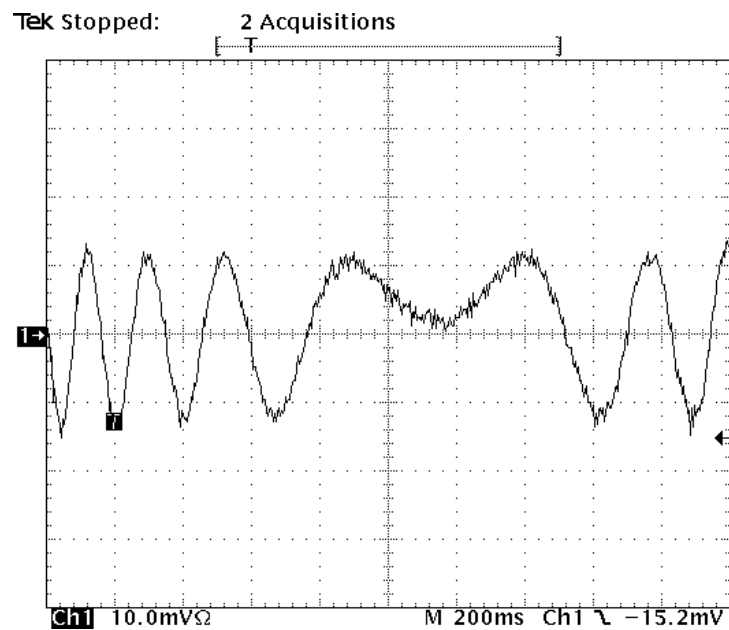


Figura 4.18. Corriente por una fase ante el cambio de sentido de giro en carga.

Para suavizar el arranque del motor y evitar corrientes excesivamente grandes, se puede utilizar un filtro en la velocidad de referencia, mejorando por tanto la evolución de las magnitudes del motor. Las figuras 4.19 y 4.20 muestran un arranque en vacío cuando se impone una consigna de referencia tipo escalón con un filtro de 2° orden.

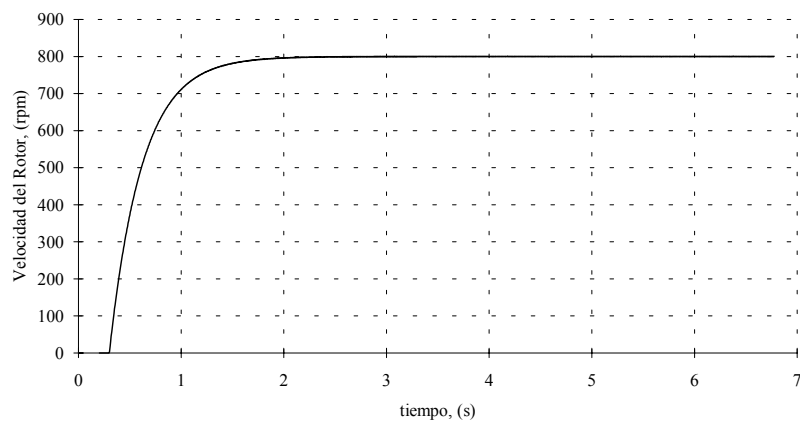


Figura 4.19. Consigna suave de velocidad utilizando un filtro de 2° orden.

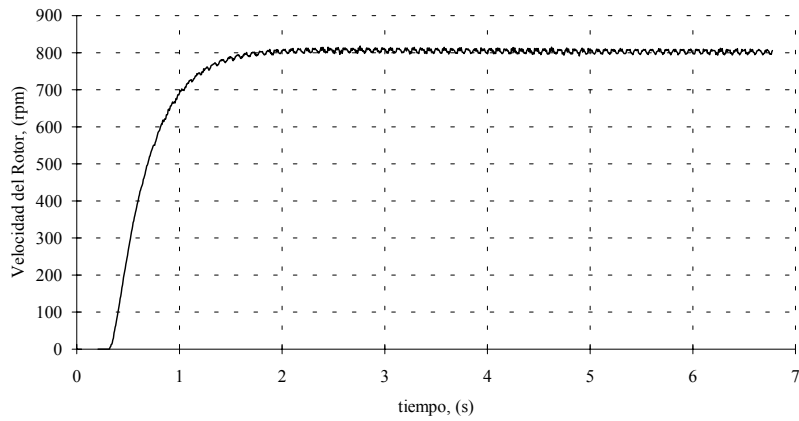


Figura 4.20. Velocidad experimental del rotor ante la consigna anterior.

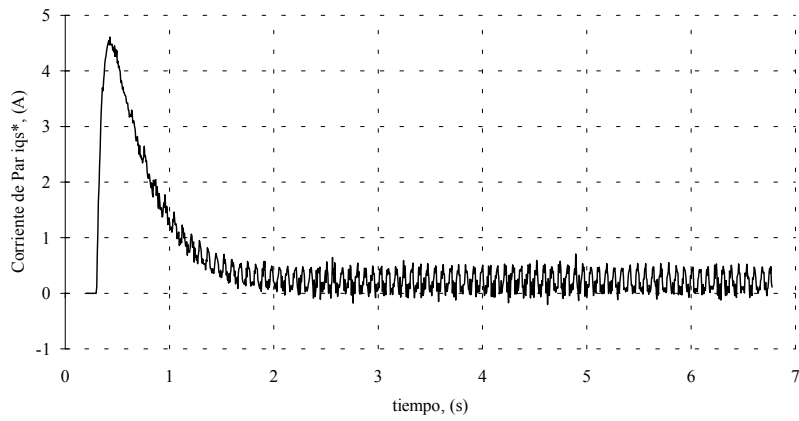


Figura 4.21. Consigna de corriente de par para la consigna con filtro.

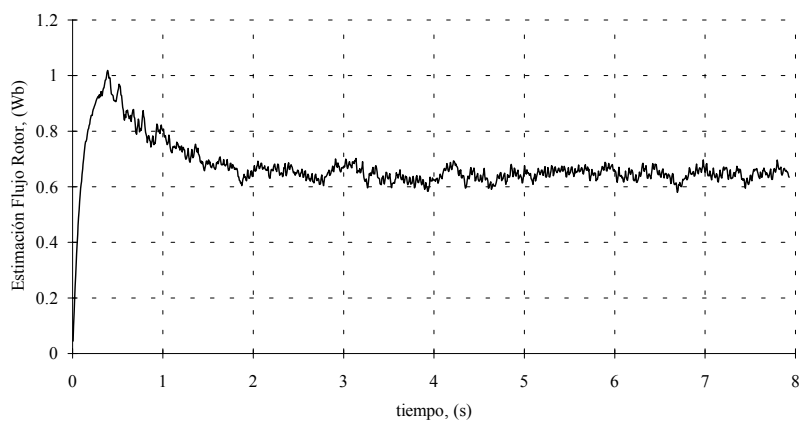


Figura 4.22. Estimación del flujo del rotor utilizando las corrientes de estator medidas.

La corriente de par i_{qs}^* en este caso crece hasta su valor máximo para que el motor desarrolle el máximo par durante el arranque, y una vez que se llega al régimen permanente, ésta se anula.

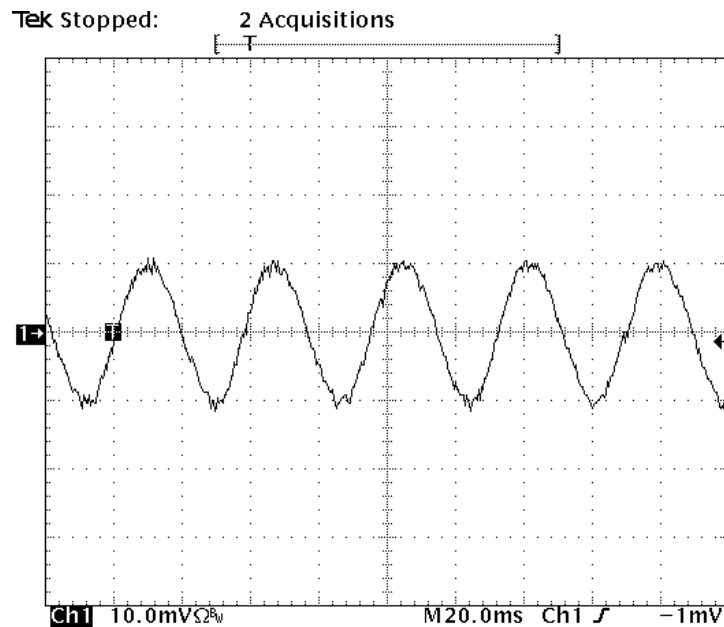


Figura 4.23. Corriente por una fase del motor en régimen permanente.

Otro de los ensayos realizados es la imposición de distintas referencias de velocidad. La figura 4.24 muestra el ciclo de trabajo de velocidad impuesto en el motor.

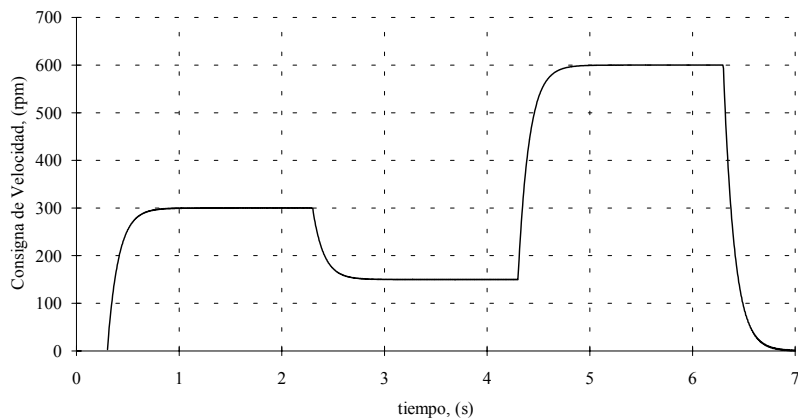


Figura 4.24. Distintas sollicitaciones de velocidad de consigna impuestas al motor.

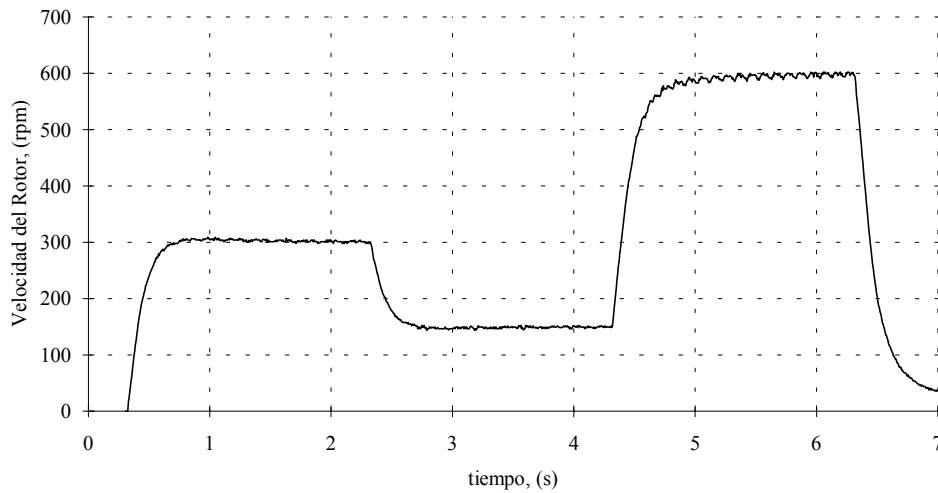


Figura 4.25. Velocidad experimental del rotor ante distintas referencias de velocidad.

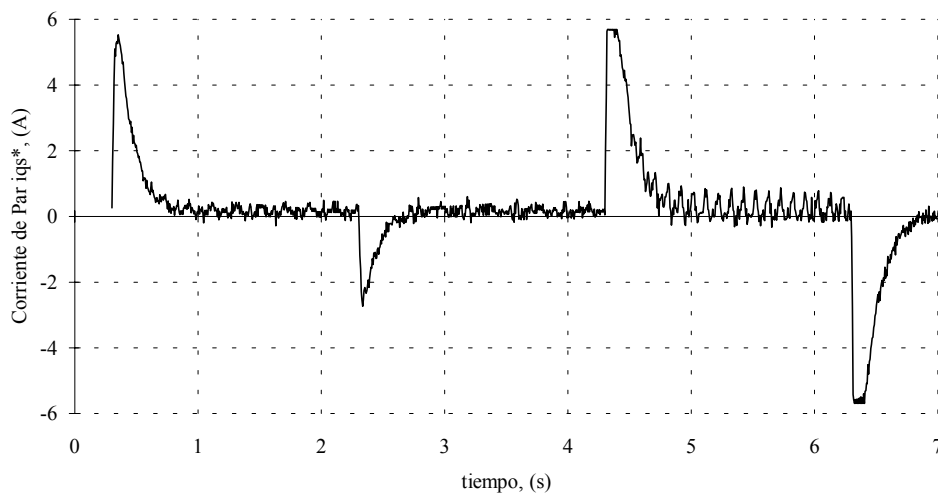


Figura 4.26. Consigna de corriente de par i_{qs}^* ante la consigna anterior.

Como puede comprobarse, el accionamiento funciona perfectamente ante distintas sollicitaciones de velocidad y par de carga, demostrando así la eficacia de método implementado. Tan sólo es necesario un conocimiento exacto de la constante de tiempo del rotor para obtener una buena respuesta dinámica y un control desacoplado del par y el flujo como en los motores de CC.

Para obtener arranques extremadamente suaves, se propone un arranque en rampa con filtro de velocidad para reducir los cambios bruscos de consigna.

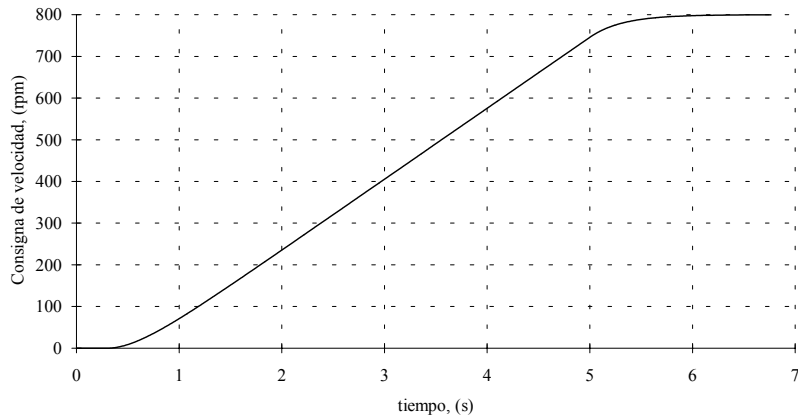


Figura 4.27. Velocidad de referencia tipo rampa con filtro de 2º orden.

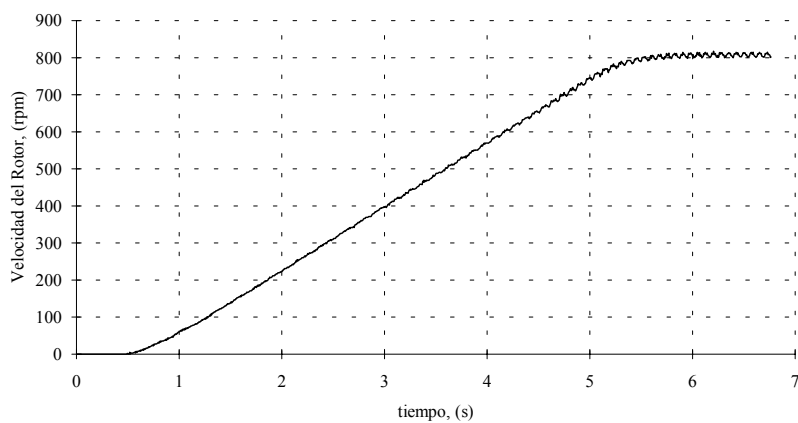


Figura 4.28. Velocidad experimental del motor en vacío ante la consigna anterior.

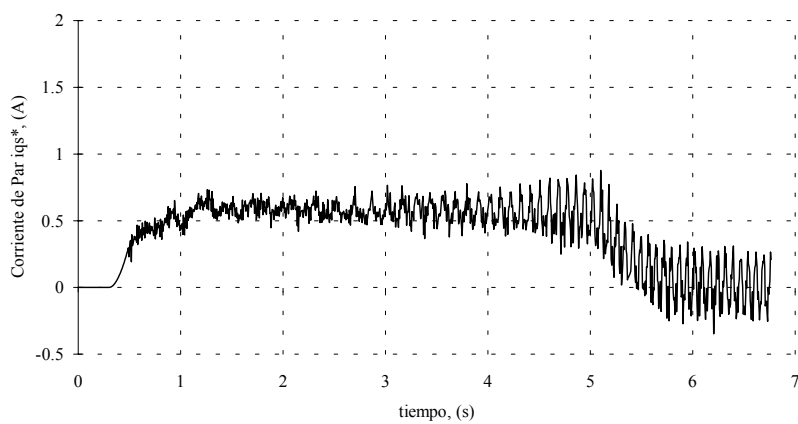


Figura 4.29. Consigna de corriente de par i_{qs}^* para el arranque suave anterior.

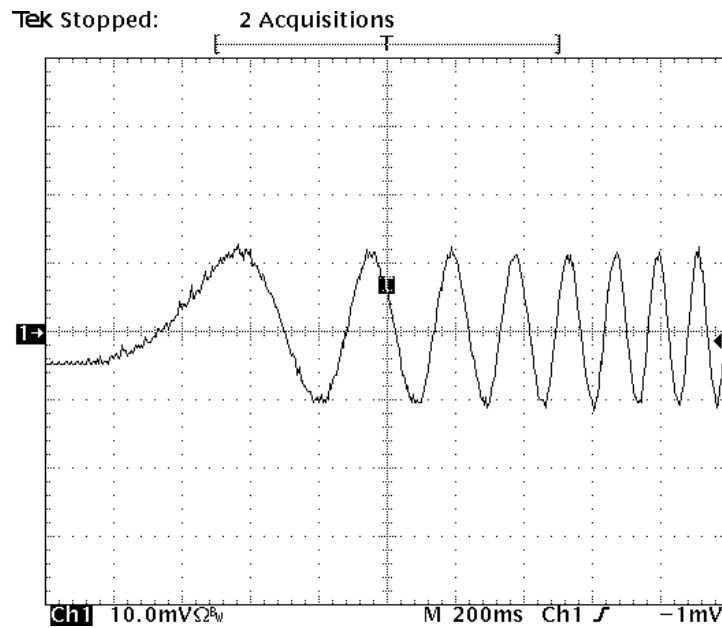


Figura 4.30. Corriente experimental por una fase del estator durante el arranque.

Como puede observarse en las figuras anteriores, el accionamiento responde perfectamente a la consigna de velocidad impuesta, y no se obtienen rebasamientos indeseados en la velocidad del rotor.

En el siguiente ensayo, se impone un escalón de carga en el motor de inducción en régimen permanente y se mantiene el par de carga durante todo el ciclo de velocidad.

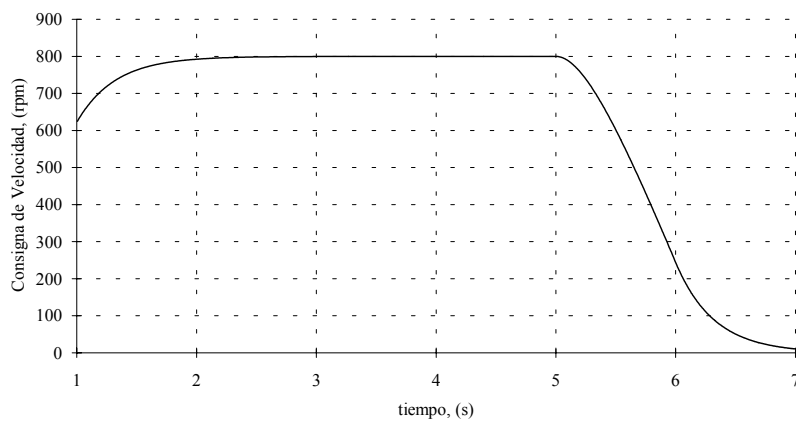


Figura 4.31. Consigna con filtro de velocidad a 800 r.p.m.

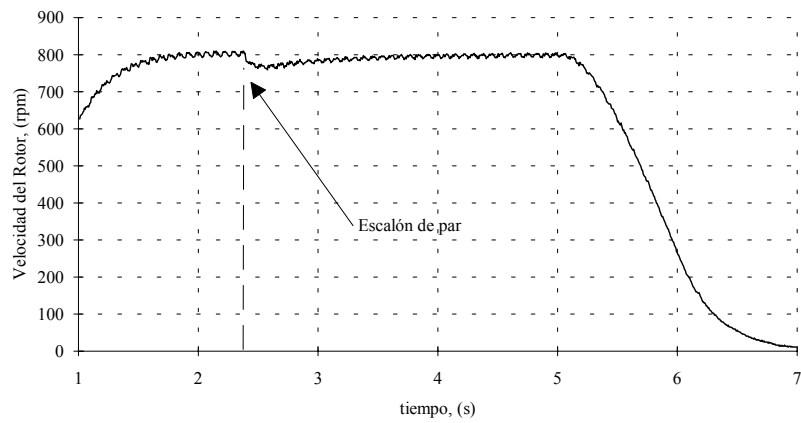


Figura 4.32. Velocidad experimental del motor ante un escalón de carga 0.5 p.u.

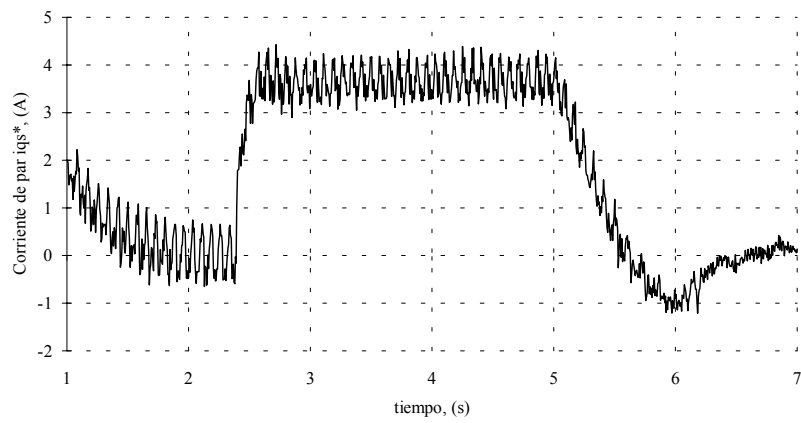


Figura 4.33. Consigna de corriente de par i_{qs}^* durante el escalón de par impuesto.

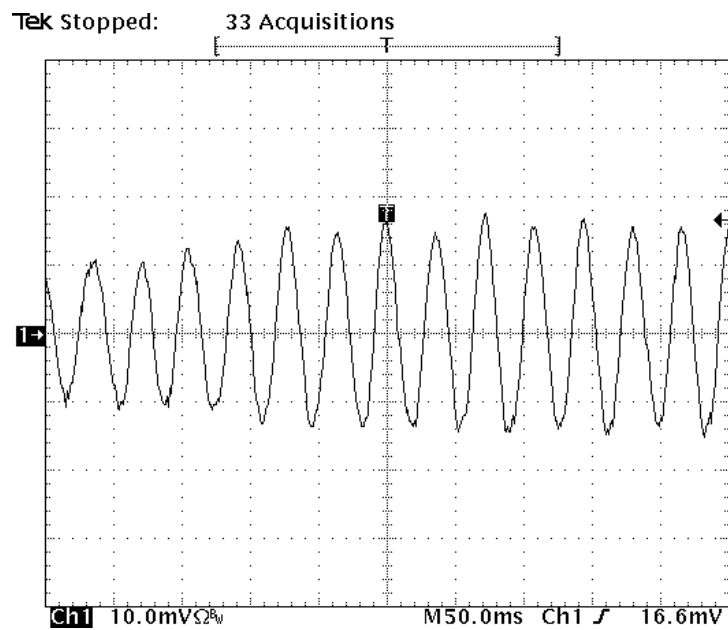


Figura 4.34. Corriente experimental por una fase del estátor para el escalón de carga impuesto.

Para probar la repetitividad del accionamiento, se imponen unos ciclos de trabajo repetitivos en la consigna de velocidad como se muestra en la figura 4.35. Como puede comprobarse, el accionamiento funciona correctamente ante ciclos de consigna repetitivos.

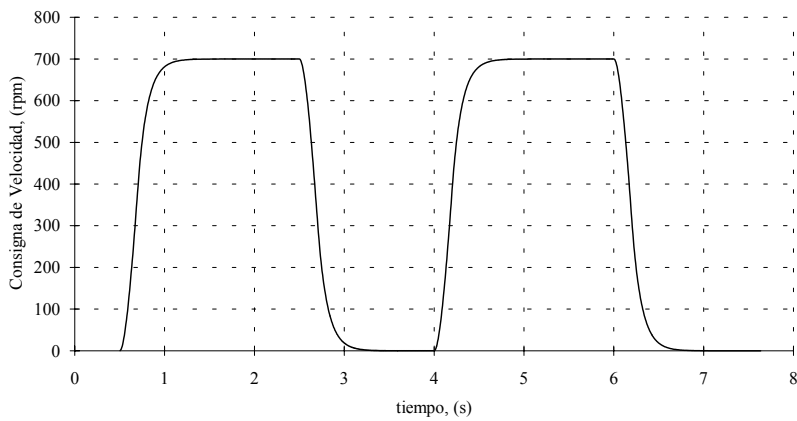


Figura 4.35. Consigna de velocidad con ciclos repetitivos en vacío.

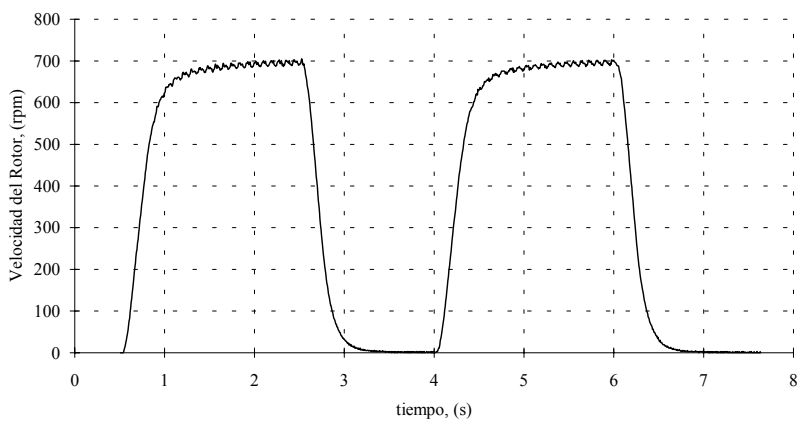


Figura 4.36. Velocidad experimental del motor durante los ciclos repetitivos impuestos.

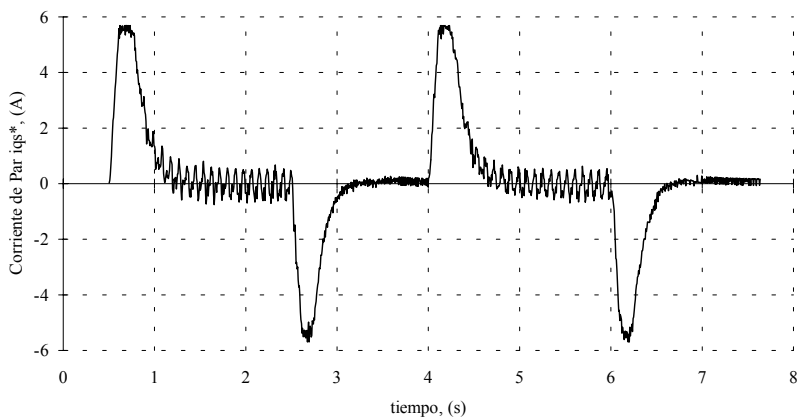


Figura 4.37. Consigna de corriente de par i_{qs}^* para una consigna de ciclos repetitivos. Finalmente, se propone un cambio de sentido de giro en vacío y en carga con consignas filtradas para tener aceleraciones y frenadas suaves (figura 4.38).

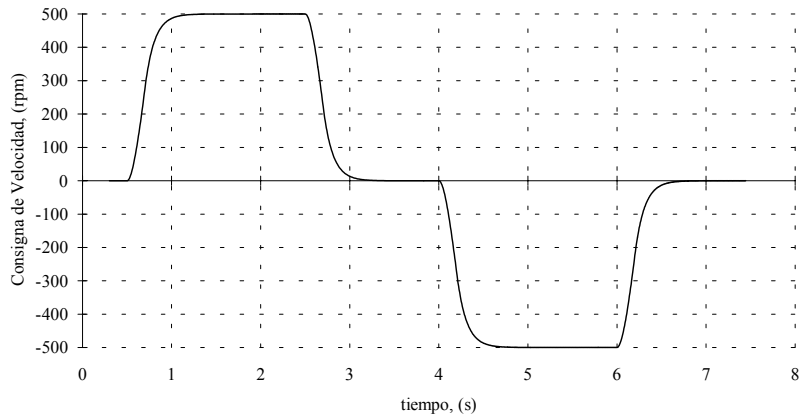


Figura 4.38. Consigna de cambio de sentido de giro con filtro de velocidad a 500 r.p.m.

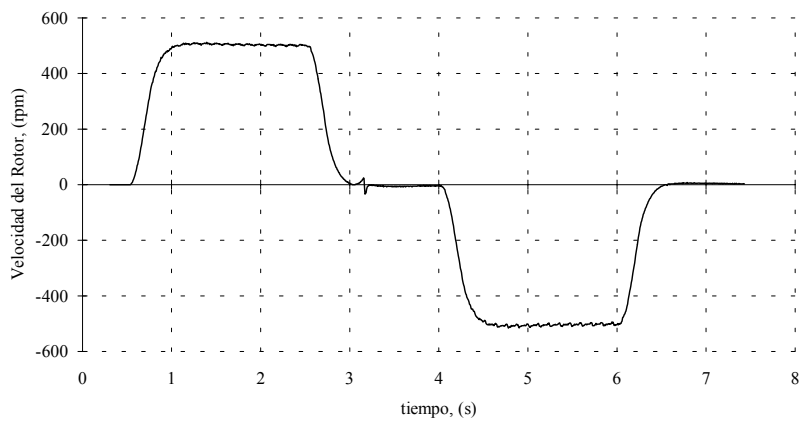


Figura 4.39. Velocidad experimental del motor en vacío ante la consigna anterior.

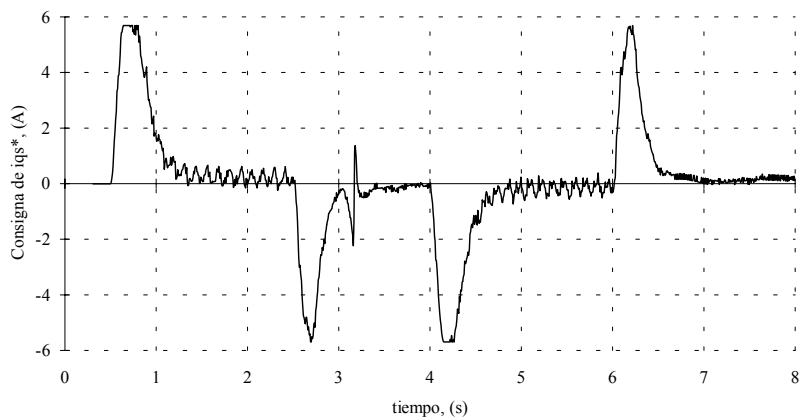


Figura 4.40. Consigna de corriente de par i_{qs}^* para el cambio de sentido de giro en vacío.

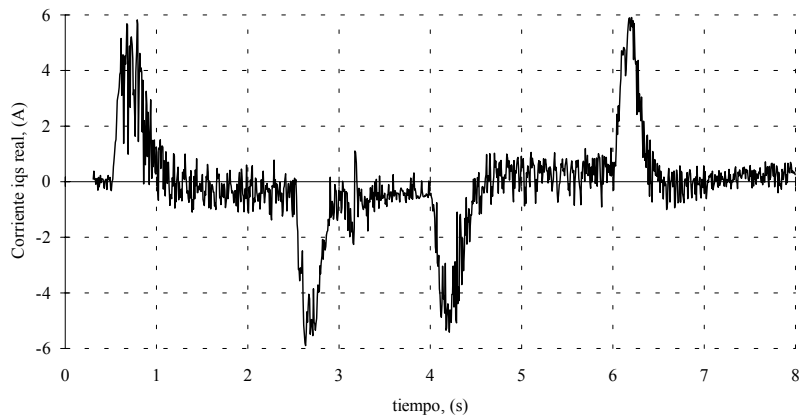


Figura 4.41. Corriente de par i_{qs} estimada para el cambio de sentido de giro en vacío.

Las siguientes figuras muestran el mismo experimento pero accionando el motor de continua como freno.

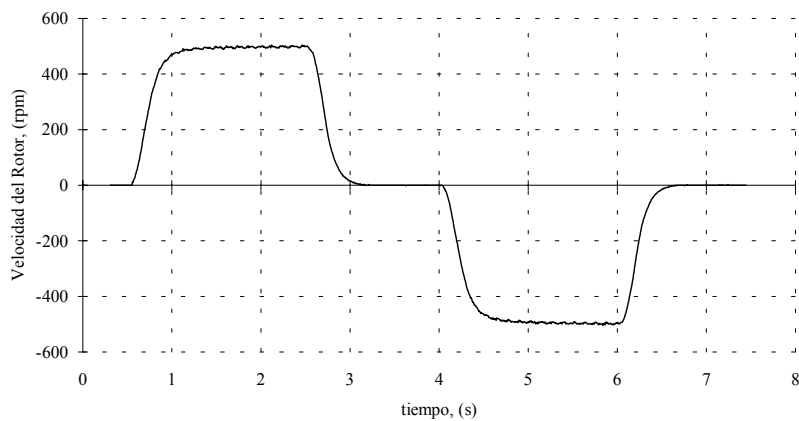


Figura 4.42. Velocidad experimental del motor en carga ante la consigna de la figura 4.38.

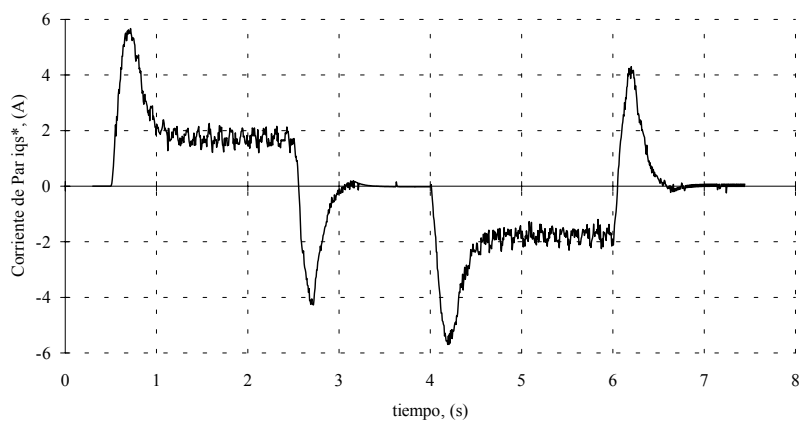


Figura 4.43. Consigna de corriente de par para el cambio de sentido de giro en carga.

4.7 PÉRDIDA DE PRESTACIONES DEBIDO A LAS PÉRDIDAS EN EL HIERRO EN MOTORES DE INDUCCIÓN CONTROLADOS VECTORIALMENTE

Mucho se ha publicado sobre control vectorial, tanto en congresos como en revistas internacionales [14]-[18]. Las últimas aportaciones a este tema están relacionadas con la estabilidad [19], y la mejora de las prestaciones del accionamiento [7], [8], [12], [20]-[26].

La teoría general de las máquinas eléctricas, y por tanto la teoría de control vectorial consideran despreciables las pérdidas en el hierro para derivar los modelos matemáticos apropiados. En consecuencia, los sistemas de control de máquinas de inducción controladas vectorialmente se diseñan bajo la hipótesis de que las pérdidas en el hierro son insignificantes.

Levi y sus colaboradores [21]-[25] han estudiado la pérdida de prestaciones en la regulación de velocidad de motores de inducción controlados vectorialmente cuando se desprecian las pérdidas en el hierro. El tipo de control vectorial estudiado es del tipo indirecto: orientado por el flujo del rotor, entrehierro y estátor. La degradación de prestaciones se estudia en régimen permanente, en operación a flujo constante. Finalmente se propone un control vectorial modificado, utilizando campo orientado por el rotor, considerando las pérdidas en el hierro.

Considerando control vectorial indirecto, orientado por el flujo del rotor, la expresión que relaciona el flujo del rotor respecto al flujo de consigna o de referencia es:

$$\frac{\lambda_r}{\lambda_r^*} = \frac{\sqrt{1 + (\omega_{sl}^* T_r)^2}}{\sqrt{(\omega_{sl}^* T_r + \omega_r^* T_{Fe})^2 + (1 - \omega_{sl}^* \omega_r^* T_{Fe} T_{\sigma r})^2}} \quad (4.31)$$

La figura 4.44 muestra la superficie generada por la anterior expresión (4.31), en función de la velocidad del motor y del par desarrollado en p.u., considerando régimen permanente y operación a flujo constante nominal.

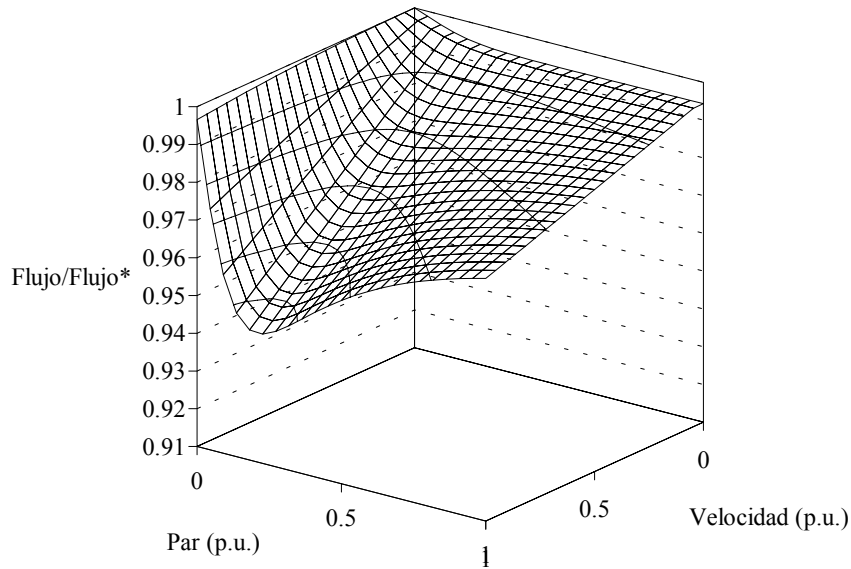


Figura 4.44. Relación teórica del flujo real con el de referencia (4.31) cuando se desprecian las pérdidas en el hierro.

Análogamente, la expresión del par electromagnético desarrollado por la máquina respecto al par de consigna, puede obtenerse con:

$$\frac{m_e}{m_e^*} = \frac{1 + (\omega_{sl}^* T_r)^2}{(\omega_{sl}^* T_r + \omega_r^* T_{Fe})^2 + (1 - \omega_{sl}^* \omega_r^* T_{Fe} T_{\sigma r})^2} \quad (4.32)$$

Esta superficie está representada en la figura 4.45, y como puede comprobar el lector, ésta última expresión no es sino el cuadrado de la ecuación anterior (4.32).

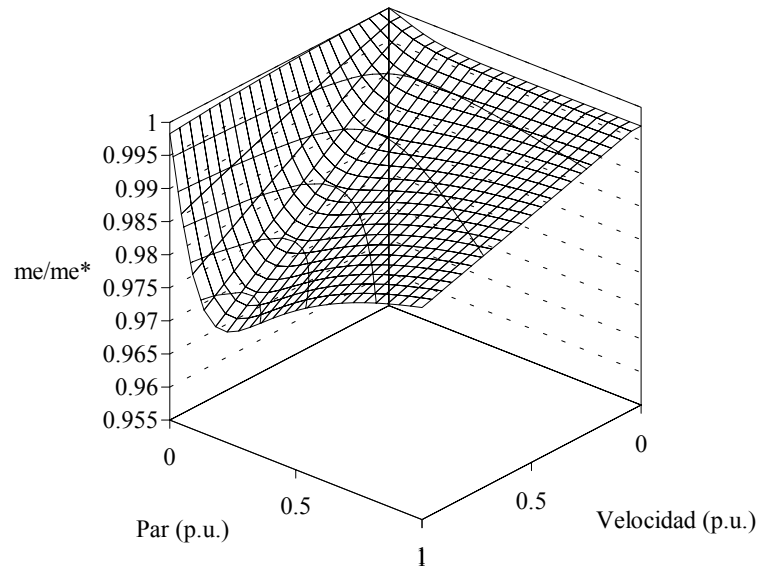


Figura 4.45. Relación teórica del par real con el de referencia (4.32) cuando se desprecian las pérdidas en el hierro.

Finalmente, se puede demostrar [21] que el error producido en el cálculo de la posición del flujo del rotor cuando se desprecian las pérdidas en el hierro viene dado por:

$$\Delta\theta_e = \arctan\left(-\frac{\omega_r^* T_{Fe} (1 + \omega_{sl}^{*2} T_r T_{\sigma r})}{1 + \omega_{sl}^{*2} T_r^2 + \omega_{sl}^* \omega_r^* T_{Fe} (T_r - T_{\sigma r})}\right) \quad (4.33)$$

siendo $T_{Fe} = L_m / R_{Fe}$, $T_r = L_r / R_r$, $T_{\sigma r} = L_{\sigma r} / R_r$, $\omega_r^* = \omega + \omega_{sl}^*$

y cuya superficie generada se muestra en la figura 4.46.

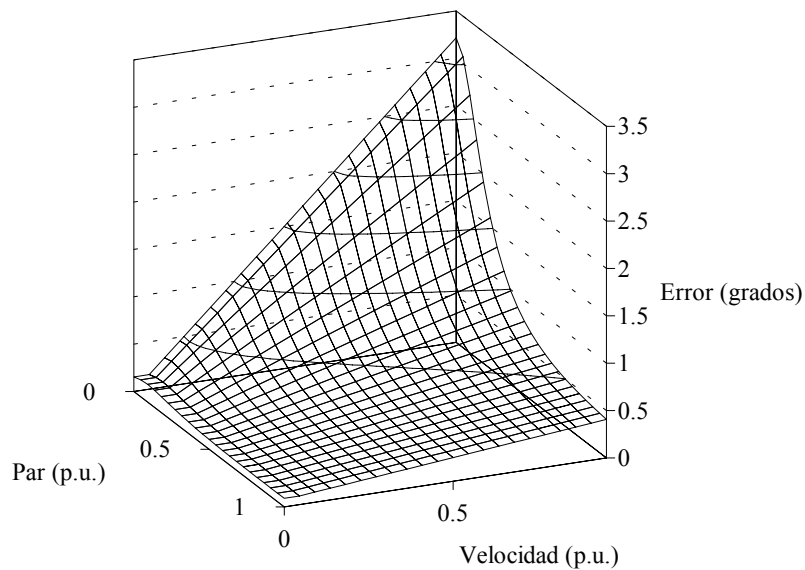


Figura 4.46. Error teórico en el cálculo del ángulo del flujo del rotor (4.33) cuando se desprecian las pérdidas en el hierro (Datos de la bancada I, apéndice 5).

Como puede comprobarse, los resultados anteriores son simplemente teóricos y en opinión del autor, no tienen gran importancia desde un punto de vista práctico. Obsérvese que para el motor de 1.5 kW utilizado en esta tesis, el error máximo que se comete en el cálculo del ángulo del flujo del rotor es menor de 3.5 grados. Si consideramos control vectorial indirecto, este error se propaga a través de las corrientes de referencia. Sin embargo, matemáticamente se puede demostrar que:

$$\lim_{\Delta x \rightarrow 0} \text{sen}(x + \Delta x) - \text{sen}(x) = 0 \quad (4.34)$$

con lo que este error no tiene ningún efecto importante en las prestaciones del accionamiento.

Si bien Levi y sus colaboradores argumentan en sus trabajos [21]-[25] que se produce un desintonización importante para motores de pequeña potencia (entre 1 y 10 kW), en una implementación física no tiene ninguna relevancia, como así lo demuestran los resultados experimentales obtenidos a lo largo de esta tesis doctoral. Como curiosidad, los mismos autores [21]-[25], proponen un nuevo esquema de control vectorial modificado que incluye las pérdidas en el hierro. Sin embargo, y como se ha explicado en el capítulo 2, este enfoque presenta graves inconvenientes, en particular a la hora de estimar o identificar las pérdidas en

el hierro, lo cual no es ni simple ni nada práctico. Mucho más importante y crítico¹ es conocer con exactitud la constante de tiempo del rotor T_r , en tiempo real como se ha demostrado en una gran infinidad de trabajos de investigación [4]-[6], [27] publicados durante los últimos años.

4.8 ESTABILIDAD DEL CONTROL VECTORIAL INDIRECTO

Hoy en día, en la industria, el control vectorial indirecto es el estándar en accionamientos de motores de inducción de altas prestaciones. Su popularidad se debe a su simplicidad y a su fiabilidad. A pesar de ello, hasta ahora no existía ninguna prueba de estabilidad del control vectorial indirecto.

Ortega y sus colaboradores [19], recientemente, han demostrado² que el control vectorial indirecto para motores de inducción controlados por corriente es globalmente estable para aplicaciones de regulación de velocidad con par de carga constante.

4.9 INFLUENCIA DE LA VARIACIÓN DE PARÁMETROS SOBRE LAS PÉRDIDAS

La variación de parámetros en un control vectorial indirecto provoca errores en el cálculo del deslizamiento, lo cual provoca a su vez, cambios en las corrientes del motor [6]. Todo ello se traduce en una redistribución de las pérdidas de la máquina [5]. Como ya se ha citado en capítulos anteriores, las pérdidas en la máquina son dependientes de la velocidad, principalmente debido a las pérdidas en el hierro.

¹Experimentalmente se puede demostrar que para que un control vectorial indirecto funcione correctamente, es necesario y suficiente un conocimiento exacto de la constante de tiempo del rotor y una medida precisa de la velocidad o de la posición del rotor.

²La demostración se basa en las herramientas básicas de la teoría de control, en particular en los teoremas de Liapunov

Independientemente de la potencia de la máquina, existe un punto de máxima eficiencia para valores del ángulo de deslizamiento ligeramente superiores al calculado en el caso de un conocimiento perfecto de los parámetros de la máquina. Si nos movemos de ese punto, las pérdidas aumentan al incrementarse el flujo o las corrientes. Para pequeñas potencias, la variación de los parámetros provoca variaciones de potencia muy poco significativas.

Experimentalmente, se puede comprobar la anterior afirmación. La figura 4.47 muestra la potencia consumida por un accionamiento (bancada I)³, para distintos valores de la constante de tiempo del rotor respecto a su valor nominal, trabajando en vacío.

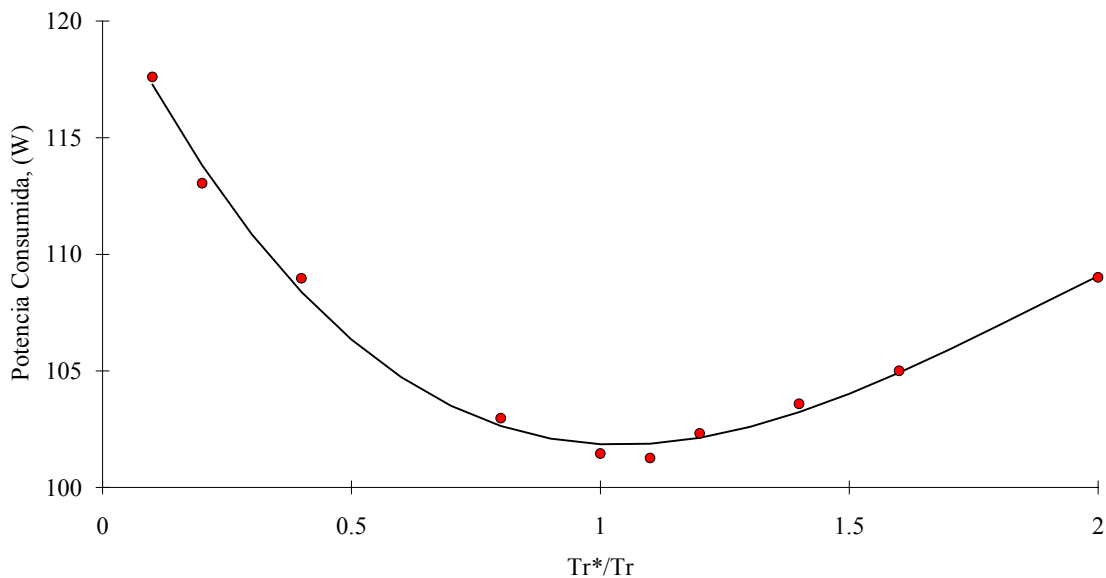


Figura 4.47. Potencia consumida por un accionamiento de 1.5 kW para distintos valores de la constante de tiempo del rotor utilizada en un control vectorial indirecto respecto de su valor nominal. Condiciones en régimen permanente y sin carga.

Análogamente, en la figura 4.48 puede apreciarse la potencia consumida con el motor trabajando en carga.

³Véase el apéndice 5.

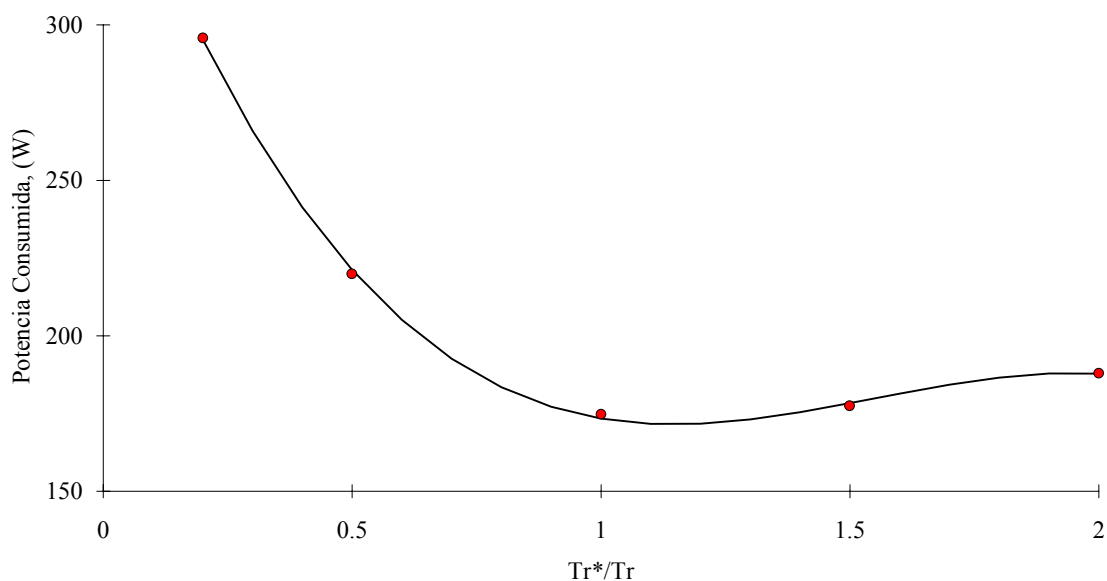


Figura 4.48. Potencia consumida por un accionamiento de 1.5 kW para distintos valores de la constante de tiempo del rotor utilizada en un control vectorial indirecto respecto de su valor nominal. Condiciones en régimen permanente y en carga.

Desde un punto de vista teórico, sería posible determinar el valor correcto de la constante de tiempo del rotor, a partir de la medida de la potencia consumida en régimen permanente. Sin embargo, la sensibilidad de la potencia consumida respecto al valor de T_r depende de la potencia del motor utilizado. Por otro lado, el método es bastante inexacto y en consecuencia, de difícil aplicación práctica. Existen otros muchos métodos que funcionan “*on-line*” mucho más prácticos y útiles para determinar con exactitud el valor correcto de la constante de tiempo del rotor [6].

Para motores de grandes potencias, la sensibilidad de la potencia consumida respecto del error en el cálculo del deslizamiento por variación de parámetros se hace significativa [5], [28].

4.10 CONCLUSIONES

El control vectorial, en su variante conocida como método indirecto, es en la actualidad un estándar en la industria, por su simplicidad y altas prestaciones. Los resultados experimentales mostrados confirman esta afirmación.

Las aportaciones más recientes están enfocadas hacia la mejora de las prestaciones, con algoritmos de estimación de la constante de tiempo del rotor o pruebas de estabilidad.

Las pérdidas en el hierro, si bien son generalmente despreciadas en la síntesis de controladores, no tienen gran importancia a nivel de implementación. Sin embargo, las pérdidas en un accionamiento si son sensibles a la variación de los parámetros y en particular, a la constante de tiempo del rotor.

REFERENCIAS

- [1] B.K. Bose, *Power Electronics and AC Drives*, Prentice-Hall, Nueva Jersey, 1986.
- [2] J.M.D. Murphy, F.G. Turnbull, *Power Electronic Control of AC Motors*, Pergamon Press, Oxford, 1988.
- [3] W. Leonhard, *Control of Electrical Drives*, 2ª Edición, Springer Verlag, Berlín, 1995.
- [4] R. Krishnan, F.C. Doran, "Study of Parameter Sensivity in High-Performance Inverter-Fed Induction Motor Drive Systems", *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 23, no. 4, pp. 623-635, Julio/Agosto 1987.
- [5] K.B. Nordin, D.W. Novotny, D.S. Zinger, "The Influence of Motor Parameter Deviations in Feedforward Field Orientation Drive Systems", *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 21, no. 4, pp. 1009-1015, Julio/Agosto 1985.
- [6] M. Cipolla Ficarra, *Compensación de las Variaciones de los Parámetros por Efectos Térmicos y no Lineales en el Control Electrónico de Máquinas Asíncronas empleando Algoritmos Vectoriales*, Tesis Doctoral, Departamento de Ingeniería Electrónica, Universidad Politécnica de Cataluña, 19 Noviembre 1996.
- [7] M. Cipolla, J.M. Moreno Eguilaz, J. Peracaula, "Fuzzy Control of an Induction Motor with Compensation of System Dead-Time", *IEEE Power Electronics Specialists Conference, PESC'96*, pp. 677-681, Baveno, Italia, 24-27 Junio 1996.
- [8] M. Cipolla, J.M. Moreno Eguilaz, R. Griñó, J. Peracaula, "Diseño de un Regulador de Velocidad Robusto para el Accionamiento de un Motor de Inducción", *III Seminario Anual de Automática y Electrónica Industrial, SAAEI'96*, vol. 1, pp. 398-402, Zaragoza, España, 11-13 Septiembre 1996.
- [9] M. Cipolla, J.M. Moreno Eguilaz, J. Peracaula, "Control Vectorial de un Motor de Inducción. Análisis de Estructuras de Algoritmos PI", *Mundo Electrónico*, no. 262, pp. 38-43, Diciembre 1995.
- [10] F.M.H. Khater, R.D. Lorenz, D.W. Novotny, K. Tang, "Selection of Flux Level in Field-Oriented Controllers with Consideration of Magnetic Saturation Effects", *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 23, no. 2, pp. 276-281, Marzo/Abril 1987.
- [11] M. Bodson, J.N. Chiasson, R.T. Novotnak, "A Systematic Approach to Selecting Flux References for Torque Maximization in Induction Motors", *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, vol. 3, no. 4, pp. 388-397, Diciembre 1995.

- [12] A. Bünthe, H. Grotstollen, P. Krafka, "Field Weakening of Induction Motors in a Very Wide Region with regard to Parameter Uncertainties", *Power Electronics Specialists Conference, PESC'96*, pp. 944-950, Baveno, Italia, 24-27 Junio 1996.
- [13] J.M. Moreno Eguilaz, "Diseño y Realización de un Equipo Experimental para la Regulación de Velocidad de un Motor de CA basado en un Microprocesador 80486 de 32 bits a 50 MHz", *Proyecto Fin de Carrera*, Departamento de Ingeniería Electrónica, ETSEIB, Universidad Politécnica de Cataluña, Septiembre 1993.
- [14] J. M. Moreno Eguilaz, J. Bordonau, J. Peracaula, "Comparison of Differential Equation Resolution Methods in a Real-Time Microprocessor-Based Vector Control for an Induction Motor Drive", *IEEE 1994 Workshop on Computers in Power Electronics*, Trois-Revières, Canadá, pp. 319-322, 7-10 Agosto 1994.
- [15] B.K. Bose, "Special Issue on Power Electronics and Motion Control", *Proceedings of the IEEE*, vol. 82, no. 8, pp. 1101-1328, Agosto 1994.
- [16] Y. Kao, C. Liu, "Analysis and Design of Microprocessor-Based Vector-Controlled Induction Motor Drives", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 39, no. 1, pp. 46-54, Febrero 1992.
- [17] W. Leonhard, "Controlled AC Drives, A Successful Transfer from Ideas to Industrial Practice", *CETTI'95*, Curitiba, Brasil, pp. 1-12, Septiembre 1995.
- [18] G.O. García, R.M. Stephan, E.H. Watanabe, "Comparing the Indirect Field Oriented Control with a Scalar Method", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 41, no. 2, pp. 201-207, Abril 1994.
- [19] R. Ortega, D. Taoutaou, "Indirect Field-Oriented Speed Regulation for Induction Motors is Globally Stable", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 43, no. 2, pp. 340-341, Abril 1996.
- [20] J. M. Moreno Eguilaz, M. Cipolla, J. Peracaula, "Speed Control of an induction Motor using a Fuzzy Algorithm with Compensation of System Dead-Time", *4th IASTED International Conference and Exhibition: Computers Applications in Industry*, pp. 44-47, El Cairo, Egipto, 4-7 Diciembre 1995.
- [21] E. Levi, A. Boglietti, M. Lazzari, "Performance Deterioration in Indirect Vector Controlled Induction Motor Drives due to Iron Losses", *IEEE Power Electronics Specialist Conference, PESC'95*, pp. 1312-1318, Atlanta, EE.UU., 18-22 Junio 1995.
- [22] E. Levi, "Impact of Iron Loss on Behaviour of Vector Controlled Induction Machines", *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 31, no. 6, pp. 1287-1296, Noviembre 1995.

- [23] E. Levi, M. Sokola, A. Boglietti, M. Pastorelli, "Iron Loss Identification and Detuning Evaluation in Rotor Flux Oriented Induction Machines", *IEEE Power Electronics Specialists Conference, PESC'96*, pp. 1555-1561, Baveno, Italia, 24-27 Junio 1996.
- [24] E. Levi, V. Vuckovic, M. Sokola, "Rotor Flux Estimation in Vector-Controlled Induction Machines Incorporating the Iron Losses Compensation", *European Power Electronics, EPE'95*, vol. 3, pp. 3.997-3.1002, Sevilla, España, 18-21 Septiembre 1995
- [25] E. Levi, M. Sokola, A. Boglietti, M. Pastorelli, "Iron Loss in Rotor-Flux-Oriented Induction Machines: Identification, Assesment of Detuning and Compensation", *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 11, no. 5, pp. 698-709, Septiembre 1996.
- [26] C.R. Sullivan, C. Kao, B.M. Acker, S.R. Sanders, "Control Systems for Induction Machines with Magnetic Saturation", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 43, no. 1, pp. 142-151, Febrero 1996.
- [27] M. Cipolla, J.M. Moreno Eguilaz, J. Peracaula, "Compensación de las Variaciones de los Parámetros de una Máquina de Inducción", *II Seminario Anual de Automática y Electrónica Industrial, SAAEI'95*, pp. 225-228, Tarragona, España, 12-14 Septiembre 1995.
- [28] D.K. Kirschen, D.W. Novotny, T.A. Lipo, "Optimal Efficiency Control of an Induction Motor Drive", *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 2, no. 1, pp. 70-76, Marzo 1987.

CAPÍTULO 5

OPTIMIZACIÓN EN RÉGIMEN PERMANENTE

En este capítulo se describen los distintos enfoques existentes para la optimización del rendimiento de un motor de inducción en régimen permanente. Tras un exhaustivo análisis de antecedentes, se proponen distintos algoritmos de búsqueda del flujo óptimo, comparándolos con resultados experimentales. Finalmente, se aportan distintas contribuciones a la mejora de los algoritmos propuestos, analizando los problemas que aparecen cuando se trabaja con flujos reducidos.

5.1 INTRODUCCIÓN

Se calcula que más del 50% de la energía eléctrica que se genera en todo el mundo es consumida por motores eléctricos [1]. En EE.UU., esta cifra supera el 65% [2]. Sin duda alguna, el motor de inducción es el más utilizado y por tanto, un gran consumidor de energía [3]. La mayoría de los motores eléctricos trabajan a velocidad constante, aunque el mercado de los accionamientos a velocidad variable se está expandiendo considerablemente. En algunas aplicaciones la posibilidad de variar la velocidad se convierte en una necesidad, mientras que en otras, existe un gran potencial de ahorro energético cuando se utiliza un control con velocidad variable. Es el caso de aplicaciones con cargas cuadráticas de par-velocidad, como por ejemplo, aires acondicionados, bombas, y compresores de aire, donde se trabaja a velocidad constante controlando la potencia de salida del proceso con medios mecánicos.

En aplicaciones con velocidad variable, el motor trabaja durante largos periodos de tiempo en condiciones por debajo de la potencia nominal, como por ejemplo, en los vehículos eléctricos, donde únicamente se emplea potencia nominal en arranques y subidas de pendiente. El empleo de convertidores de potencia permite reducir las pérdidas totales del accionamiento [4].

Por estas razones, la mejora del rendimiento en los accionamientos eléctricos de motores es, hoy en día, un tema de vanguardia. Un aumento del rendimiento de un accionamiento supone, por un lado, un importante ahorro económico, y por otro lado, una reducción de la contaminación del medio ambiente [5]. Así lo demuestra la gran cantidad de patentes y artículos publicados sobre este tema [4]. Los grandes fabricantes de accionamientos también comienzan a dar importancia a este aspecto (véase el apéndice 6).

Las pérdidas principales en un motor de inducción se suelen separar en 5 componentes: pérdidas en el cobre de estátor, en el cobre del rotor, en el hierro, mecánicas y pérdidas adicionales¹. Los motores de inducción tienen un elevado rendimiento en condiciones nominales de par y velocidad. Sin embargo, con cargas ligeras, las excesivas pérdidas en el

hierro reducen notablemente el rendimiento [6]. En aquellas aplicaciones que requieren velocidad y carga variable es donde tiene sentido la optimización del rendimiento.

Los accionamientos de velocidad variable clásicos trabajan con flujo constante, manteniendo constante la relación tensión-frecuencia del convertidor. La mejora del rendimiento se consigue obteniendo un balance entre las pérdidas en el cobre y en el hierro, para lo cual se debe reducir el flujo del motor [7]. Existen diversas alternativas diferentes a la hora de optimizar el rendimiento de un accionamiento eléctrico, detalladas en los siguientes apartados.

5.2 MÉTODOS DE OPTIMIZACIÓN DE ENERGÍA

Las pérdidas en un motor eléctrico pueden reducirse con los siguientes métodos [8]:

- Diseño y selección del motor; por ejemplo, utilización de diversas técnicas de diseño para mejorar el rendimiento de los motores [9]-[11], el uso de motores sobredimensionados, y motores de alto rendimiento, construidos con mejores materiales [12], etc.
- Mejora de las formas de onda del convertidor que alimenta al motor; por ejemplo, mediante el empleo de técnicas de reducción de armónicos y de minimización de pérdidas en el convertidor [13], [14].
- Variación de la tensión, corriente y/o frecuencia de alimentación para cada punto de trabajo en el plano par-velocidad del motor.

Dentro de este último método, podemos distinguir dos enfoques bien diferenciados [8], descritos en los siguientes apartados. Un control ideal con optimización del rendimiento debería:

¹Véase el capítulo 2 de esta tesis doctoral.

- ser capaz de encontrar el punto óptimo de operación a cualquier velocidad y par de carga dentro de la zona de trabajo.
- encontrar el punto óptimo rápidamente.
- emplear el menor número necesario de sensores.
- ser simple de implementar electrónicamente.
- ser aplicable a cualquier accionamiento estándar.
- ser aplicable a cualquier motor simplemente conociendo sus parámetros convencionales.
- ser robusto ante las perturbaciones de la carga.
- ser robusto ante posibles variaciones de los parámetros de la máquina.

5.2.1 ENFOQUE BASADO EN UN MODELO TEÓRICO DE PÉRDIDAS

La idea básica de este tipo de controladores es optimizar energía en función de un modelo teórico de pérdidas del motor de inducción. [6], [8], [15]-[21]. A partir del modelo, se obtiene el flujo óptimo por cálculo analítico directo o por iteración. En general los modelos suelen ser sólo válidos para el régimen permanente.

Este enfoque tiene la ventaja de que opera bajo con un determinado conjunto de condiciones de carga en el modelo, y no sobre el accionamiento real. Esta afirmación es cierta para variaciones de carga muy lenta. Esta clase de controladores presenta el inconveniente de requerir un conocimiento bastante riguroso de los parámetros del motor, los cuales, evidentemente, varían con el tiempo, por efecto de la temperatura, saturación, etc. Además, es necesario conocer una serie de parámetros y coeficientes no siempre fáciles de determinar, como por ejemplo, las pérdidas en el hierro, coeficientes de saturación, efecto pelicular, efecto de armónicos y temperatura, etc.

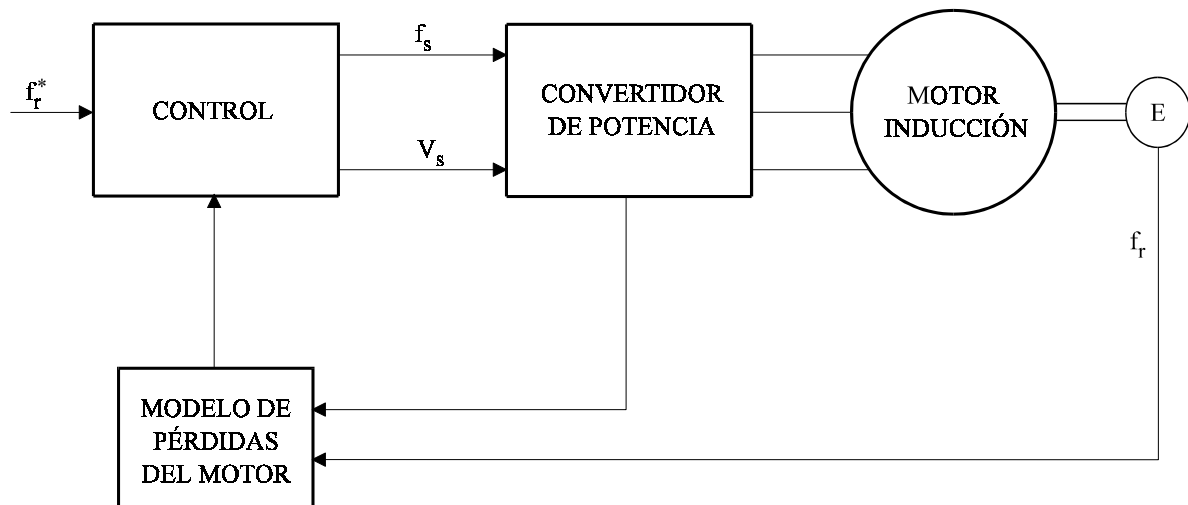


Figura 5.1. Diagrama de control del enfoque de optimización del rendimiento utilizando un modelo teórico de pérdidas.

Algunos autores [22]-[24], para evitar la determinación de determinados parámetros de pérdidas, ajustan los modelos teóricos “*on-line*” midiendo la potencia activa de entrada al accionamiento y corrigiendo los parámetros iniciales. Ésta podríamos considerarla como una solución mixta semiempírica, si bien es poco práctica ya que requiere tanto un modelo de pérdidas como el sensado de la potencia activa consumida.

5.2.2 CONTROL ÓPTIMO

La idea básica del control óptimo [25] es encontrar una función, que aplicada a la entrada del sistema, optimice sus prestaciones con respecto a un criterio o una función de coste. Desde un punto de vista teórico, es posible determinar la trayectoria óptima para minimizar las pérdidas en el accionamiento. La teoría de control óptimo, basada en el principio de optimización, permite obtener el camino óptimo a partir de la minimización de una función de coste asociada a las pérdidas en el accionamiento. Desde un punto de vista práctico, los algoritmos basados en control óptimo presentan importantes problemas de implementación, dada la complejidad de cálculos que requieren. Además, el método está basado en una función de coste dependiente de los parámetros del accionamiento, con lo que se requiere un conocimiento riguroso de los parámetros del sistema durante su funcionamiento. Existen escasas referencias [26], [27] sobre este tipo de metodología, aunque son meras

aproximaciones al problema, puesto que se deben hacer grandes simplificaciones para su implementación física.

5.2.3 ENFOQUE BASADO EN LA MEDICIÓN DE LA POTENCIA ACTIVA CONSUMIDA

La idea básica de este tipo de controladores² [2], [5] [28]-[35] es minimizar la potencia activa del accionamiento, la cual es medida físicamente en algún punto del sistema. Para ello, se varía un de las variables de control del accionamiento, como por ejemplo la frecuencia de deslizamiento, la corriente magnetizante del rotor o la tensión de estátor. La ventaja inherente a este tipo de controladores es que puede ser utilizado para cualquier tipo de motores, sin necesidad de conocer los parámetros reales de la máquina.

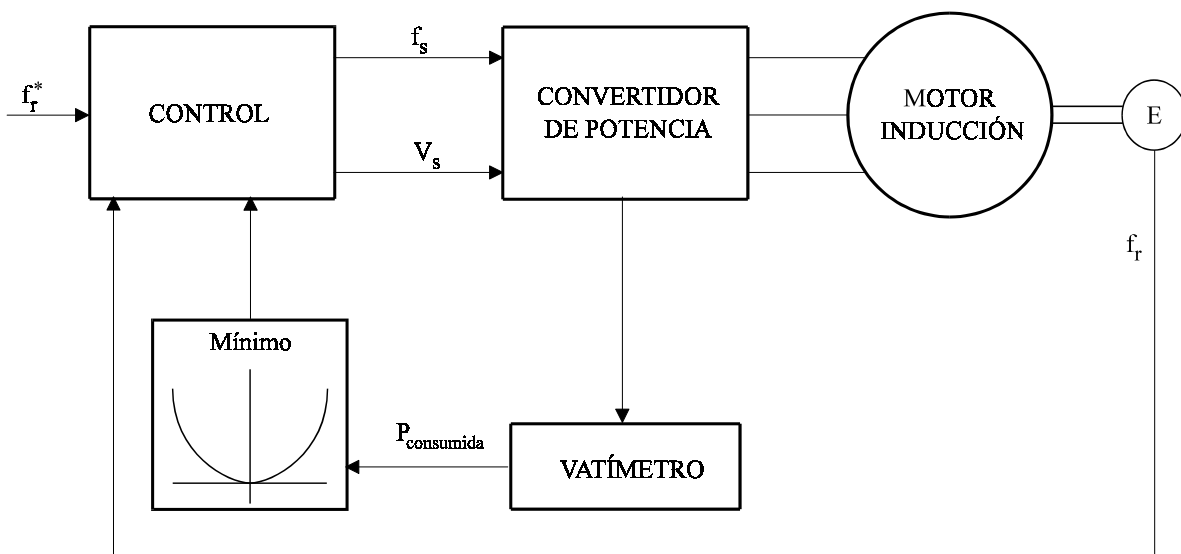


Figura 5.2. Esquema general del enfoque de optimización basado en la medición de la potencia activa consumida por el accionamiento.

Los controladores de búsqueda son muy precisos. Sin embargo, son muy sensibles a las variaciones de la carga. Otro de los problemas que presentan es la aparición de perturbaciones en el par electromagnético debido a las variaciones escalonadas de una de las variables del accionamiento.

²En la literatura se les denomina *controladores adaptativos*.

Para motores de alto rendimiento, pueden aparecer problemas asociados a la forma de la potencia de entrada. Cuando se producen variaciones de par o de velocidad, el sistema es incapaz de encontrar el mínimo de la potencia activa de entrada, dado que ésta es una función dependiente tanto del par como de la velocidad del motor.

Enfoque	Basado en un Modelo	Basado en la Medida de Potencia
Específico para cada motor	sí	no
Sensibilidad a variación de parámetros	sí	no
Precisión en la optimización	media	alta
Velocidad de convergencia	rápida	lenta
Complejidad	compleja	simple/media
Sensado o estimación de velocidad	a veces	sí, en general
Observaciones	Es necesario incluir la saturación, el efecto de la temperatura, etc.	Tendencia a la inestabilidad por perturbaciones de la carga. Oscilaciones del par electromagnético

Tabla 5.1. Comparación de los distintos enfoques de optimización del rendimiento en motores de inducción.

5.3 ANTECEDENTES EN OPTIMIZACIÓN DE ENERGÍA

La idea de minimizar la pérdidas del motor de inducción mediante el control de la excitación tiene sus orígenes en la introducción del “*controlador del factor de potencia*”³ propuesto por Nola [36]. Desde entonces, se ha estudiado el tema en profundidad y se han publicado numerosas patentes y trabajos de investigación [4], siendo en la actualidad un tema de vanguardia, debido principalmente al espíritu ecológico cada vez más presente en la comunidad científica y en la industria.

Los primeros trabajos sobre optimización del rendimiento están basados en la minimización de pérdidas del motor de CC [8], [15]. Kusko y sus colaboradores proponen el control independiente de la corriente de excitación y de la corriente de armadura para reducir las pérdidas de un motor de CC en cualquier punto de operación de velocidad y par. Los autores proponen un modelo teórico de pérdidas y obtienen la corriente de excitación para mínimas pérdidas analíticamente. En este trabajo se proponen dos modelos distintos, considerando un modelo magnético lineal y otro con saturación, trabajando con controladores en lazo abierto. Análogamente, proponen un optimizador de energía para motores de inducción basado en un modelo teórico de pérdidas.

Kirschen y sus colaboradores [6] proponen un modelo de pérdidas del motor de inducción incluyendo la saturación magnética, las pérdidas adicionales y el efecto pelicular. En su trabajo demuestran que la saturación ejerce un papel dominante en la optimización del rendimiento. Su optimizador trabaja con un control tensión-frecuencia (V/f) en lazo abierto.

Respecto al enfoque basado en la medición de potencia activa, Kirschen y sus colaboradores [28], [29] también estudian la posibilidad de optimizar energía a partir de la medición de la potencia activa de entrada utilizando un control adaptativo.

En [28], los autores simulan numéricamente un control vectorial directo con minimización de pérdidas midiendo la potencia activa de entrada en el accionamiento (a la entrada del puente rectificador).

³Nola propone un convertidor de tensión de CA basado en Triacs alimentando a un motor monofásico. Disminuyendo la tensión del motor en función de la carga, se reduce el flujo del entrehierro, las pérdidas en el hierro, la corriente magnetizante y las pérdidas en el cobre de estátor.

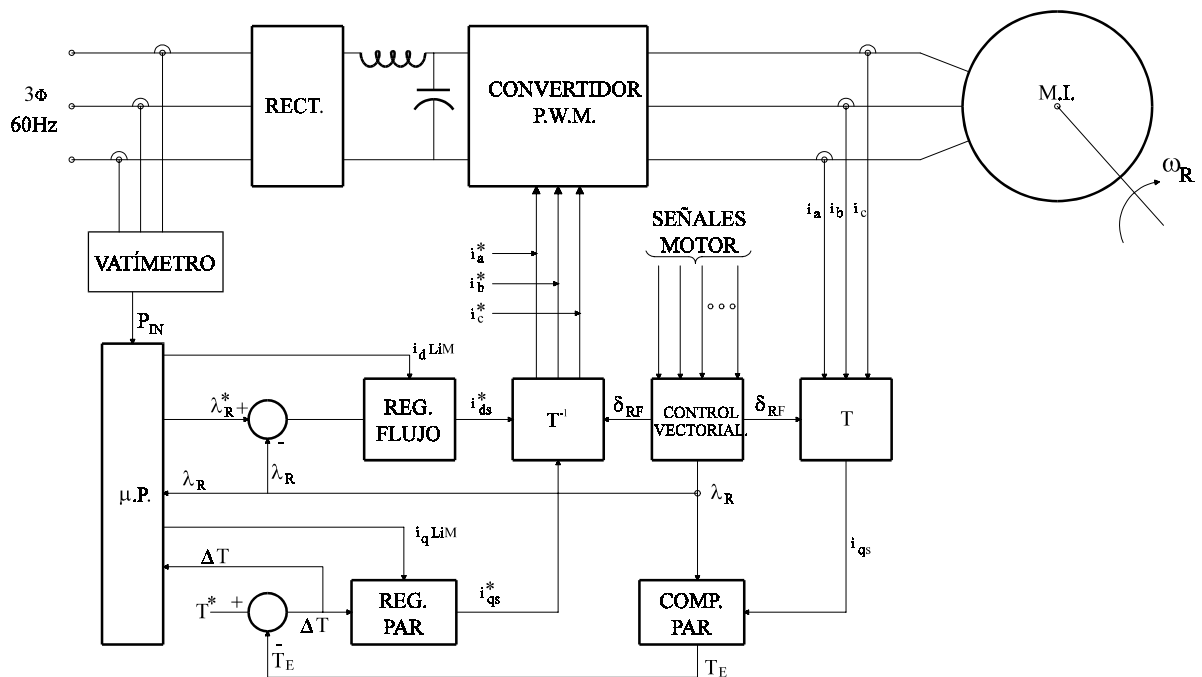


Figura 5.3. Diagrama general de bloques del control vectorial directo con optimización del rendimiento propuesto por Kirschen y sus colaboradores [28].

Las características principales de la estrategia propuesta son:

- Utilizan un control vectorial directo clásico.
- Miden la potencia activa de entrada al rectificador, obteniendo el punto óptimo global de todo el sistema.
- El optimizador de rendimiento está basado en un control adaptativo, independiente de los parámetros de la máquina.
- La idea principal del controlador adaptativo es medir la potencia activa de entrada al convertidor y reducir la referencia de flujo. Mientras la potencia activa de entrada va disminuyendo, el flujo se va reduciendo gradualmente, hasta que se observa un aumento en la potencia activa de entrada. Entonces se aumenta el flujo utilizando un paso menor para acercarse al mínimo de la potencia de entrada.
- La convergencia del método es lenta debido al compromiso entre oscilaciones de par electromagnético y tiempo en alcanzar el mínimo de la potencia de entrada.
- Ante variaciones grandes de carga, el flujo es restablecido a valor nominal una vez que se alcanza el 95% del límite de la corriente productora de par i_{qs}^* .

- Finalmente, los autores analizan la influencia del tipo y tamaño del motor sobre el algoritmo propuesto. La conclusión es que dado que la convergencia del método depende de la constante de tiempo del rotor, a mayor tamaño, más lenta es la convergencia del algoritmo.

En [29] se presenta un control vectorial indirecto con optimización del rendimiento. Las características principales del método propuesto son:

- Utilizan un control vectorial del tipo indirecto.
- Miden la potencia activa de entrada al convertidor de potencia activa (rectificador) como en el caso anterior.
- Emplean un control adaptativo para variar la referencia de flujo en el motor con el objetivo de encontrar el mínimo de la potencia activa de entrada.

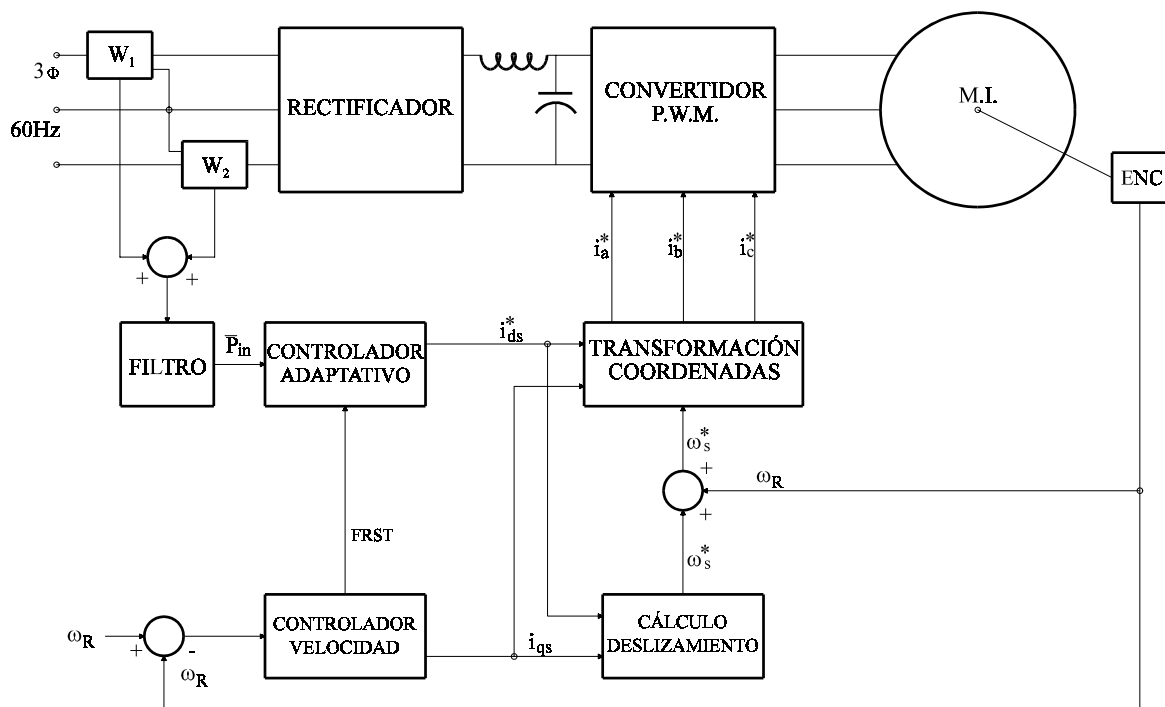


Figura 5.4. Diagrama general de bloques del control vectorial indirecto con optimización del rendimiento propuesto por Kirschen y sus colaboradores [29].

Los autores analizan la influencia de la variación de parámetros del motor sobre el optimizador de rendimiento. De nuevo, la constante de tiempo del rotor tiene una importancia fundamental sobre la velocidad de convergencia y el paso de adaptación del flujo del rotor.

Finalmente, los autores analizan la respuesta dinámica del sistema con distintos niveles de flujo con el objetivo de estudiar el comportamiento transitorio ante variaciones de velocidad y de par de carga.

Takahashi y sus colaboradores [16] proponen un control de ciclo límite con un modelo de pérdidas teórico. La optimización del rendimiento se realiza variando el flujo del circuito equivalente primario. Finalmente realizan un análisis de la reducción de nivel de ruido acústico que se obtiene al minimizar las pérdidas.

Gruszczynski y sus colaboradores [15] también estudian distintos tipos de controladores basados en modelos teóricos de pérdidas tanto para el motor de CC como para el motor de inducción. El modelo propuesto para este último es semiempírico y consideran la saturación magnética despreciable.

Kul y sus colaboradores [22] presentan una solución intermedia entre los dos enfoques descritos. En particular, proponen un modelo teórico de pérdidas y lo ajustan midiendo la potencia activa de entrada al accionamiento, de manera que el microprocesador memoriza el valor del flujo óptimo para cada punto de operación de par y velocidad. Cabe destacar que no consideran las pérdidas armónicas ni la saturación del circuito magnético.

En [17] se presenta un modelo desacoplado con flujo variable para optimizar las pérdidas de un motor de inducción. Analíticamente, obtienen la frecuencia de deslizamiento óptima que produce mínimas pérdidas en el accionamiento. Los resultados obtenidos son tan sólo a nivel de simulación.

En [30] se describe un accionamiento de tensión y frecuencia variable que trabaja con factor de potencia unitario, obteniendo de este modo un considerable aumento del rendimiento.

En [31], Moreira y sus colaboradores proponen un método de optimización del rendimiento más simple y económico que los demás. En concreto, utilizan un método que mide el tercer armónico de tensión mediante el acceso al punto neutro del motor. De este modo, evitan medir la velocidad mecánica del motor, eliminando el sensor de velocidad.

La potencia activa del accionamiento se mide en el circuito intermedio de CC, empleando únicamente un sensor de tensión y otro de corriente.

Como conclusión del artículo, los autores argumentan que se puede obtener un gran incremento de eficiencia para cargas ligeras y velocidades altas, y para cargas grandes y velocidades pequeñas.

El método está pensado para régimen permanente y para transitorios lentos de velocidad.

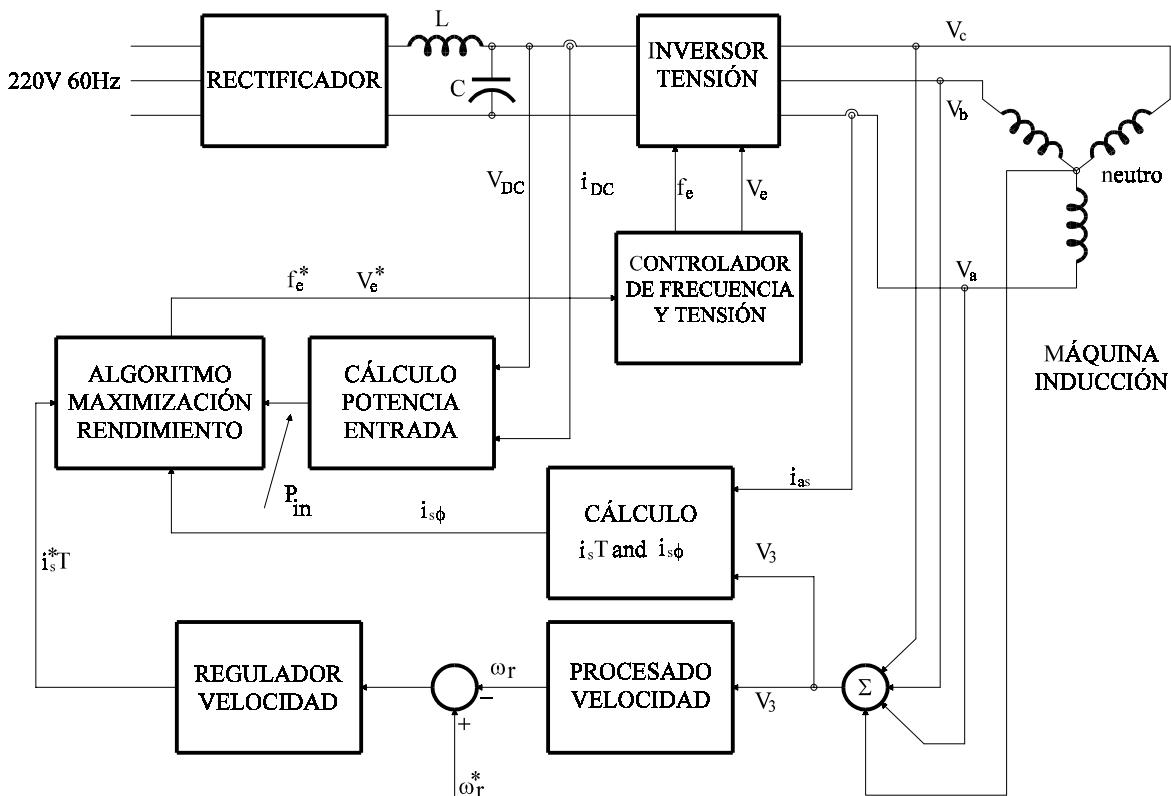


Figura 5.5. Diagrama general de bloques del control del 3^a armónico de tensión sin sensor de velocidad con optimización del rendimiento propuesto por Moreira y sus colaboradores [31].

Famouri y sus colaboradores [23] proponen un modelo de pérdidas basándose en el esquema equivalente en régimen permanente del motor de inducción y lo ajustan midiendo la potencia activa de entrada. Es por tanto, como en el caso anterior, una solución mixta. Emplean un control tensión/frecuencia en lazo abierto, obteniendo resultados excelentes para cargas con características no lineales de par-velocidad, tales como bombas y ventiladores.

Una aportación más reciente es la de Cleland y sus colaboradores [32], que utilizan un control basado en lógica difusa para optimizar el rendimiento de un accionamiento que trabaja con un control clásico tensión/frecuencia. Con tan sólo 13 reglas heurísticas, el controlador es capaz de encontrar el flujo óptimo que minimiza las pérdidas mediante la medida de la potencia activa de entrada al accionamiento.

En [33] se describe un tipo de control desacoplado, distinto del clásico control vectorial, que incluye optimización de rendimiento mediante un algoritmo de búsqueda del flujo óptimo. En particular, implementan el método de Fibonacci como algoritmo de optimización.

En los trabajos de Bose y sus colaboradores [5], [34] se describen experiencias con un control vectorial indirecto utilizando un optimizador de rendimiento basado en lógica difusa.

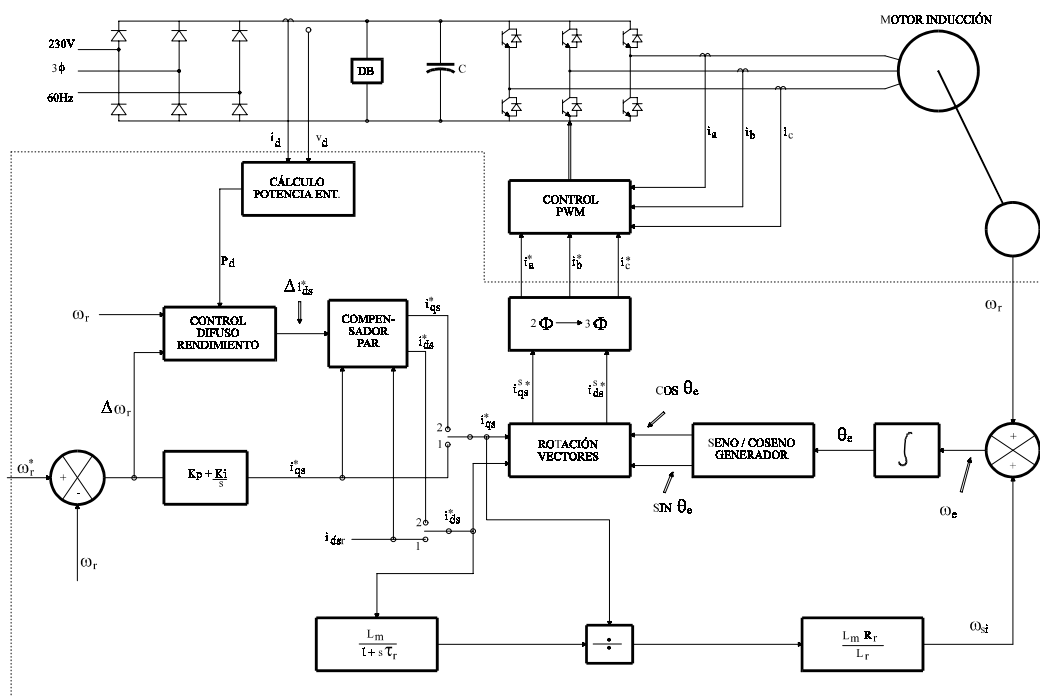


Figura 5.6. Diagrama general de bloques del control PWM propuesto por Bose y sus colaboradores [5] utilizando lógica difusa.

Esta implementación está basada en el enfoque de medición de la potencia activa consumida. Para obtener una buena respuesta dinámica, se impone un flujo nominal en la máquina. Es por tanto, un método de optimización para régimen permanente. Los autores proponen un

compensador de par, para evitar perturbaciones excesivas sobre la velocidad del motor (par pulsante debido a las variaciones en el flujo).

Para el controlador difuso, utilizan constantes de escalado obtenidas por simulación. Aunque el optimizador de rendimiento no utiliza los parámetros de la máquina, utilizan un control vectorial indirecto, sensible a las variaciones de la constante de tiempo de rotor T_r .

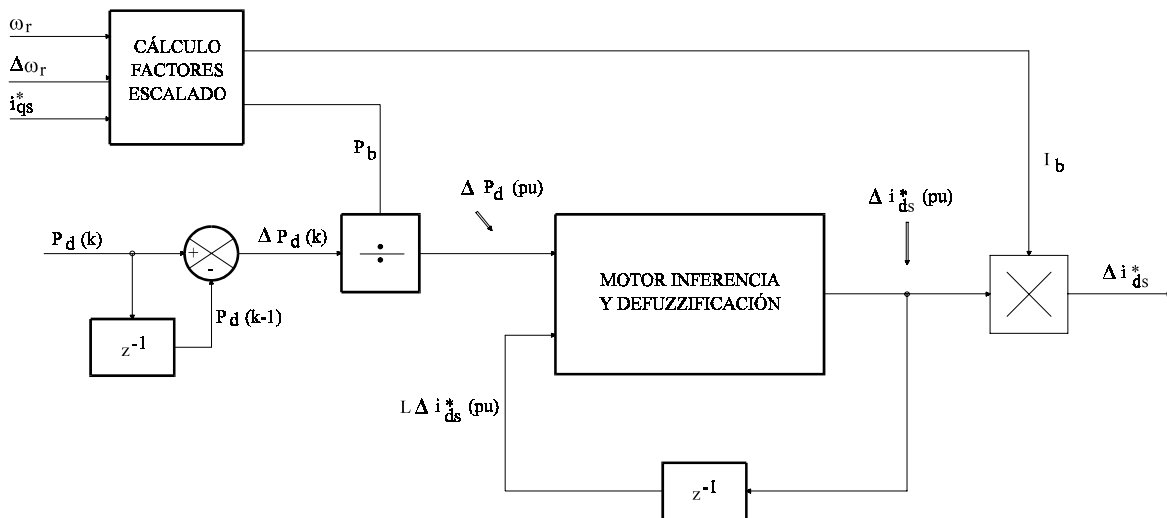


Figura 5.7. Control difuso para optimizar el rendimiento [5].

García y sus colaboradores [7], [18], proponen una optimización del rendimiento basado en un modelo simplificado de las pérdidas en el motor. Este método está pensado para régimen permanente.

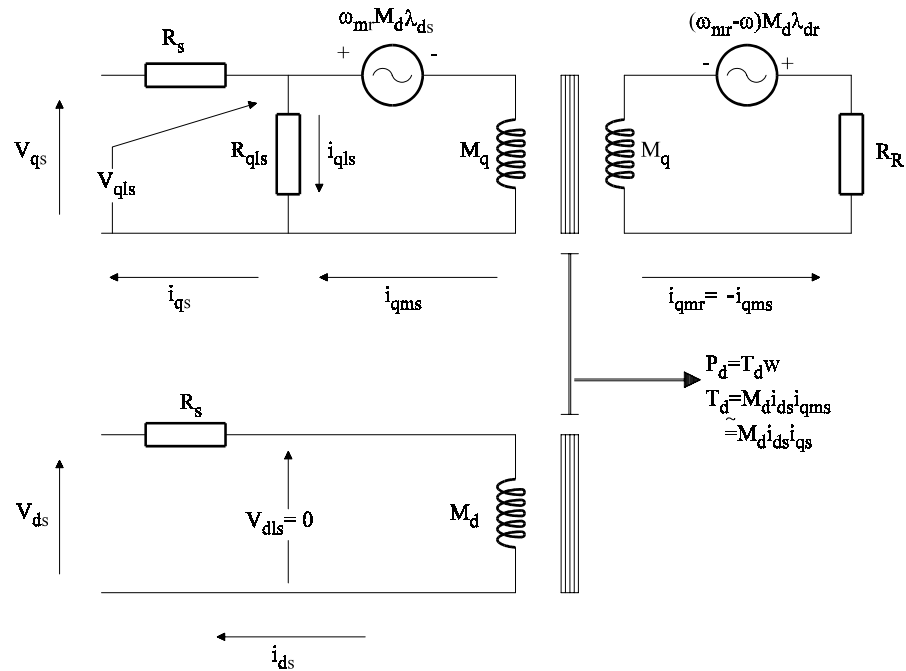


Figura 5.8. Modelo de pérdidas del motor de inducción propuesto por García [18].

Utilizan un control vectorial directo. El método propuesto es bastante sensible a la variación de la resistencia de rotor cuando la velocidad es muy pequeña. (10% de error con par cercano al nominal y 10% de la velocidad nominal).

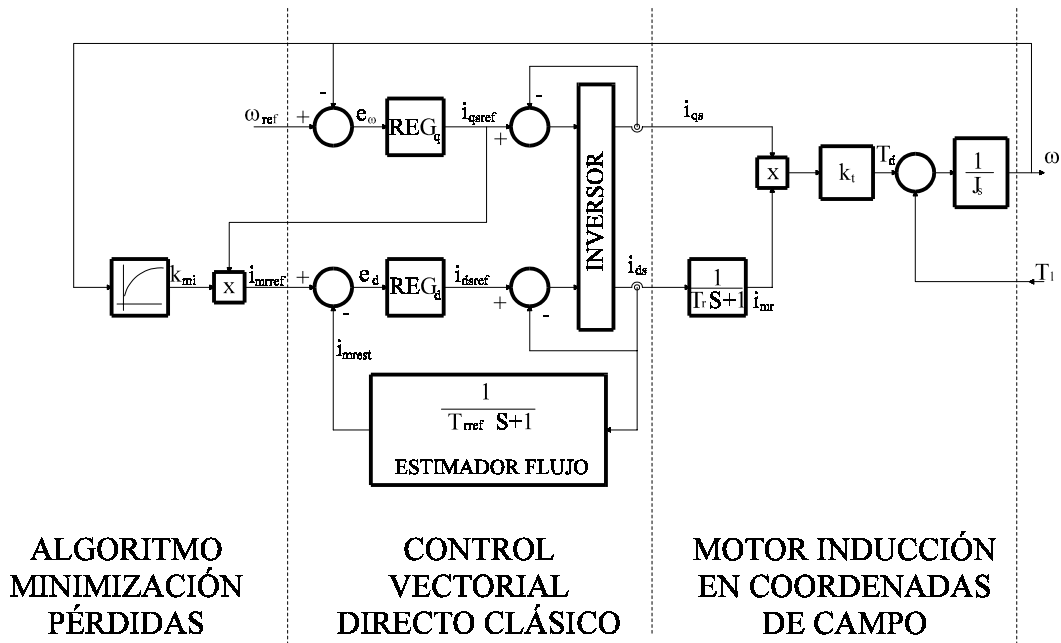


Figura 5.9. Control vectorial directo con optimización basado en el modelo anterior [18]. Finalmente, la respuesta dinámica del sistema es peor al utilizar la optimización del rendimiento.

Ahmed y sus colaboradores [19] analizan las diferencias entre minimizar las pérdidas en el motor, minimizar la potencia activa de entrada, maximizar el rendimiento, minimizar la potencia reactiva y minimizar el factor de potencia utilizando un convertidor basado en tiristores que alimenta a un motor de inducción.

En [20] se describe un control adaptativo con modelo de referencia con optimización de energía utilizando un modelo de pérdidas del motor de inducción. Los resultados son simplemente a nivel de simulación. La técnica de control empleada es el clásico control vectorial directo con un estimador del flujo del rotor empleando un observador de Luenberger.

Para el control tipo Yamamura⁴, Viorel y sus colaboradores [21] analizan las posibilidades energéticas para maximizar el rendimiento del motor de inducción y el factor de potencia.

Como aportaciones más recientes cabe destacar las de Kioskeridis [24], [35], la de Andersen [37], y la de Matic y sus colaboradores [2] sobre la minimización de pérdidas en accionamientos de motores de inducción.

En [24] se estudia un controlador basado en un modelo de pérdidas utilizando un control tensión/frecuencia clásico. Los parámetros del modelo son ajustados midiendo la potencia de entrada del accionamiento, evitando así determinar parámetros de pérdidas del motor.

Los mismos autores estudian un algoritmo de búsqueda del flujo óptimo para control escalar de un motor de inducción, midiendo la potencia activa del accionamiento [35]. Los autores sugieren que mejores resultados se obtienen utilizando la corriente de estátor como señal de realimentación, ya que se trabaja con un control escalar donde la variable de control para optimizar el rendimiento es el flujo del entrehierro.

Andersen y sus colaboradores [37] estudian como optimizar energía mediante una técnica denominada “*control del factor de potencia desplazado*” (DPF)⁵. El factor de potencia es

calculado a partir de la potencia activa y reactiva consumida. La ventaja de este método es que es muy simple y no requiere sensor de velocidad. Un inconveniente es que la referencia de factor de potencia es sólo válida para cada motor, siendo muy sensible el método a variaciones de parámetros.

Matic y sus colaboradores [2] estudian un control basado en la medición de la potencia de entrada. A diferencia de otros autores, calculan las pérdidas a partir de la potencia consumida y de la estimación de la potencia útil desarrollada a partir de las variables del accionamiento.

La siguiente figura muestra un esquema de los distintos enfoques⁶ para abordar el problema de optimización de pérdidas.

⁴Véase el capítulo 3.

⁵Véase el apéndice 4

⁶Véase [4].

OPTIMIZACIÓN DEL RENDIMIENTO EN MOTORES DE INDUCCIÓN

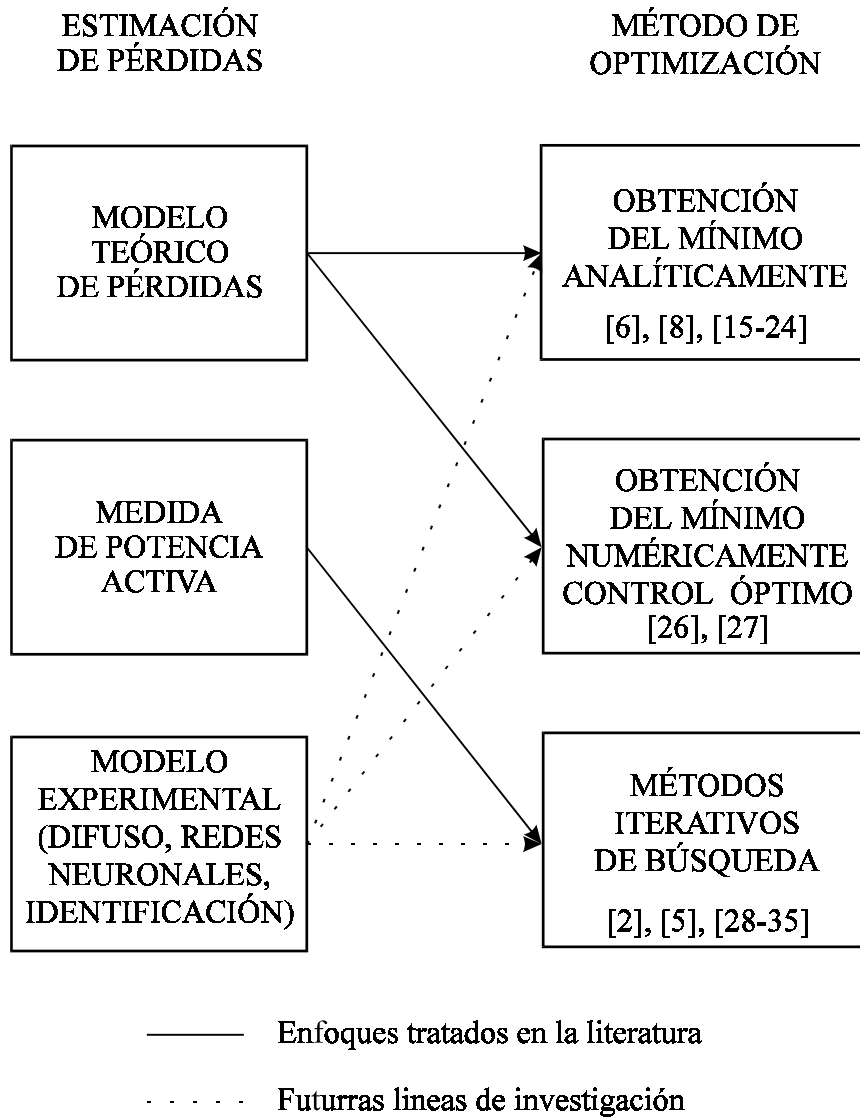


Figura 5.10. Enfoques en optimización de energía y antecedentes más importantes.

5.4 TÉCNICAS DE BÚSQUEDA APLICADAS A LA OPTIMIZACIÓN DEL RENDIMIENTO DE UN MOTOR DE INDUCCIÓN

5.4.1 FILOSOFÍA DE LOS MÉTODOS DE BÚSQUEDA

Como hemos podido comprobar en el capítulo 2, la potencia activa consumida por un accionamiento eléctrico es una función muy compleja dependiente de muchas variables. Sin embargo, es posible considerar todas las variables constantes excepto una, y variar ésta para reducir las pérdidas, y en definitiva, que el accionamiento consuma menos. En régimen permanente, la potencia activa consumida por un motor de inducción es una función convexa¹ del flujo. Si hablamos de control vectorial, equivale a decir que la potencia consumida es una función convexa de la corriente productora de flujo i_{ds}^* . La Fig. 5.11 muestra la curva de potencia activa experimental del accionamiento a ω 0.25 p.u. y girando en vacío. Los datos experimentales han sido ajustados a un polinomio de 5º orden mediante regresión de mínimos cuadrados:

$$P(i_{ds}) = 173.5 - 456.7i_{ds} + 539.6i_{ds}^2 - 291.9i_{ds}^3 + 76.7i_{ds}^4 - 7.8i_{ds}^5 \quad (5.1)$$

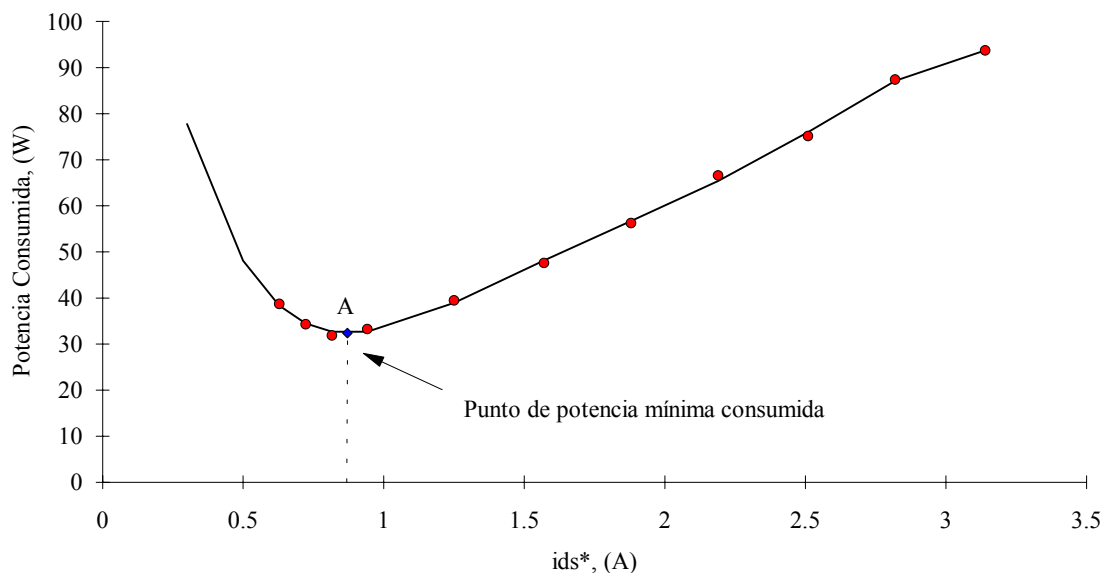


Figura 5.11. Curva de potencia consumida por un accionamiento de 1.5 kW en función de i_{ds}^* , aproximada por un polinomio de 5º orden mediante mínimos cuadrados.

¹Una demostración analítica sencilla puede encontrarse en [2].

La idea básica de los métodos que a continuación se proponen es variar el flujo del motor en función de la variación de la potencia activa consumida (5.2) hasta encontrar el punto de pérdidas mínimas (punto A, Fig. 5.11) alcanzándose un balance entre las pérdidas en el cobre y en el hierro.

$$\Delta\phi = f(\Delta P) \quad (5.2)$$

La figura 5.12 ilustra gráficamente la filosofía de optimización del rendimiento de un accionamiento con control vectorial indirecto utilizando el enfoque basado en la medición de potencia activa consumida. En condiciones de régimen permanente, velocidad y par constante, el flujo se disminuye paulatinamente, mientras se aumenta la corriente de par i_{qs}^* , hasta obtener un equilibrio de pérdidas en el cobre y en el hierro. Como podemos observar, el hecho de reducir el flujo provoca, por un lado, una reducción de las pérdidas en el hierro. Por otro lado, la corriente de par i_{qs}^* aumenta, con lo que crecen las pérdidas en el cobre. De esta forma, se llega a un punto de mínimas pérdidas, donde el balance entre las pérdidas en el hierro y en el cobre junto con las pérdidas en el convertidor suman el mínimo de la potencia activa consumida por el accionamiento.

El lector debe notar que la reducción del flujo del motor ocasiona un aumento de pérdidas en el convertidor, básicamente, pérdidas en conducción debido al aumento de la corriente productora de par i_{qs}^* . Todas las afirmaciones anteriores son únicamente válidas en condiciones de régimen permanente, es decir, a velocidad y par constante.

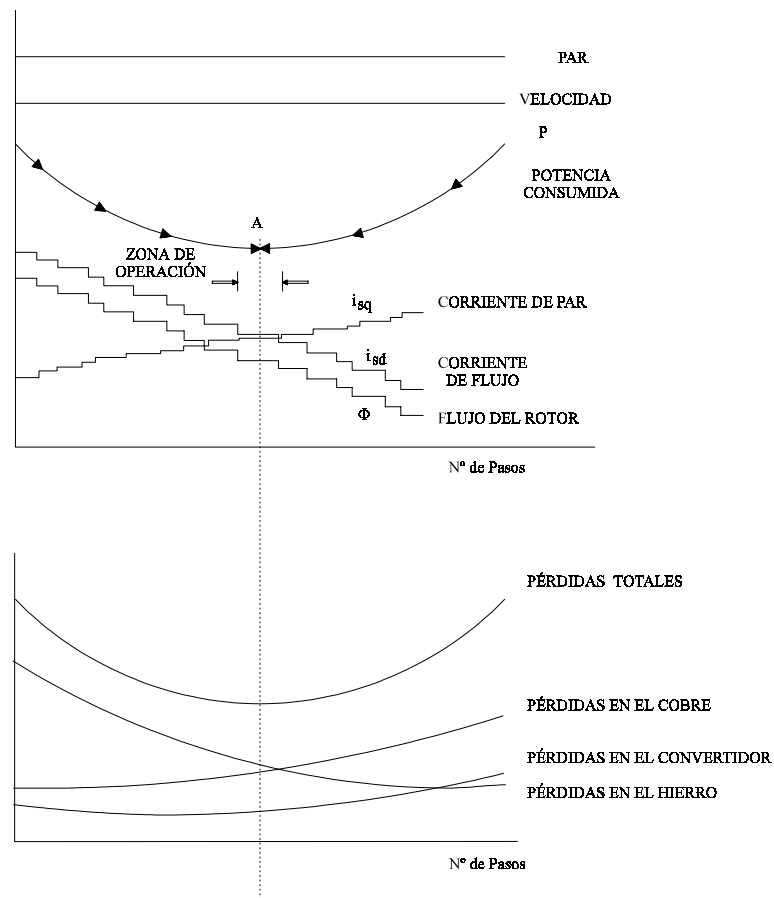


Figura 5.12. Filosofía de la optimización del rendimiento mediante los métodos de búsqueda.

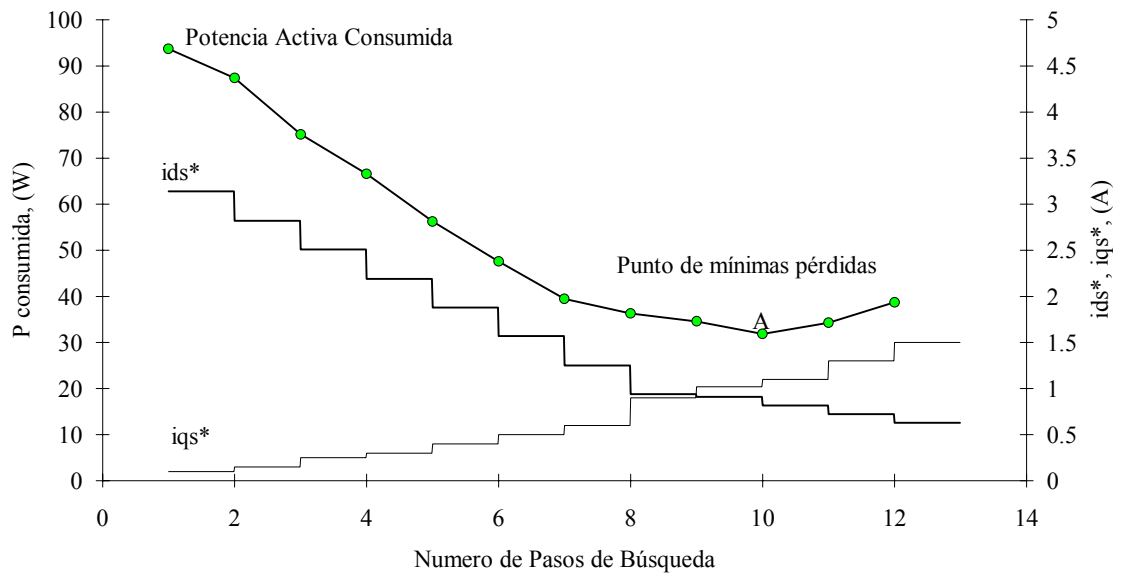


Figura 5.13. Resultados experimentales de la filosofía de los métodos de búsqueda.

Para aplicar los algoritmos de búsqueda del punto de mínimas pérdidas se debe provocar una perturbación en el sistema, es decir, se parte de un punto de trabajo con un flujo determinado (generalmente el flujo nominal) y se mide la potencia activa consumida. Seguidamente se impone una perturbación de flujo², normalmente una reducción del flujo entorno a un 10% del flujo nominal y se vuelve a medir la potencia activa consumida. Una vez que tenemos dos puntos iniciales de trabajo, se aplica el algoritmo de búsqueda del flujo óptimo, que variará el flujo del motor midiendo nuevos puntos de potencia activa consumida, hasta encontrar el flujo que genere menor consumo de potencia activa.

5.4.2 EQUIPO EXPERIMENTAL

Los algoritmos de búsqueda que se proponen en este capítulo han sido ensayados experimentalmente utilizando un control vectorial indirecto para regular la velocidad de un motor de inducción de 1.5 kW, como se muestra en la figura 5.14.

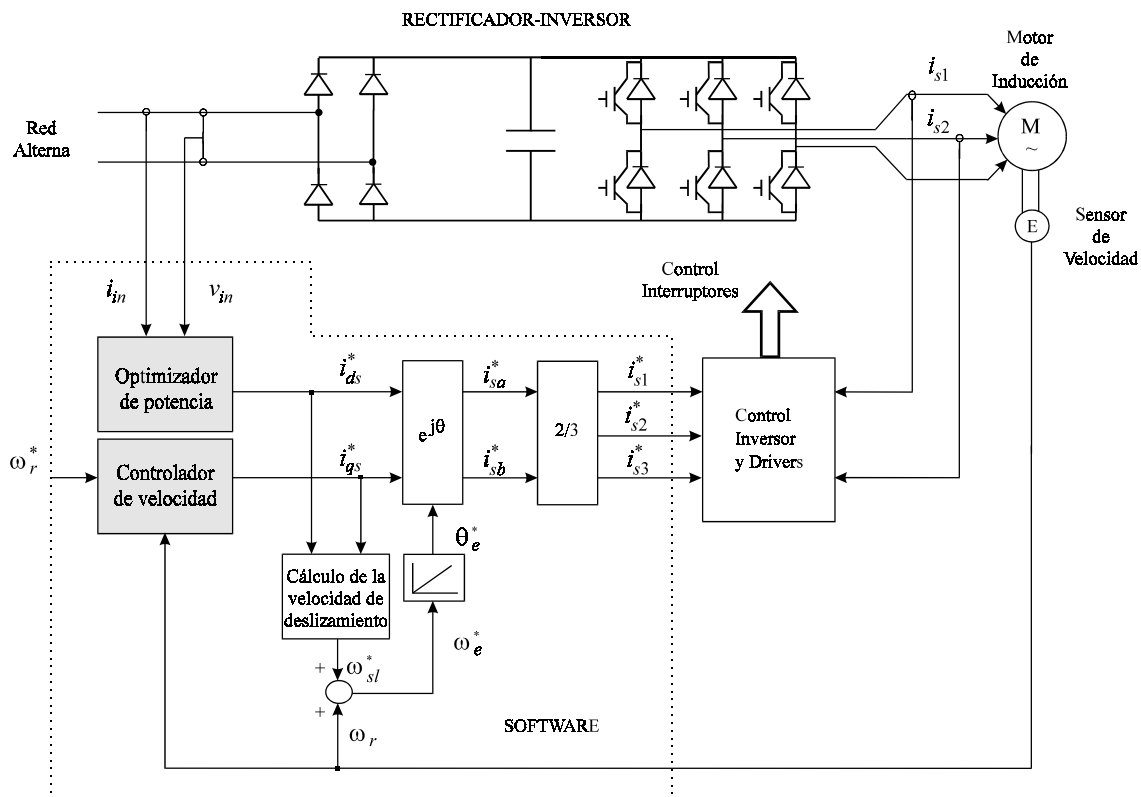


Figura 5.14. Control vectorial indirecto con optimización de energía en régimen permanente.

²La perturbación inicial de flujo depende del algoritmo de búsqueda en cuestión.

El equipo experimental (véase el apéndice 5) está formado por un convertidor de potencia que alimenta a un motor de inducción de 1.5 kW. El rectificador es un puente monofásico no controlado, y el inversor es del tipo trifásico, por fuente de tensión controlado por corriente, basado en MOSFETs. Un motor de CC está acoplado al eje del motor de alterna, actuando como generador sobre una resistencia electrónica.

La medida de la potencia activa consumida se realiza a la entrada del equipo, midiendo tensión y corriente mediante un transformador y una sonda de corriente de efecto Hall, respectivamente. El cálculo de la potencia activa se realiza por software, mediante un simple promediado del producto tensión-corriente (véase el apéndice 4). El prototipo de medida de potencia activa ha sido calibrado empleando un vatímetro patrón.

5.4.3 MÉTODOS DE BÚSQUEDA PROPUESTOS

Los algoritmos de búsqueda que a continuación se proponen dan por hecho que la potencia activa consumida por el accionamiento es una función unimodal respecto al flujo, lo cual se puede considerar cierto en una primera aproximación. Un resumen de los principales resultados puede encontrarse en [38]-[41].

Definición: Una función unimodal es aquella que tiene un sólo extremo (máximo o mínimo) en un intervalo dado. Una función de una variable es unimodal si, dados dos valores de la variable en el mismo lado del extremo, el valor mas cercano al extremo proporciona el valor más próximo al valor de la función en el extremo.

Una función $f(x)$ es unimodal si :

i) $x_1 < x_2 < x^*$ implica que $f(x_1) > f(x_2)$

ii) $x^* < x_1 < x_2$ implica que $f(x_1) < f(x_2)$

donde x^* es el mínimo de la función.

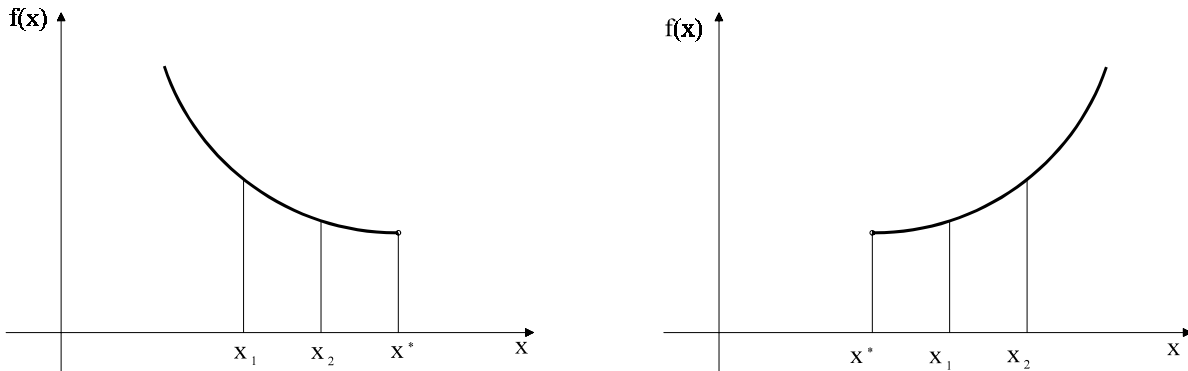


Figura 5.15. Condiciones para que una función $f(x)$ sea unimodal.

5.4.3.1 Búsqueda Exhaustiva

Este método consiste en recorrer la curva de potencia activa hasta encontrar un cambio de signo de la variación de potencia consumida. Para ello, se parte de una corriente productora de flujo i_{ds}^* de valor nominal, y se disminuye con escalones muy pequeños, mientras el incremento de potencia es negativo $\Delta P_n = (P_n - P_{n-1}) < 0$. Este proceso se repite hasta que se detecta una variación de potencia positiva $\Delta P_n > 0$ (paso n).

$$(i_{ds}^*)_{n+1} = (i_{ds}^*)_n - \Delta i_{ds}^* ; \Delta i_{ds}^* = cte. \quad (5.3)$$

La corriente productora de flujo óptima i_{sd}^* es la media aritmética de los dos últimos valores de corriente i_{ds}^* :

$$i_{ds}^* \text{ óptima} = \frac{(i_{ds}^*)_{n+1} + (i_{ds}^*)_n}{2} \quad (5.4)$$

Los escalones de corriente i_{ds}^* impuesta, Δi_{ds}^* han de ser suficientemente pequeños como para tener una precisión aceptable cuando detectamos la presencia del punto de mínimas pérdidas. Es obvio que se debe llegar a un compromiso entre velocidad de acercamiento y precisión del flujo óptimo. A mayor precisión requerida, menor velocidad de convergencia.

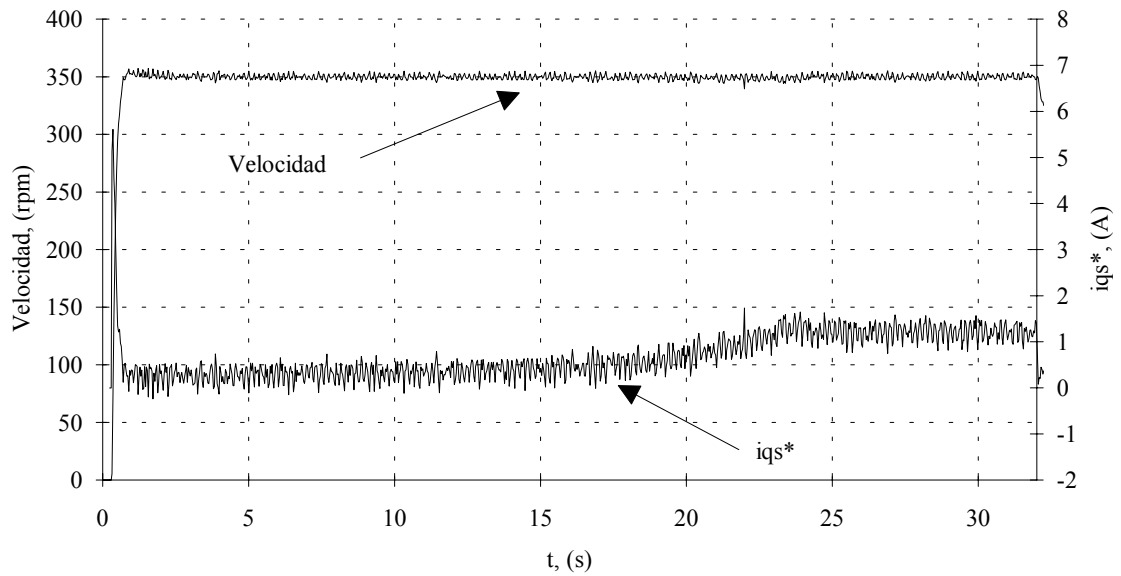


Figura 5.16. Velocidad experimental del rotor y corriente productora de par i_{qs}^* utilizando el método de la búsqueda exhaustiva.

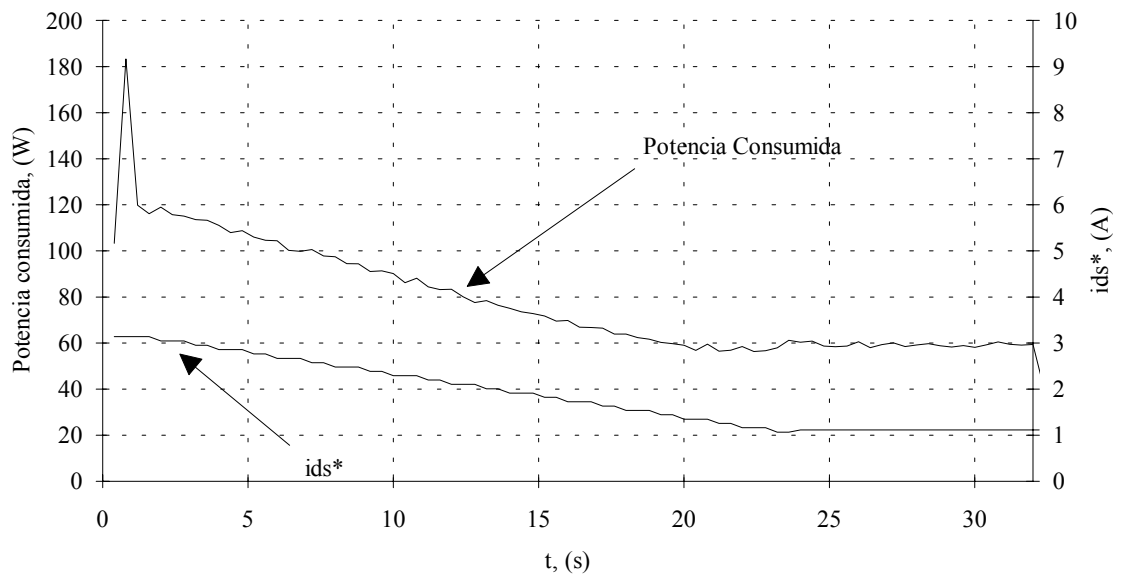


Figura 5.17. Potencia activa consumida y consigna de corriente productora de flujo i_{ds}^* utilizando el método de la búsqueda exhaustiva (R. experimentales).

Este algoritmo es sin duda alguna el más sencillo de todos, ya que tan sólo utiliza el signo de la variación de la potencia activa consumida por el accionamiento. Sin embargo, es extremadamente lento en converger, si bien, se asegura la convergencia de la búsqueda. Una

de las ventajas que presenta este método es la ausencia de perturbaciones en el par electromagnético, ya que la variación de flujo en cada paso es muy pequeña. Además, el método proporciona un valor aproximado de corriente i_{ds}^* óptima, evitando oscilaciones en el entorno del punto de mínimas pérdidas. Finalmente, el método es muy general, y simple de implementar, sirviendo para motores de cualquier potencia y en todos los puntos de operación del motor.

5.4.3.2 Método de Rosenbrock

Este algoritmo pertenece a los conocidos como *métodos de eliminación con búsqueda no restringida*³. Básicamente, se trata de una búsqueda exhaustiva con aceleración de convergencia.

El algoritmo parte de una corriente de flujo de referencia i_{ds}^* inicial, normalmente su valor nominal y se mide la potencia activa consumida por el accionamiento P_0 . Seguidamente se provoca una perturbación de dicha corriente, imponiendo una nueva corriente $(i_{ds}^*)_1$ (se recomienda que la perturbación inicial del flujo no supere el 10% de valor nominal para no provocar oscilaciones en el par electromagnético) y de nuevo se mide la potencia activa consumida P_1 . Si la variación de potencia activa consumida es negativa $\Delta P_1 = (P_1 - P_0) < 0$, debemos continuar la búsqueda disminuyendo la corriente i_{ds}^* . En caso contrario, se debe buscar en la dirección opuesta, es decir, se debe aumentar la corriente i_{ds}^* , puesto que hemos superado la posición del flujo óptimo que proporciona mínimas pérdidas. Una vez que se ha detectado el cambio de signo de la potencia activa consumida, se debe disminuir ($0 > k > -1$) la variación de corriente i_{ds}^* para no sobrepasar de nuevo la posición del flujo óptimo.

Matemáticamente, y de forma genérica, podemos expresar el algoritmo como:

³Véase la referencia [25] para una clasificación general de los métodos de búsqueda del extremo de una función unimodal.

$$(i_{ds}^*)_{n+1} = (i_{ds}^*)_n + k(\Delta i_{ds}^*)_n \begin{cases} k = 1; & \text{si } \Delta P_n < 0 \\ k = -\frac{1}{2}; & \text{si } \Delta P_n > 0 \end{cases} \quad (5.5)$$

donde $\Delta P_n = P_n - P_{n-1}$, y $(\Delta i_{ds}^*)_n = (i_{ds}^*)_n - (i_{ds}^*)_{n-1}$.

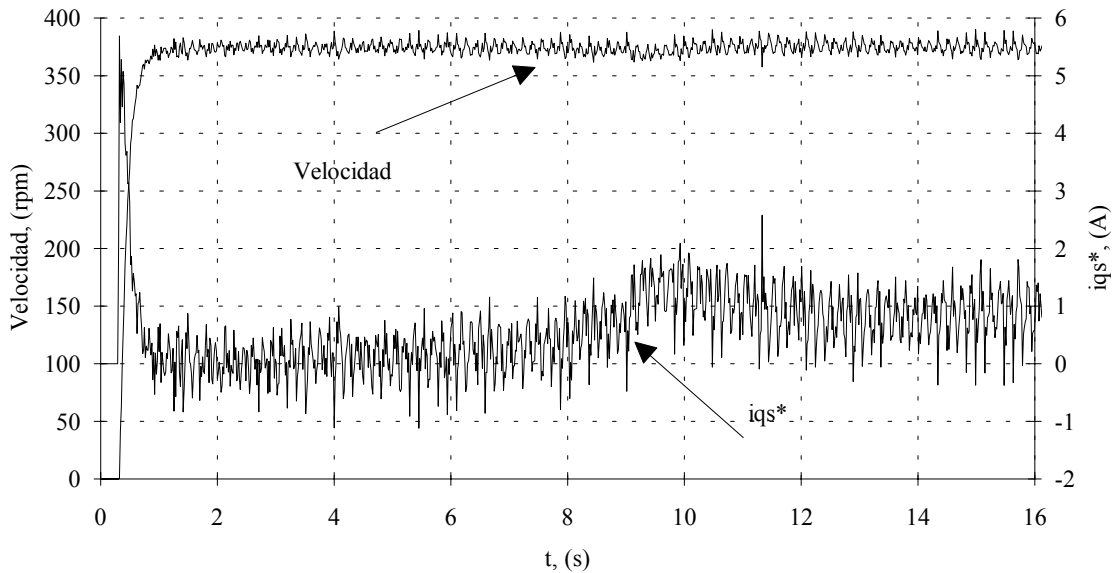


Figura 5.18. Resultados experimentales de la evolución de la velocidad del rotor y de la corriente de par i_{qs}^* empleando el método de Rosenbrock.

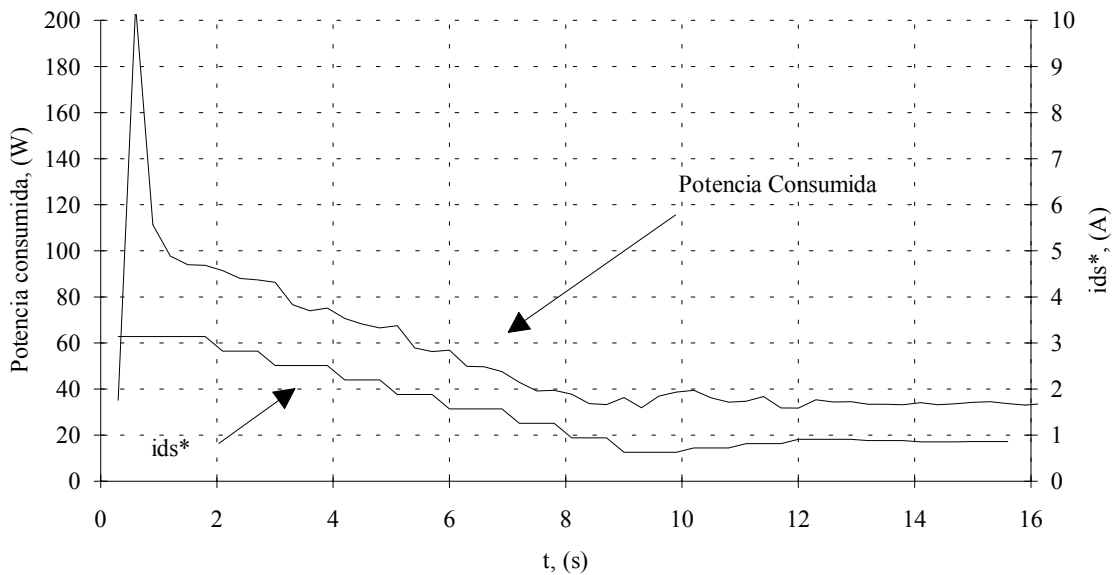


Figura 5.19. Evolución de la potencia activa consumida y de la corriente de flujo i_{ds}^* empleando el método de Rosenbrock. (R. experimentales)

Este método tiene la ventaja que siempre converge, si bien la velocidad de convergencia puede ser lenta dependiendo de la perturbación inicial de flujo y de la constante k de aceleración del algoritmo.

Si durante el acercamiento al flujo óptimo se utiliza $k = 1$, el incremento de corriente de flujo de referencia siempre es constante, con lo cual se limita el escalón de flujo impuesto con la perturbación inicial del algoritmo. Es posible acelerar la búsqueda utilizando una constante de aceleración $k > 1$, normalmente se escoge $k = 2$. Sin embargo, no es recomendable su uso aplicado al motor de inducción, puesto que pueden aparecer perturbaciones indeseables en el par electromagnético, debido a que se imponen variaciones de flujo cada vez mayores.

Para evitar oscilaciones entorno al flujo óptimo de mínimas pérdidas, se pueden utilizar constantes de acercamiento más pequeñas. En los resultados experimentales se ha utilizado $k = -0.3$, obteniéndose resultados aceptables.

En principio, el algoritmo nunca termina su búsqueda, si bien al cabo de una serie de pasos, el incremento de la corriente de flujo es tan pequeño que puede considerarse nulo. Este método es sencillo, pero muy general, sirviendo para cualquier tipo de potencias y de motores. El único problema que presenta es que puede ser un algoritmo muy lento si la posición del flujo óptimo está muy distanciada respecto al flujo nominal, y se escoge una perturbación inicial relativamente pequeña. Obsérvese que, como en el caso anterior, únicamente se utiliza la información del signo de la variación de la potencia consumida. Sin embargo, es más rápido que una búsqueda exhaustiva.

5.4.3.3 Método Proporcional

Para acelerar la búsqueda del flujo óptimo es posible utilizar no sólo el signo de la variación de la potencia activa consumida (5.5) sino también el módulo. Este método es una variante del método de Rosenbrock. El algoritmo puede expresarse como:

$$\left(i_{ds}^*\right)_{n+1} = \left(i_{ds}^*\right)_n - k \Delta P_n \operatorname{signo}\left(\Delta i_{ds}^*\right)_n \quad (5.6)$$

siendo k una constante positiva.

Evidentemente, se debe limitar el incremento de corriente de flujo de referencia, puesto que cuando se producen variaciones muy grandes de potencia consumida, el algoritmo impone incrementos muy grandes de corriente, provocando oscilaciones indeseables en el motor, tanto en el par electromagnético como en la velocidad del rotor.

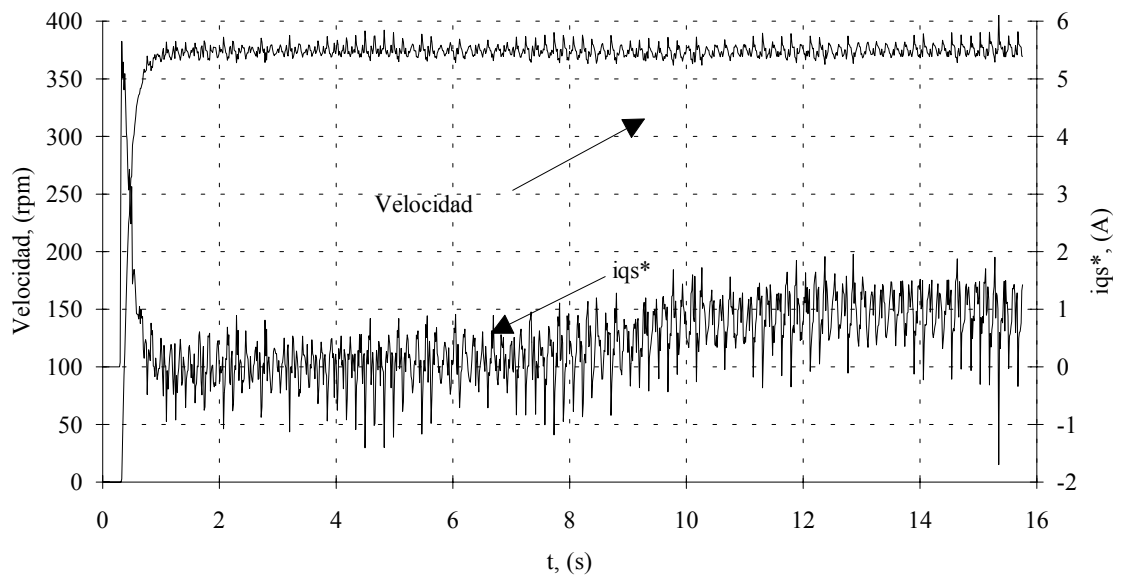


Figura 5.20. Resultados experimentales de la evolución de la velocidad del rotor y de la corriente de par i_{qs}^* empleando el método proporcional.

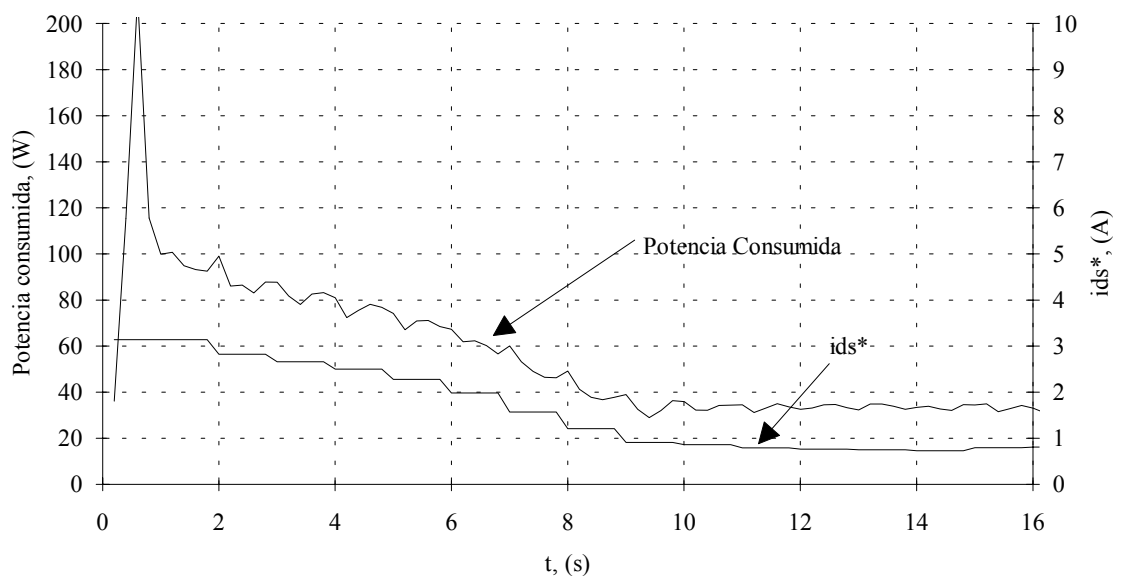


Figura 5.21. Evolución de la potencia activa consumida y de la corriente de flujo i_{ds}^* empleando el método proporcional (R. experimentales).

Este método tiene el inconveniente de presentar problemas de convergencia y oscilaciones si se utiliza una k constante. El método mejora considerablemente si k es una función no lineal, que acelera la búsqueda cuando estamos alejados del flujo óptimo y evita oscilaciones cuando nos acercamos a él.

Si la curva de la potencia activa consumida es prácticamente horizontal, el método es incapaz de converger (motores de alto rendimiento trabajando en puntos de operación cercanos a la potencia nominal). Si la variable k es una constante positiva pequeña, y la primera perturbación es pequeña, nunca se alcanza el mínimo de la función.

Como en el caso anterior, este algoritmo de búsqueda es infinito, es decir, nunca se detiene, si bien al cabo de una serie de ejecuciones, el incremento de corriente i_{ds}^* se hace prácticamente nulo.

5.4.3.4 Método del Gradiente

Para evitar los problemas asociadas a curvas de potencia prácticamente horizontales, se puede utilizar el gradiente de la potencia activa consumida, el cual nunca es nulo excepto en el punto de mínimas pérdidas, donde la primera derivada de potencia activa es cero.

La idea de este método es obtener el flujo óptimo buscando en la dirección contraria al gradiente de la potencia activa consumida.

$$(i_{ds}^*)_{n+1} = (i_{ds}^*)_n - k \nabla P_n \quad (5.7)$$

donde el gradiente se calcula mediante una aproximación numérica de primer orden:

$$\nabla P_n = \frac{P_n - P_{n-1}}{(i_{ds}^*)_n - (i_{ds}^*)_{n-1}} \quad (5.8)$$

Intuitivamente, este algoritmo sería el más adecuado para optimizar el rendimiento de un motor de inducción. Sin embargo, este método presenta problemas entorno al flujo óptimo, debido a la dificultad de obtener una buena aproximación numérica del gradiente (véase la Figura 5.22). Recuerde el lector que se ha considerado que la potencia activa consumida por un accionamiento era de forma aproximada una función unimodal, lo cual no es estrictamente

cierto. Además, se supone condiciones de régimen permanente, par y velocidad constante, hipótesis tampoco estrictamente ciertas.

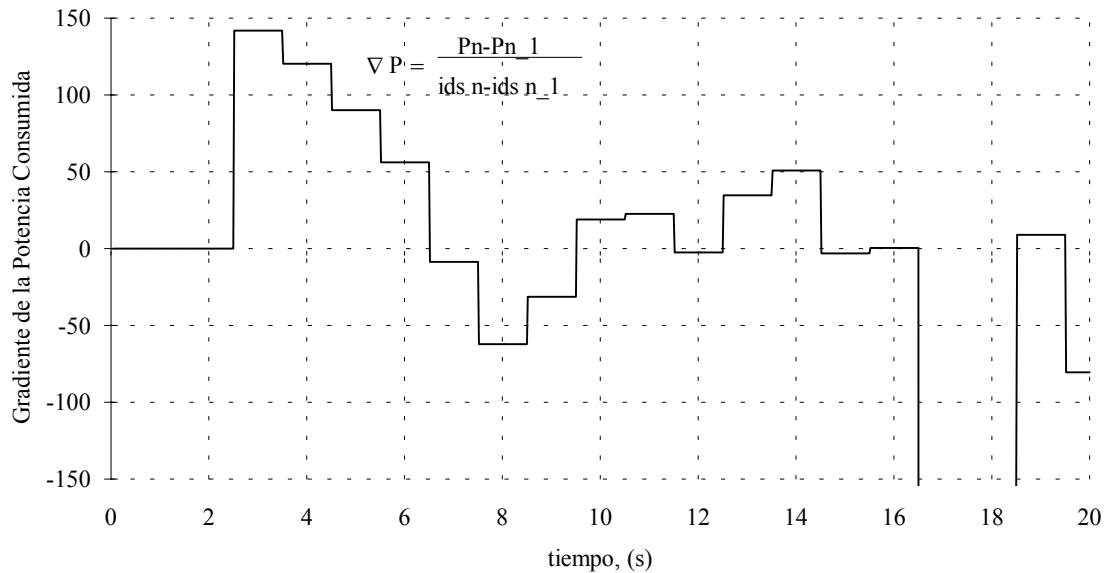


Figura 5.22. Evolución del gradiente de potencia activa en la búsqueda del flujo óptimo.

Es posible utilizar el gradiente de la potencia activa cuando estamos lejos del flujo óptimo y a medida que se reduce el incremento de corriente de referencia, utilizar otra técnica, como por ejemplo el método de Rosenbrock o el proporcional.

Tampoco es posible utilizar la segunda derivada de la potencia activa consumida, dada la dificultad de encontrar una buena aproximación numérica de la misma.

Observaciones

En todos estos métodos, es preciso dar un paso inicial o perturbación en la función. Si la perturbación es muy grande, se obtiene una rápida convergencia con oscilaciones entorno al mínimo. Si la perturbación es pequeña, se obtiene una convergencia lenta sin oscilaciones en la búsqueda. La variable k puede resolver el compromiso entre velocidad de convergencia y oscilaciones entorno al mínimo. Cuando estamos lejos del mínimo, la variable k puede ser

muy grande. Cuando nos acercamos al mínimo, la variable k debe ser pequeña para reducir las oscilaciones entorno al punto óptimo.

En cualquier caso, siempre se debe llegar a un compromiso entre velocidad de convergencia (que si es demasiado rápida provoca perturbaciones en el par electromagnético) y oscilaciones entorno al mínimo (oscilaciones que pueden provocar un alejamiento excesivo del punto de mínimas pérdidas).

5.4.3.5 Método de Fibonacci

Este método consiste en obtener la potencia activa consumida en puntos (valores de corriente de flujo de referencia i_{ds}^*) cuyas distancias son función de la serie de Fibonacci. El número de muestreos N de la potencia debe ser especificado de antemano.

La secuencia de números de Fibonacci viene dada por:

$$\left. \begin{aligned} F_0 = F_1 = 1 \\ F_n = F_{n-1} + F_{n-2}, \quad n = 2, 3, 4, \dots \end{aligned} \right\} \quad (5.9)$$

obteniéndose la serie $F_k : 1, 1, 2, 3, 5, 8, 13, 21, 34, 55, 89, \dots$

Si se considera un intervalo inicial de incerteza para el flujo óptimo dado por $\left[(i_{ds}^*)_{min}, (i_{ds}^*)_{max} \right]$ y un número N de experimentos o muestreos de la potencia activa, el algoritmo puede resumirse en los siguientes pasos:

Paso 1) Los puntos iniciales de corriente i_{ds}^* son:

$$\lambda = (i_{ds}^*)_{min} + \left(\frac{F_{N-2}}{F_N} \right) \left((i_{ds}^*)_{max} - (i_{ds}^*)_{min} \right) \quad (5.10)$$

$$\mu = (i_{ds}^*)_{min} + \left(\frac{F_{N-1}}{F_N} \right) \left((i_{ds}^*)_{max} - (i_{ds}^*)_{min} \right) \quad (5.11)$$

$$k = 1 \quad (5.12)$$

Paso 2) Si $P(\lambda) > P(\mu)$ continuar con el paso 3

Si $P(\lambda) < P(\mu)$ continuar con el paso 4

Paso 3)

$$(i_{ds}^*)_{min} = \lambda \quad (5.13)$$

Si $k = N - 2$ ir al paso 5

$$\lambda = \mu \quad (5.14)$$

$$\mu = (i_{ds}^*)_{min} + \left(\frac{F_{N-k-1}}{F_{N-k}} \right) \left((i_{ds}^*)_{max} - (i_{ds}^*)_{min} \right) \quad (5.15)$$

$$k = k + 1 \text{ ir al paso 2} \quad (5.16)$$

Paso 4)

$$(i_{ds}^*)_{max} = \mu \quad (5.17)$$

Si $k = N - 2$ ir al paso 5

$$\mu = \lambda \quad (5.18)$$

$$\lambda = (i_{ds}^*)_{min} + \left(\frac{F_{N-k-2}}{F_{N-k}} \right) \left((i_{ds}^*)_{max} - (i_{ds}^*)_{min} \right) \quad (5.19)$$

$$k = k + 1 \text{ ir al paso 2} \quad (5.20)$$

Paso 5) El flujo que proporciona mínimas pérdidas:

$$(i_{ds}^*)_{optimo} = \frac{(i_{ds}^*)_{min} + (i_{ds}^*)_{max}}{2} \quad (5.21)$$

y éste es el paso final del algoritmo de Fibonacci.

Se puede demostrar que la precisión final alcanzada después de N experimentos viene dada por la expresión:

$$\frac{L_n}{L_0} = \frac{1}{F_N} \quad (5.22)$$

siendo L_n el intervalo final de incerteza donde está situado el flujo óptimo y L_0 el intervalo inicial de partida.

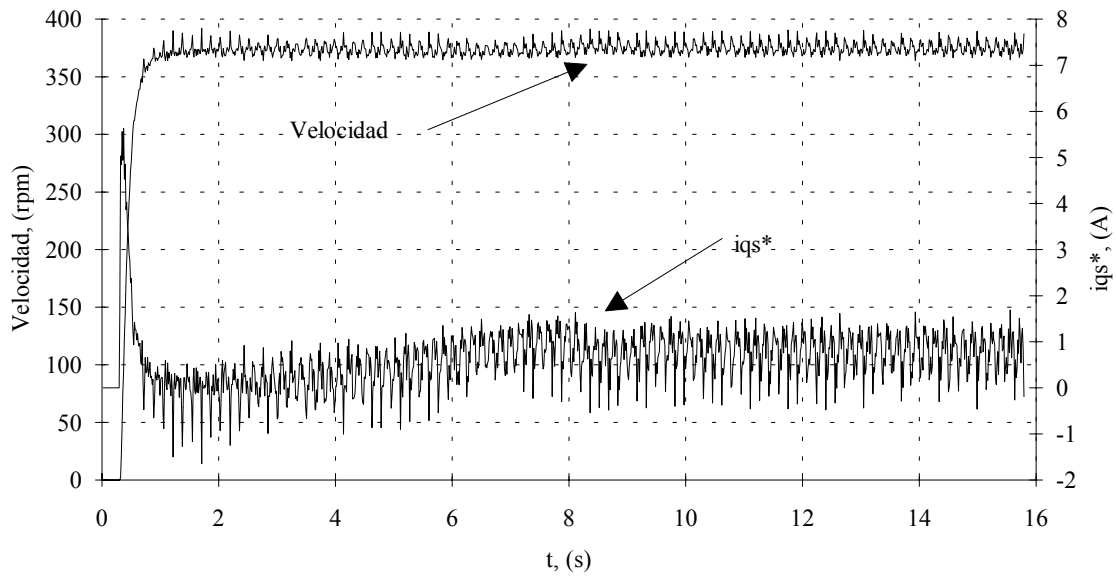


Figura 5.23. Resultados experimentales de la evolución de la velocidad del rotor y de la corriente de par i_{qs}^* empleando el método de Fibonacci ($N=20$).

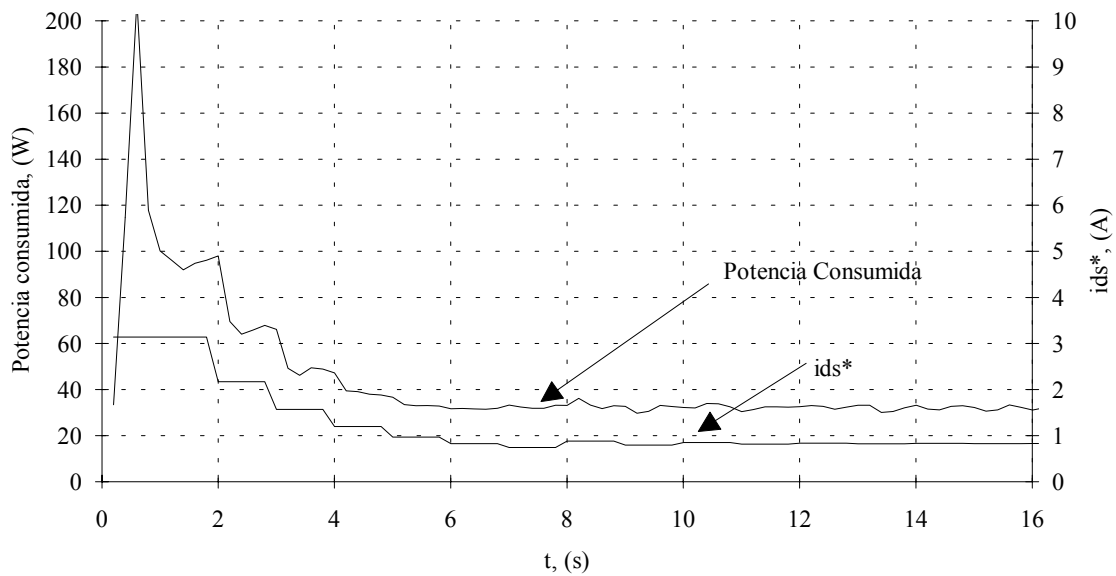


Figura 5.24. Evolución de la potencia activa consumida y de la corriente de flujo i_{ds}^* empleando el método de Fibonacci (R. experimentales).

Este método siempre converge con una precisión predeterminada a priori. Sin embargo, se debe imponer de antemano el número de experimentos a realizar. Además, uno de los inconvenientes que presenta es que impone variaciones (escalones) de flujo muy grandes en el

motor, lo que repercute negativamente, con aparición de oscilaciones en el par electromagnético y en consecuencia sobre la velocidad del rotor. Es por ello que este método necesita la ayuda de un compensador de par a la hora de implementarlo físicamente.

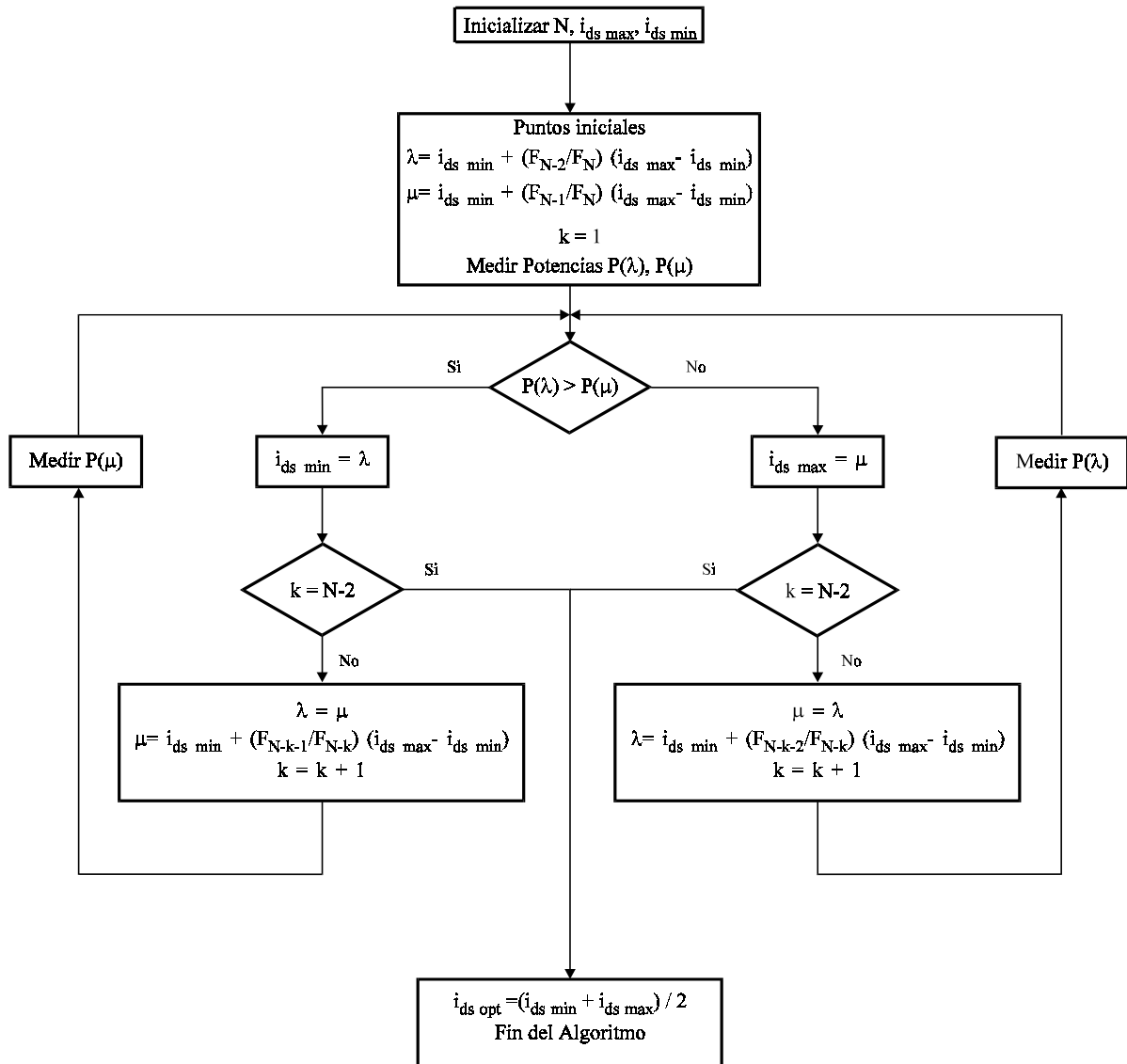


Figura 5.25. Diagrama de bloques del método de Fibonacci para la obtención del flujo óptimo de mínimas pérdidas.

5.4.3.6 Método de la Sección Áurea

Este método es semejante al método de Fibonacci, pero con número de evaluaciones de la función no determinado a priori. En este caso, se considera que el número de experimentos a realizar N es muy grande, con lo que las expresiones anteriores se simplifican con las siguientes aproximaciones:

$$\left(\frac{F_{N-2}}{F_N}\right) = 0.382, \quad N \gg \quad (5.23)$$

$$\left(\frac{F_{N-1}}{F_N}\right) = 0.618, \quad N \gg \quad (5.24)$$

El proceso de búsqueda se puede detener en el experimento k , obteniéndose la precisión deseada, que viene dada por la siguiente expresión:

$$\frac{L_k}{L_0} = (0.618)^{k-1} \quad (5.25)$$

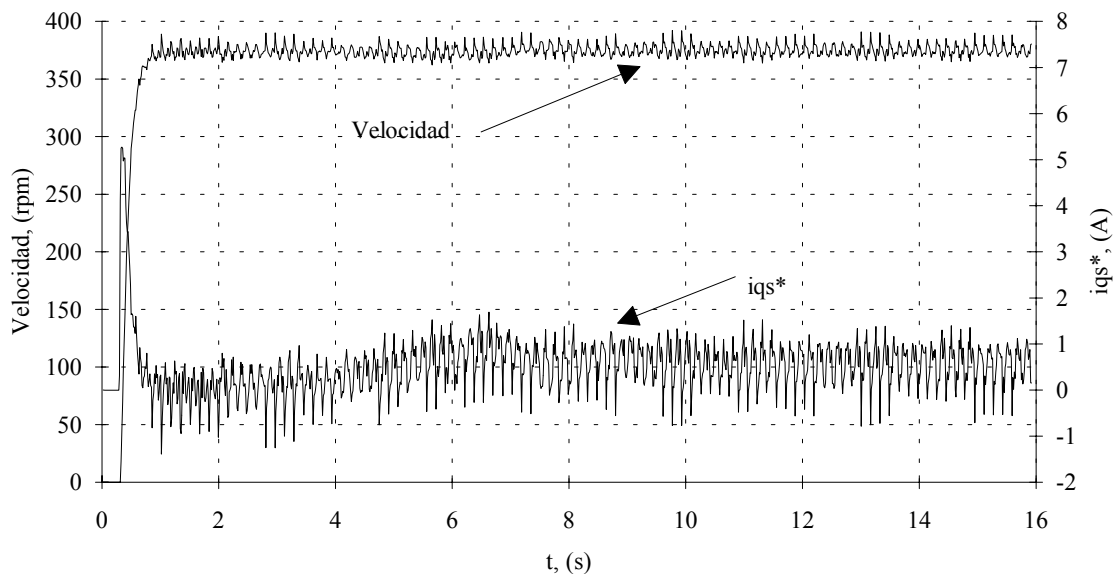


Figura 5.26. Resultados experimentales de la evolución de la velocidad del rotor y de la corriente de par i_{qs}^* empleando el método de la sección áurea.

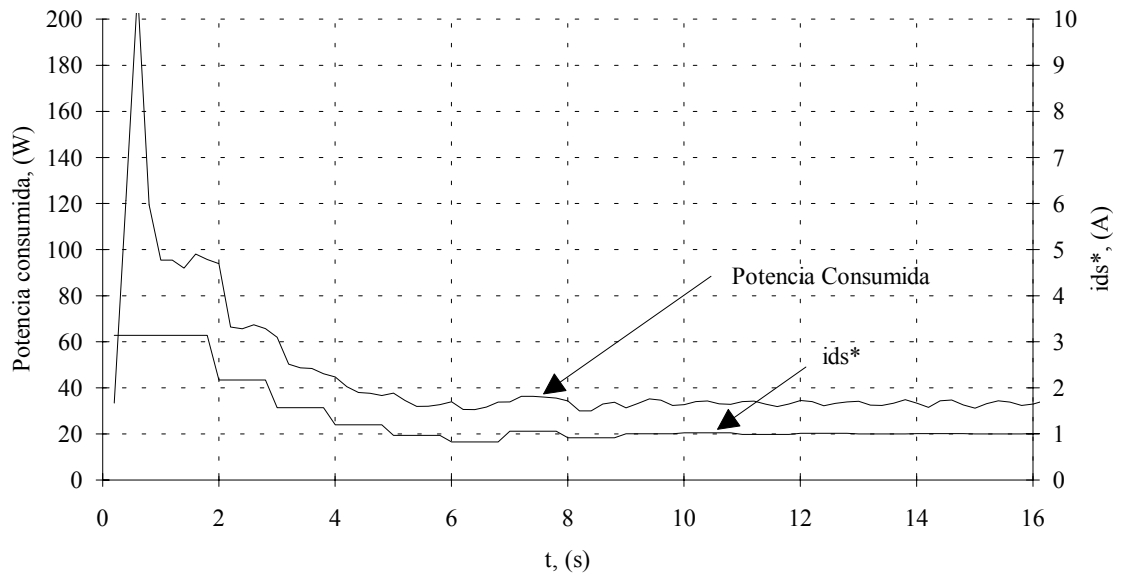


Figura 5.27. Evolución de la potencia activa consumida y de la corriente de flujo i_{ds}^* empleando el método de la sección áurea (R. experimentales).

El método siempre converge y no se debe especificar el número de experimentos a realizar. Una vez alcanzada la precisión requerida, el algoritmo puede detenerse. Finalmente, presenta los mismos inconvenientes que el método de Fibonacci.

5.4.3.7 Búsqueda Dicotómica

Este método junto con el método de Fibonacci y el de la sección áurea son *métodos secuenciales*, es decir, el resultado de un experimento influye en la localización del experimento siguiente.

El método consiste en medir la potencia activa consumida en puntos equidistantes del centro del intervalo inicial de la corriente de referencia i_{ds}^* para localizar el intervalo donde se encuentra el punto de mínimas pérdidas.

Siendo $L_0 = [i_{dsmin}^*, i_{dsmax}^*]$ el intervalo inicial de búsqueda, los puntos donde se deben realizar las evaluaciones de la función son:

$$i_{ds1}^* = \frac{L_0}{2} + \frac{\delta}{2} \quad (5.26)$$

$$i_{ds2}^* = \frac{L_0}{2} - \frac{\delta}{2} \quad (5.27)$$

donde δ es un número positivo pequeño. Considerando los valores de la potencia activa consumida en i_{ds1}^* y i_{ds2}^* , el nuevo intervalo de incerteza será:

$$\begin{cases} \left[\frac{L_0}{2} - \frac{\delta}{2}, i_{dsmax}^* \right] & \text{si } P(i_{ds1}^*) < P(i_{ds2}^*) \\ \left[i_{dsmin}^*, \frac{L_0}{2} + \frac{\delta}{2} \right] & \text{si } P(i_{ds1}^*) > P(i_{ds2}^*) \end{cases} \quad (5.28)$$

y el proceso se repite hasta obtener la precisión deseada.

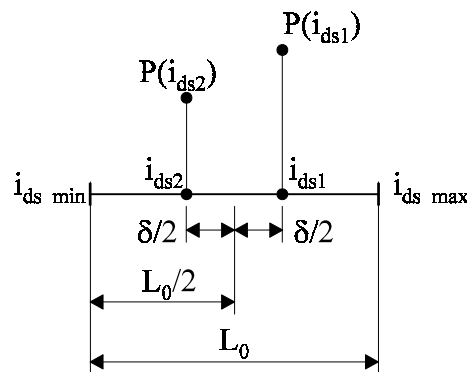


Figura 5.28. Filosofía de la búsqueda dicotómica.

Después de n experimentos, el intervalo final de incerteza viene dado por la siguiente expresión:

$$L_n = \frac{L_0}{2^{n/2}} + \delta \left(1 - \frac{1}{2^{n/2}} \right) \quad (5.29)$$

siendo n un número par.

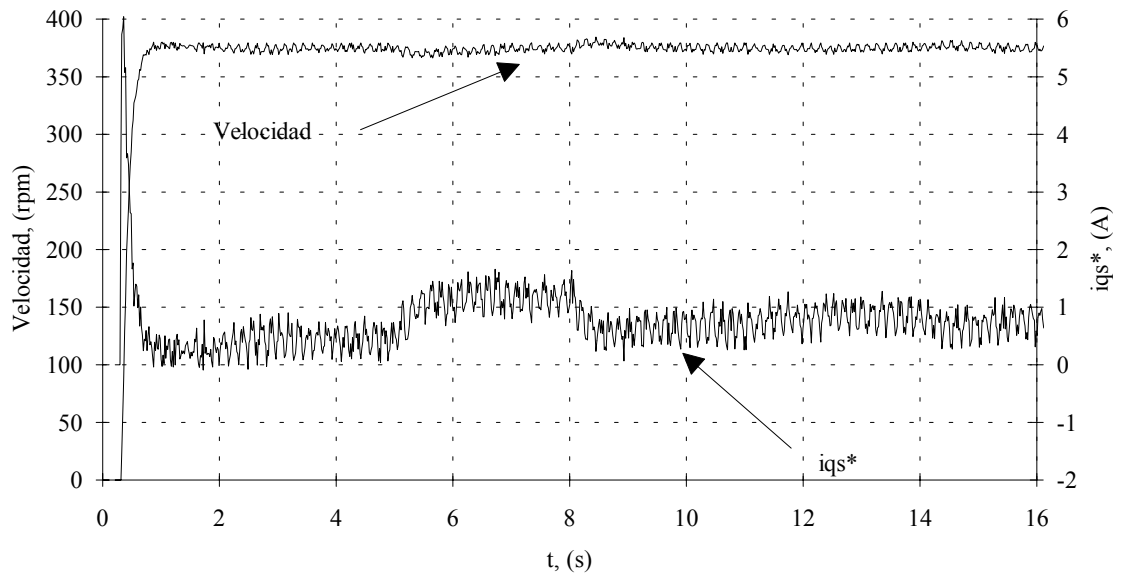


Figura 5.29. Resultados experimentales de la evolución de la velocidad del rotor y de la corriente de par i_{qs}^* empleando la búsqueda dicotómica.

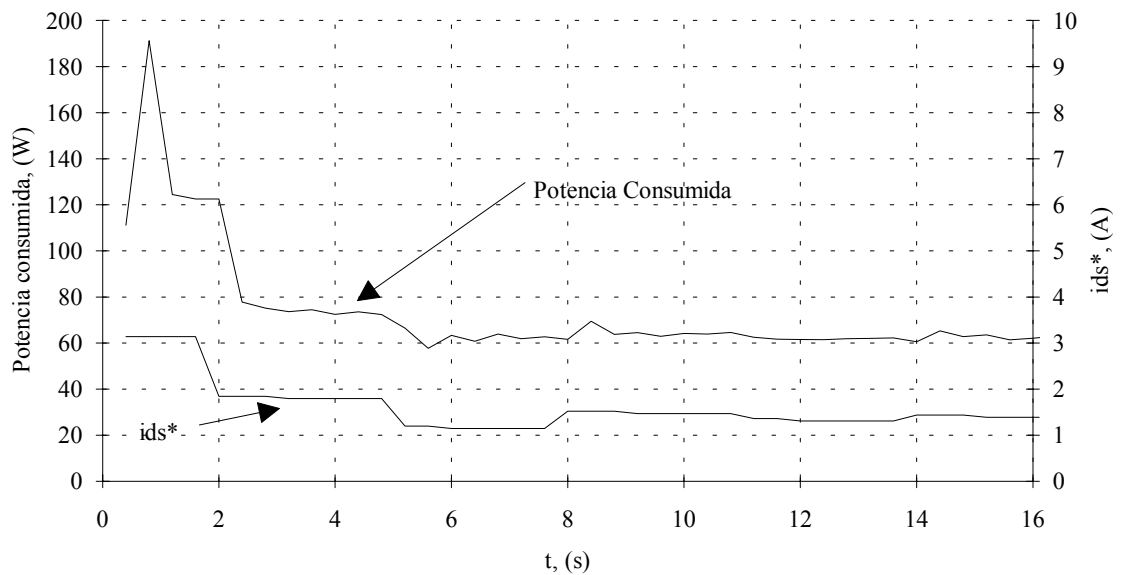


Figura 5.30. Evolución de la potencia activa consumida y de la corriente de flujo i_{ds}^* empleando la búsqueda dicotómica (R. experimentales).

La constante δ debe ser suficientemente grande para que existan diferencias apreciables entre los valores de la potencia activa consumida en los puntos medidos. Sin embargo, ha de ser suficientemente pequeña para tener un intervalo de incerteza final cercano a cero.

Aunque el método siempre converge, se deben realizar muestreos de la potencia en distintos puntos del intervalo, con lo que la búsqueda puede ser relativamente larga. Además, se evalúan puntos equidistantes del centro del intervalo, con lo que se realizan varios movimientos a lo largo de la curva de potencia activa consumida por el accionamiento.

5.4.3.8 Método basado en Lógica Difusa

Este método consiste en utilizar un controlador de lógica difusa [42] basado en reglas heurísticas [5], [38]-[41] para mejorar la velocidad de convergencia y evitar oscilaciones entorno al flujo óptimo. Los antecedentes del controlador son la variación de potencia activa consumida (ΔP_n) y la variación anterior de la corriente de referencia de flujo (Δi_{ds}^*)_{n-1}, y el consecuente es la nueva variación de dicha corriente (Δi_{ds}^*)_n. Una simple tabla con 7 reglas (Tabla 5.2) permite obtener el mínimo de la potencia consumida por el accionamiento, acelerando la búsqueda cuando nos encontramos alejados del mínimo y evitando oscilaciones entorno al flujo óptimo, imponiendo variaciones de flujo casi nulas.

$\Delta P_n \setminus (\Delta i_{ds}^*)_{n-1}$	N	P	
PG	PM	NM	PG: Positivo Grande
PM	PP	NP	PM: Positivo Medio
PP	PP	NP	PP: Positivo Pequeño
CE	CE	CE	CE: Cero
NP	NP	PP	NG: Negativo Grande
NM	NM	PM	NM: Negativo Medio
NG	NG	PG	NP: Negativo Pequeño

Tabla 5.2. Reglas heurísticas para obtención del flujo óptimo (salida $(\Delta i_{ds}^*)_n$).

Las reglas son del tipo:

Si la *Variación de Potencia Activa Consumida* ΔP_n es **Positiva Grande (PG)** y la *Corriente i_{ds}^* Anterior* es **Positiva Media (PM)**, entonces la *Corriente i_{ds}^* Nueva* es **Negativa Media (NM)**. (Regla 1 de la tabla anterior).

Para la “fuzzificación”, se ha utilizado funciones del tipo triangular, que permiten una mayor rapidez de cálculo en tiempo real.

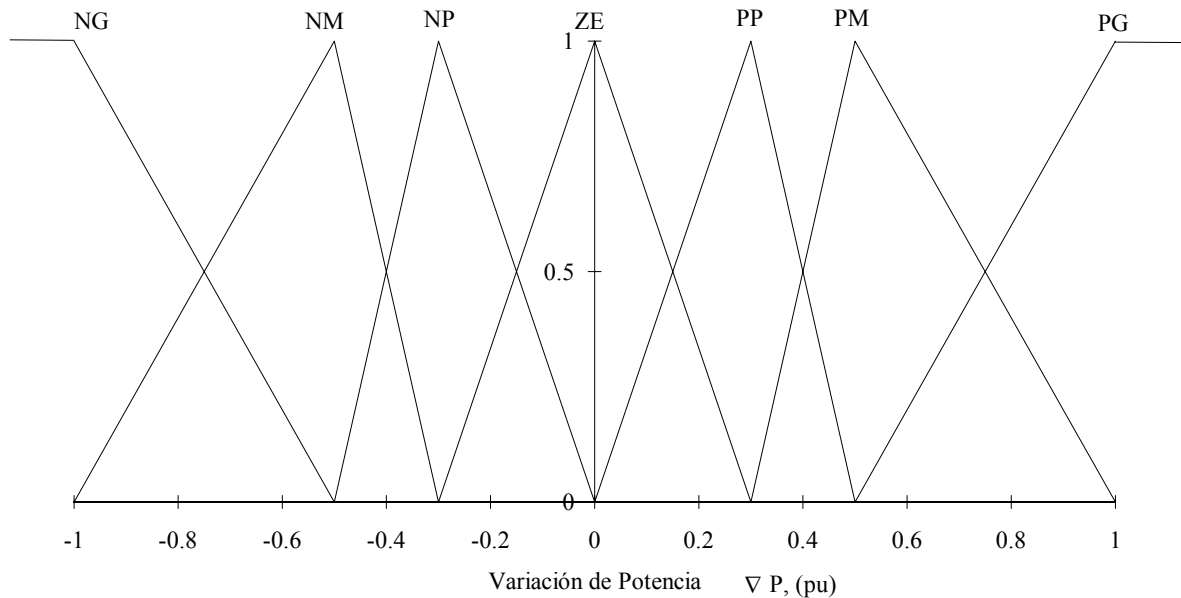


Figura 5.31. Funciones de pertenencia para el antecedente *Variación de Potencia*.

Como inferencia se ha implementado el conocido método producto-suma [43], [44], ya que proporciona mejores resultados que otros, como el clásico método mínimo-máximo, tan empleado en la literatura [45]-[47].

Como método de “defuzzificación” se ha implementado el método del centro de gravedad con “singeltons” de salida, ya que es el más eficaz y el más simple para sistemas en tiempo real que necesitan tiempos de cálculo muy pequeños [43].

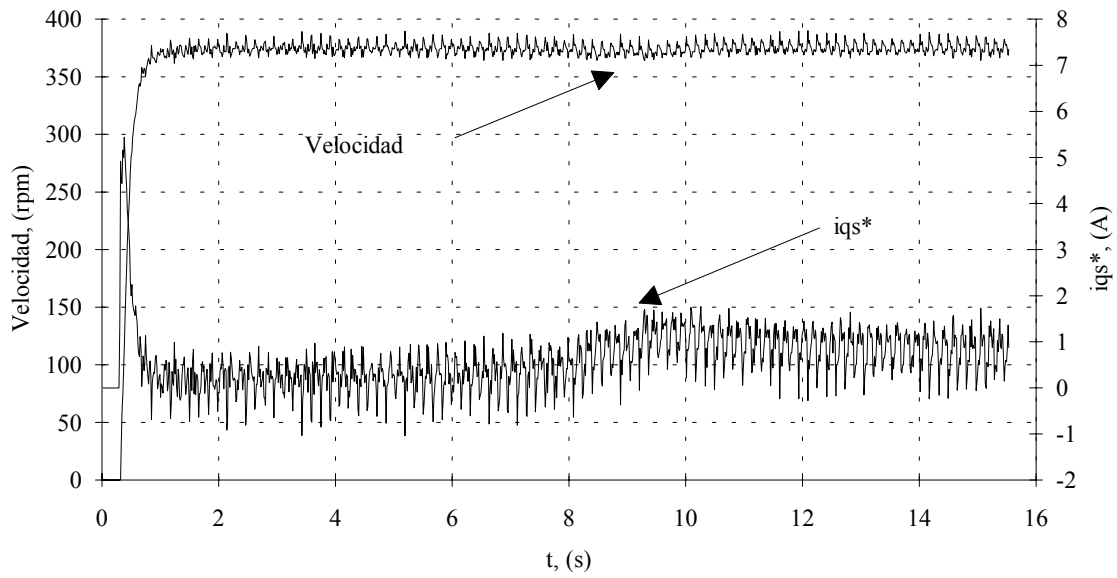


Figura 5.32. Resultados experimentales de la evolución de la velocidad del rotor y de la corriente de par i_{qs}^* empleando lógica difusa.

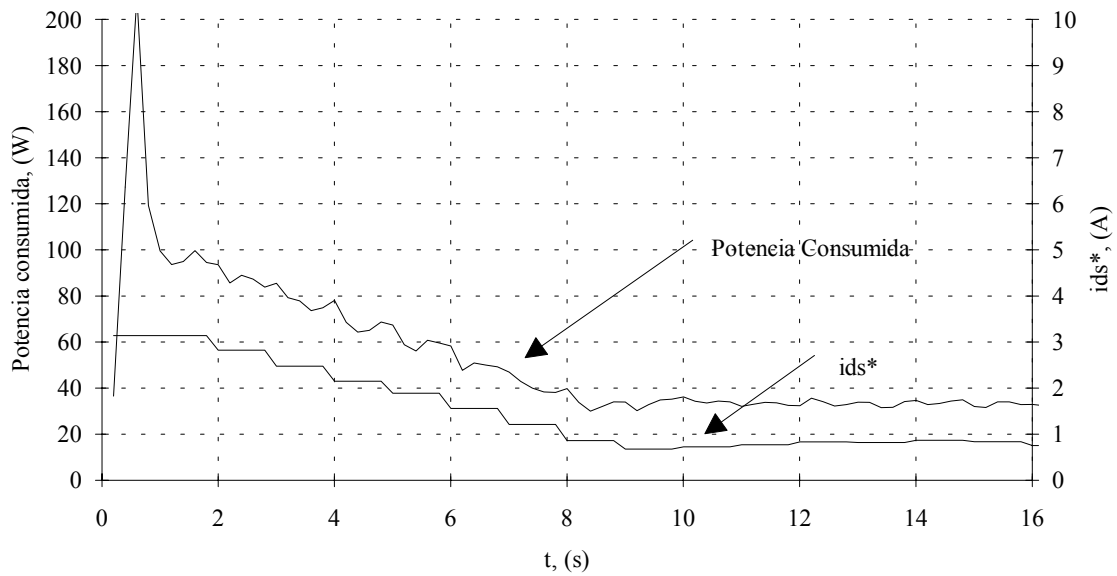


Figura 5.33. Evolución de la potencia activa consumida y de la corriente de flujo i_{ds}^* empleando lógica difusa (R. experimentales).

5.4.3.9 Métodos de Interpolación

Parece lógico pensar en la posibilidad de utilizar métodos de aproximación de datos experimentales a una función analítica con el fin de hallar analíticamente o por iteración su mínimo relativo. La idea de los métodos de interpolación es aproximar los datos experimentales obtenidos a un polinomio de orden n y obtener el mínimo de la función interpolada [48].

Lo más sencillo es utilizar polinomios de orden reducido, 2° y 3°, puesto que es muy sencillo obtener su mínimo analíticamente. Sin embargo, los datos experimentales contienen ruido con lo que los métodos de interpolación pueden generar soluciones numéricas erróneas. Además, si se intenta interpolar la curva de potencia partiendo de datos con flujo nominal, se obtienen máximos relativos, debido a la curvatura de la curva experimental de potencia activa consumida en uno de sus extremos (véase la Fig. 5.11). Para solucionar estos problemas pueden utilizarse métodos de aproximación basados en regresión de mínimos cuadrados.

5.4.3.10 Métodos de Regresión con Mínimos Cuadrados

Para evitar los problemas mencionados en el apartado anterior, se puede utilizar aproximación de datos a un polinomio de orden n mediante regresión con mínimos cuadrados [48].

Si lo que se desea es aproximar la curva de potencia desde el momento inicial es necesario utilizar polinomios de 5° orden o incluso mayores si se desea obtener una correcta aproximación numérica del punto de mínimas pérdidas. Desde el punto de vista de implementación física, el método es muy complejo, y requiere una gran cantidad de CPU⁴ para realizar una regresión de 5° orden.

Algo más eficaz es utilizar un polinomio de 2° orden (5.31) cuando nos encontramos en el entorno del punto de mínimas pérdidas. El flujo es decrementado hasta que encontramos un

⁴Utilizando un 80486 a 66 MHz, una regresión de 5° orden con 6 puntos tarda aproximadamente 3ms en converger.

cambio de signo de la variación de potencia consumida. Una vez que nos encontramos en la zona del punto de mínimas pérdidas, la regresión se realiza con 4 puntos de dicho entorno, obteniéndose una buena aproximación del flujo óptimo. Para ello, basta resolver el sistema de ecuaciones siguiente en tiempo real⁵:

$$\begin{bmatrix} N+1 & \sum_{k=0}^N (i_{ds}^*)_k & \sum_{k=0}^N (i_{ds}^*)_k^2 \\ \sum_{k=0}^N (i_{ds}^*)_k & \sum_{k=0}^N (i_{ds}^*)_k^2 & \sum_{k=0}^N (i_{ds}^*)_k^3 \\ \sum_{k=0}^N (i_{ds}^*)_k^2 & \sum_{k=0}^N (i_{ds}^*)_k^3 & \sum_{k=0}^N (i_{ds}^*)_k^4 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a \\ b \\ c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sum_{k=0}^N P_k \\ \sum_{k=0}^N (i_{ds}^*)_k P_k \\ \sum_{k=0}^N (i_{ds}^*)_k^2 P_k \end{bmatrix} \quad (5.30)$$

donde $(i_{ds}^*)_k$ es la corriente productora de flujo impuesta en el instante k y P_k es la potencia consumida por el accionamiento cuando se impone la corriente anterior. De esta forma, la curva de potencia activa consumida se aproxima por:

$$P(i_{ds}^*) = a + b i_{ds}^* + c (i_{ds}^*)^2 \quad (5.31)$$

El mínimo de dicha función $P(i_{ds}^*)$ se obtiene analíticamente mediante la primera derivada:

$$\frac{dP}{di_{ds}^*} = b + 2c i_{ds}^* = 0 \quad (5.32)$$

siendo la corriente productora de flujo óptima:

$$i_{ds}^* \text{ optima} = \frac{-b}{2c} \quad (5.33)$$

con

$$c > 0 \quad (5.34)$$

ya que para que nos encontremos con un mínimo relativo se debe cumplir:

$$\frac{d^2 P}{di_{ds}^{*2}} = 2c > 0 \quad (5.35)$$

Una vez encontrado el mínimo, se continua haciendo regresiones realizando un barrido en el entorno del flujo óptimo hallado.

⁵Para acelerar el cálculo del sistema, este se resuelve analíticamente.

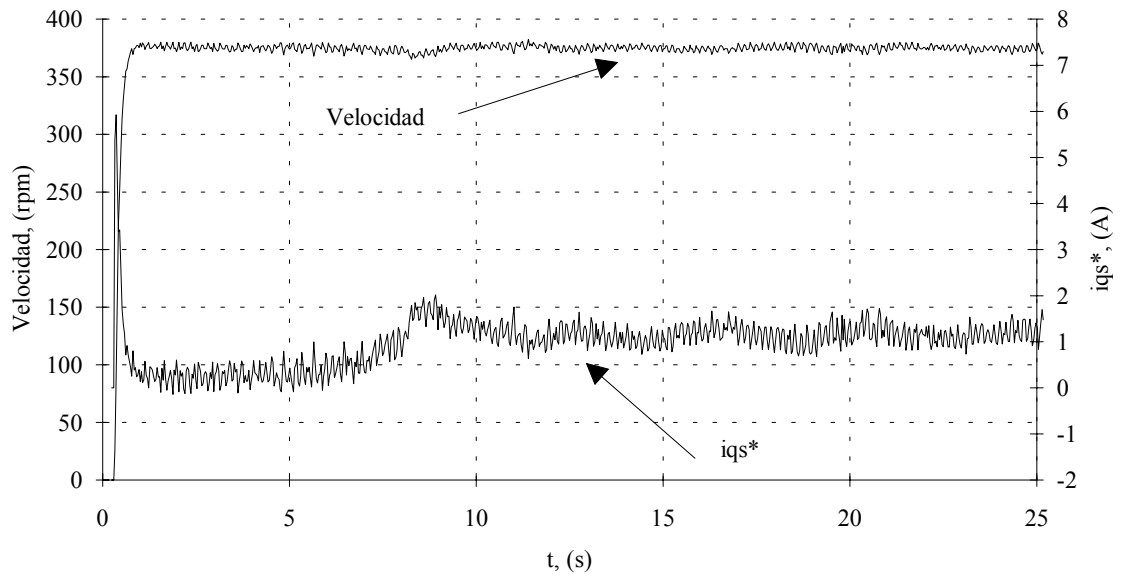


Figura 5.34. Resultados experimentales de la evolución de la velocidad del rotor y de la corriente de par i_{qs}^* empleando el método de Rosenbrock y regresión con mínimos cuadrados para ajustar la curva a un polinomio de 2º orden.

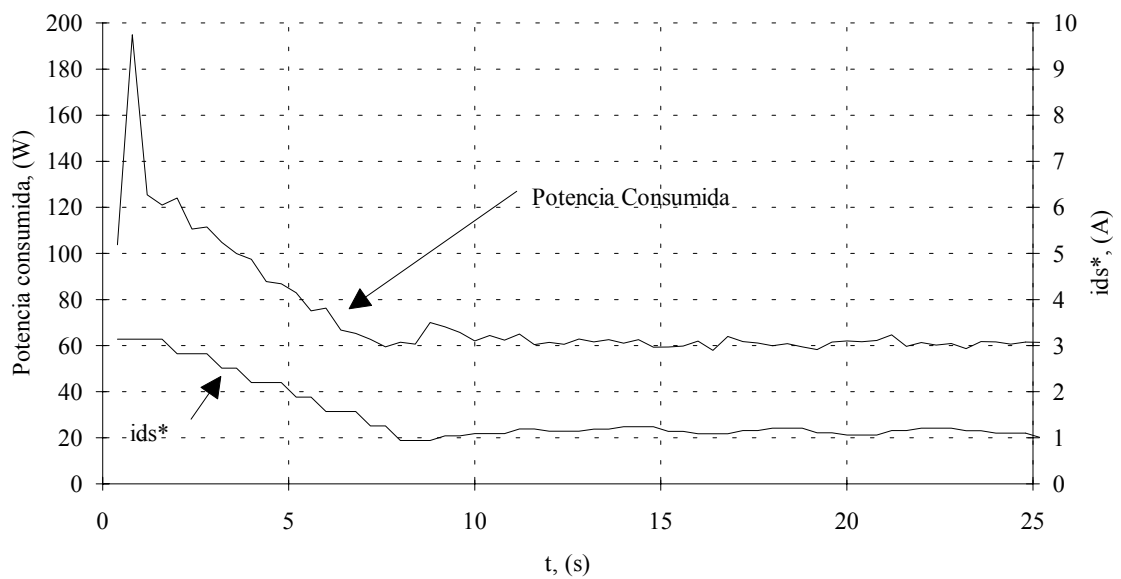


Figura 5.35. Evolución de la potencia activa consumida y de la corriente de flujo i_{ds}^* empleando el método de Rosenbrock y regresión con mínimos cuadrados para ajustar la curva a un polinomio de 2º orden (R. experimentales).

Este método debe ser utilizado junto con cualquiera de los algoritmos anteriormente descritos siendo una solución mixta. Permite acelerar la búsqueda del mínimo y trabajar entorno al punto de mínimas pérdidas realizando una búsqueda infinita. De esta forma, es posible

“compensar” posibles desviaciones del flujo óptimo por variación de parámetros por efecto de la temperatura, etc.

5.4.3.11 Métodos que requieren Derivadas

Existen diversos métodos de búsqueda del mínimo de una función que requieren conocer la derivada o derivadas de la función a minimizar. La idea básica es que si queremos obtener el mínimo de una función unimodal $f(x)$, es equivalente a resolver la ecuación $f'(x) = 0$, con lo cual se pueden utilizar los bien conocidos métodos numéricos, como el de Newton-Raphson, el de la falsa posición, el de la bisección, interpolación cúbica con derivadas, el de la raíz directa, etc. [25], [48].

Sin embargo, su aplicación a la búsqueda del flujo óptimo de mínimas pérdidas en un motor de inducción no es práctica debido a la dificultad de obtener buenas aproximaciones numéricas de las derivadas de orden n .

5.4.4 DISCUSIÓN SOBRE LOS MÉTODOS DE BÚSQUEDA PROPUESTOS

Las características ideales de un método de búsqueda deberían ser:

- sencillez de implementación y rapidez de ejecución.
- alta velocidad de convergencia en la búsqueda del mínimo.
- ausencia de perturbaciones en el par electromagnético desarrollado por el motor.
- no recorrer la curva de potencia varias veces.
- búsqueda infinita para evitar desviaciones del punto de mínimas pérdidas por efecto de la variación de parámetros por temperatura, etc.
- válido para cualquier motor (para motores de distintas potencias).
- válido en todo el rango de funcionamiento del accionamiento.
- ausencia de ganancias ajustables o parámetros dependientes de las características del motor.

Con los métodos presentados, podemos realizar una comparación exhaustiva, atendiendo a las características ideales mencionadas en el párrafo anterior. En primer lugar, cabe destacar que todos los métodos presentados excepto el método del gradiente son capaces de encontrar el flujo óptimo que proporciona el punto de mínimas pérdidas del accionamiento. Sin embargo, existen diferencias apreciables entre ellos.

Los métodos más generales son el de la búsqueda exhaustiva y el método de Rosenbrock. El único problema que presentan es que son extremadamente lentos ya que tan sólo utilizan el signo de la variación de potencia consumida. Son aplicables a cualquier motor y su convergencia está asegurada.

La búsqueda dicotómica, el método de Fibonacci y el de la sección áurea son más elaborados, con lo que se mejora la velocidad de convergencia de la búsqueda. Sin embargo, estos algoritmos provocan perturbaciones en el par electromagnético que deben ser compensadas para un correcto funcionamiento del accionamiento. Una de las críticas a estos métodos es que imponen flujos en el motor muy alejados del valor óptimo, con lo que la curva de

potencia se recorre varias veces a ambos lados del punto de mínimas pérdidas. Sin embargo, son también métodos muy generales, puesto que no requieren ganancias ajustables ni parámetros dependientes de las características del motor.

El método proporcional y el basado en lógica difusa son más específicos para cada motor, puesto que necesitan la ayuda de una serie de ganancias ajustables particulares para cada tipo de motor. Sin embargo, su velocidad de convergencia es mucho mayor y evitan recorrer la curva de potencia de forma innecesaria. Son por tanto métodos particulares, que deben ser ajustados bien por simulación o bien experimentalmente para su correcto funcionamiento.

El método del gradiente es el más eficaz sin duda alguna, si bien no funciona en el entorno del mínimo, con lo que debe utilizarse como mero método de aceleración junto con algún otro más simple (como por ejemplo el método de Rosenbrock).

El método basado en regresión por mínimos cuadrados no deja de ser un intento de aplicar técnicas de aproximación de funciones para hallar el mínimo. Dicho algoritmo funciona, si bien su complejidad es demasiado elevada en comparación con las ventajas que proporciona.

Es obvio que en cualquier caso, se debe llegar a un compromiso entre velocidad de convergencia, perturbaciones en el par y oscilaciones entorno al mínimo. La tabla 5.3 muestra una comparación de los métodos propuestos en función de una serie de criterios prácticos.

Finalmente se recomienda elegir en método de optimización en función de la aplicación final del accionamiento. Para muy grandes potencias, donde se quiera evitar problemas de perturbaciones de par, es aconsejable métodos simples y generales, como el método de Rosenbrock. Para aquellas aplicaciones donde sea primordial la velocidad de optimización, se sugiere emplear algoritmos más particulares, como el método proporcional o el basado en lógica difusa. Los métodos de eliminación como el de Fibonacci pueden utilizarse siempre y cuando se implementen junto con un compensador de par, para evitar perturbaciones indeseables en la regulación del accionamiento.

Para terminar, indicar que no existe un método perfecto que solucione el problema de optimización con el enfoque basado en la medición de potencia activa consumida. Cada método tiene sus ventajas e inconvenientes, y dependerá del tipo de motor y del tipo de aplicación para poder escoger uno u otro método.

Si comparamos estos métodos respecto a los basados en un modelo teórico de pérdidas, podemos extraer dos conclusiones claras:

- En primer lugar, los algoritmos de búsqueda son mucho más lentos que los basados en modelos teóricos de pérdidas del motor de inducción.
- Sin embargo, son mucho más precisos y en general no necesitan conocer ningún parámetro del motor de inducción.

Una futura línea de investigación⁶ puede estar enfocada hacia una solución mixta, es decir, utilizar un modelo teórico de pérdidas para aproximarnos al flujo de óptimas pérdidas y una vez que nos encontramos próximos al punto de mínimas pérdidas emplear la medición de potencia consumida para tener una precisión mucho mayor.

⁶Véase el capítulo 7, apartado de futuras líneas de investigación.

Método de Búsqueda	Velocidad de convergencia	Oscilaciones de Par E.	Oscilaciones en el mínimo	Necesidad Compensador	Aplicable a dist. potencias	Ganancias Ajustables	Complejidad algoritmo	Búsqueda Infinita
B. Exhaustiva	muy lenta	No	No	No	Sí	No	muy baja	No
M. Rosenbrock	lenta	No	Sí	No	Sí	No	baja	No
M. Proporcional	media	Sí	Sí	Sí	No	Sí	baja	No
M. Gradiente	rápida	Sí	Sí	Sí	No	Sí	media	Sí
M. Fibonacci	media	Sí	Sí	Sí	Sí	No	media	No
R. Áurea	media	Si	Sí	Sí	Sí	No	baja	No
B. Dicotómica	media	Sí	Sí	Sí	Sí	No	baja	No
M. Lógica Difusa	rápida	Sí	Sí	Sí	No	Sí	media	Sí
M. Regresión	media	No	Sí	No	Sí	No	alta	Sí

Tabla 5.3. Comparación de los métodos de búsqueda del flujo óptimo implementados.

5.5. RENDIMIENTO DEL ACCIONAMIENTO

Los métodos anteriormente presentados sirven para optimizar el rendimiento del accionamiento, definido por:

$$\eta = \frac{P_{u' \text{til desarrollada}}}{P_{\text{activa consumida}}} = \frac{P_{u' \text{til desarrollada}}}{P_{\text{pe'rdidas}} + P_{u' \text{til desarrollada}}} \quad (5.36)$$

La potencia útil desarrollada es la potencia mecánica de salida, medida en el eje del motor de inducción, y puede calcularse con:

$$P_{u' \text{til desarrollada}} = m_e \omega_r \quad (5.37)$$

y la potencia de pérdidas incluye las pérdidas en el motor de inducción y las del convertidor de potencia. Si no se dispone de un sensor de par, se puede estimar el par mecánico desarrollado por el motor con las ecuaciones básicas del control vectorial:

$$m_e^* = k i_{ds}^* i_{qs}^* \quad (5.38)$$

previamente filtrada esta señal.

La figura 5.36 muestra los resultados experimentales obtenidos utilizando la optimización de rendimiento basada en los métodos de búsqueda.

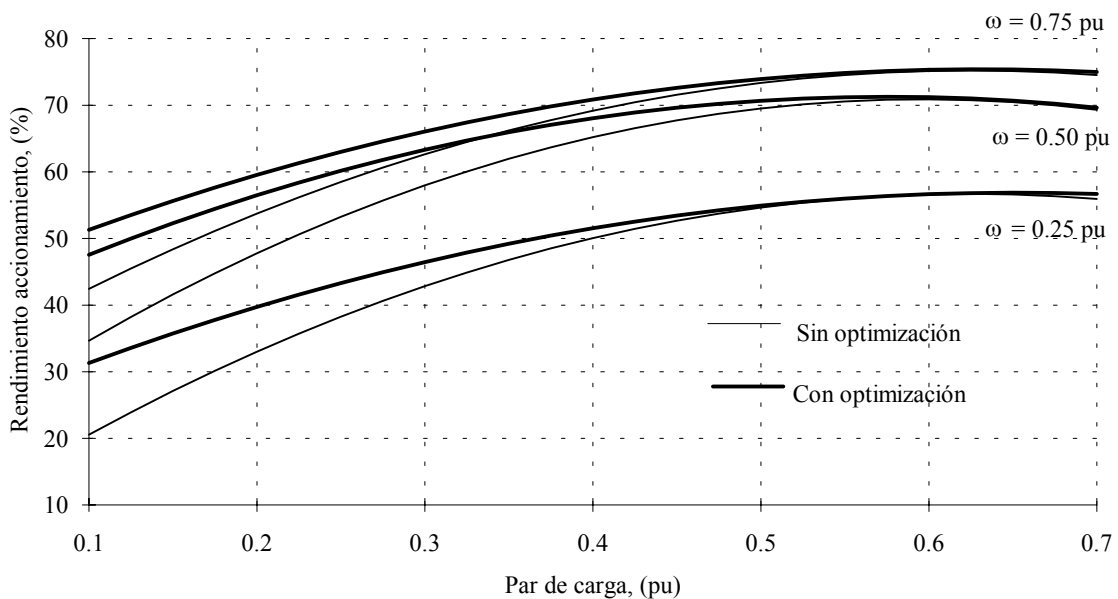


Figura 5.36. Curvas de rendimiento de un accionamiento de 1.5 kW para distintas solicitudes de par y velocidad, con y sin optimización del rendimiento.

Como puede observarse en la figura anterior, es con cargas ligeras donde se produce un mayor incremento del rendimiento del accionamiento. Los resultados obtenidos son semejantes a los encontrados en la literatura y demuestran la efectividad del enfoque basado en la medición de potencia activa consumida.

Si se desea calcular el rendimiento del sistema global (motor de alterna + generador de continua), es necesario añadir el término de las pérdidas en el motor de continua en el denominador de la ecuación (5.36), ya que en este caso se considera como potencia útil desarrollada la potencia extraída del generador de CC. Es evidente que el rendimiento en este caso será menor que el calculado teniendo en cuenta únicamente el motor de alterna y el convertidor de potencia.

El rendimiento del accionamiento, tal y como se ha definido en la expresión (5.36), puede utilizarse como variable de realimentación en los algoritmos de búsqueda anteriormente estudiados. Es simplemente utilizar un cambio de escala, puesto que la potencia útil desarrollada en régimen permanente es constante, y por tanto se trata de maximizar la inversa de la potencia consumida, es decir, minimizar las pérdidas en el accionamiento.

5.6. ELECCIÓN DEL PUNTO DE MEDIDA DE LA POTENCIA ACTIVA

La potencia activa consumida¹ por el accionamiento puede medirse en diferentes puntos del sistema (Fig. 5.37), en la entrada del rectificador, en el circuito intermedio de continua o en bornes del motor de inducción. Su elección dependerá del compromiso entre coste de hardware y precisión que se desee.

¹En el apéndice 4 se describen las principales definiciones de potencia, así como las diversas alternativas para calcular la potencia consumida.

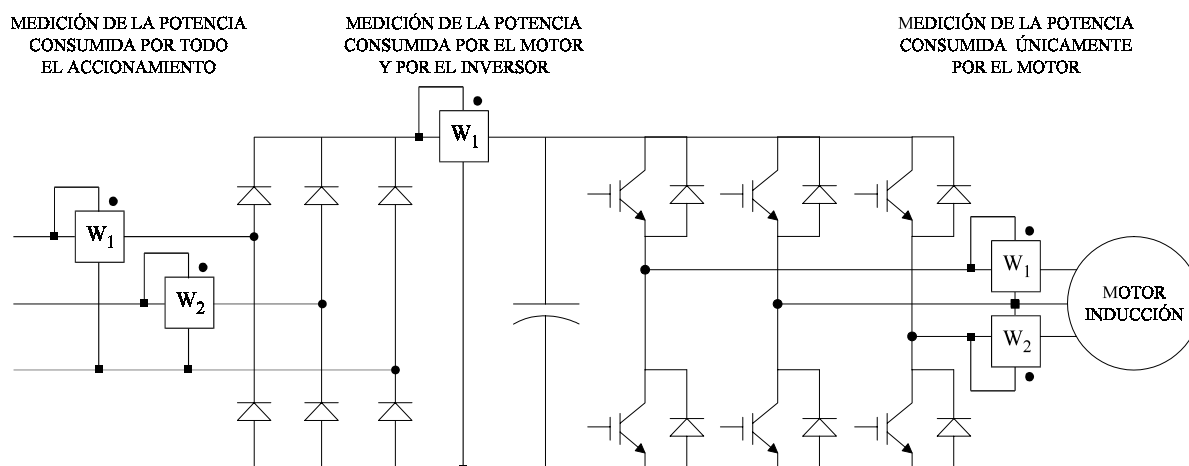


Figura 5.37. Esquema de las distintas posibilidades que existen para medir la potencia activa consumida por el accionamiento.

Si se mide a la entrada del rectificador, es necesario 2 sensores de corriente y otros 2 de tensión, en conexión Aron, cuando se trata de un accionamiento con alimentación trifásica². En este caso, la frecuencia de muestreo no debe ser excesivamente elevada. La frecuencia de la tensión de entrada es de 50 Hz y las corrientes, a pesar de tener un cierto contenido de armónicos, tienen una componente fundamental dominante de baja frecuencia. Si el rectificador está bien diseñado e incluye un filtro de entrada, el contenido de armónicos se reduce substancialmente. Medir la potencia en la entrada del rectificador es la forma más simple, aunque es una solución cara dado que necesita 4 sensores. Si el sistema es simétrico y equilibrado, se puede utilizar únicamente un vatímetro, aunque esta solución es tan sólo una aproximación ya que éstas hipótesis no son ciertas en los sistemas reales.

Si se mide la potencia en el circuito intermedio de continua, es necesario un sensor de corriente y otro de tensión. Normalmente, los accionamientos suelen incluir uno de estos sensores para proteger el equipo. El sensor de corriente es eficaz contra sobrecorrientes y sobrecargas. El sensor de tensión se suele utilizar para accionar el freno³ evitando sobretensiones en el condensador. La corriente en continua se debe muestrear a una frecuencia elevada para poder estimar correctamente la potencia consumida. Esta frecuencia depende de la frecuencia de conmutación del inversor. Algunos autores sugieren muestrear la

²Tan sólo para potencias pequeñas se utiliza la alimentación monofásica. Sin embargo, téngase en cuenta que todos los electrodomésticos domésticos son monofásicos.

³La mayoría de accionamientos incluyen un IGBT en serie con una resistencia de frenado, todo conectado en el circuito intermedio de continua para disipar la energía retornada por el motor cuando éste actúa como generador.

corriente en continua a unos 50 kHz [5]. La tensión en continua puede muestrearse a frecuencias bajas, ya que es teóricamente constante. Si esta última hipótesis se considera cierta, es posible estimar con un pequeño error la potencia consumida midiendo tan sólo la corriente en continua con un único sensor de corriente. La solución de medir la potencia en continua es la más económica desde un punto de vista de mínimo número de sensores, si bien no debe olvidarse que es necesario disponer de un procesador suficientemente rápido como para muestrear la corriente a una frecuencia suficientemente alta. Sin embargo, con esta solución no se miden las pérdidas totales del accionamiento, puesto que tan sólo se estiman las pérdidas en el motor y en el inversor de potencia.

Finalmente, la última solución que puede adoptarse es medir la potencia activa consumida en bornes del motor. Para ello es necesario medir corrientes y tensiones en los terminales del estátor. De nuevo es necesario 2 sensores de corriente y otros 2 de tensión. Normalmente, las corrientes siempre se miden para utilizarlas en el control de velocidad. Para las tensiones existen diversas posibilidades. Una de ellas es estimar las tensiones a partir del estado de los interruptores, conociendo claro está la tensión en el condensador del circuito intermedio de continua. Otra posibilidad es medir las tensiones PWM, multiplicarlas por las corrientes analógicamente y filtrar la señal que representa la potencia activa consumida. Esta solución no deja de ser cara en comparación con la anterior solución. Por otro lado, debe tenerse en cuenta que con este método tan sólo se mide la potencia activa consumida por el motor, y por tanto se desprecia la potencia consumida por todo el convertidor de potencia (rectificador + inversor), no obteniéndose de este modo el punto de mínimas pérdidas de todo el sistema. Si se trabaja a frecuencias de conmutación bajas, ello no supone ningún error apreciable. Sin embargo, con frecuencias de conmutación altas, no medir la potencia del inversor puede provocar que se obtengan escasas mejoras del rendimiento cuando se aplica un método de búsqueda del punto de mínimas pérdidas.

5.7. ESQUEMAS DE CONTROL

El enfoque de optimización basado en la medición de la potencia consumida presentado es válido y generalizable para todo tipo de esquemas de control. En esta tesis, se ha utilizado empleando un control vectorial indirecto para obtener buenas prestaciones dinámicas. Sin embargo, el método presentado se puede implementar de forma análoga a un control escalar genérico (figura 5.38). La única diferencia apreciable es la variable de control que se controla en función de la potencia consumida. En la figura 5.39 está representado un esquema genérico de este enfoque utilizando un control orientado por el campo, válido tanto para el control vectorial directo como para el indirecto.

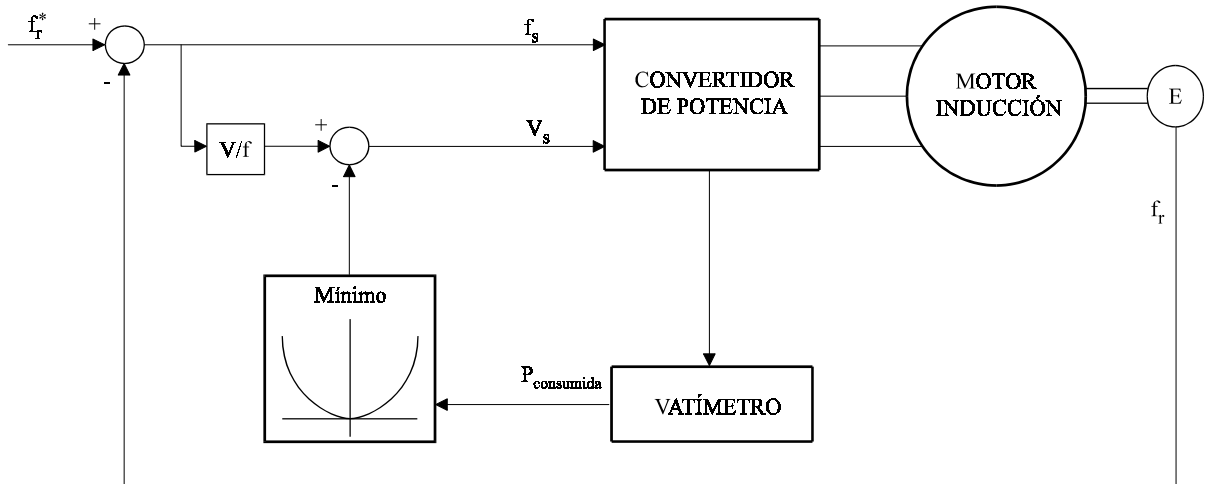


Figura 5.38. Control escalar con optimización del rendimiento basado en la medición de potencia activa consumida.

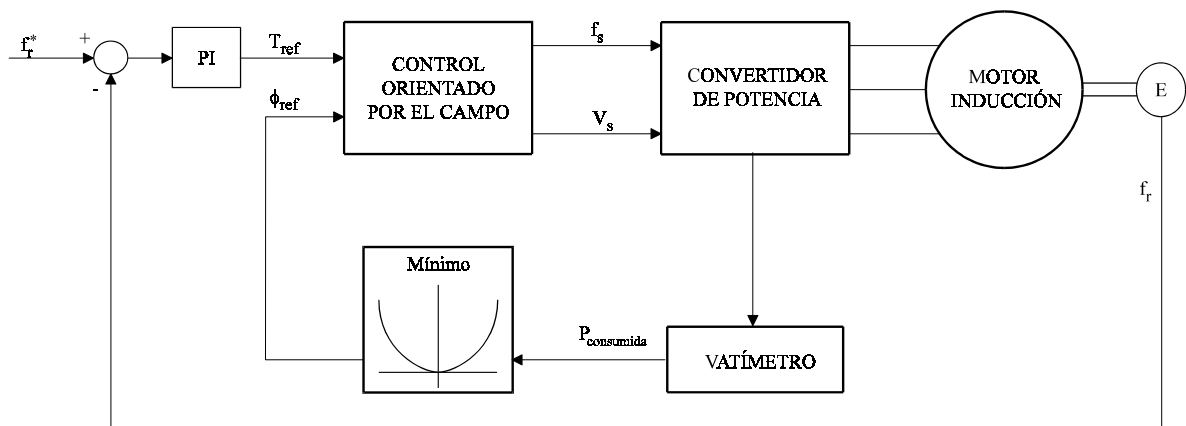


Figura 5.39. Control por orientación de campo genérico con optimización del rendimiento basado en la medición de potencia activa consumida.

5.8. REDUCCIÓN DEL RUIDO ACÚSTICO AUDIBLE

Reducir el flujo del motor con cargas ligeras no sólo permite disminuir las pérdidas en el accionamiento como hemos podido comprobar anteriormente, sino que también se consigue reducir el nivel de ruido acústico audible [16].

El nivel de ruido de un accionamiento está influenciado por la frecuencia de conmutación del inversor, por el diseño del motor [49] y por el nivel de armónicos espaciales de la densidad de flujo del motor.

En los resultados experimentales se ha podido comprobar esta última afirmación. Sin embargo, no se ha podido evaluar cuantitativamente la reducción de ruido acústico por carecer del equipo necesario de medida. Takahashi y sus colaboradores [16] han comprobado que se consiguen reducciones de ruido de hasta 15 dB cuando se trabajan con cargas ligeras y flujos por debajo del nominal.

5.9. COMPENSACIÓN DEL PAR ELECTROMAGNÉTICO

Cuando se varía el flujo en el motor, debe tenerse en cuenta la aparición de perturbaciones en el par electromagnético (5.39), las cuales deben ser compensadas para evitar oscilaciones en la velocidad.

$$m_e = k_t i_{mr} i_{qs} \quad (5.39)$$

Existen diferentes alternativas a la hora de compensar las perturbaciones en el par desarrollado por el motor. Una de ellas consiste en añadir un bloque de compensación en el esquema de control que tenga en cuenta la magnitud de las variaciones del flujo impuestas por el optimizador de energía.

En régimen permanente, la expresión del par electromagnético viene dada por:

$$m_e = k_t i_{qs} i_{ds} \quad (5.40)$$

Consideremos el motor de inducción funcionando en régimen permanente. Si deseamos compensar el par electromagnético, se debe cumplir que éste en el instante $n+1$ es igual al del instante n , es decir:

$$m_e^{n+1} = m_e^n \quad (5.41)$$

Utilizando la definición en régimen permanente (5.40) en la anterior expresión, se tiene:

$$k_t i_{qs}^{n+1} i_{ds}^{n+1} = k_t i_{qs} i_{ds} \quad (5.42)$$

Sustituyendo la expresión (5.42) en (5.41) tenemos:

$$k_t (i_{qs}^n + \Delta i_{qs}^n) (i_{ds}^n + \Delta i_{ds}^n) = k_t i_{qs} i_{ds} \quad (5.43)$$

Y despejando el incremento de corriente i_{sq} tenemos:

$$i_{qs}^{n+1} = i_{qs}^n + \Delta i_{qs}^n = i_{qs}^n - \frac{\Delta i_{ds}^n}{i_{ds}^n + \Delta i_{ds}^n} i_{qs}^n \quad (5.44)$$

Siendo con esta última expresión compensado el par electromagnético. La figura 5.40 muestra una representación gráfica del compensador anterior. Se ha añadido un filtro de primer orden para reducir las oscilaciones inherentes a salida del regulador de velocidad.

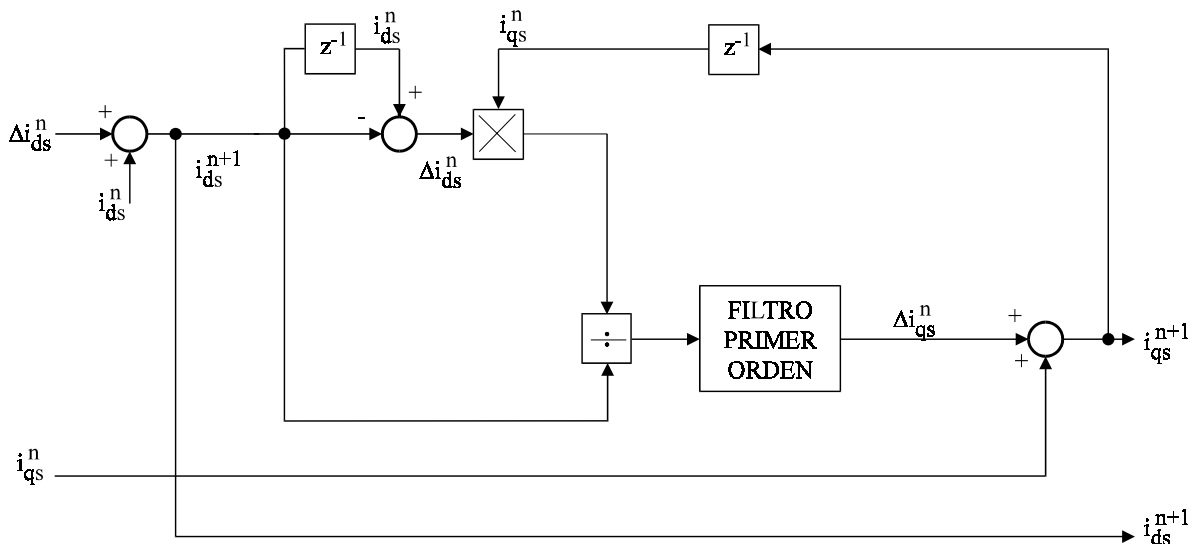


Figura 5.40. Compensador de par basado en las ecuaciones básicas del control vectorial.

La única dificultad que presenta este método es la necesidad de conocer la constante de tiempo del rotor T_r de forma precisa, puesto que de lo contrario se produciría una degradación paulatina del par electromagnético compensado.

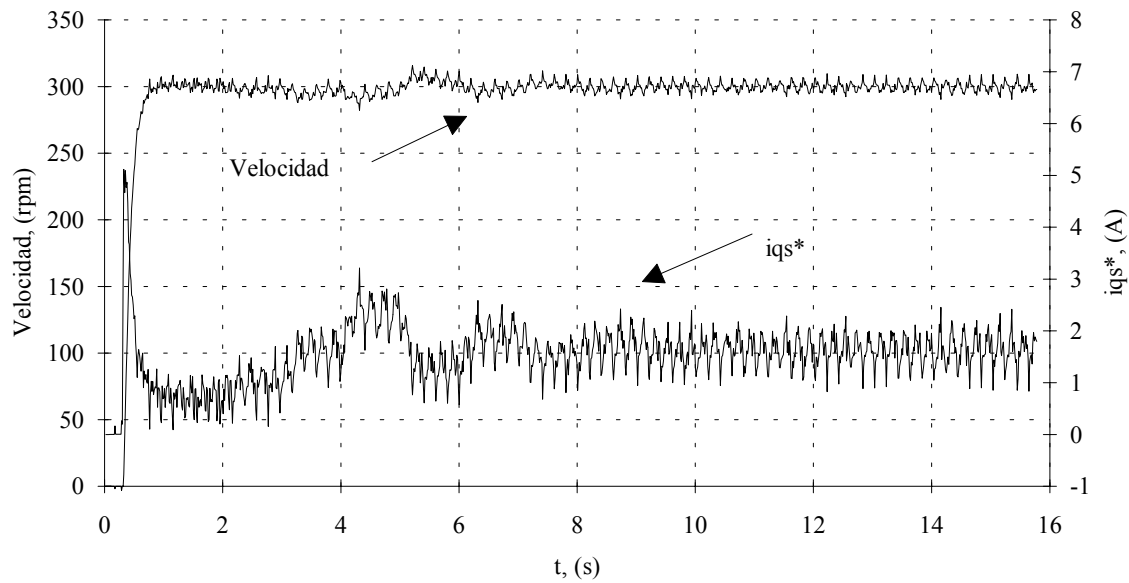


Figura 5.41. Método de Fibonacci sin compensador de par electromagnético.

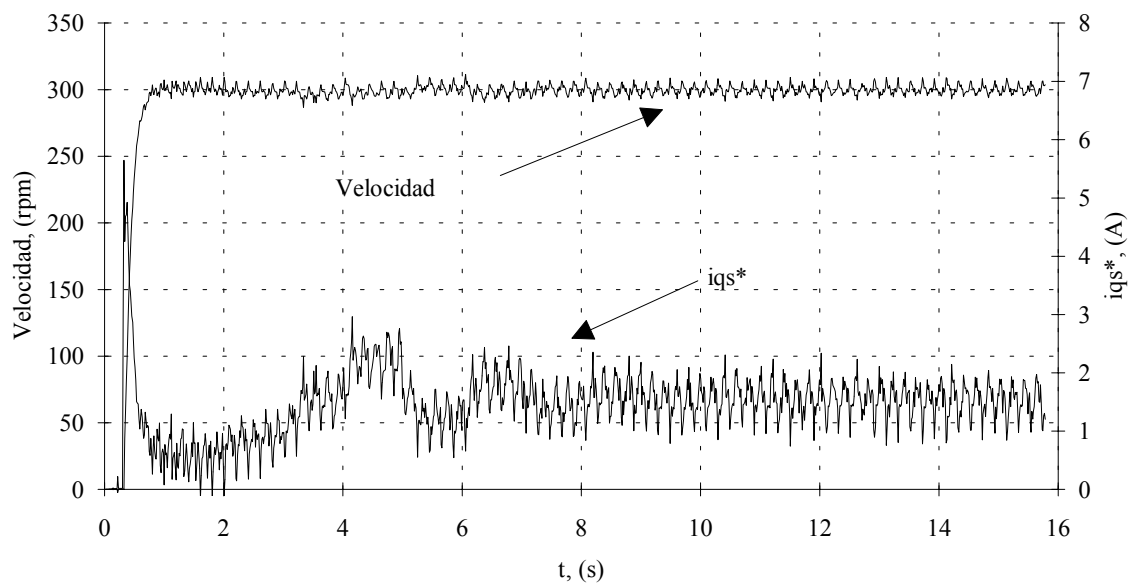


Figura 5.42. Método de Fibonacci con compensador de par electromagnético utilizando las ecuaciones básicas del control vectorial.

Existe otra forma mucho más sencilla de compensar las perturbaciones de par. Consiste en variar el flujo de forma gradual en lugar de hacerlo a escalones. La forma más simple es imponer, por ejemplo, variaciones lineales del flujo durante el período de muestreo del optimizador de potencia, de manera que al final del período se llegue al mismo valor de flujo,

si bien de forma gradual. El regulador de velocidad es capaz entonces de compensar las pequeñas variaciones de par originadas por las variaciones de flujo.

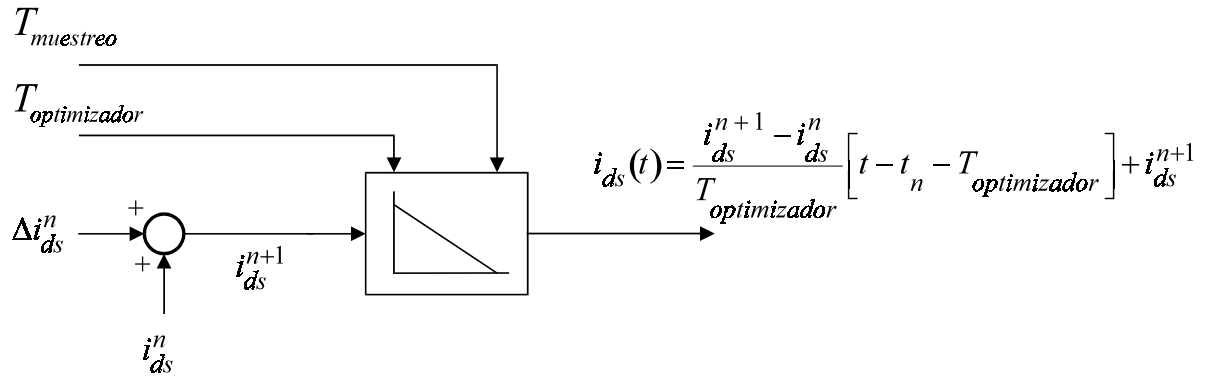


Figura 5.43. Esquema de variación lineal de la corriente productora de par durante el período de optimización.

Es aconsejable que el valor de corriente productora de flujo i_{ds} llegue a su valor final antes de volver a ejecutar el algoritmo de optimización, de manera que la potencia puede estabilizarse en su valor correspondiente de régimen permanente.

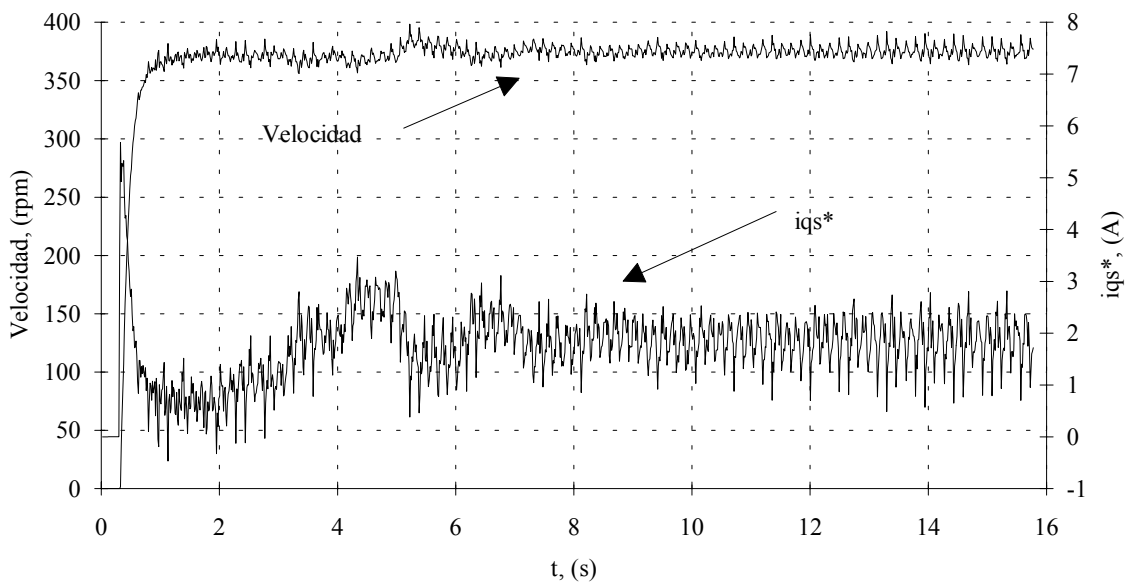


Figura 5.44. Método de Fibonacci sin compensador de par a velocidad 0.25 p.u.

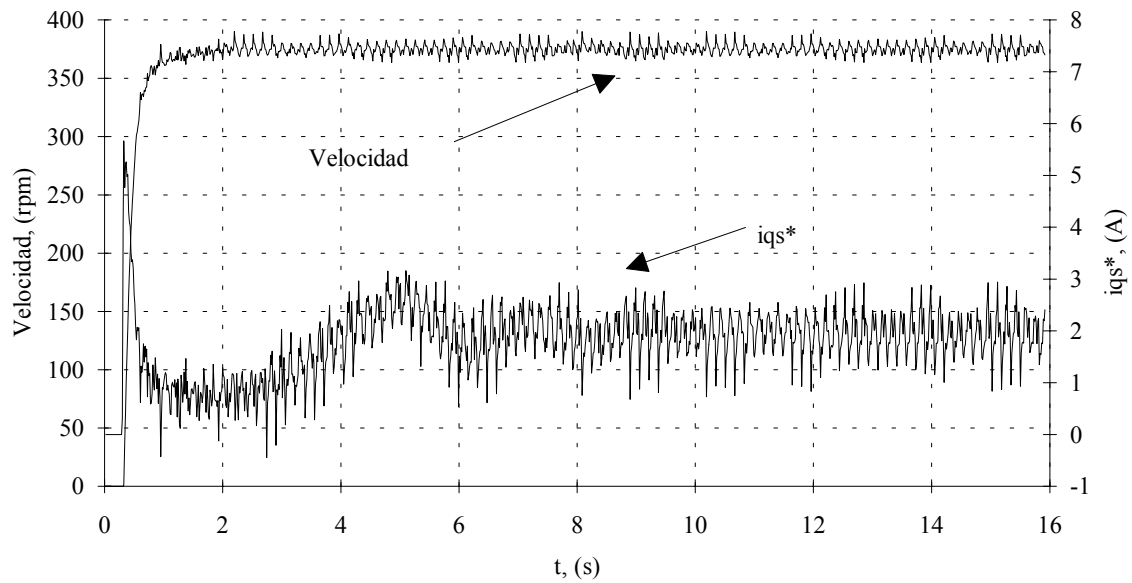


Figura 5.45. Método de Fibonacci con variaciones lineales de la corriente i_{ds}^* para evitar perturbaciones de par.

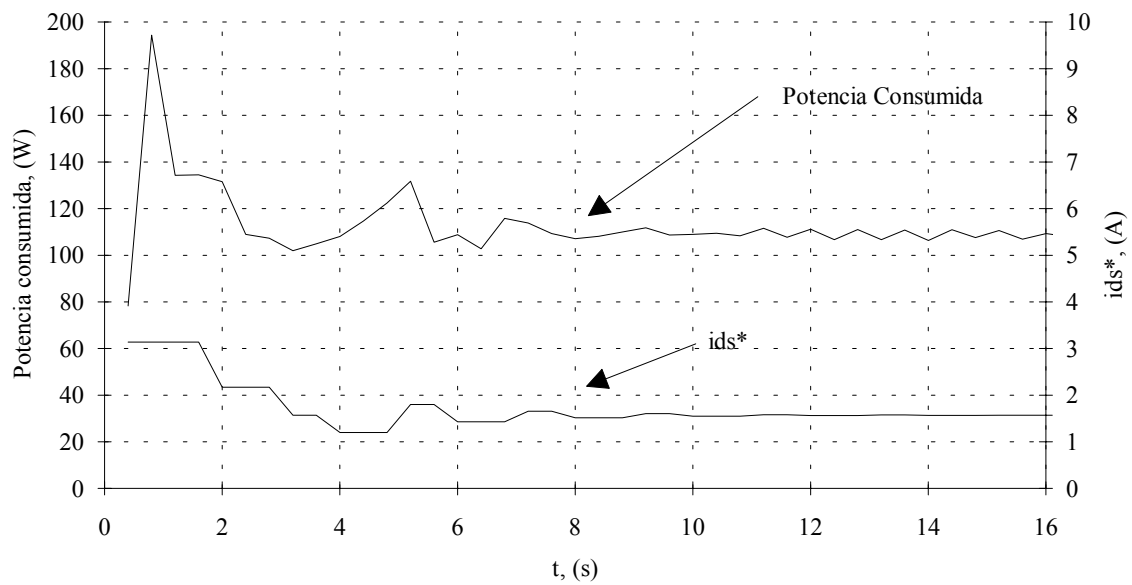


Figura 5.46. Potencia activa consumida y consigna de i_{ds}^* para el método de Fibonacci sin compensador de par.

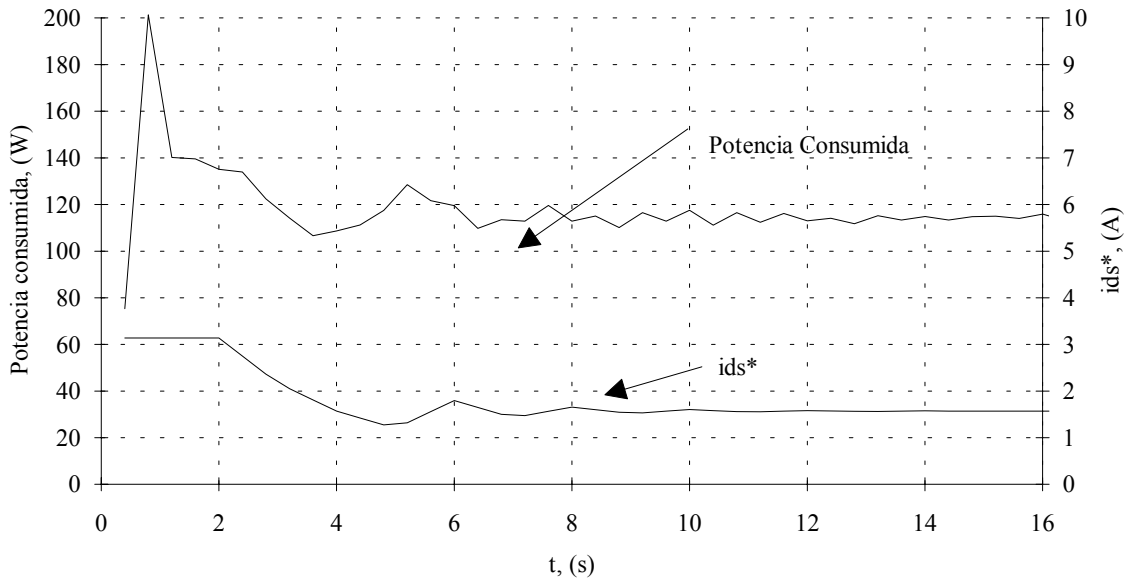


Figura 5.47. Potencia activa consumida y consigna de i_{ds}^* con el método de Fibonacci variando el flujo linealmente de forma gradual.

5.10. INFLUENCIA DE LA CONSTANTE DE TIEMPO DEL ROTOR EN LA VELOCIDAD DE OPTIMIZACIÓN

La constante de tiempo del rotor influye en la velocidad a la que se puede ejecutar el algoritmo de optimización, es decir, sobre el período de muestreo del optimizador de potencia. Para demostrarlo, simplemente se debe recordar la ecuación que rige el comportamiento del flujo del rotor o de la corriente magnetizante, ya que son proporcionales:

$$T_r \frac{di_{mr}}{dt} = i_{ds} - i_{mr} \quad (5.45)$$

La relación entre el flujo del rotor y la corriente productora de par es tipo exponencial y depende de la constante de tiempo del rotor T_r (Figura 5.48).

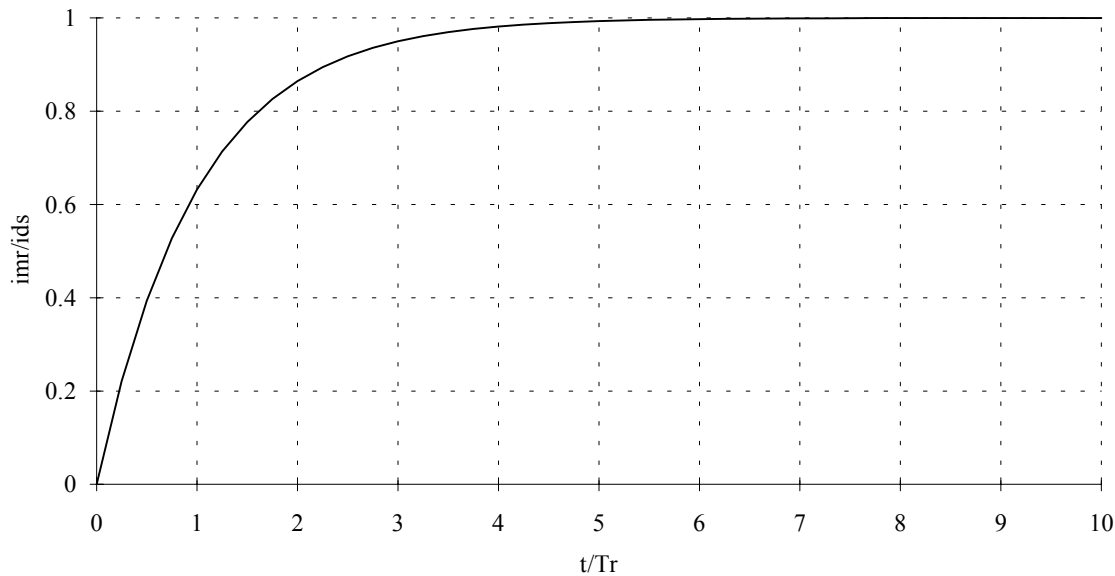


Figura 5.48. Evolución de la relación entre la corriente magnetizante del rotor y la corriente productora de flujo, para una T_r genérica.

Para motores con constante de tiempo pequeña, el flujo del motor rápidamente (al cabo de $5T_r$ se puede considerar terminado el transitorio) alcanza la consigna de flujo impuesta. A medida que aumenta la constante de tiempo del rotor, el algoritmo de optimización se debe ejecutar más lentamente. Los motores grandes suelen tener constantes de tiempo de varios segundos, con lo cual, la optimización se debe realizar con una frecuencia muy baja. Finalmente, no debe olvidarse la dinámica de la potencia activa consumida, que evidentemente depende del motor y del convertidor utilizado.

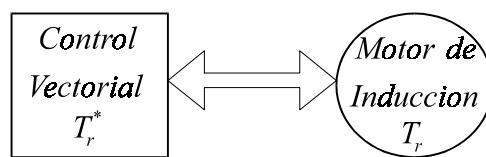
5.11. INFLUENCIA DE LA VARIACIÓN DE LA CONSTANTE DE TIEMPO DEL ROTOR

La constante de tiempo del rotor $T_r = L_r / R_r$ es el parámetro más crítico en el buen funcionamiento del control vectorial, y en especial del método indirecto [50]. Un conocimiento preciso de la misma es necesario para obtener una buena respuesta dinámica del accionamiento.

Es importante destacar el hecho de que la variación de parámetros influye tanto en las prestaciones del accionamiento como en las pérdidas de la máquina. Si varían los parámetros

de la máquina, es obvio que varía la potencia consumida por el motor, independientemente de el tipo de control (escalar o vectorial) que se utilice.

Si se utiliza un control vectorial y varían los parámetros de la máquina, aparecen dos fenómenos yuxtapuestos (Fig. 5.49). Por un lado, varía la potencia consumida por el motor por el hecho de que varían los parámetros del mismo. Pero, además, por el hecho de estar el control vectorial no desacoplado, es decir $T_r \neq T_r^*$ ⁴ se produce una redistribución de las pérdidas en la máquina, que se superponen al efecto anterior.



$$\begin{aligned}
 T_r^* &= T_r && \text{Situación Ideal de desacoplo} \\
 T_r^* &\neq T_r = \text{cte} && \text{Pérdidas por no desacoplo} \\
 T_r^* &= T_r = f(t) && \text{Pérdidas por variación de parámetros} \\
 \\
 T_r^* &\neq T_r = f(t) && \text{Pérdidas por no desacoplo y por} \\
 &&& \text{variación de parámetros}
 \end{aligned}$$

Figura 5.49. Casos de análisis de variación de parámetros.

Para analizar los efectos de la variación de parámetros sobre las pérdidas y sobre un algoritmo de búsqueda del flujo óptimo, es necesario poder variar los parámetros en el propio motor de inducción. En consecuencia, es necesario disponer de un motor de inducción con rotor bobinado, de manera que sea posible variar la resistencia y la inductancia del mismo.

Debe tenerse en cuenta que si lo que se hace es variar la constante de tiempo del rotor dentro del algoritmo de control T_r^* , se produce una distribución de las pérdidas por el efecto de no desacoplo de las variables del control vectorial. Sin embargo, ésta no es una visión realista del problema que se pretende estudiar, ya que en un equipo experimental varía la constante de tiempo del rotor real del motor T_r y no la constante de tiempo utilizada en el algoritmo de control vectorial T_r^* . Dado que tan sólo disponemos de un motor de jaula de ardilla, este estudio se ha realizado mediante simulaciones, pero lo que se varía es la constante de tiempo

⁴ T_r representa la constante de tiempo del rotor real del motor, mientras que T_r^* es el parámetro utilizado en el control vectorial indirecto para calcular la velocidad de deslizamiento, es decir, es la constante de tiempo del rotor utilizada en el control del accionamiento.

del rotor en el motor de inducción $T_r = f(t)$, mientras que la constante de tiempo del rotor utilizada en el algoritmo de control vectorial indirecto permanece constante durante las simulaciones $T_r^* = cte$. De este modo, aunque sea por simulación, puede tenerse una imagen más realista del problema en cuestión.

Para analizar los efectos de la constante de tiempo del rotor, es útil en primer lugar mostrar los resultados cuando los parámetros no varían. La figura 5.50 muestra los resultados de simulación obtenidos con un motor de inducción de 1.5 kW a velocidad 0.25 p.u. y par de carga 0.1 p.u., cuando no varían los parámetros de la máquina, es decir $T_r = cte$ y existen condiciones ideales de desacople, $T_r = T_r^*$.

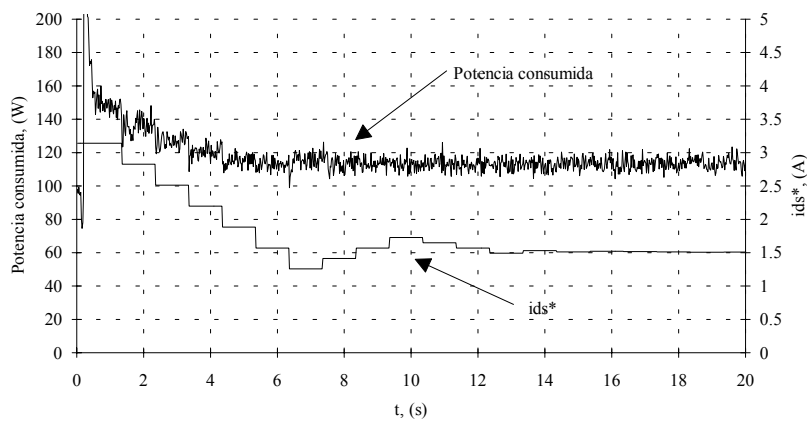


Figura 5.50. Potencia activa consumida y corriente productora de par i_{ds}^* con $T_r = T_r^*$ y sin variación de parámetros $T_r = cte$. (Resultados de simulación).

Como puede comprobarse, la potencia consumida está por debajo de los 120 W y la corriente i_{ds}^* está entorno a 1.5 A, es decir, aproximadamente la mitad del flujo nominal.

La constante de tiempo del rotor varía tanto por encima de su valor nominal como por debajo. Si la constante de tiempo del rotor disminuye respecto de su valor nominal, la potencia activa consumida disminuye, y el flujo óptimo se desvía del flujo óptimo en condiciones ideales ($T_r = T_r^*$). La figura 5.51 muestra los resultados obtenidos cuando $T_r = 0.25 T_r^{nominal}, \forall t$, y $T_r^* = T_r^{nominal}, \forall t$. Como puede comprobarse, el flujo óptimo en este caso alcanza valores inferiores, aproximadamente 1 A. Básicamente, esta diferencia se debe a que las pérdidas en el hierro y en el cobre quedan descompensadas y por tanto el flujo óptimo que consigue hacer un balance se desvía del nominal.

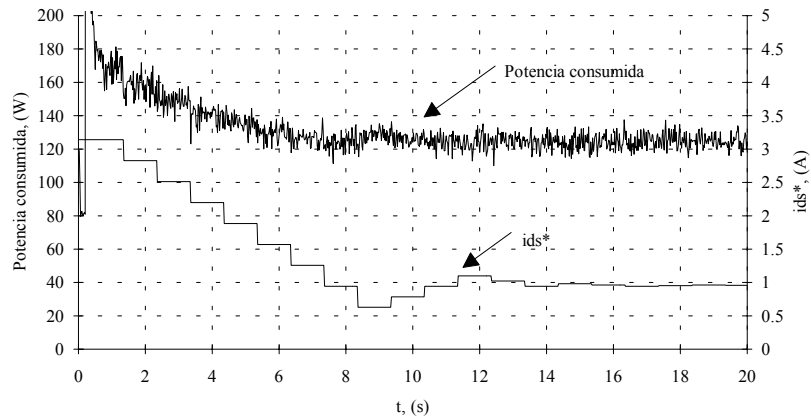


Figura 5.51. Potencia activa consumida y corriente productora de par i_{ds}^* con $T_r = 0.25 T_r^{nominal}, \forall t$ y $T_r^* = T_r^{nominal}, \forall t$. (Resultados de simulación).

Resultados análogos se obtienen cuando la constante de tiempo del rotor aumenta respecto a su valor nominal. En este caso, las pérdidas disminuyen respecto al caso ideal y el flujo óptimo que proporciona mínimas pérdidas aumenta. La figura 5.52 muestra los resultados obtenidos cuando $T_r = 2 T_r^{nominal}, \forall t$ y $T_r^* = T_r^{nominal}, \forall t$. Como puede comprobarse, la potencia consumida está por debajo de los 120 W y la corriente de flujo óptimo esta entorno a los 2 A.

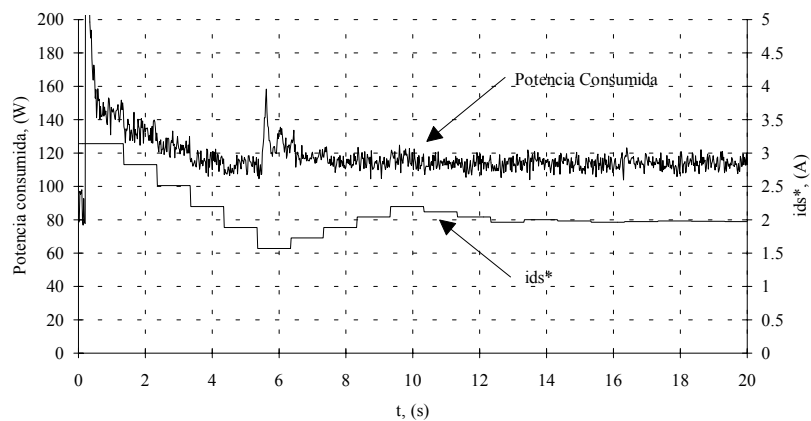


Figura 5.52. Potencia activa consumida y corriente productora de par i_{ds}^* con $T_r = 2 T_r^{nominal}, \forall t$ y $T_r^* = T_r^{nominal}, \forall t$. (Resultados de simulación).

Las siguientes simulaciones intentan mostrar qué ocurre cuando durante el proceso de búsqueda del flujo óptimo varían los parámetros de la máquina. En el instante $t = 10s$ se impone una variación de la constante de tiempo del rotor en forma de escalón con

$T_r = 0.25 T_r^{nominal}$ (Fig. 5.53). Puesto que el enfoque basado en la medición de potencia mide constantemente la potencia consumida, se detecta la variación de parámetros indirectamente a través de la potencia consumida y se obtiene el flujo óptimo para las nuevas condiciones de operación.

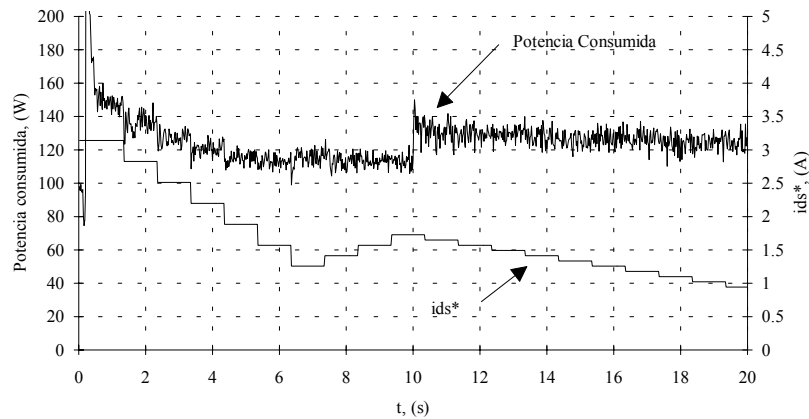


Figura 5.53. Potencia activa consumida y corriente productora de par i_{ds}^* con un escalón de $T_r = 0.25 T_r^{nominal}$ en el instante $t = 10$ s y $T_r^* = T_r^{nominal}$, $\forall t$. (Resultados de simulación).

Semejantes resultados se obtienen cuando se impone un escalón positivo, es decir, en $t = 10$ s la constante de tiempo del rotor se duplica $T_r = 2 T_r^{nominal}$. La figura 5.54 muestra los resultados obtenidos para estas nuevas condiciones de operación. Como puede apreciarse, el método de búsqueda es capaz de encontrar el nuevo valor de flujo óptimo (en este caso, un valor de i_{ds}^* de 2A).

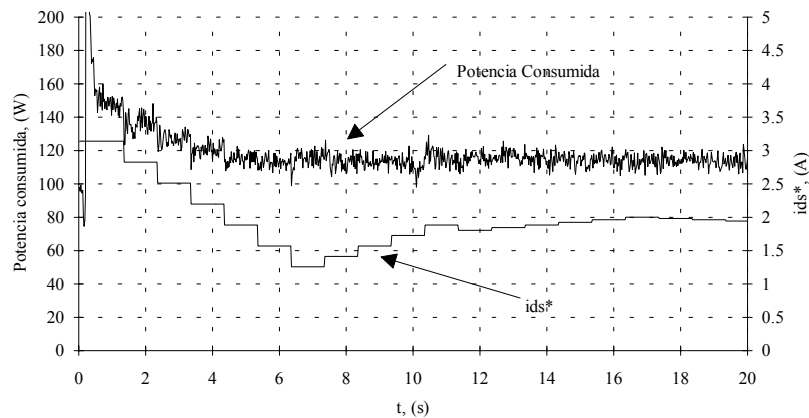


Figura 5.54. Potencia activa consumida y corriente productora de par i_{ds}^* con un escalón de $T_r = 2 T_r^{nominal}$ y $T_r^* = T_r^{nominal}$ en el instante $t = 10s$. (Resultados de simulación).

Debe tenerse en cuenta que aunque se compense la variación de la constante de tiempo del rotor T_r variando en el tiempo el parámetro T_r^* , las pérdidas en el motor varían en el caso de que cambien los parámetros de la máquina. Es por ello necesario emplear la técnica de búsqueda infinita que se propone en el siguiente apartado.

5.11.1 BÚSQUEDA INFINITA DEL PUNTO DE MÍNIMAS PÉRDIDAS

Para evitar los problemas asociados a la variación de parámetros por efecto de la temperatura, es aconsejable que el algoritmo de búsqueda no se detenga mientras dura el proceso de optimización, es decir, que se realice una búsqueda “infinita”. Algunos de los métodos propuestos, de por sí, ya implican una búsqueda infinita. Sin embargo, otros, como los métodos de eliminación, se detienen pasados unos cuantos ciclos del optimizador de energía.

Una idea sencilla y eficaz es realizar un “barrido” en el entorno del punto de mínimas pérdidas, de manera que el accionamiento siempre se encuentre en el punto de máximo rendimiento del sistema. Dicho barrido consiste en variar el flujo óptimo a ambos lados de la curva de potencia, buscando de este modo el punto de mínimas pérdidas de forma infinita.

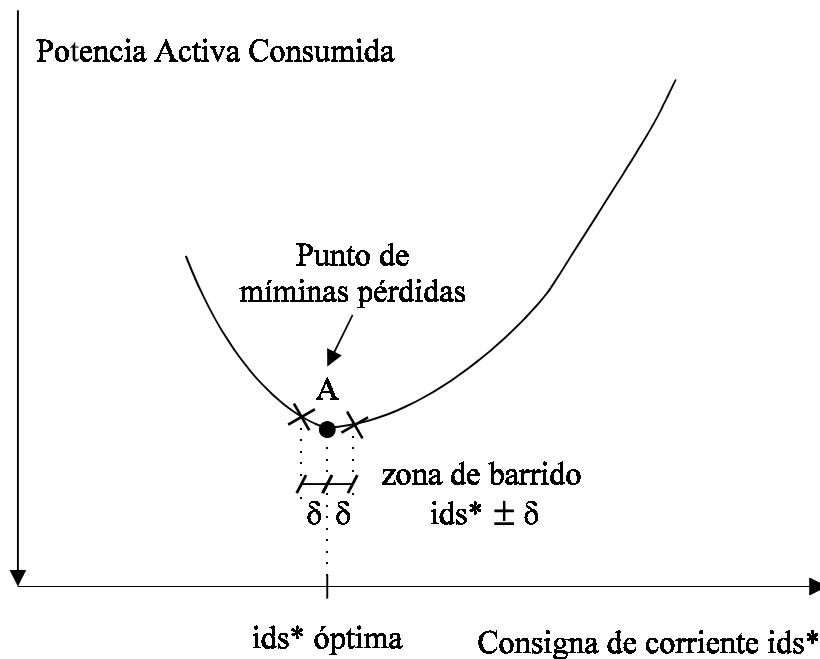


Figura 5.55. Filosofía de la búsqueda infinita entorno al flujo óptimo para asegurar un perfecto seguimiento del punto de máximo rendimiento.

El “barrido” de flujo (figura 5.55) se efectúa cuando se detecta que el último incremento de corriente productora de flujo es menor que un determinado valor, $\Delta i_{ds}^* < \varepsilon_{i_{ds}}$, es decir, que se ha encontrado el punto de mínimas pérdidas con una precisión suficiente. Entonces, se impone una corriente de consigna igual al flujo óptimo más una constante δ . Si el nuevo punto genera menores pérdidas, tendremos un nuevo flujo óptimo para el sistema. En caso contrario, se impone un flujo en la dirección opuesta, es decir, el flujo se decrementa con la constante δ . De esta forma, la búsqueda del flujo óptimo nunca se detiene, evitando así posibles desviaciones del punto de máxima eficiencia por efecto de variación de parámetros por temperatura, etc.

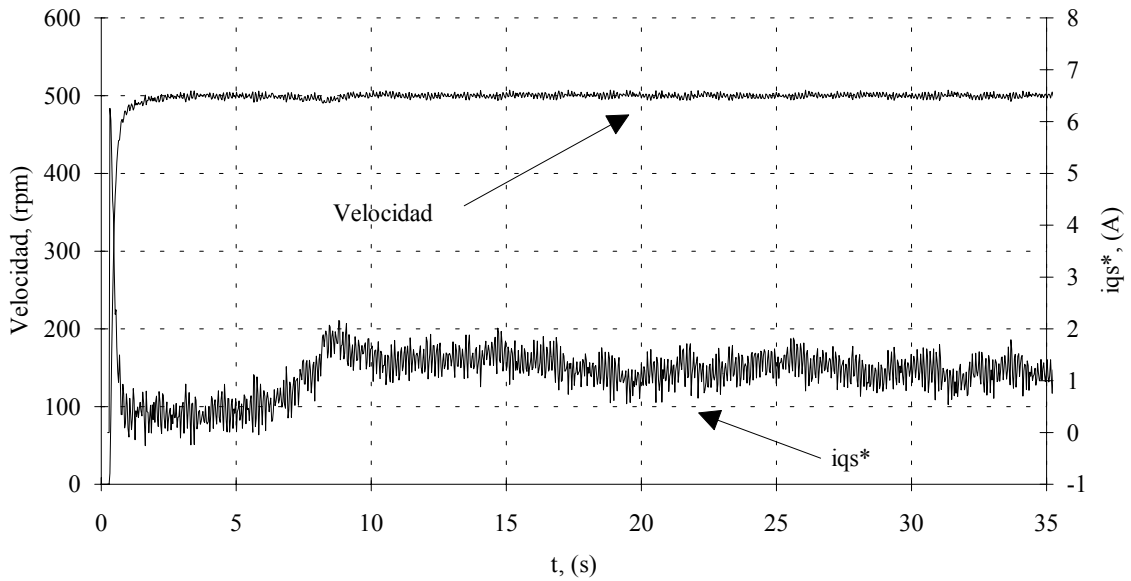


Figura 5.56. Velocidad experimental del motor y corriente productora de par utilizando el método de Rosenbrock e imponiendo una búsqueda infinita.

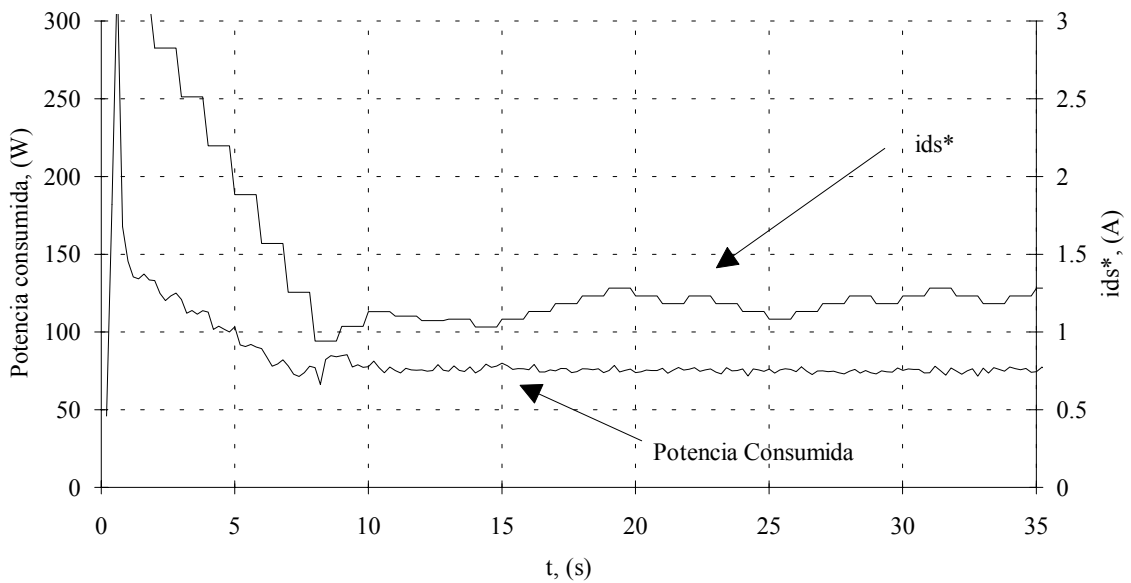


Figura 5.57. Potencia activa consumida y consigna de corriente de flujo i_{ds}^* cuando se impone una búsqueda infinita.

Para demostrar la eficacia del método propuesto ante variaciones de parámetros, se ha simulado el método propuesto imponiendo una variación de la constante de tiempo del rotor $T_r = f(t)$ como la que se muestra en la figura 5.58.

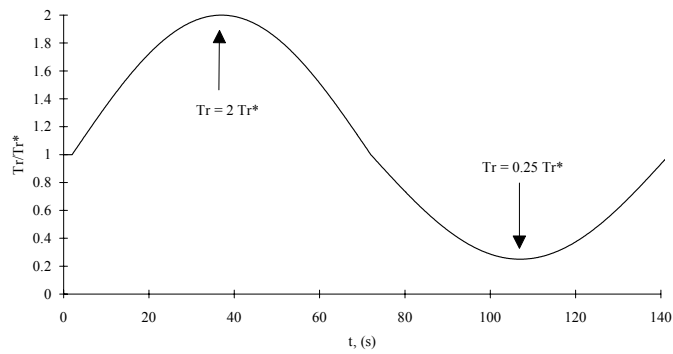


Figura 5.58. Variación de la constante de tiempo del rotor en función del tiempo. $T_r = f(t)$.

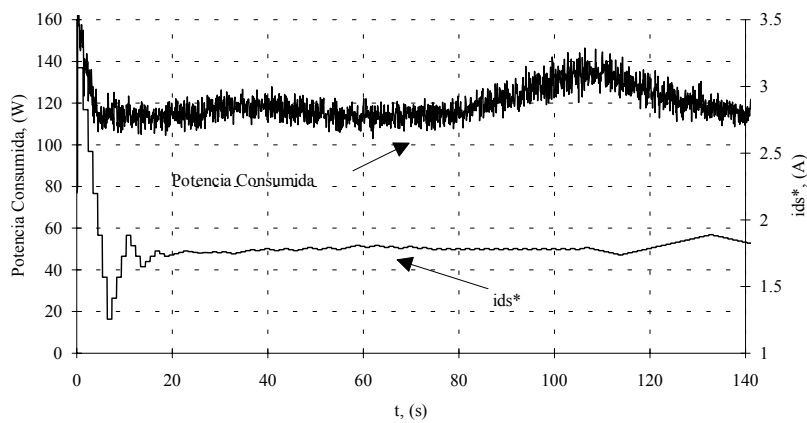


Figura 5.59. Potencia activa consumida y corriente productora de flujo i_{ds}^* cuando la constante de tiempo del rotor varía en función del tiempo (Fig. 5.58) y $T_r^* = T_r^{nominal}$, $\forall t$. (R. simulación)

Si la constante de tiempo varía lentamente, el algoritmo de búsqueda infinita permite alcanzar el flujo óptimo para cada punto de operación de la constante de tiempo del rotor.

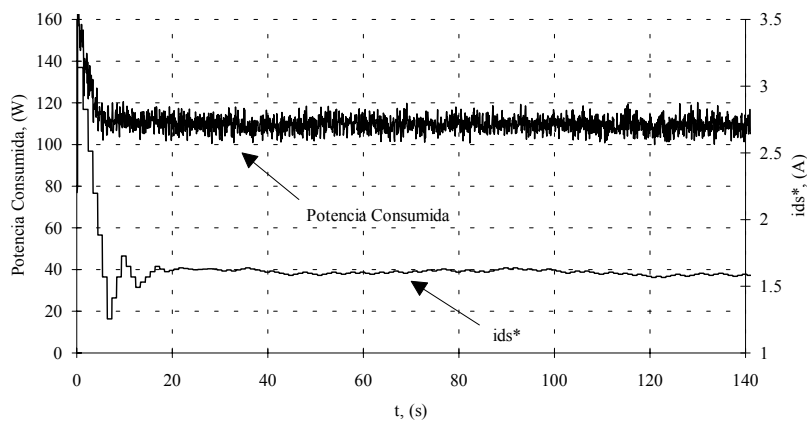


Figura 5.60. Potencia activa consumida y corriente productora de flujo i_{ds}^* cuando la constante de tiempo del rotor varía en función del tiempo (Fig. 5.58) y $T_r = T_r^*$. (R. simulación)

Como puede observarse en la figura anterior, si la constante de tiempo del rotor es compensada en el control, el flujo óptimo apenas se desvía del flujo para el caso ideal donde T_r es constante en el tiempo.

Esta afirmación es válida para valores de par de carga pequeños, ya que con cargas elevadas las pérdidas en el cobre varían y por tanto, una variación de los parámetros provoca variaciones mayores de la potencia consumida. Para motores grandes, la sensibilidad de la potencia a la variación de los parámetros se hace significativa y por tanto, estos resultados no son en absoluto generalizables. Para el motor estudiado de 1.5 kW, la variación de potencia consumida por el no desacoplo del control vectorial es mayor que la debida a la propia variación de parámetros de la máquina.

5.12. LIMITACIONES EN LA REDUCCIÓN DEL FLUJO DEL MOTOR

5.12.1 INTRODUCCIÓN

Trabajar con flujos reducidos para optimizar el rendimiento del motor trae consigo una serie de limitaciones. En primer lugar, se produce una reducción del par máximo disponible. Además, se debe considerar las limitaciones de corriente por los devanados del motor de inducción. En régimen permanente no se debe superar la corriente nominal del motor para no rebasar el límite térmico. En régimen transitorio (en general, de duración menor de 60 segundos) la corriente por el motor suele limitarse a 1.5 veces la corriente nominal en régimen permanente [5]. Al reducir el flujo del motor, la corriente de estátor puede aumentar, con lo que se debe tener especial cuidado en la limitación de corriente. A continuación se describen estas limitaciones analítica y gráficamente.

5.12.2 VARIACIÓN DE LA CORRIENTE DE ESTÁTOR

Si se utiliza control vectorial, las corrientes en los ejes d - q cumplen:

$$\sqrt{(i_{qs}^*)^2 + (i_{ds}^*)^2} = |I_s| \quad (5.46)$$

Además, el par electromagnético desarrollado por el motor m_e^* puede expresarse como:

$$m_e^* = k_t i_{qs}^* i_{ds}^* \quad (5.47)$$

Manipulando ambas expresiones (5.46), (5.47), podemos obtener la ecuación del valor de la corriente por estátor, en función del par desarrollado y de la corriente de flujo del rotor i_{ds}^* :

$$|I_s| = \sqrt{\left(\frac{m_e^*}{k_t i_{ds}^*}\right)^2 + (i_{ds}^*)^2} \quad (5.48)$$

Si consideramos el par constante, se puede obtener el mínimo de esta función analíticamente. Derivando la ecuación anterior e igualando a cero, la corriente de flujo i_{ds}^* que proporciona corriente de estátor mínima se expresa con:

$$i_{ds}^* \Big|_{|I_s|_{min}} = \sqrt{\frac{m_e^*}{k_t}} \quad (5.49)$$

La condición de mínimo puede obtenerse mediante la segunda derivada de la ecuación (5.48).

$$\left[\frac{d^2 |I_s|}{di_{ds}^{*2}} \right]_{i_{ds}^* = \sqrt{\frac{m_e^*}{k}}} = -\frac{1}{16} \frac{\sqrt{2} \left[-2 \frac{(m_e^*)^2}{k^2 \left(\frac{m_e^*}{k}\right)^{\frac{3}{2}}} + 2 \sqrt{\frac{m_e^*}{k}} \right]^2}{\left(\frac{m_e^*}{k}\right)^{\frac{3}{2}}} + 2 \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{\frac{m_e^*}{k}}} \quad (5.50)$$

siendo esta expresión positiva con lo que se obtiene la condición de mínimo.

La siguiente figura muestra la superficie generada por la ecuación (5.48). El eje z representa el módulo de la corriente de estátor, en función de los distintos valores del par electromagnético m_e^* y de la corriente de flujo i_{ds}^* .

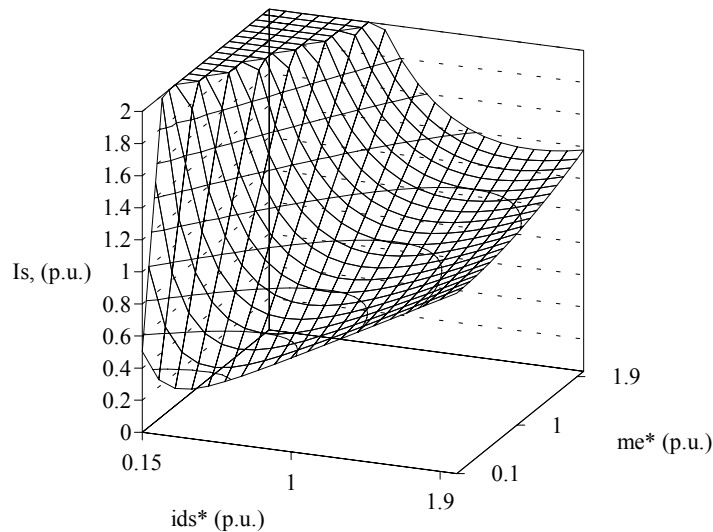


Figura 5.61. Variación de la corriente de estátor en régimen permanente, en función del par m_e^* y de la corriente i_{ds}^* .

La siguiente figura muestra un plano en dos dimensiones de la superficie generada por la ecuación (5.48).

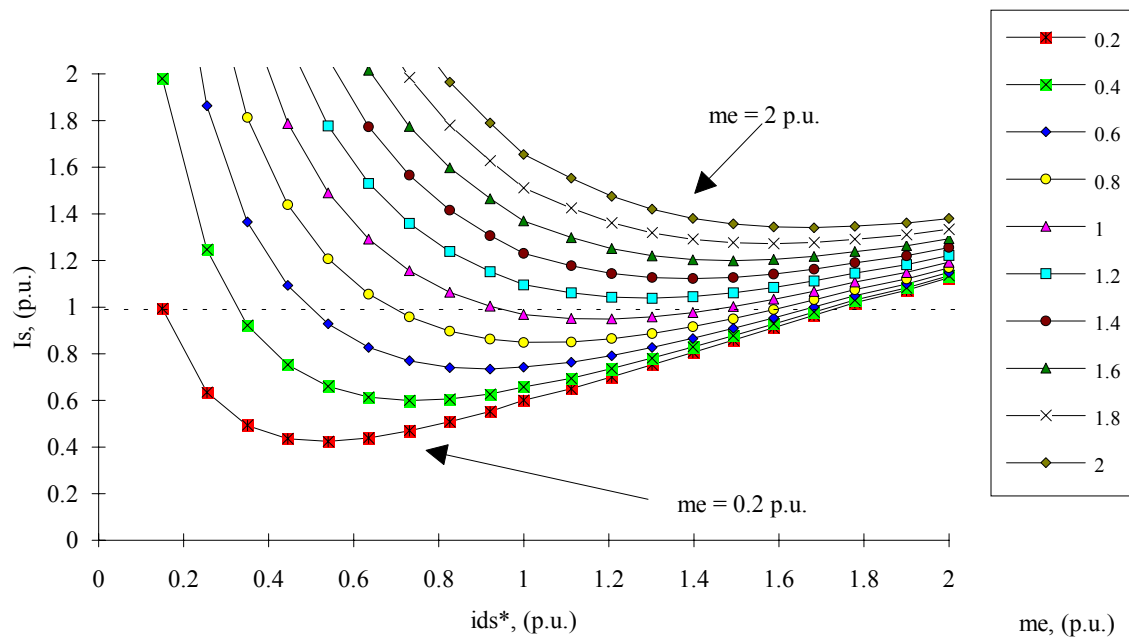


Figura 5.62. Valor de la corriente de estátor en régimen permanente, para distintos valores de la corriente de flujo i_{ds}^* (curvas parametrizadas con el par electromagnético m_e^*).

Es importante resaltar la disminución de la corriente de estátor cuando se imponen flujos reducidos en la máquina. Desde un punto de vista teórico, es posible estudiar de la misma manera que en los apartados anteriores, el módulo de la corriente de fase por los devanados del estátor considerando el control vectorial. La expresión (5.48) nos permite representar (Figura 5.63) el módulo de la corriente de estátor en función del par electromagnético desarrollado para distintos valores de la corriente productora de flujo i_{ds}^* . Con línea más gruesa se ha representado el valor de la corriente de estátor para el caso nominal, es decir, con flujo nominal. Como puede comprobarse, todos los puntos por debajo de esta curva consiguen una disminución de la corriente de estátor. Esto sugiere la idea de que además de optimizar el rendimiento del accionamiento, se obtienen otras ventajas adicionales por el hecho de reducir el flujo en el motor. Es obvio que no sólo se optimiza energía en el accionamiento, sino que también se puede optimizar el rendimiento de las líneas de transmisión de energía, dado que las pérdidas en las líneas dependen del módulo de la corriente que circula por las mismas. Una futura línea de investigación podría ser cuantificar los beneficios de la optimización del rendimiento de los motores desde el punto de vista del distribuidor de energía eléctrica, es decir, cuantificar con números cuanta energía se puede optimizar en las líneas de transmisión que alimentan un determinado accionamiento.

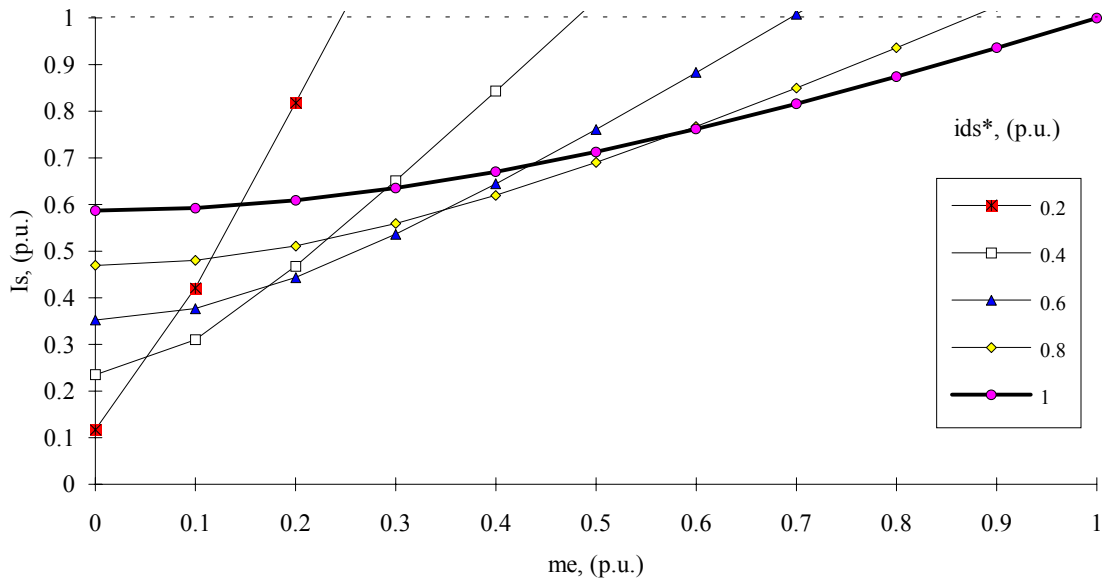


Figura 5.63. Módulo de la corriente de estátor para distintos valores de par electromagnético. (Curvas parametrizadas en función de la corriente productora de flujo i_{ds}^*).

5.12.3 FLUJO MÍNIMO ADMISIBLE

Considerando un valor constante de corriente máxima admisible por los devanados del estátor, podemos obtener la corriente i_{ds}^* mínima para un valor determinado de par electromagnético:

$$\sqrt{(i_{qs}^*)^2 + (i_{ds}^*)^2} = |I_s|_{max} \quad (5.51)$$

De nuevo, considerando la ecuación del par electromagnético (5.47), podemos obtener analíticamente la expresión de la corriente i_{ds}^* mínima en función de la corriente de estátor y del par:

$$i_{ds}^* = \sqrt{\frac{I_s^2 - \sqrt{I_s^4 - 4\left(\frac{m_e}{k_t}\right)^2}}{2}} \quad (5.52)$$

Esta ecuación genera la superficie tridimensional de la figura 5.64, donde se ha considerado valores de corriente de estátor comprendidos en el rango [1, 1.5] p.u.

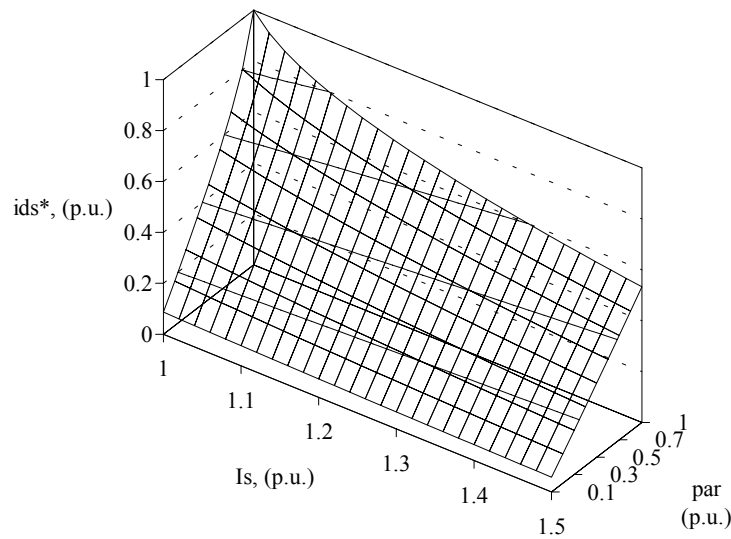


Figura 5.64. Corriente de flujo mínima para distintos valores de par y de corriente máxima de estátor admisible.

Para el caso particular en régimen permanente, la corriente de estátor no debe superar el valor nominal del motor. En régimen transitorio, la corriente de estátor puede alcanzar el valor de 1.5 veces la corriente nominal del motor.

$$\text{En régimen permanente} \quad |i_s| \leq \sqrt{2} |I_s|_{RMS}^{nominal} \quad (5.53)$$

$$\text{En régimen transitorio} \quad |i_s| \leq 1.5 \sqrt{2} |I_s|_{RMS}^{nominal} \quad (5.54)$$

La siguiente figura muestra la corriente $i_{ds}^* = \sqrt{\frac{I_s^2 - \sqrt{I_s^4 - 4\left(\frac{m_e^*}{k_t}\right)^2}}{2}}$ mínima admisible para el caso de régimen permanente y para el de régimen transitorio.

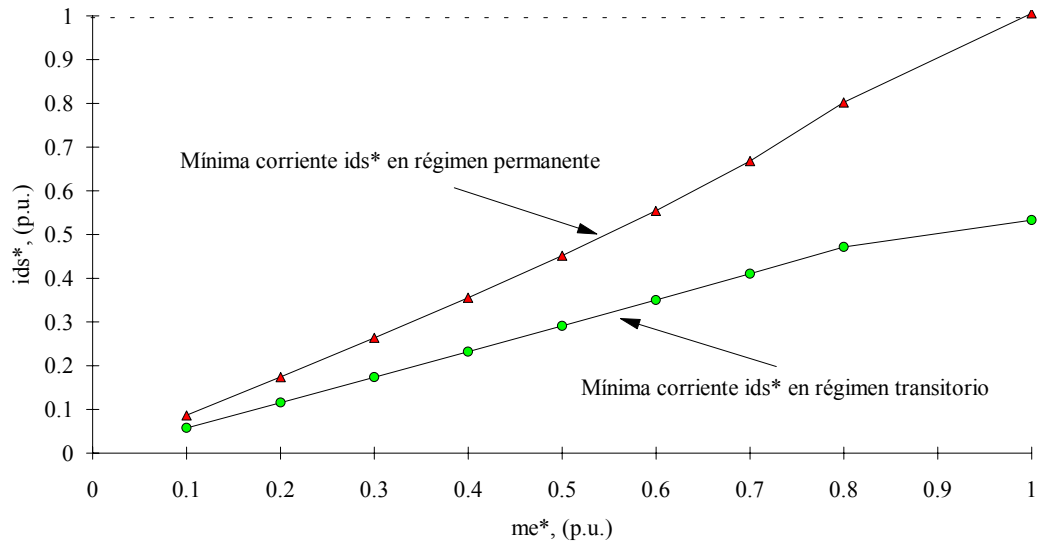


Figura 5.65. Corriente mínima i_{ds}^* admisible para distintos valores de par, tanto en régimen permanente como en transitorio.

Es lógico que a par nominal, no se pueda reducir la corriente i_{ds}^* , como puede apreciarse en la figura 5.65.

5.12.4 DISMINUCIÓN DE PAR ELECTROMAGNÉTICO EN FUNCIÓN DE LA REDUCCIÓN DE FLUJO DE LA MÁQUINA.

El módulo de la corriente máxima admisible que circula por cada fase del estátor es:

$$|I_s| = \sqrt{(i_{qs}^*)^2 + (i_{ds}^*)^2} \leq |I_s|_{max} \quad (5.55)$$

El par electromagnético que se impone en la máquina a partir de las corrientes de referencia, i_{ds}^* e i_{qs}^* es:

$$m_e^* = k i_{qs}^* i_{ds}^* \quad (5.56)$$

Con el límite de corriente de estátor, I_s^{max} , y para cada referencia de flujo i_{ds}^* , la corriente máxima de par i_{qs}^* es:

$$(i_{qs}^*)_{max} = \sqrt{(I_s^{max})^2 - (i_{ds}^*)^2} \quad (5.57)$$

Y por tanto, la relación del par máximo de referencia con flujo reducido respecto al par máximo con flujo nominal viene dado por la siguiente expresión:

$$\frac{(m_e^*)_{max}^{i_{ds}}}{(m_e^*)_{max}^{i_{ds\ nom}}} = \frac{\sqrt{(I_s^{max})^2 - (i_{ds}^*)^2} \cdot i_{ds}^*}{\sqrt{(I_s^{max})^2 - (i_{ds\ nom}^*)^2} \cdot i_{ds\ nom}^*} \quad (5.58)$$

La siguiente figura muestra la superficie generada por la ecuación anterior.

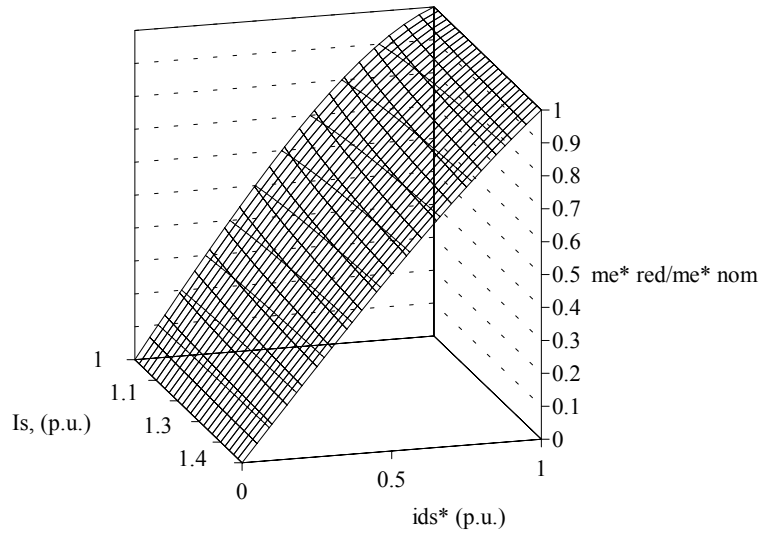


Figura 5.66. Evolución de la disminución de par debida a la reducción de flujo.

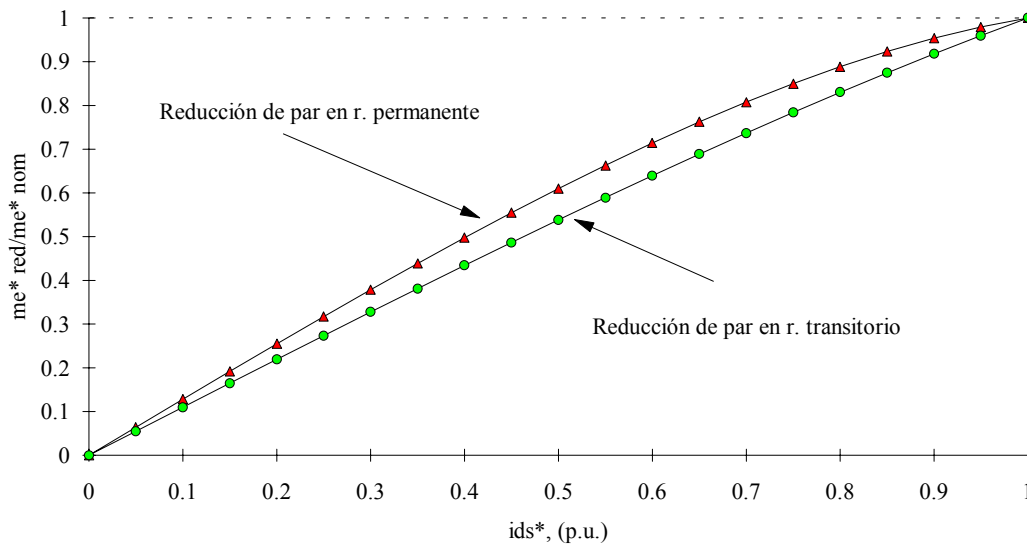


Figura 5.67. Evolución del par en función de la corriente i_{ds}^* para régimen permanente y transitorio.

5.13. CONCLUSIONES

En este capítulo se ha estudiado la optimización del rendimiento de un motor de inducción en régimen permanente. Éste es un tema de vanguardia como así lo demuestra el gran número de publicaciones existentes hasta la fecha. Se ha presentado un análisis de antecedentes bastante exhaustivo, haciendo énfasis en las implementaciones más recientes y originales.

Tanto el enfoque basado en un modelo teórico de pérdidas como el de la medición de potencia activa consumida son válidos para optimizar el rendimiento de un motor. Respecto a este último enfoque, se han presentado y comparado una serie de métodos en función de unos criterios, de manera que sea posible escoger el más apropiado para cada aplicación particular. Una tabla de comparación resume las características de todos los métodos propuestos.

La conclusión más importante que se puede extraer del análisis realizado es que no existe una solución óptima definitiva, sino que cada aplicación requiere su propia solución particular. Tampoco existe un enfoque mejor que otro y en principio, una sinergia de ambos enfoques (solución mixta utilizando un modelo teórico junto con la medición de la potencia activa consumida) parece ser la solución más óptima a la hora de optimizar el rendimiento.

Finalmente, se han presentado una serie de aportaciones relacionadas con la optimización del rendimiento de un motor de inducción. En particular, se ha estudiado la influencia de la constante de tiempo del rotor tanto sobre la velocidad de optimización como sobre la búsqueda del flujo óptimo. Se ha propuesto un método de búsqueda infinita para evitar los problemas asociados a la variación de parámetros. También se han analizado las posibilidades para medir la potencia activa consumida. Se proponen dos métodos distintos de compensación del par electromagnético desarrollado por el motor cuando este se somete a variaciones de flujo. Para terminar, se ha estudiado desde un punto de vista teórico las limitaciones que aparecen cuando se trabaja con flujos reducidos en la optimización del rendimiento. En especial, se ha analizado la variación de la corriente de estátor y la reducción del par electromagnético cuando se optimiza el rendimiento utilizando un esquema de control vectorial.

REFERENCIAS

- [1] W. Leonhard, "Controlled AC Drives, a Successful Transfer from Ideas to Industrial Practice", *CETTI 95*, pp. 1-12, Brasil, 11-12 Septiembre 1995.
- [2] L.B. Matic, M.R. Stojic, V. Vuckovic, S. Vukosavic, "Efficiency Optimization of Induction Motor Drives with a Mechanism against Dips on Sudden Load Changes", *Power Electronics and Motion Control, PEMC'96*, vol. 2, pp. 139-143, Budapest, Hungría, 2-4 Septiembre 1996.
- [3] A.H. Bonnett, "Regulatory Impact on the Application of AC Induction Motors", *IEEE Industry Applications Magazine*, vol. 2, no. 2, pp. 4-15, Marzo/Abril 1996.
- [4] J. Abrahamsen, J.K. Pedersen, F. Blaabjerg, "State-of-the-Art of Optimal Efficiency Control of Low Cost Induction Motor Drives", *Power Electronics and Motion Control PEMC'96*, vol. 2, pp. 163-170, Budapest, Hungría, 2-4 Septiembre 1996.
- [5] G.C.D. Sousa, B.K. Bose, J.G. Cleland, "Fuzzy Logic Based On-Line Efficiency Optimization Control of an Indirect Vector-Controlled Induction Motor Drive", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 42, no. 2, pp. 192-198, Abril 1995.
- [6] D.S. Kirschen, D.W. Novotny, W. Suwanwisoot, "Minimizing Induction Motor Losses by Excitation Control in Variable Frequency Drives", *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 20, no. 5, pp. 1244-1250, Septiembre/Octubre 1984.
- [7] G.O.Garcia, *Controladores eficientes para o acionamento de motores de indução*, Tesis Doctoral, Universidad Federal de Rio de Janeiro, Brasil, Marzo 1994.
- [8] A. Kusko, D. Galler, "Control Means for Minimization of Losses in AC and DC Motor Drives", *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 19, no. 4, pp. 561-570, Julio/Agosto 1983.
- [9] A.H. Bonnet, "An Update on AC Induction Motor Efficiency", *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 30, no. 5, pp. 1362-1372, Septiembre/Octubre 1994.
- [10] R. Fei, E.F. Fuchs, H. Huang, "Comparison of Two Optimization Technique as Applied to Three-Phase Induction Motor Design", *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 4, no. 4, pp. 651-660, Diciembre 1989.
- [11] A.A. Jimoh, R.D. Findlay, M. Poloujadoff, "Stray Losses in Induction Machines: Part II, Calculation and Reduction", *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems*, vol. 104, no. 6, pp. 1506-1512, Junio 1985.
- [12] G.R. Slemon, "Electrical Machines for Variable-Frequency Drives", *Proceedings of the IEEE*, vol. 82, no. 8, pp. 1123-1139, Agosto 1994.

- [13] J.W. Kolar, H. Ertl, F.C. Zach, "Influence of the Modulation Method on the Conduction and Switching Losses of a PWM Converter System", *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 27, no. 6, pp. 1063-1075, Noviembre/Diciembre 1991.
- [14] A. Trzynadlowski, S. Legowski, "Minimum-Loss Vector PWM Strategy for Three-Phase Inverters", *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 9, no. 1, pp. 26-34, Enero 1994.
- [15] P. Gruszczynski, R. Szczesny, "Control Algorithms Minimising Losses in DC Chopper and AC Motor Drives", *European Conference on Power Electronics, EPE'87*, pp. 745-750, 1987.
- [16] I. Takahashi, T. Noguchi, "A New Quick-Response and High-Efficiency Control Strategy of an Induction Motor", *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 22, no. 5, pp. 820-827, Septiembre/Octubre 1986.
- [17] S.M. Islam, C.B. Somuah, "An Efficient High Performance Voltage Decoupled Induction Motor Drive with Excitation Control", *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 4, no. 1, pp. 109-117, Marzo 1989.
- [18] G.O. Garcia, J.C. Mendes Luís, R.M. Stephan, E.H. Watanabe, "An Efficient Controller for an Adjustable Speed Induction Motor Drive", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 41, no. 5, pp. 533-539, Agosto 1994.
- [19] F.I. Ahmed, A.M. Zaki, E. Ali, "Efficiency Improvement of Induction Motor under Light Load Conditions", *International Conference on Electrical Machines in Australia, ICEMA'93*, vol. 3, pp. 530-535, Adelaide, Australia, 14-16 Septiembre 1993.
- [20] V. Burtea, C. Ghita, "Adaptive Control of Induction Motors with Optimal Efficiency", *Stockholm Power Technology Conference*, pp. 7-12, Estocolmo, Suecia, 18-22 Junio 1995.
- [21] I.A. Viorel, H. Hedesiu, "On the Energetical Efficiency of the Field Acceleration Method Controlled Induction Motor", *Stockholm Power Technology Conference*, pp. 307-309, Estocolmo, Suecia, 18-22 Junio 1995.
- [22] S.K. Sul, M.H. Park, "A Novel Technique for Optimal Efficiency Control of a Current-Source Inverter-Fed Induction Motor", *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 3, no. 2, pp. 192-198, Abril 1988.
- [23] P. Famouri, J. Cathey, "Loss Minimization Control of an Induction Motor Drive", *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 27, no. 1, pp. 32-37, Enero/Febrero 1991.
- [24] I. Kioskeridis, N. Margaris, "Loss Minimization in Induction Motor Adjustable-Speed Drives", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 43, no. 1, pp. 226-231,

Febrero 1996.

- [25] S.S. Rao, *Optimization, Theory and Applications*, Wiley Eastern Limited, Bombay, 1984.
- [26] R.D. Lorenz, S. Yang, "Efficiency-Optimized Flux Trajectories for Closed-Cycle Operation of Field-Oriented Induction Machine Drives", *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 28, no. 3, pp. 574-580, Mayo/Junio 1992.
- [27] E. Mendes, A. Baba, A. Razek, "Losses Minimization of a Field Oriented Controlled Induction Machine", *IEE International Conference on Electrical Machines and Drives*, pp. 310-314, Londres, Inglaterra, 11-13 Septiembre 1995.
- [28] D.S. Kirschen, D.W. Novotny, T. A. Lipo, "On-Line Efficiency Optimization of a Variable Frequency Induction Motor Drive", *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 21, no. 4, pp. 610-615, Mayo/Junio 1985.
- [29] D.K. Kirschen, D.W. Novotny, T.A. Lipo, "Optimal Efficiency Control of an Induction Motor Drive", *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 2, no. 1, pp. 70-76, Marzo 1987.
- [30] M. Morimoto, K. Sumito, K. Oshitani, M. Ishida, S. Okuma, "High Efficiency, Unity Power Factor VVVF Drive System of an Induction Motor", *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 6, no. 3, pp. 498-502, Julio 1991.
- [31] J.C. Moreira, T.A. Lipo, V. Blasko, "Simple Efficiency Maximizer for an Adjustable Frequency Induction Motor Drive", *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 27, no. 5, pp. 940-945, Septiembre/Octubre 1991.
- [32] J. Cleland, W. Turner, P. Wang, T. Espy, P.J. Chappell, R.J. Spiegel, B. Bose, "Fuzzy Logic Control of AC Induction Motors", *IEEE International Conference on Fuzzy Systems, FUZZ-IEEE'92*, pp. 843-849, San Diego, EE.UU., 8-12 Marzo 1992.
- [33] G. Kim, I. Ha, M. Ko, "Control of Induction Motors for Both High Dynamic Performance and High Power Efficiency", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 39, no. 4, pp. 323-333, Agosto 1992.
- [34] G.C.D. Sousa, B.K. Bose, "Fuzzy Logic Based On-Line Efficiency Optimization Control of an Indirect Vector Controlled Induction Motor Drive", *International Conference on Industrial Electronics, Control, Instrumentation and Automation, IECON'93*, pp. 1168-1174, Maui, EE.UU., 15-19 Noviembre 1993.
- [35] I. Kioskeridis, N. Margaris, "Loss Minimization in Scalar-Controlled Induction Motor Drives with Search Controllers", *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 11, no. 2, pp. 213-220, Marzo 1996.
- [36] F. Nola, "Power Factor Controller, an Energy Saver", *IEEE Industry Applications Society Annual Meeting IAS'80*, pp. 194-198, 1980.

- [37] H.R. Andersen, J.K. Pedersen, "Low Cost Energy Optimized Control Strategy for a Variable Speed Three-Phase Induction Motor", *IEEE Power Electronics Specialist Conference, PESC'96*, pp. 920-924, Baveno, Italia, 22-27 Junio 1996.
- [38] J.M. Moreno Eguilaz, M. Cipolla Ficarra, J. Peracaula, "Optimización de Energía en Motores de Inducción Utilizando Algoritmos de Búsqueda del Flujo Óptimo", *III Seminario Anual de Automática y Electrónica Industrial, SAAEI'96*, pp. 721-726, Zaragoza, España, 11-13 Septiembre 1996.
- [39] J.M. Moreno Eguilaz, J. Peracaula, "Induction Motor Drives Energy Optimization in Steady and Transient States: A New Approach", enviado a *7th European Conference on Power Electronics and Applications, EPE'97*, Trondheim, Noruega, 8-10 Septiembre 1997.
- [40] J.M. Moreno Eguilaz, P.J. da Costa Branco, J. Peracaula, "Induction Motor Optimum Flux Search Algorithms with Transient State Loss Minimization using a Fuzzy Logic Based Supervisor", aceptado en *IEEE Power Electronics Specialists Conference, PESC'97*, Missouri, EE.UU., 22-27 Junio 1997.
- [41] J.M. Moreno Eguilaz, P.J. da Costa Branco, J. Peracaula, "Fuzzy Logic based Improvements in Efficiency Optimization of Induction Motor Drives", enviado a *6th IEEE International Conference on Fuzzy Systems FUZZ-IEEE'97*, Barcelona, España, 1-5 Julio 1997.
- [42] M. Cipolla, J.M. Moreno Eguilaz, J. Peracaula "Fuzzy Control of an Induction Motor with Compensation of System Dead-Time", *IEEE Power Electronics Specialists Conference, PESC'96*, pp. 677-681, Baveno, Italia, 24-27 Junio 1996.
- [43] B. Kosko, *Neural Networks and Fuzzy Systems: a Dynamical Systems Approach to Machine Intelligence*, Prentice-Hall, Nueva Jersey, 1992.
- [44] D. Driankov, H. Hellendoorn, M. Reinfrank, *An Introduction to Fuzzy Control*, Springer-Verlag, Berlín, 1993.
- [45] W. Pedrycz, *Fuzzy Control and Fuzzy Systems*, Research Studies Press, Taunton, 1993.
- [46] E.H. Mandani, "Twenty Years of Fuzzy Control: Experiences Gained and Lessons Learnt", *FUZZ-IEEE 1993*, pp. 339-344, San Francisco, EE.UU., 1993.
- [47] "Special Issue on Fuzzy Logic with Engineering Applications", *Proceedings of the IEEE*, vol. 38, no. 3, Marzo 1995.
- [48] A. Aubanell, A. Benseny, A. Delshams, *Eines Bàsiques de Càlcul Numèric*, Universidad Autónoma de Barcelona, Bellaterra, España, 1991.
- [49] S. Van Haute, A. Malfait, G. Meynants, R. Reekmans, R. Belmans, "Influence of

Switching Frequency and Squirrel Cage Design on Audible Noise and Losses in Variable Speed Induction Motor Drives with Transistor and IGBT inverters”, *European Conference on Power Electronics and Applications, EPE’95*, vol. 3, pp. 3.137-3.142, Sevilla, España, 19-21 Septiembre 1995.

- [50] M. Cipolla Ficarra, *Compensación de las Variaciones de los Parámetros por Efectos Térmicos y no Lineales en el Control Electrónico de Máquinas Asíncronas empleando Algoritmos Vectoriales*, Tesis Doctoral, Departamento de Ingeniería Electrónica, Universidad Politécnica de Cataluña, 19 Noviembre 1996.

CAPÍTULO 6

OPTIMIZACIÓN EN RÉGIMEN TRANSITORIO

En este capítulo se estudia la posibilidad de optimizar el rendimiento de un motor de inducción durante el régimen transitorio. Para ello, se propone una idea novedosa y original, que consiste en un controlador de lógica difusa, que actuando como supervisor permite optimizar energía trabajando con flujos reducidos durante transitorios tanto de par como de velocidad.

6.1 INTRODUCCIÓN

En el capítulo anterior hemos podido comprobar que es posible optimizar el rendimiento de un accionamiento en régimen permanente simplemente reduciendo el flujo del motor, obteniendo un balance entre las pérdidas en el hierro y en el cobre. En este capítulo se pretende estudiar la posibilidad de mejorar el rendimiento del accionamiento también en régimen transitorio. Si bien es cierto que en la mayoría de aplicaciones el régimen permanente es dominante respecto al régimen transitorio, existen otras donde el régimen transitorio es igual o superior en duración al régimen permanente. Es el caso de los ascensores, de los vehículos eléctricos, o de los trenes de laminación. Por otra parte, existen aplicaciones donde el consumo energético es el parámetro más crítico y por tanto, la optimización del rendimiento del accionamiento se hace prioritaria [1] (es el caso de los vehículos eléctricos alimentados por baterías). Finalmente, existen aplicaciones con continuas variaciones de la carga donde si bien el régimen permanente domina al régimen transitorio, la respuesta dinámica no es fundamental y por tanto el consumo energético es prioritario (como por ejemplo, máquinas de cizalladura y embutición, la industria petroquímica, etc.).

De lo dicho se deduce la importancia de optimizar el rendimiento de un accionamiento también en régimen transitorio para determinadas aplicaciones. La idea no es nueva ni mucho menos, si bien existe escasa literatura relacionada con el tema [2], [3]. La razón es obvia y no es otra que la complejidad inherente de la idea de optimizar el rendimiento también en transitorios.

La primera aportación al tema de optimización en transitorios es la propuesta por Lorenz y sus colaboradores [2]. La idea es aplicar la Teoría de Control Óptimo a la optimización del rendimiento de un motor de inducción mediante la técnica denominada “*programación dinámica*” [4]. Desde un punto de vista teórico, es posible determinar la trayectoria óptima del flujo del motor para minimizar las pérdidas en el accionamiento a partir de una función de costes. Desde un punto de vista práctico, los algoritmos basados en control óptimo presentan importantes problemas de implementación física, dada la complejidad de cálculos que requieren. Además, el método está basado en una función de costes (relacionada con las pérdidas en el accionamiento) dependiente de los parámetros del motor, con lo que se requiere

un conocimiento riguroso de los parámetros del sistema durante su funcionamiento. Mendes y sus colaboradores [3] también utilizan la programación dinámica para calcular las trayectorias de flujo óptimo que minimizan las pérdidas en un ciclo mecánico. Su enfoque presenta tres inconvenientes claros. En primer lugar, se deben conocer de antemano las trayectorias de velocidad y par. Además, el tiempo de cálculo es enorme, requiriendo una implementación física con DSP. Finalmente, el método está basado en una función de pérdidas que depende de la mayoría de los parámetros del motor, con lo cual es muy sensible a la variación de los mismos.

Las últimas aportaciones a la optimización en régimen transitorio son meras aproximaciones al problema, destacando la de Thogersen y sus colaboradores [5] y la de Matic y sus colaboradores [6].

La dificultad de aplicar complejas herramientas matemáticas a la optimización en régimen dinámico ha provocado olvidarse un poco del tema. Todos los trabajos publicados sobre optimización en régimen permanente¹ proponen establecer el flujo nominal cuando se produce un transitorio, ya sea por variación de la carga o por variación de la consigna de velocidad. Esta solución, desde un punto de vista de prestaciones dinámicas de velocidad, es la más óptima, ya que permite disponer de la máxima capacidad de par electromagnético durante el transitorio, consiguiéndose de este modo una respuesta dinámica muy buena. Sin embargo, desde un punto de vista de eficiencia, esta solución no es la más óptima. El siguiente apartado demuestra con resultados experimentales que es posible mejorar el rendimiento durante transitorios trabajando con flujos reducidos en el motor de inducción. Por otro lado, y para determinadas aplicaciones con frecuentes cambios del par de carga o de consigna de velocidad, trabajar con flujos reducidos en un transitorio permite acelerar el proceso de búsqueda del flujo óptimo en régimen permanente, que de otro modo sería imposible (recuérdese que el enfoque basado en la medición de potencia activa consumida es relativamente lento en comparación con los métodos basados en modelos de pérdidas).

En este capítulo se propone una nueva solución al problema, siendo una de las aportaciones más originales de la tesis [7]-[9]. La idea es trabajar con flujos reducidos durante los

transitorios utilizando un controlador de lógica difusa, que actúa como supervisor del sistema de manera que aumenta el flujo en función del error que se produce en el lazo de velocidad del sistema de control. Ello permite alcanzar los dos objetivos propuestos:

- Mejorar el rendimiento del accionamiento durante el régimen transitorio.
- Acelerar el proceso de minimización de los métodos de búsqueda para el régimen permanente, mejorando en consecuencia el número de kWh ahorrados por ciclo de trabajo.

Una de las críticas más importantes al enfoque de optimización basado en la medición de potencia activa es que el tiempo en alcanzar el flujo óptimo es relativamente grande en comparación con los controladores basados en modelos teóricos de pérdidas.

El lector se preguntará porqué se ha utilizado lógica difusa, en lugar de utilizar alguna herramienta matemática o la teoría clásica de control. Básicamente, se debe a la sencillez para diseñar un controlador a base de reglas, que se pueden describir intuitivamente, permitiendo un rápido desarrollo del sistema de control [10]-[13]. Los puntos más críticos, sin embargo, son demostrar la estabilidad del accionamiento y sintonizar el supervisor propuesto. En definitiva, se trata tan sólo de una alternativa más de diseño (que hoy en día está de moda) a disposición del investigador para resolver un problema complejo. No es la primera vez que se utiliza lógica difusa en el diseño de accionamientos para motores de inducción [14]-[25].

Los siguientes apartados detallan explícitamente la nueva solución propuesta para optimizar el rendimiento del accionamiento durante transitorios.

¹Véanse las referencias [5], [16], [29], [33], [34] del capítulo 5.

6.2 POSIBILIDADES DE OPTIMIZAR ENERGÍA DURANTE TRANSITORIOS

Mediante resultados experimentales, se puede demostrar que es posible mejorar el rendimiento del accionamiento en régimen dinámico, es decir durante transitorios de par y/o velocidad. Es interesante comprobar dos posibilidades:

- Si se optimiza energía trabajando con flujos reducidos respecto al caso de utilizar flujo nominal.
- Si se optimiza energía trabajando con flujos reducidos durante el régimen permanente y no se impone flujo nominal durante el transitorio.

Las figuras 6.1 y 6.2 muestran la evolución de la velocidad ante un escalón de par (0.25 p.u.) en régimen permanente trabajando al 100% y al 60% del flujo nominal. En la figura 6.3 se puede observar la potencia consumida en ambos casos. Como puede comprobarse, trabajando con flujos reducidos, la potencia consumida por el accionamiento no sólo es menor que para el caso de flujo nominal durante el régimen permanente, sino que también es menor durante el transitorio de par.

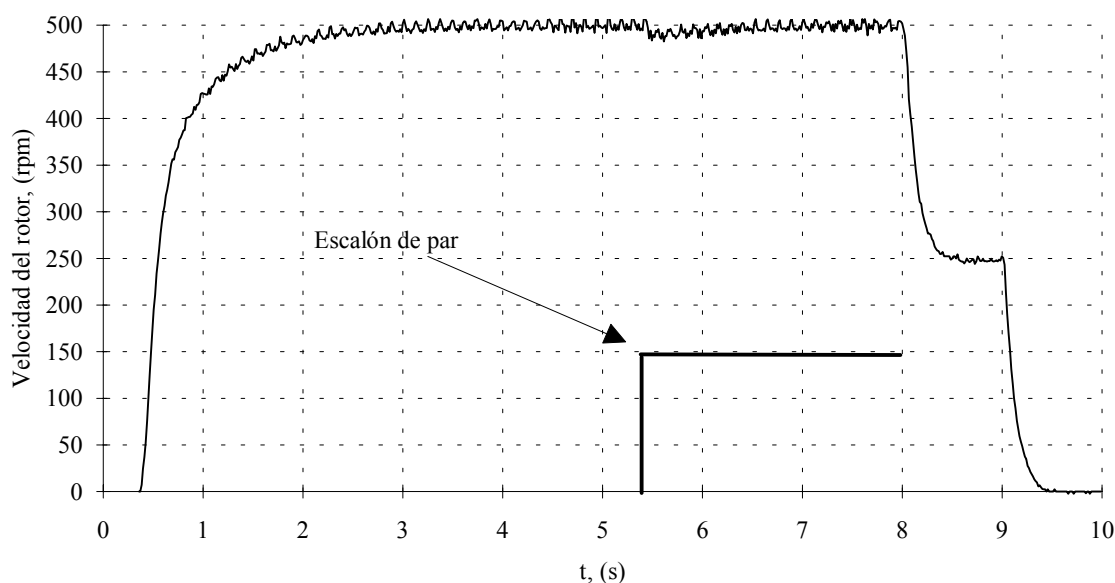


Figura 6.1. Evolución de la velocidad del rotor con el 100% del flujo nominal durante todo el ciclo de trabajo (escalón de par de 0.25 p.u.).

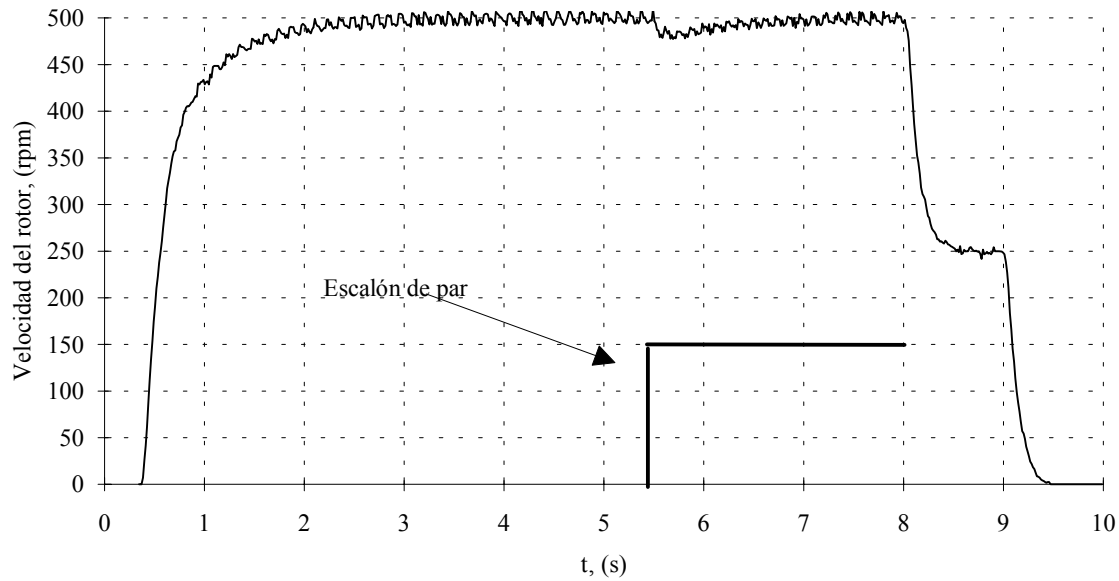


Figura 6.2. Evolución de la velocidad del rotor con el 60 % del flujo nominal durante todo el ciclo de trabajo (escalón de par de 0.25 p.u.).

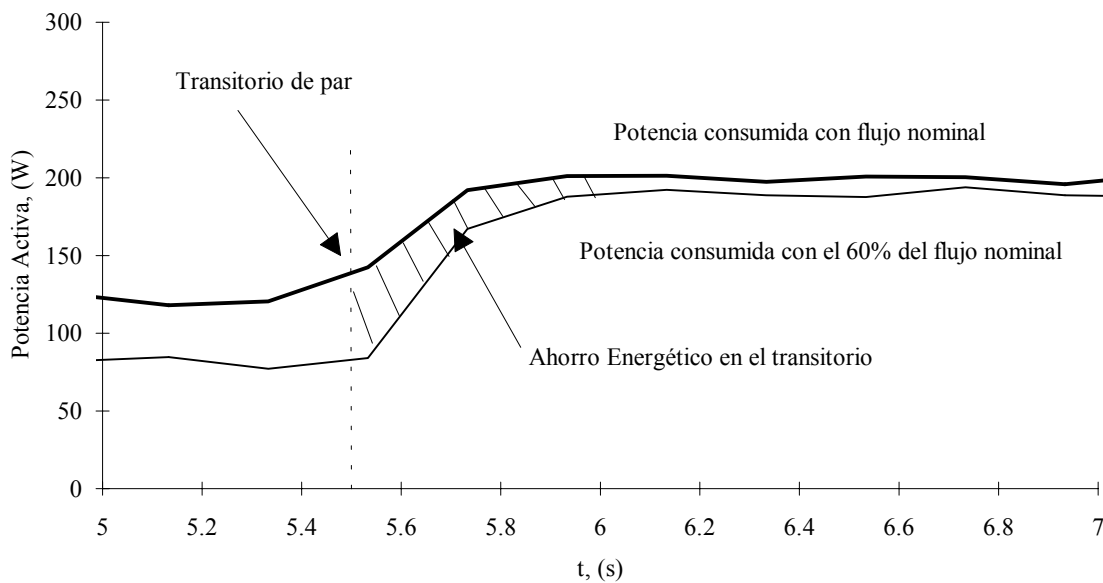


Figura 6.3. Comparación de la potencia consumida por el accionamiento durante el transitorio de par (0.25 p.u.) para el caso de 100% y 60% del flujo nominal.

Los resultados experimentales anteriores indican que es posible optimizar energía trabajando con niveles reducidos de flujo tanto en régimen permanente como en régimen transitorio, sobre todo cuando se trabaja con cargas ligeras. Para el ciclo de trabajo estudiado, se ahorra hasta un 20.15% respecto del ciclo efectuado con flujo nominal.

Otro de los puntos interesantes a estudiar es la posibilidad de trabajar con flujos reducidos durante el régimen permanente y analizar si es posible durante el transitorio optimizar energía y que nivel de flujo es más adecuado desde un punto de vista energético.

El siguiente experimento consiste en aplicar un escalón de par (0.3 p.u.) en régimen permanente e imponer flujo nominal durante el transitorio para el primer caso (Fig. 6.4) y aumentar ligeramente el flujo para el segundo caso (Fig. 6.5) sin llegar al flujo nominal. En la figura 6.4 se puede observar la evolución de la velocidad para el caso de transición a flujo nominal. La figura 6.5 muestra los mismos resultados pero en esta ocasión con una transición a flujo reducido. Como puede observarse, la respuesta dinámica del accionamiento empeora considerablemente, si bien se mejora el rendimiento del accionamiento (Fig. 6.6). Nótese que también durante el transitorio de velocidad (es decir durante el frenado del motor) se disminuye la potencia consumida cuando se trabaja con niveles de flujo por debajo de su valor nominal.

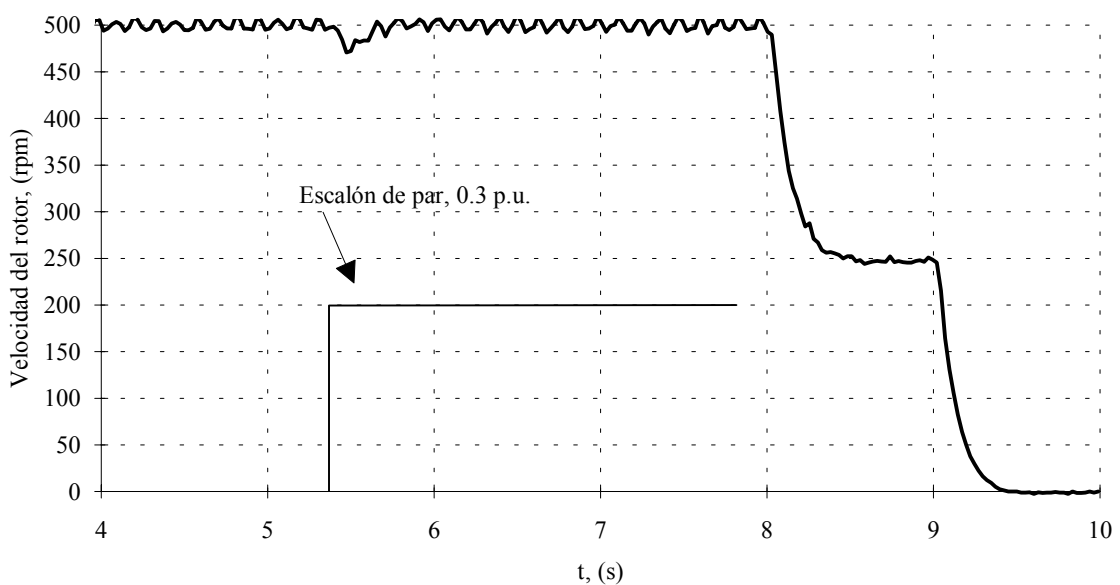


Figura 6.4. Evolución de la velocidad del rotor ante un escalón de par (0.3 p.u.) cuando se impone flujo nominal durante el transitorio.

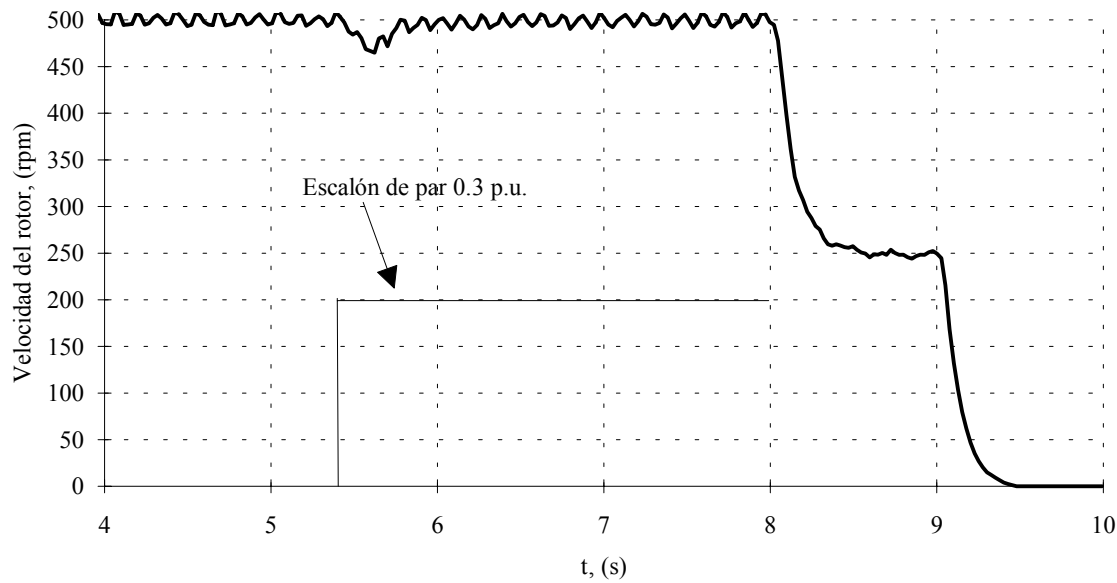


Figura 6.5. Evolución de la velocidad del rotor ante un escalón de par (0.3 p.u.) cuando se impone el 60% del flujo nominal durante el transitorio.

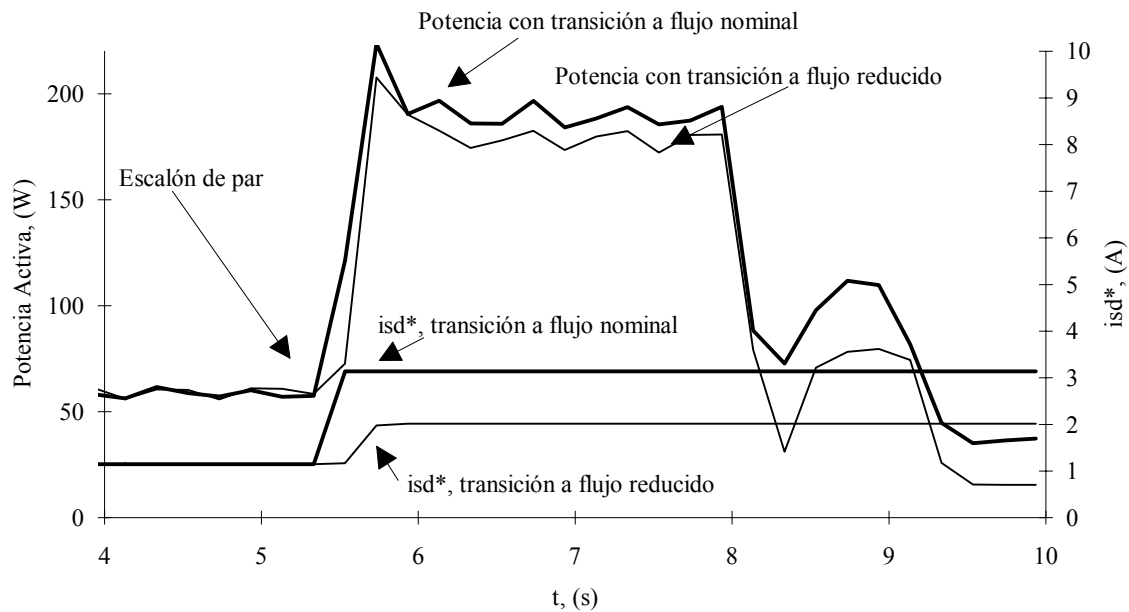


Figura 6.6. Potencia consumida en el accionamiento con transiciones a flujo nominal y a flujo reducido (60%) ante un escalón de par de 0.3 p.u.

Los resultados experimentales demuestran que es posible disminuir la potencia activa consumida por el accionamiento tanto en régimen permanente como en régimen transitorio tanto de par como de velocidad trabajando con flujos reducidos y no imponiendo flujo nominal durante los transitorios. Para el ciclo de trabajo estudiado se puede ahorrar hasta un

7.42% de energía. Estas cifras dan idea de la importancia que puede tener la posibilidad de trabajar con flujos reducidos, tanto en régimen permanente como en régimen transitorio.

6.3 SUPERVISOR BASADO EN LÓGICA DIFUSA PARA TRABAJAR CON FLUJOS REDUCIDOS DURANTE LOS TRANSITORIOS

6.3.1 INTRODUCCIÓN

La complejidad de calcular las trayectorias óptimas del flujo del motor para optimizar energía nos obligan a plantearnos el problema de optimización en régimen transitorio desde un punto de vista práctico. Como se ha demostrado en los apartados anteriores es posible mejorar el rendimiento del accionamiento trabajando con flujos reducidos. Ello sugiere la idea de permitir al accionamiento trabajar con niveles de magnetización bajos. Sin embargo, esto presenta un grave problema, ya que ante solicitudes de par o de velocidad importantes, el motor no puede generar el par electromagnético necesario para superar la consigna pedida. De ahí surge la idea original de incorporar al algoritmo de control vectorial un controlador, denominado *supervisor*, que incremente el flujo del motor en función de la solicitud de par o de velocidad requerida. Al controlador propuesto se le ha denominado *supervisor*, dado que supervisa el “*buen*” funcionamiento del accionamiento, incrementando el flujo cuando sea necesario, de manera que el accionamiento sea capaz de seguir las consignas de par y de velocidad solicitadas.

El controlador propuesto sólo impone incrementos positivos de flujo, es decir, proporciona al motor mayor capacidad de par electromagnético disponible. Dado que no se dispone de una medida directa del par de carga, su estimación se realiza indirectamente a través de la velocidad del rotor, la cual sí es medida físicamente.

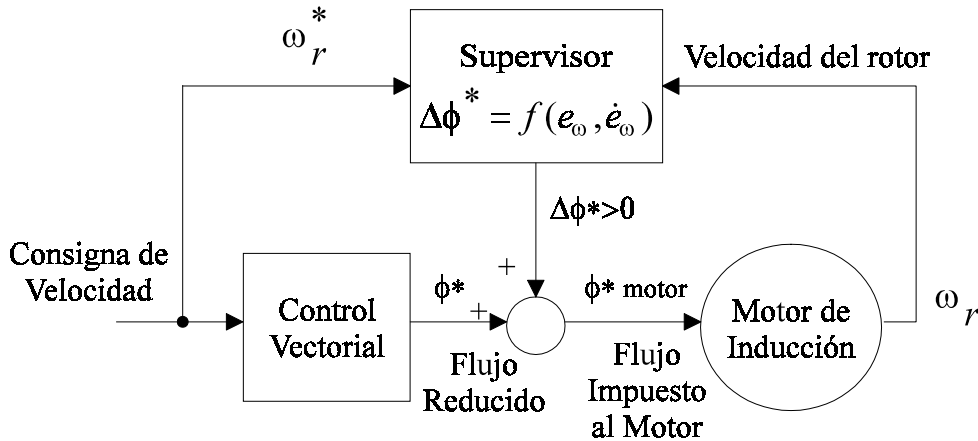


Figura 6.7. Esquema general de la idea que se propone para trabajar con flujos reducidos durante los transitorios.

6.3.2 DESCRIPCIÓN DEL SUPERVISOR BASADO EN LÓGICA DIFUSA

El supervisor de flujo propuesto es un controlador basado en lógica difusa. Los antecedentes del controlador son 2; el error de velocidad del motor e_ω y la derivada del error de velocidad \dot{e}_ω , definidos por:

$$e_\omega = \omega_r^* - \omega_r \quad (6.1)$$

$$\dot{e}_\omega = \frac{de_\omega}{dt} \quad (6.2)$$

El consecuente es la variación de flujo impuesta en el motor, en términos de corriente productora de flujo:

$$\Delta i_{ds}^* = (i_{ds}^*)_{n+1} - (i_{ds}^*)_n \quad (6.3)$$

La implementación del controlador es la clásica, conteniendo las 4 partes de los controladores difusos convencionales:

- “Fuzzificación”
- Tabla de reglas
- Motor de inferencia
- “Defuzzificación”

El supervisor proporciona incrementos positivos de corriente de flujo, que son añadidos a la corriente de flujo en ese instante:

$$i_{ds}^* = i_{ds}^* + supervisor(e_\omega, \dot{e}_\omega) \quad (6.4)$$

Si consideramos el esquema de control vectorial indirecto implementado en esta tesis, el supervisor de lógica difusa estaría situado junto al optimizador de potencia en régimen permanente, como se muestra en la figura 6.8.

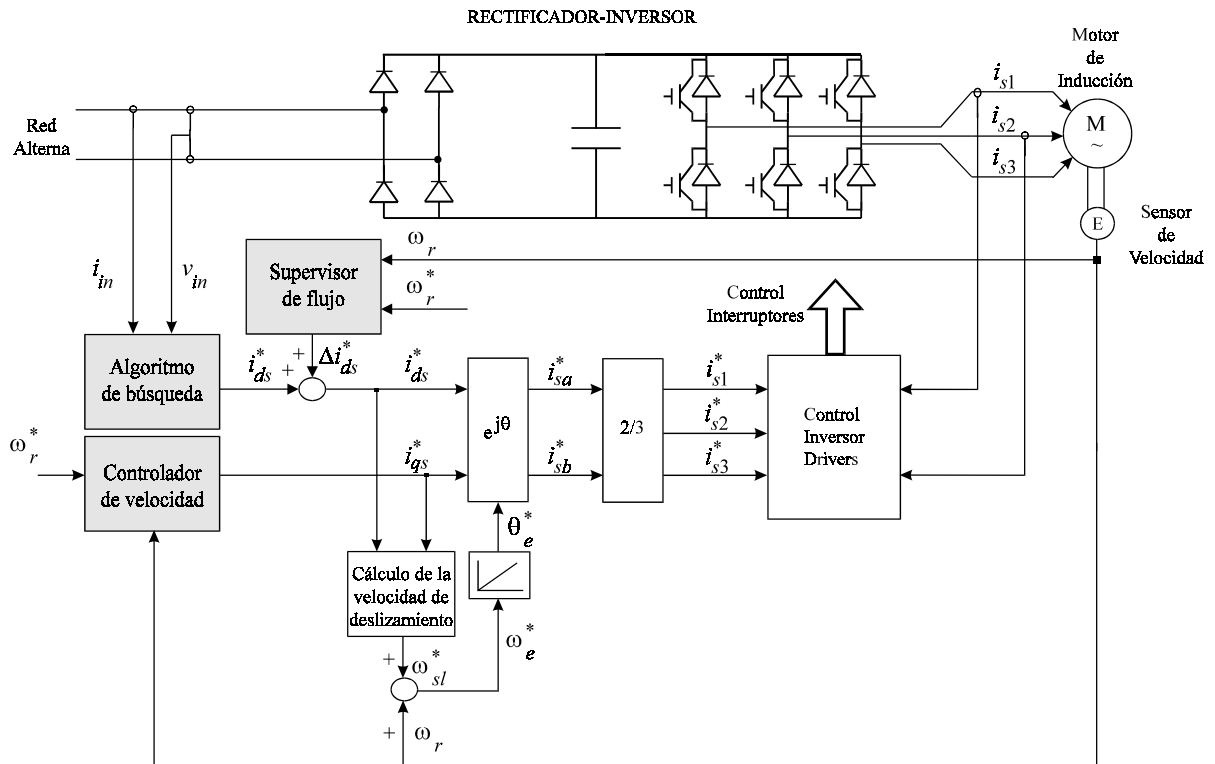


Figura 6.8. Esquema de un control vectorial indirecto incluyendo optimización en régimen permanente con un algoritmo de búsqueda y el supervisor de lógica difusa propuesto.

La siguiente figura muestra un diagrama de bloques del controlador de lógica difusa implementado:

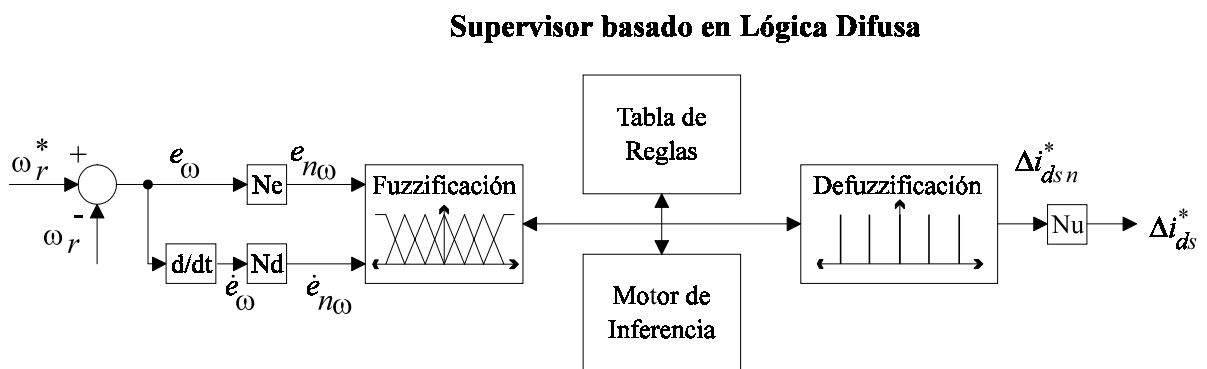


Figura 6.9. Esquema de bloques del supervisor de lógica difusa propuesto.

Para la “fuzzificación”, se han empleado funciones de pertenencia simples, tipo triangulares, para permitir una implementación sencilla y rápida en tiempo real. La figura 6.9 muestra las funciones de pertenencia para ambos antecedentes.

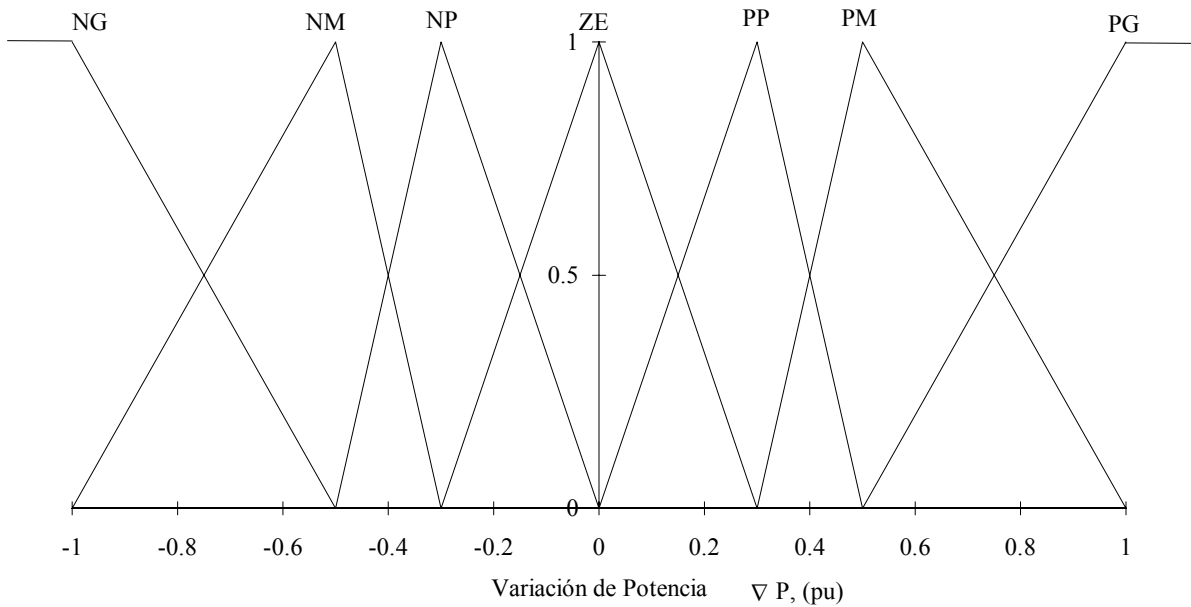


Figura 6.10. Funciones de pertenencia para los antecedentes del supervisor propuesto.

Por lo que respecta a la base de reglas, se han considerado dos casos distintos, diseñando por tanto 2 tablas de reglas diferentes, para distinguir entre un transitorio de par y un transitorio de velocidad. Ello se debe a que la evolución del error de velocidad y de su respectiva derivada ante un escalón de par son distintas que las correspondientes a un escalón en la velocidad de consigna. En consecuencia, se tienen 2 controladores distintos, con tablas de reglas y factores de escalado diferentes. Ambos controladores no funcionan simultáneamente, permitiendo así supervisar el funcionamiento del accionamiento ante cualquier tipo de consigna de par y/o velocidad. Las siguientes tablas muestran las bases de reglas para ambos tipos de solicitudes.

$e_{n\omega} \setminus \dot{e}_{n\omega}$	ZE	PS	PM	PB
ZE	ZE	ZE	PS	PM
PS	PS	PS	PM	PB
PM	PM	PM	PB	PB
PB	PB	PB	PB	PB

Tabla 6.1. Tabla de reglas para una transición de par positivo con consigna de velocidad positiva y transiciones de par negativo con velocidad de consigna negativa.

Las claves para la tabla anterior están descritas en la tabla siguiente:

PG	<i>Positivo Grande</i>
PM	<i>Positivo Medio</i>
PP	<i>Positivo Pequeño</i>
CE	<i>Cero</i>
NG	<i>Negativo Grande</i>
NM	<i>Negativo Medio</i>
NP	<i>Negativo Pequeño</i>

Tabla 6.2. Claves para los adjetivos de los antecedentes y consecuentes del supervisor de lógica difusa.

Para una transición de par negativo con velocidad de consigna positiva y viceversa, las reglas son idénticas que las anteriores, variando únicamente los antecedentes, que en lugar de ser positivos, son negativos. Nótese que tanto el signo del error de velocidad como el de su derivada cambian en ambas transiciones.

Ante una transición de velocidad son necesarias reglas distintas, como se muestra en la tabla 6.3.

$e_{no} \setminus \dot{e}_{no}$	NG	NM	NP	ZE
ZE	ZE	ZE	ZE	ZE
PP	ZE	ZE	ZE	PG
PM	PP	PP	PS	PG
PG	PP	PM	PM	PG

Tabla 6.3. Base de reglas para una transición de velocidad, con consigna de velocidad positiva o negativa e incremento de velocidad positivo.

Para variaciones negativas de velocidad las reglas son idénticas que las que se muestran en la tabla 6.3, variando únicamente el signo de los antecedentes.

Las reglas son del tipo:

Si el error de velocidad e_{no} es **Positivo Grande (PG)** y la derivada del error \dot{e}_{no} es **Negativo Medio (NM)** entonces el incremento de corriente Δi_{dsn}^* es **Positivo Medio (PM)**.

Como inferencia se ha empleado el método suma-producto, en lugar del conocido mínimo-máximo, por proporcionar mejores resultados [26]-[28]. El método de “defuzzificación”

implementado ha sido el del centro de gravedad con “*singletons*” de salida, para acelerar la ejecución global del algoritmo. Nótese que el supervisor sólo proporciona incrementos positivos de flujo, ya que la idea es dar al accionamiento mayor capacidad de par electromagnético ante la solicitud de par y/o velocidad impuesta.

En la figura anterior (Fig. 6.9) aparecen unos factores de escalado N_e , N_d , N_u , que permiten tener un controlador universal y sintonizar de forma más simple el supervisor de flujo. Las transformaciones de escalado están expresadas en las siguientes ecuaciones:

$$e_{n\omega} = \frac{e_{\omega}}{N_e} \quad (6.5)$$

$$\dot{e}_{n\omega} = \frac{\dot{e}_{\omega}}{N_d} \quad (6.6)$$

$$\Delta i_{ds}^* = \Delta i_{dsn}^* N_u \quad (6.7)$$

El supervisor diseñado ha sido programado en lenguaje C, junto con el algoritmo de control vectorial, con el procesador de control descrito en el apéndice 5.

6.4 RESULTADOS EXPERIMENTALES CON EL SUPERVISOR DE LÓGICA DIFUSA

6.4.1 TRANSICIÓN ANTE UNA SOLICITACIÓN DE PAR

En primer lugar es interesante analizar los resultados cuando se produce una variación del par de carga. Ello quiere decir que estamos trabajando a velocidad constante, y en un determinado instante varía el par de carga del accionamiento. Las figuras 6.11-6.14 muestran los resultados obtenidos a 300 r.p.m. ante un escalón de par de 0.2 p.u. en el instante $t = 15s$.

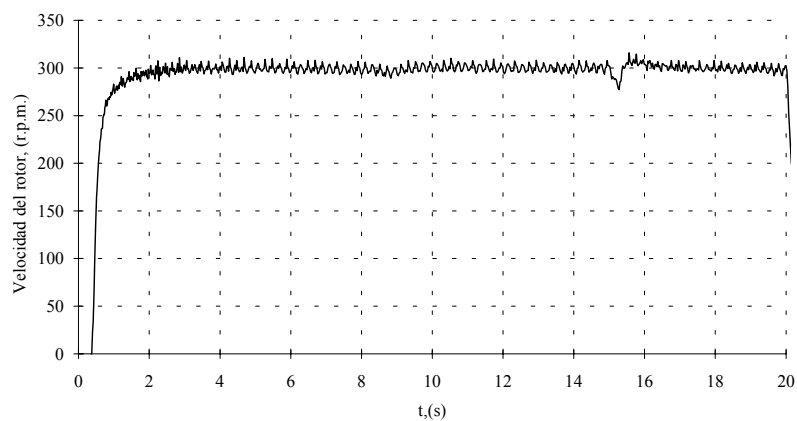


Figura 6.11. Velocidad del rotor con transición a flujo nominal ante un escalón de par de 0.2 p.u. girando a 300 r.p.m. (Resultados Experimentales).

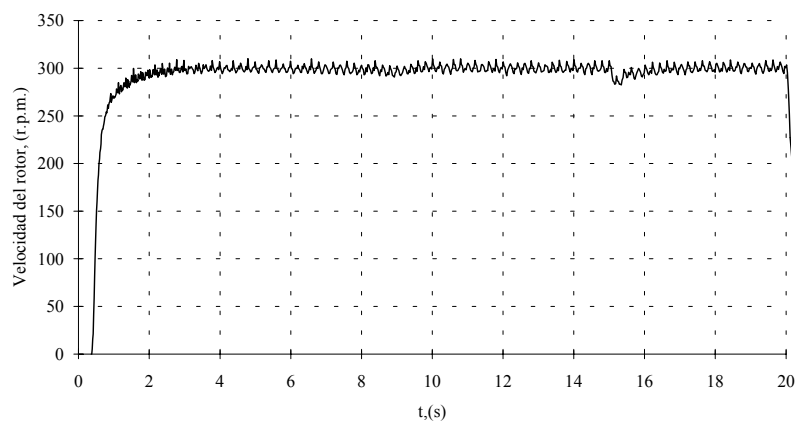


Figura 6.12. Velocidad del rotor con transición a flujo reducido ante un escalón de par de 0.2 p.u. girando a 300 r.p.m. (Resultados Experimentales).

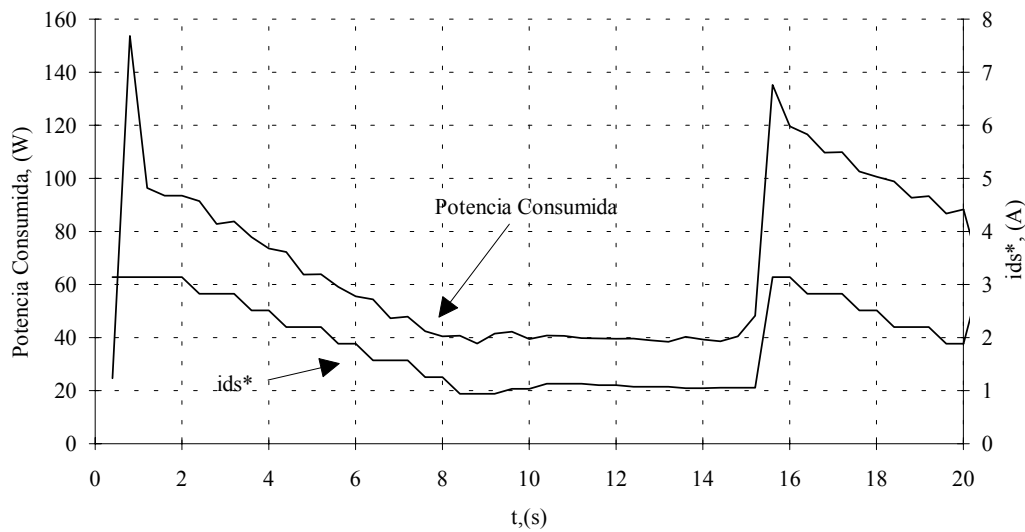


Figura 6.13. Potencia consumida con transición a flujo nominal ante un escalón de par de 0.2 p.u. girando a 300 r.p.m. (Resultados Experimentales).

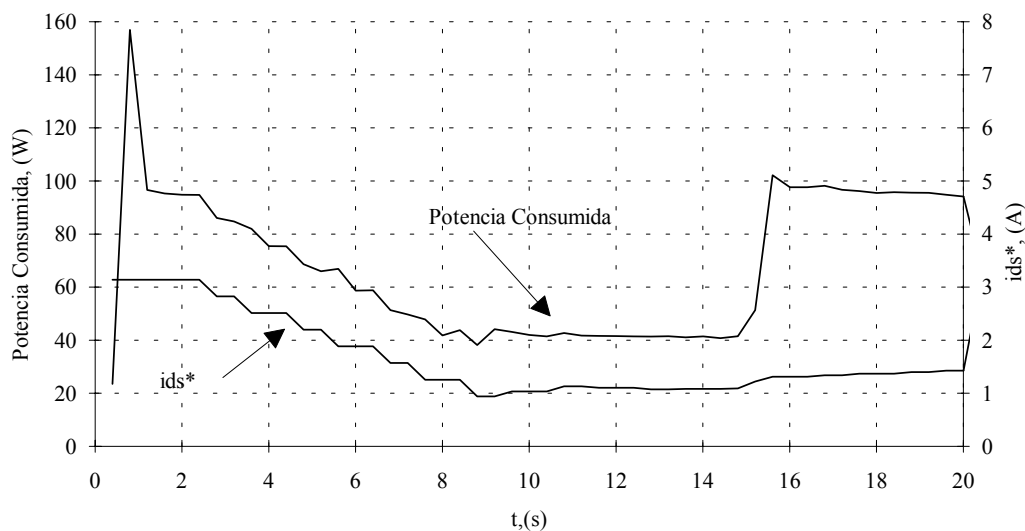


Figura 6.14. Potencia consumida con transición a flujo reducido empleando el supervisor de lógica difusa ante un escalón de par de 0.2 p.u. girando a 300 r.p.m. (Res. Experimentales).

Como puede observarse en las figuras anteriores, se puede ahorrar energía en un transitorio de par trabajando con niveles de flujo por debajo de su valor nominal, gracias al supervisor de lógica difusa propuesto. Además, el supervisor acelera la convergencia de la búsqueda en régimen permanente, siendo ésta otra de las ventajas del método propuesto. La reducción de energía consumida en el transitorio es mayor cuanto menor sea el par de carga aplicado.

Evidentemente, para transiciones a par nominal, el supervisor proporciona flujo nominal, inhibiendo por tanto la posibilidad de ahorro de energía.

El mismo experimento puede hacerse para otras consignas de velocidad y par de carga. Las figuras 6.15-18 reflejan los resultados experimentales obtenidos con una consigna de velocidad de 500 r.p.m. ante un escalón de carga de 0.3 p.u. en el instante $t = 15s$.

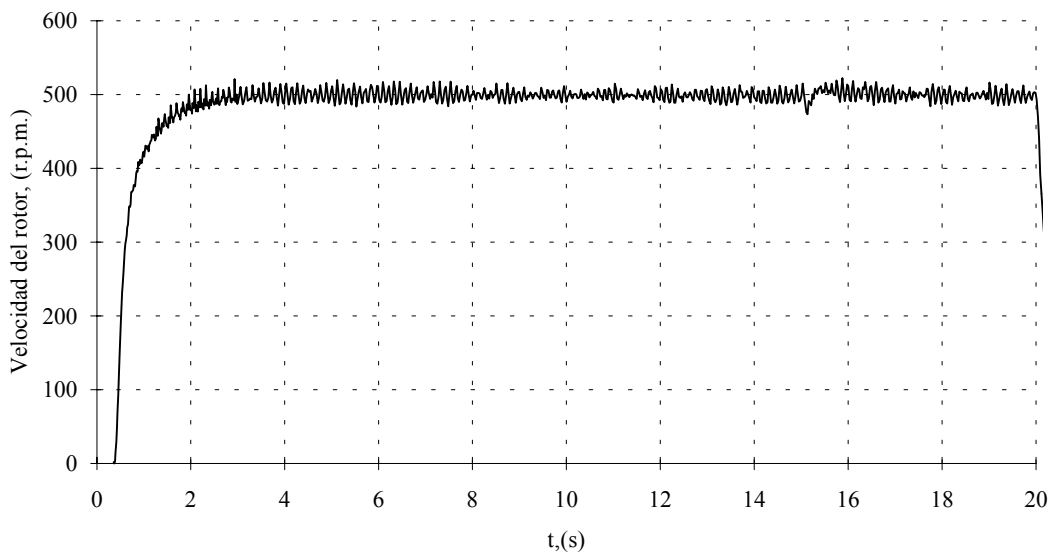


Figura 6.15. Velocidad del rotor con transición a flujo nominal a 500 r.p.m. ante un escalón de carga de 0.3 p.u. (Resultados Experimentales).

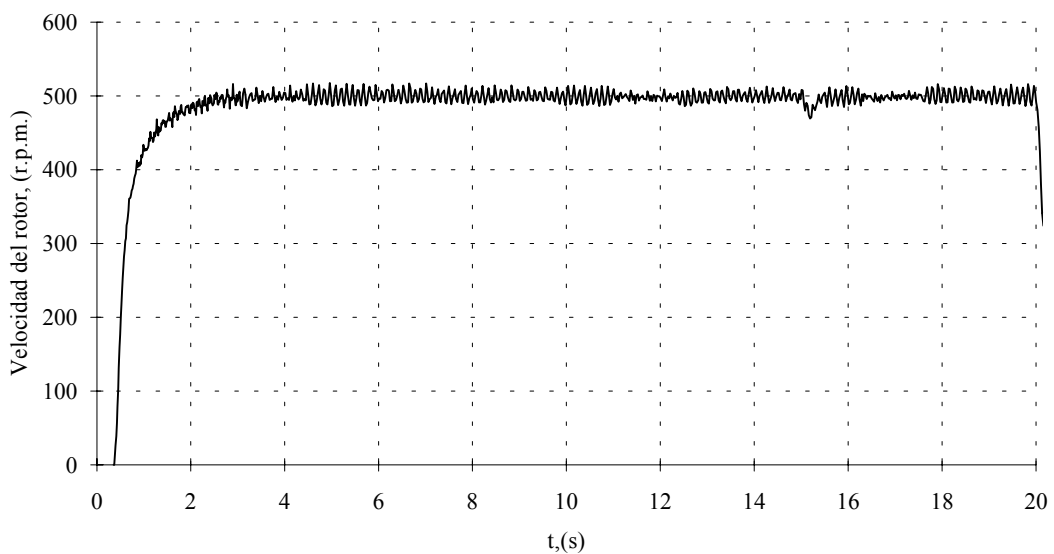


Figura 6.16. Velocidad del rotor con transición a flujo reducido a 500 r.p.m. ante un escalón de par de 0.3 p.u. (Resultados Experimentales).

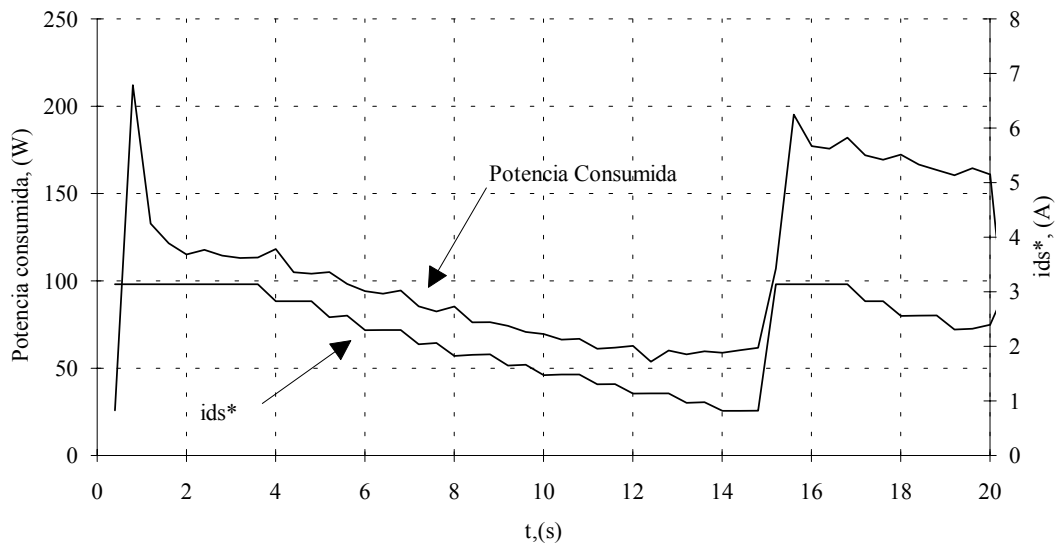


Figura 6.17. Potencia consumida con transición a flujo nominal a 500 r.p.m. ante un escalón de par de 0.3 p.u. (Resultados Experimentales).

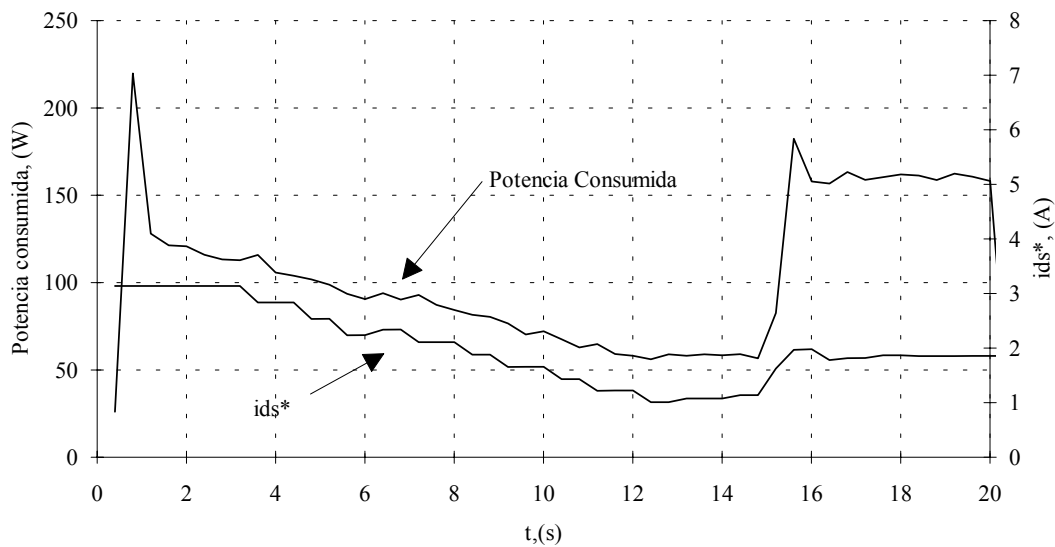


Figura 6.18. Potencia consumida con transición a flujo reducido a 500 r.p.m. ante un escalón de par de 0.3 p.u. (Resultados Experimentales).

De nuevo, puede comprobarse el ahorro de energía durante el transitorio al trabajar con flujos reducidos ante cargas ligeras. Uno de los inconvenientes que presenta el método propuesto es la sintonización del supervisor de lógica difusa. En este caso, se ha sintonizado mediante prueba y error a partir de la energía consumida durante el transitorio, variando la constante de salida del controlador de lógica difusa N_u .

6.4.2 TRANSICIÓN ANTE UN CAMBIO DE CONSIGNA DE VELOCIDAD

Otro de los puntos importantes es estudiar la posibilidad de ahorro de energía ante transitorios causados por cambios de consigna de velocidad. El primer caso a estudiar (figuras 6.19-22) es un cambio de referencia de velocidad de 400 a 475 r.p.m. arrastrando a un generador de CC.

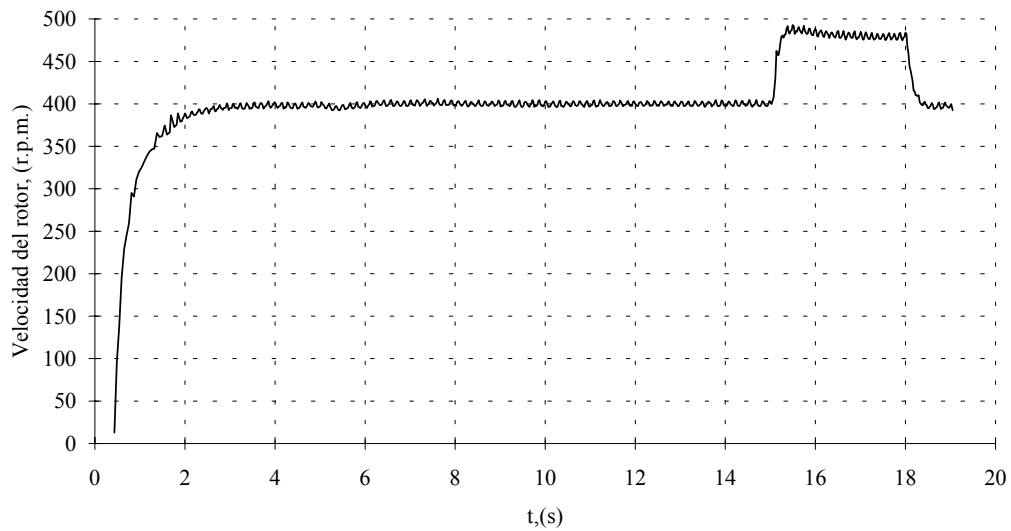


Figura 6.19. Evolución de la velocidad con transición a flujo nominal ante un cambio de consigna de 400 a 475 r.p.m. (Resultados Experimentales).

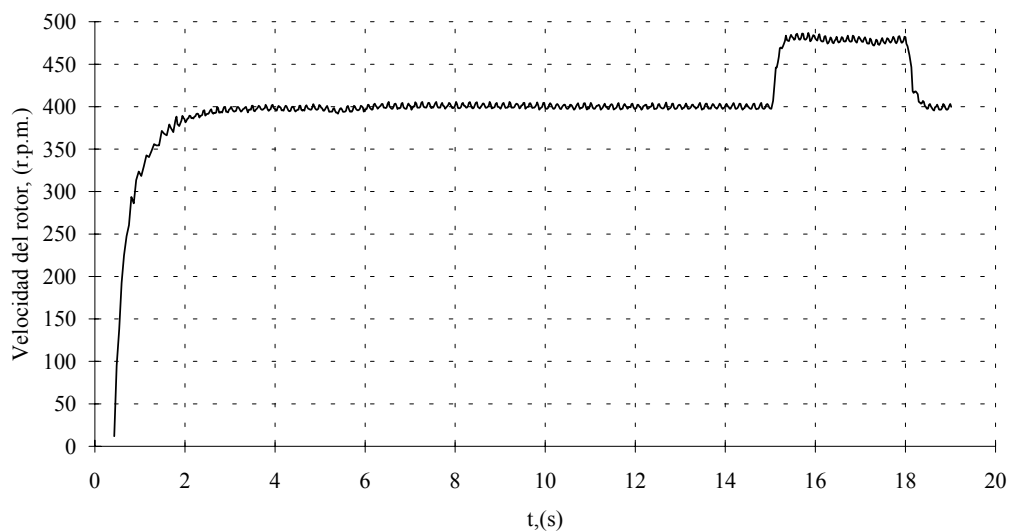


Figura 6.20. Evolución de la velocidad con transición a flujo reducido ante un cambio de consigna de 400 a 475 r.p.m. (Resultados Experimentales).

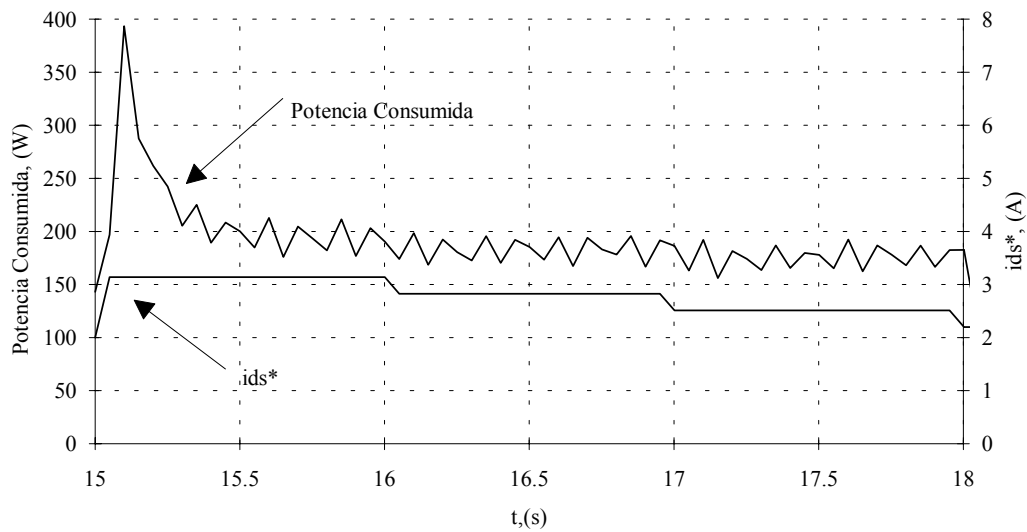


Figura 6.21. Potencia consumida con transición a flujo nominal ante el cambio de consigna de velocidad de 400 a 475 r.p.m. en $t = 15$ s (Resultados Experimentales).

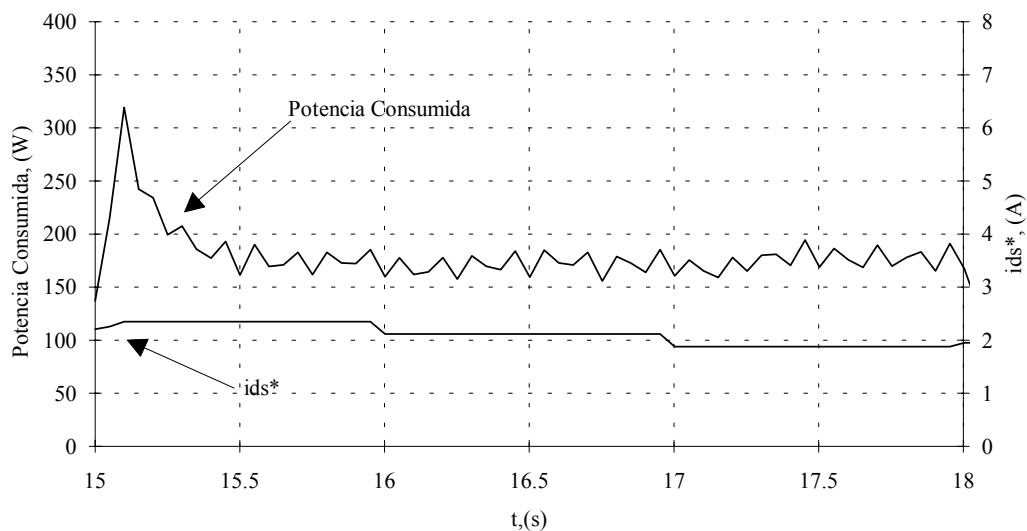


Figura 6.22. Potencia consumida con transición a flujo reducido ante el cambio de consigna de velocidad de 400 a 475 r.p.m. en $t = 15$ s (Resultados Experimentales).

Los resultados experimentales anteriores demuestran que también es posible optimizar energía durante transitorios debidos a cambios de consigna de velocidad. Obsérvese que en la transición a flujo nominal (Fig. 6.21) el pico de potencia alcanza los 400 W, mientras que para el caso que emplea el supervisor de lógica difusa, apenas supera los 300 W (Fig. 6.22). Nótese que se está hablando de transitorios de velocidad pequeños, con cargas ligeras, donde mayor ahorro de energía se puede conseguir.

En el siguiente ensayo experimental se estudia un cambio de consigna de velocidad de 300 a 390 r.p.m. en $t = 15s$ arrastrando al generador de CC.

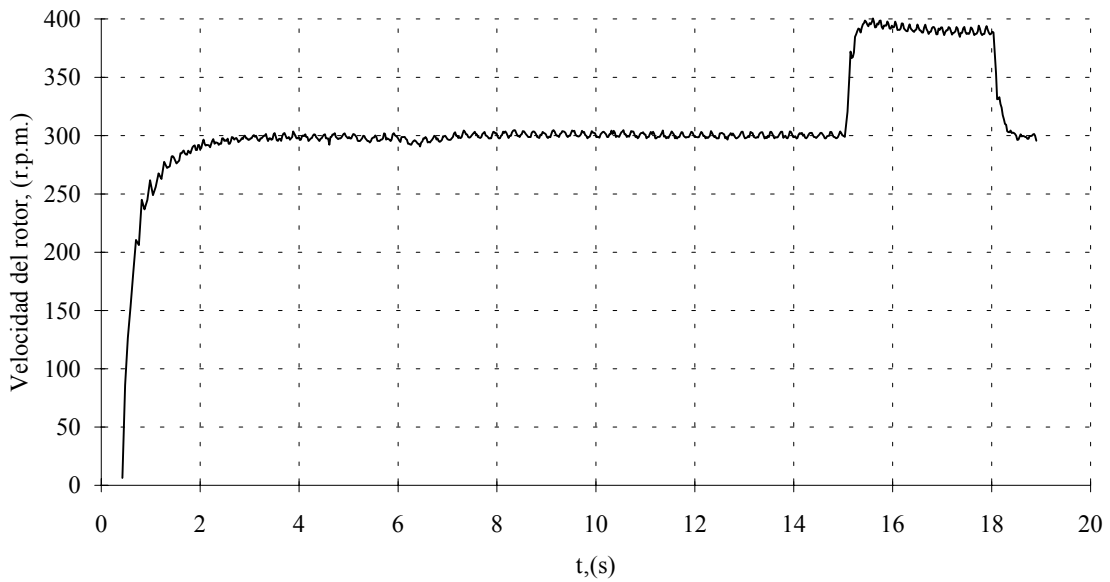


Figura 6.23. Velocidad con transición a flujo nominal durante un cambio de consigna de velocidad de 300 a 390 r.p.m. en $t = 15s$. (Resultados Experimentales).

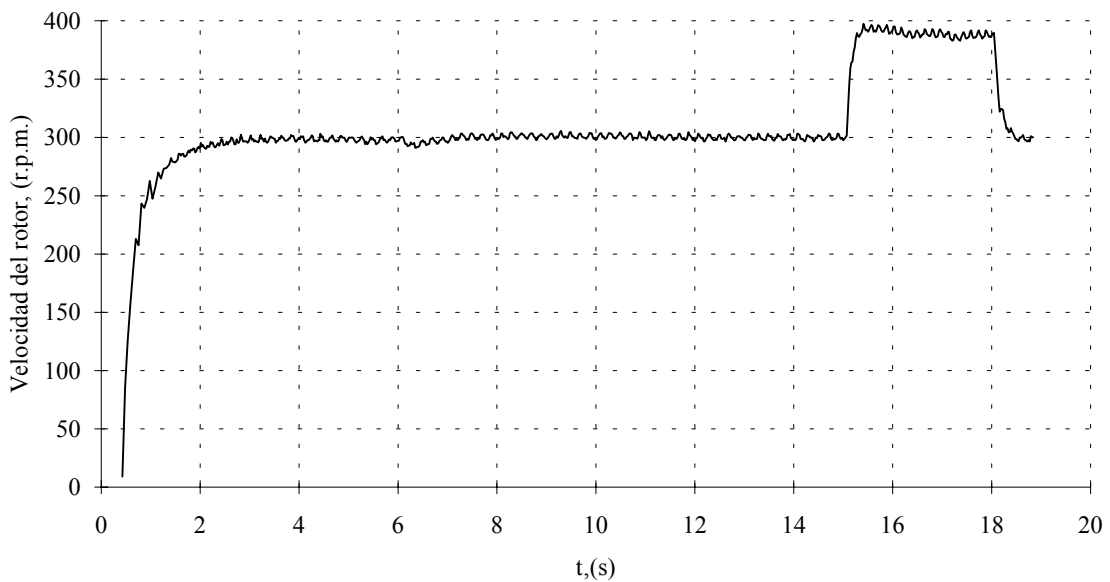


Figura 6.24. Velocidad con transición a flujo reducido durante un cambio de consigna de velocidad de 300 a 390 r.p.m. en $t = 15s$. (Resultados Experimentales).

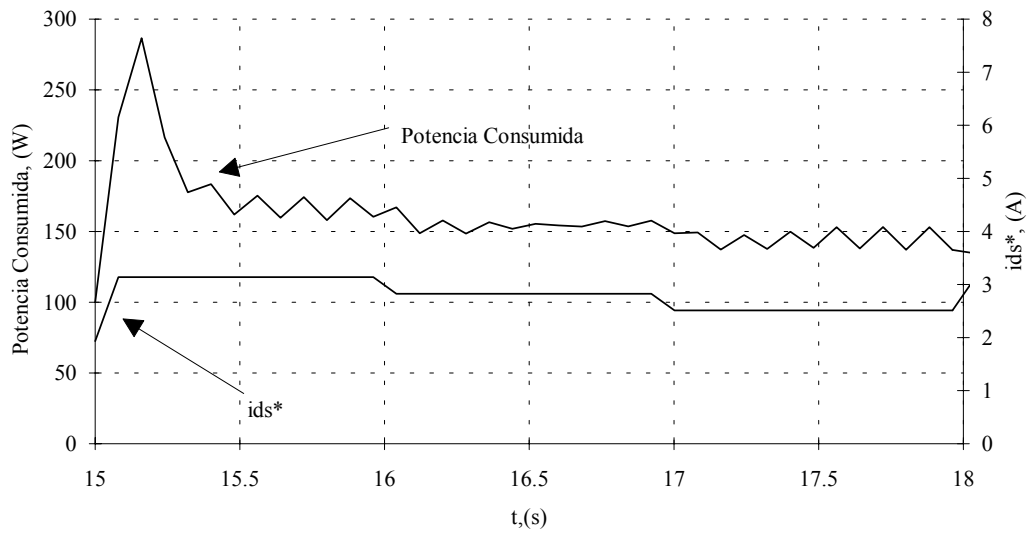


Figura 6.25. Potencia consumida con transición a flujo nominal durante un cambio de consigna de velocidad de 300 a 390 r.p.m. en $t = 15s$. (Resultados Experimentales).

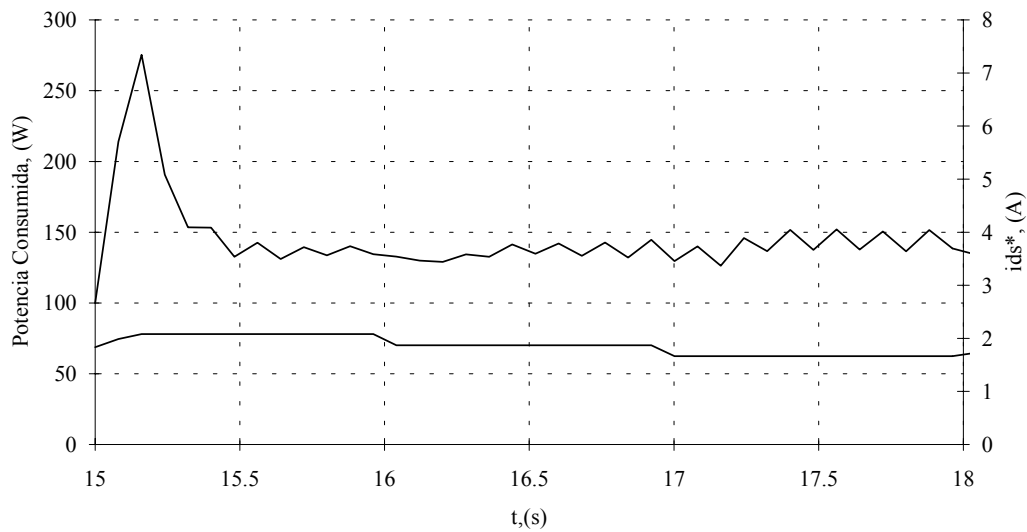


Figura 6.26. Potencia consumida con transición a flujo reducido durante un cambio de consigna de velocidad de 300 a 390 r.p.m. en $t = 15s$. (Resultados Experimentales).

Como en los casos anteriores, se ahorra energía durante el transitorio, acelerando el proceso de búsqueda del flujo óptimo. Las mejoras más significativas se obtienen trabajando con flujos reducidos durante pequeños cambios de consigna de velocidad accionando cargas ligeras. Cuando se imponen grandes transitorios de velocidad, con cargas elevadas, el supervisor incrementa el flujo hasta llegar a su valor nominal, de manera que se obtenga una buena respuesta dinámica.

6.4.3 RESULTADOS DE CICLOS DE TRABAJO DE PAR Y VELOCIDAD

Para terminar los ensayos con el supervisor de lógica difusa propuesto, se han obtenido resultados experimentales teniendo en cuenta un ciclo de trabajo con transiciones de par y velocidad, de cara a una aplicación real.

El ensayo consiste en imponer un escalón de par de 0.25 p.u. en el instante $t = 15s$ y seguidamente, un escalón de velocidad de 500 a 600 r.p.m. en $t = 20s$ manteniendo la carga impuesta, para el caso de trabajar a flujo nominal constante y para el caso de trabajar con un algoritmo de búsqueda (M. de Rosenbrock) y el supervisor de lógica difusa implementado.

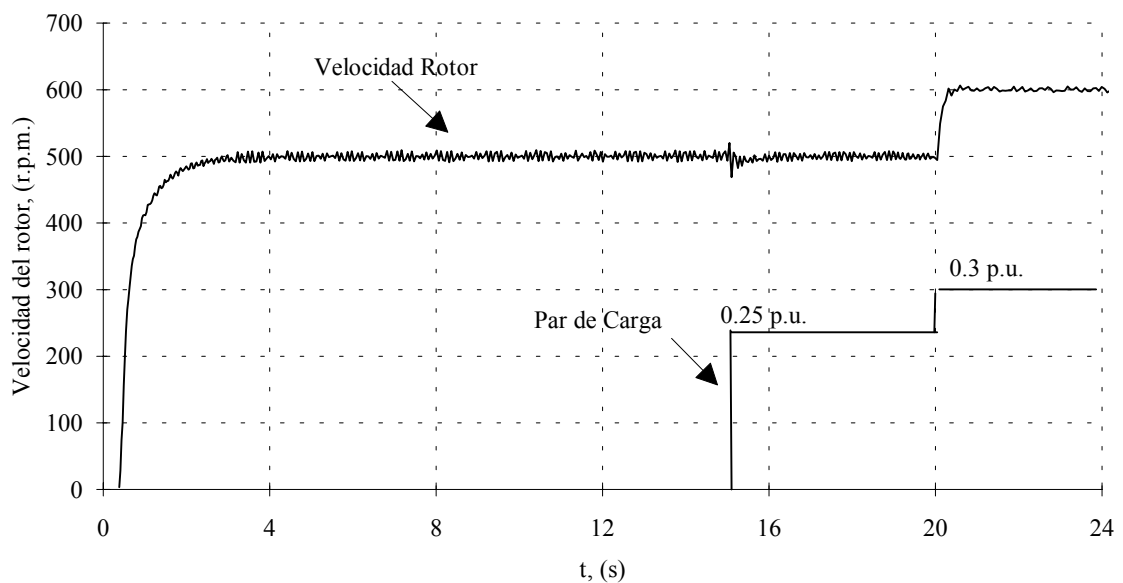


Figura 6.27. Velocidad del rotor ante el ciclo de trabajo descrito empleando flujo nominal constante. (Resultados Experimentales).

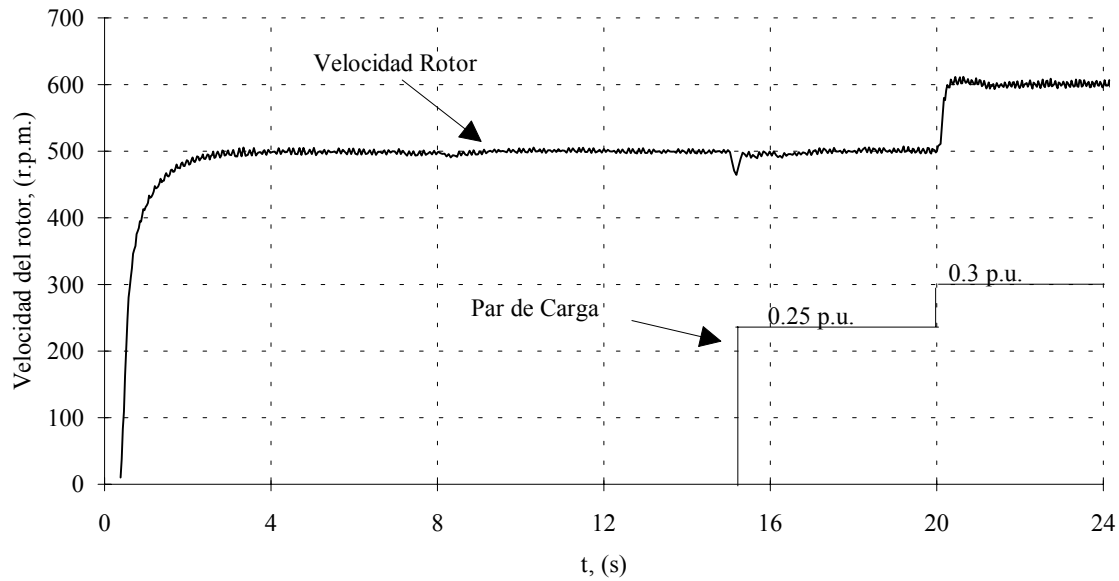


Figura 6.28. Velocidad del rotor ante el ciclo de trabajo descrito trabajando con flujos reducidos con el M. de Rosenbrock y el supervisor de lógica difusa. (R. Experimentales).

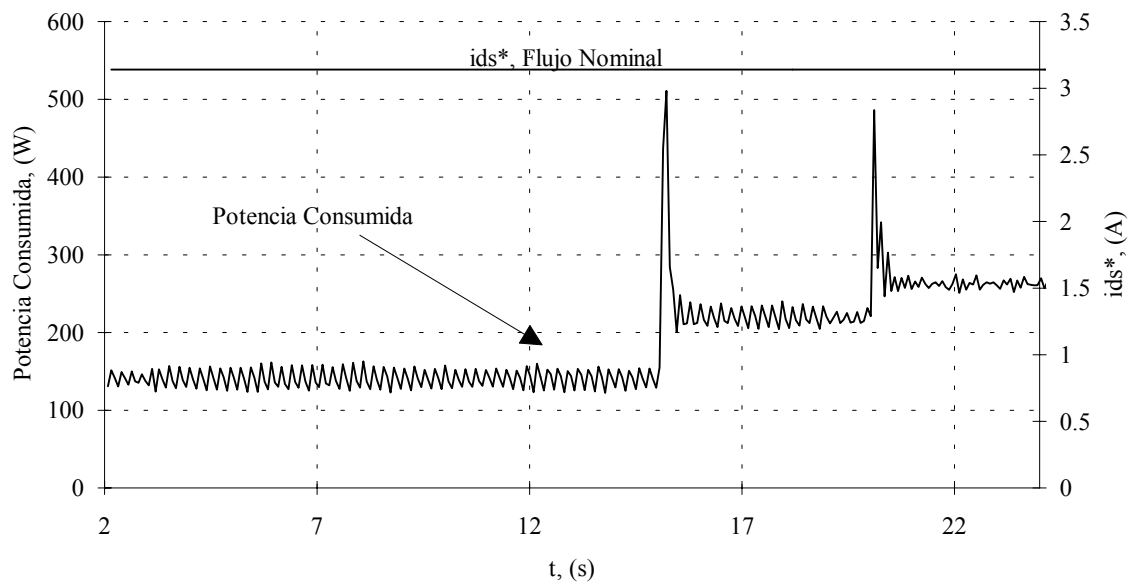


Figura 6.29. Potencia consumida para el ciclo de trabajo descrito con flujo nominal durante todo el proceso. (Resultados Experimentales).

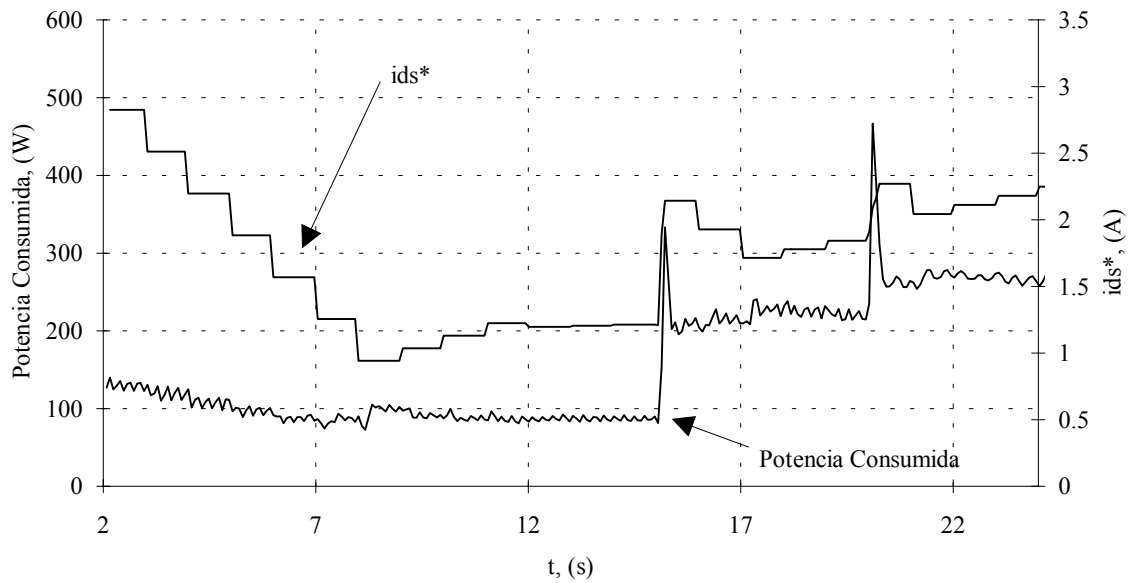


Figura 6.30. Potencia consumida con flujos reducidos durante el ciclo de trabajo descrito, empleando el M. de Rosenbrock y el supervisor de lógica difusa. (Resultados Experimentales).

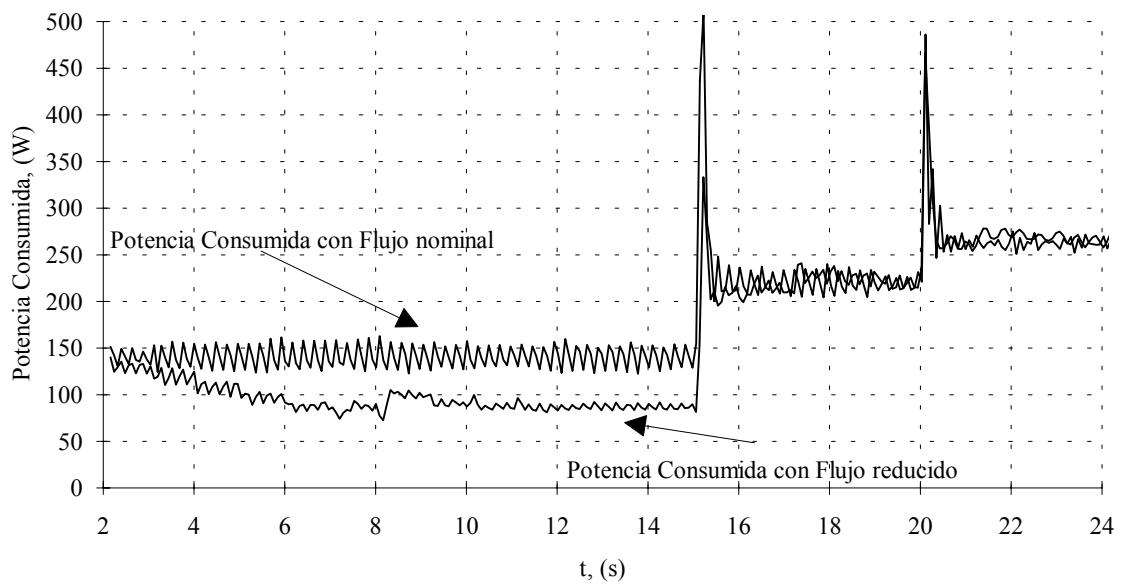


Figura 6.31. Comparación de potencias consumidas para el ciclo de trabajo impuesto, trabajando con flujo nominal y reducido.

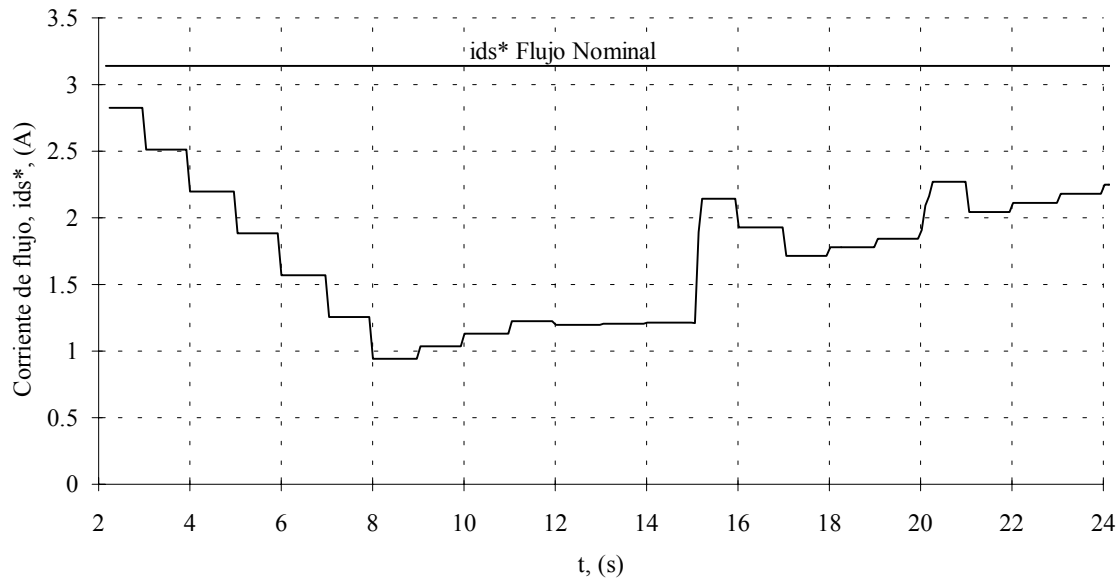


Figura 6.32. Comparación de flujos para el ciclo de trabajo impuesto a la máquina.

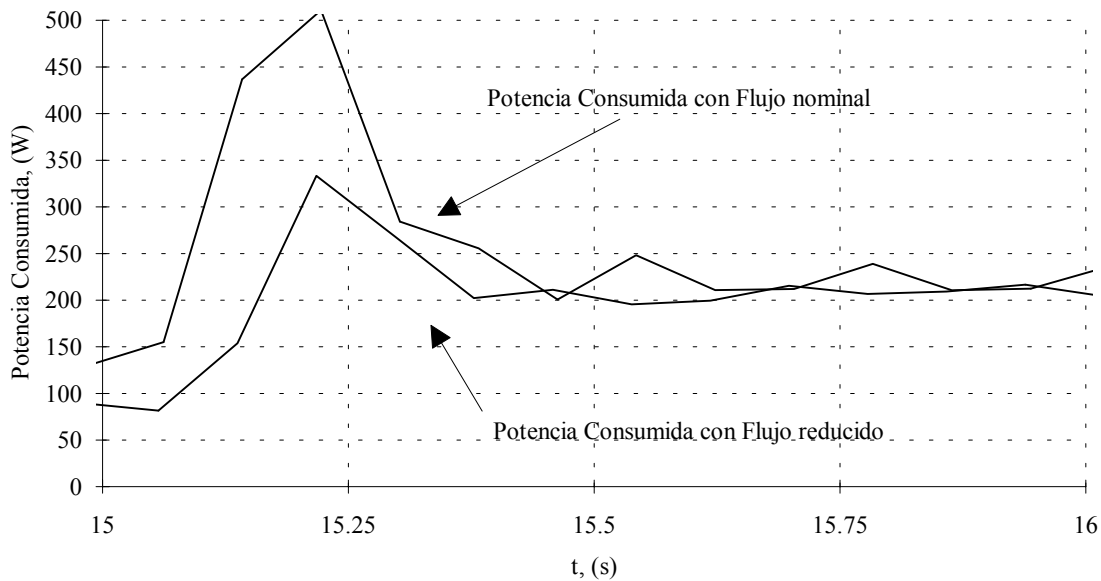


Figura 6.33. Ampliación de la potencia consumida en el transitorio de par para ambas situaciones (flujo nominal y flujo reducido).

Para el ciclo de trabajo total impuesto, se ahorra hasta un 15.7% respecto al caso nominal. Esto da una idea de la eficacia del método propuesto y de su validez. Sin embargo, su aplicación práctica depende del ciclo de trabajo que se imponga. Además, el diseñador debe decidir entre optimización del rendimiento y respuesta dinámica del sistema, dado que al trabajar con flujos reducidos, la respuesta dinámica del sistema empeora considerablemente.

6.5 CONSIDERACIONES

6.5.1 VENTAJAS E INCONVENIENTES DEL SUPERVISOR PROPUESTO

Como se ha demostrado en los apartados anteriores, el método propuesto es eficaz para mejorar el rendimiento del accionamiento durante transitorios. Si bien se ha presentado empleando un algoritmo de control vectorial, es posible utilizar la idea propuesta en otro tipo de sistemas de control, como es el caso de controladores escalares con sensor de velocidad. El supervisor es eficaz con cargas ligeras y cambios pequeños de consigna de velocidad. Sin embargo, el algoritmo propuesto presenta algunos inconvenientes importantes.

En primer lugar es necesario conocer la velocidad del rotor, con lo que se incrementa el coste del sistema, y dificulta su aplicación en equipos que trabajan sin bucle de regulación de velocidad (controles escalares, etc.).

Por otra parte, en los controladores vectoriales clásicos, se diseñaba el regulador de velocidad (típicamente un controlador PI) suponiendo flujo constante, lo cual, simplificaba el diseño al tener tan sólo un bucle de regulación. Si se varía el flujo del motor, es necesario diseñar el regulador de velocidad considerando ambos bucles de control. Una posible solución podría estar basada en un controlador de reglas heurísticas que tuviese en cuenta el nivel de flujo que se está imponiendo en la máquina. No cabe duda que asegurar la estabilidad del accionamiento resulta más complejo, por lo menos en lo que se refiere a su demostración matemática formal.

Finalmente, la crítica más importante a la solución propuesta es como sintonizar o ajustar el optimizador propuesto para obtener el máximo rendimiento en una aplicación real concreta. Una posibilidad es aplicar técnicas de computación avanzada como se comenta en el capítulo 7. El siguiente apartado muestra una forma sencilla de sintonizar el supervisor.

6.5.2 SINTONIZACIÓN DEL SUPERVISOR

La forma más sencilla, y la empleada en esta tesis doctoral, para sintonizar el supervisor de lógica difusa propuesto es dejar todos los parámetros y reglas heurísticas sin alterar y variar únicamente la constante de salida del supervisor N_u , tanto para el caso de transitorio de par como para el transitorio de velocidad.

Su variación se debe realizar en función de la energía consumida durante el transitorio, de manera que se obtenga el compromiso de respuesta dinámica y optimización del rendimiento deseado. Este método es el más simple, aunque puede ser excesivamente lento. Otros métodos de autosintonización parecen ser una solución y línea de investigación más interesante.

6.5.3 EFICIENCIA Y RESPUESTA DINÁMICA

Para optimizar el rendimiento de un accionamiento es necesario trabajar con niveles de flujo por debajo de su valor nominal. Ello reduce el par máximo disponible en el eje del motor, y en consecuencia, se empeora la respuesta dinámica del sistema. Para aquellas aplicaciones donde la respuesta dinámica sea prioritaria, la solución aportada no es válida.

En cualquier caso, siempre se debe llegar a un compromiso entre respuesta dinámica y optimización del rendimiento. Sin embargo, es aconsejable no inhibir o anular los efectos del supervisor de lógica difusa para evitar consecuencias irreversibles, como desmagnetización de la máquina o enclavamiento del accionamiento.

6.5.4 RENTABILIDAD DE LA SOLUCIÓN PROPUESTA

El método presentado parece eficaz para mejorar el rendimiento del accionamiento ante distintas sollicitaciones de par y/o velocidad de carga. Uno de los inconvenientes que presenta es su aplicación práctica.

Para ello, es necesario conocer con precisión los ciclos de trabajo de la aplicación real en concreto. Si se dispone de un ciclo real de trabajo, es posible ajustar el controlador en función de la respuesta dinámica que se pretenda obtener, para obtener el máximo ahorro de energía por ciclo de trabajo.

En función del coste del accionamiento y del estudio de la rentabilidad del método, podrá ser interesante desde un punto de vista económico su aplicación. Ello hace necesario estudiar cada aplicación industrial en concreto, para poder determinar si es rentable el método o no, ya que es prácticamente imposible generalizar los resultados dada la dificultad inherente de cuantificar los beneficios medidos en kWh ahorrados en todo el rango de par y velocidad de un accionamiento.

6.6 CONCLUSIONES

En este capítulo se ha estudiado la posibilidad de mejorar el rendimiento de un accionamiento para un motor de inducción trabajando con niveles reducidos de flujo. Los resultados experimentales obtenidos demuestran que es posible ahorrar energía mediante esta técnica.

Para evitar problemas de desmagnetización y enclavamiento del accionamiento, se propone un algoritmo totalmente original basado en lógica difusa. El controlador de flujo propuesto actúa como supervisor, permitiendo al accionamiento trabajar con niveles de flujo por debajo de su valor nominal y dándole capacidad de par en caso de solicitudes importantes de par y/o velocidad.

Los resultados experimentales del supervisor de lógica difusa demuestran la validez del enfoque presentado. Sin embargo, éste presenta algunos inconvenientes claros. Quizás el más importante es la dificultad de cuantificar la rentabilidad de su aplicación para un accionamiento general. Ello nos obliga a estudiar, para cada aplicación en concreto y dependiendo de los ciclos de trabajo exigidos, la rentabilidad del algoritmo propuesto.

Finalmente, el algoritmo de optimización requiere conocer la velocidad del rotor y un método de sintonizado, ya sea sencillo, como puede ser un método de prueba y error, o métodos más complejos, basados en técnicas de computación avanzada (redes neuronales, algoritmos genéticos, ...).

REFERENCIAS

- [1] S. Salin, "Energy-Saving Drives for Fork-Lift Trucks", *Power Conversion & Intelligent Motion (PCIM Europe) for Power Electronics, Drives and Motion*, no. 5, pp. 308-311, Octubre 1996.
- [2] R.D. Lorenz, S. Yang, "Efficiency-Optimized Flux Trajectories for Closed-Cycle Operation of Field-Orientation Induction Machine Drives", *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 28, no. 3, pp. 574-580, Mayo/Junio 1992.
- [3] E. Mendes, A. Baba, A. Razek, "Losses Minimization of a Field Oriented Controlled Induction Machine", *IEE International Conference on Electrical Machines and Drives*, pp. 310-314, Londres, Inglaterra, 11-13 Septiembre 1995.
- [4] S.S. Rao, *Optimization, Theory and Applications*, Wiley Eastern Limited, Bombay, 1984.
- [5] P. Thogersen, M. Tonnes, U. Jaeger, S.E. Nielsen, "New High Performance Vector Controlled AC Drive with Automatic Energy Optimizer", *European Power Electronics, EPE'95*, vol. 3, pp. 3.381-3.386, Sevilla, España, 19-21 Septiembre 1995.
- [6] L.B. Matic, M.R. Stojic, V. Vuckovic, S. Vukosavic, "Efficiency Optimization of Induction Motor Drives with a Mechanism against Dips on Sudden Load Changes", *Power Electronics and Motion Control, PEMC'96*, vol. 2, pp. 139-143, Budapest, Hungría, 2-4 Septiembre 1996.
- [7] J.M. Moreno Eguilaz, J. Peracaula, "Induction Motor Drives Energy Optimization in Steady and Transient States: A New Approach", enviado a *7th European Conference on Power Electronics and Applications, EPE'97*, Trondheim, Noruega, 8-10 Septiembre 1997.
- [8] J.M. Moreno Eguilaz, P.J. da Costa Branco, J. Peracaula, "Fuzzy Logic based Improvements in Efficiency Optimization of Induction Motor Drives", enviado a *6th IEEE International Conference on Fuzzy Systems FUZZ-IEEE'97*, Barcelona, España, 1-5 Julio 1997.
- [9] J.M. Moreno Eguilaz, P.J. da Costa Branco, J. Peracaula, "Induction Motor Optimum Flux Search Algorithms with Transient State Loss Minimization using a Fuzzy Logic based Supervisor", aceptado en *IEEE Power Electronics Specialists Conference, PESC'97*, Missouri, EE.UU., 22-27 Junio 1997.
- [10] J.C. Bezdek, "Editorial: Fuzzy Models, What are They, and Why?", *IEEE Transactions on Fuzzy Systems*, vol. 1, no. 1, pp. 1-6, Enero 1993.
- [11] A. Farjon, M. Tholomier, "Why and How Using the Fuzzy Logic in the Power

- Electronics Field”, *European Power Electronics, EPE’95*, vol. 3, pp. 3.127-3.132, Sevilla, España, 19-21 Septiembre 1995.
- [12] C.C. Lee, “Fuzzy Logic in Control Systems Fuzzy Logic Controller, Part I”, *IEEE Transactions on Systems, Man and Cybernetics*, vol. 20, no. 2, pp. 404-418, Marzo/Abril 1990.
- [13] C.C. Lee, “Fuzzy Logic in Control Systems Fuzzy Logic Controller, Part II”, *IEEE Transactions on Systems, Man and Cybernetics*, vol. 20, no. 2, pp. 419-435, Marzo/Abril 1990.
- [14] C. Liaw, J. Wang, “Design and Implementation of a Fuzzy Controller for a High Performance Induction Motor Drive”, *IEEE Transactions on Systems, Man, and Cybernetics*, vol. 21, no. 4, pp. 921-929, Julio/Agosto 1991.
- [15] S. Min, K. Lee, J. Song, K. Cho, “A Fuzzy Current Controller for Field-Oriented Controlled Induction Machine by Fuzzy Rule”, *IEEE Power Electronics Specialists Conference PESC’92*, vol. 1, pp. 265-270, Toledo, España, 29 Junio - 3 Julio 1992.
- [16] Y. Takahashi, S. Itoh, “A Simple Positioning Servo System by Breaking Control”, *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 28, no. 6, pp. 1314-1321, Noviembre/Diciembre 1992.
- [17] F. Cheng, S. Yeh, “Application of Fuzzy Logic in the Speed Control of AC Servo System and an Intelligent Inverter”, *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 8, no. 2, pp. 312-318, Junio 1993.
- [18] H. Lee, T. Lee, S. Cho, D. Hyun, “Speed Control of Induction Motor using Fuzzy Algorithm with Hierarchical Structure”, *IEEE 10th Conference on Computer Communication, Control and Power Engineering TENCN’93*, vol. 5, pp. 551-554, Agosto 1993.
- [19] A. Suyitno, J. Fujikawa, H. Kobayashi, Y. Dote, “Variable-Structure Robust Controller by Fuzzy Logic for Servomotors”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 40, no. 1, pp. 80-88, Febrero 1993.
- [20] S. Mir, D.S. Zinger, M.E. Elbuluk, “Fuzzy Controller for Inverter Fed Induction Machines”, *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 30, no. 1, pp. 78-84, Enero/Febrero 1994.
- [21] Y. Tang, L. Xu, “Fuzzy Logic Application for Intelligent Control of a Variable Speed Drive”, *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 9, no. 4, pp. 679-685, Diciembre 1994.
- [22] M. Strefezza, H. Kobayashi, K. Fujikawa, Y. Dote, “Fuzzy Robust Control for AC Drive System”, *Journal of Systems Engineering*, vol. 4, no. 2, pp. 87-96, Junio 1994.

-
- [23] E. Galván, *Aportaciones Electrónicas al Control Vectorial Indirecto de Máquinas Asíncronas*, Tesis Doctoral, Universidad de Sevilla, Abril 1994.
 - [24] M. Cipolla, J.M. Moreno Eguilaz, J. Peracaula “Fuzzy Control of an Induction Motor with Compensation of System Dead-Time”, *IEEE Power Electronics Specialists Conference, PESC'96*, pp. 677-681, Baveno, Italia, 24-27 Junio 1996.
 - [25] Y. Kung, C. Liaw, “A Fuzzy Controller improving a Linear Model following Controller for Motor Drives”, *IEEE Transactions on Fuzzy Systems*, vol. 2, no. 3, pp. 194-202, Agosto 1994.
 - [26] B. Kosko, *Neural Networks and Fuzzy Systems: a Dynamical Systems Approach to Machine Intelligence*, Prentice-Hall, Nueva Jersey, 1992.
 - [27] D. Driankov, H. Hellendoorn, M. Reinfrank, *An Introduction to Fuzzy Control*, Springer-Verlag, Berlín, 1993.
 - [28] W. Pedrycz, *Fuzzy Control and Fuzzy Systems*, Research Studies Press, Taunton, 1993.

CAPÍTULO 7

CONCLUSIONES Y FUTURAS LÍNEAS DE INVESTIGACIÓN

En este capítulo se resume el contenido de la tesis presentada, así como una breve descripción de las aportaciones realizadas y futuras líneas de investigación sobre el tema estudiado.

7.1 CONCLUSIONES DE LA TESIS

Las conclusiones más importantes que se pueden extraer de los resultados obtenidos en esta tesis doctoral son:

- Los accionamientos de alterna, y en especial los basados en motores de inducción son uno de los más importantes dentro del mercado de accionamientos industriales en la actualidad. Se prevé que el motor de inducción será el motor eléctrico del siglo XXI, en su versión integral, incluyendo la electrónica de potencia y los dispositivos de mando y control.
- La necesidad imperiosa de conservación del medio ambiente, conservación de energía y reducción de la contaminación, está despertando un interés cada vez mayor en mejorar el rendimiento de los accionamientos de motores, tanto en su diseño como en su funcionamiento.
- La potencia consumida por un accionamiento es una función muy compleja dependiente de todas las variables del sistema. Si bien existen varios modelos que representan las pérdidas del motor de inducción, es necesario llegar a un compromiso entre precisión y complejidad.
- Para optimizar el rendimiento de un motor de inducción en régimen permanente existen dos enfoques bien diferenciados. Ambos son válidos, si bien no existe una solución definitiva al tema de optimización. Una solución mixta basada en ambos enfoques parece ser la forma más eficaz de mejorar el rendimiento de un accionamiento.
- Respecto al enfoque basado en la medición de potencia consumida, tampoco existe un algoritmo óptimo, ya que todo depende de la aplicación donde se pretenda implementar. La comparación de los métodos presentados en función de una serie de criterios prácticos nos permite elegir el mejor algoritmo para cada aplicación concreta.
- Trabajar con flujos reducidos para optimizar el rendimiento conlleva limitaciones físicas importantes que deben tenerse en cuenta. En concreto, se debe considerar la reducción de par electromagnético disponible en el eje del motor y el valor de la corriente máxima que circula por los devanados del estátor.
- Es posible mejorar el rendimiento del accionamiento también en régimen transitorio, ante cambios de consigna de velocidad y perturbaciones del par de carga. Para ciclos de trabajo cerrados, reduciendo el flujo del motor, se puede ahorrar una importante cantidad de

energía si se compara con el caso nominal. Sin embargo, se ha de llegar a un compromiso entre ahorro de energía y respuesta dinámica. De nuevo, para cada aplicación concreta es necesario estudiar cual es la mejor solución de optimización.

- No cabe duda que el futuro está en el diseño de motores más eficientes en todo el rango de par-velocidad y el empleo de accionamientos con optimización del rendimiento tanto en régimen permanente como en régimen transitorio, utilizando las modernas teorías y tecnologías de control inteligente.

7.2 RESUMEN DE LAS PRINCIPALES APORTACIONES

Las principales aportaciones de esta tesis doctoral versan sobre la optimización del rendimiento de motores de inducción que trabajan a velocidad y carga variable. A continuación se hace un breve resumen por capítulos.

El capítulo 2 recopila una exhaustiva bibliografía sobre las pérdidas del motor de inducción así como del convertidor de potencia que alimenta a la máquina. También se describen los principales modelos de pérdidas enfocados a simulación, mencionando las últimas aportaciones sobre el tema.

En el capítulo 3 se describe una panorámica histórica de la regulación de la máquina de inducción. En el capítulo 4 se presentan resultados experimentales de un control vectorial indirecto sin tener en cuenta las pérdidas en el hierro, demostrando la validez del método implementado.

Los capítulos 5 y 6 forman el núcleo central de las contribuciones aportadas. En concreto, el capítulo 5, tras un profundo análisis de antecedentes publicados, presenta una interesante comparación de distintos algoritmos propuestos para optimizar el rendimiento empleando el enfoque basado en la medición de potencia consumida. Su descripción matemática viene acompañada de resultados experimentales. En particular, se han implementado los siguientes métodos: búsqueda exhaustiva, método proporcional, el gradiente, método de Fibonacci, sección áurea, búsqueda dicotómica, lógica difusa, métodos de interpolación y regresión basados en mínimos cuadrados. Una tabla resumen permite comparar todos los métodos

propuestos con el fin de escoger el mejor método para cada aplicación específica. La mejora del rendimiento del accionamiento en régimen permanente se resume en curvas de rendimiento parametrizadas.

Se ha estudiado mediante simulación qué ocurre cuando varían los parámetros del motor mientras se optimiza el rendimiento, analizando la sensibilidad de la potencia consumida ante variaciones de la constante de tiempo del rotor.

Para la compensación del par electromagnético debido a las perturbaciones del flujo impuesto, se proponen dos métodos distintos y se demuestra mediante resultados experimentales su eficacia.

Se han analizado las posibilidades del punto de medida de la potencia consumida, demostrándose que se debe llegar a un compromiso entre coste y optimización de cada una de las partes del sistema.

El capítulo 5 describe una serie de aportaciones teóricas sobre las limitaciones en la reducción del flujo del motor. En concreto, se ha estudiado para el control vectorial indirecto orientado por el flujo del rotor, qué sucede con el par electromagnético desarrollado por el motor, así como la evolución de la amplitud de la corriente de estátor cuando se trabaja con niveles de flujo por debajo de su valor nominal. Ello nos permite obtener expresiones para el mínimo flujo admisible ante distintas consignas de par y velocidad.

El capítulo 6 resume la contribución más original de la tesis. Se trata de un nuevo algoritmo de optimización en régimen transitorio basado en lógica difusa. Mediante resultados experimentales, se demuestra la eficacia del control implementado. Finalmente, se presentan resultados experimentales de ciclos de trabajo con par y velocidad variable, comparando los métodos de optimización propuestos con el caso de trabajar con flujo nominal, demostrando que importantes cantidades de energía pueden ahorrarse empleando este enfoque.

7.3 FUTURAS LÍNEAS DE INVESTIGACIÓN

El campo de los accionamientos eléctricos es amplio y sin duda alguna, muy complejo. Si bien se ha investigado mucho durante las últimas tres décadas, todavía queda mucho por hacer, sobre todo, en lo que se refiere a accionamientos de altas prestaciones. Sin embargo, es prácticamente imposible hacer mención a todas las posibles futuras líneas de investigación en este campo. En este apartado, nos limitaremos a describir las líneas de investigación más directamente relacionadas con la optimización de energía motores de inducción y otras, ya sea por ser hoy un tema de vanguardia, ya sea por ser consideradas los campos de investigación del mañana.

7.3.1 DISEÑO DE MOTORES MÁS EFICIENTES

Uno de los temas más importantes en el campo de los accionamientos es el diseño de motores cada vez más eficientes [1], utilizando nuevos materiales y las modernas técnicas de optimización de diseños constructivos. Algunas empresas ya han comenzado a estudiar el diseño de motores específicos para el control vectorial, ya que parece evidente que si el motor trabaja en distintos puntos de operación por debajo de la potencia nominal, es de vital importancia diseñar motores eficientes en todo el rango de velocidad y par de carga.

7.3.2 OPTIMIZACIÓN DE ENERGÍA

En lo que se refiere a optimización de energía, varios campos quedan abiertos a su investigación [2]. En primer lugar, hacer especial mención a la aplicación de los algoritmos y métodos propuestos en esta tesis doctoral a aplicaciones reales en la industria, como es el caso de los vehículos eléctricos alimentados por baterías [3]. Es importante estudiar la optimización tanto en régimen permanente como en transitorio sobre ciclos de trabajo cerrados, para evaluar cuantitativamente el ahorro de energía, de manera que sea posible estimar la rentabilidad de los métodos propuestos para determinadas aplicaciones. Esta idea presenta una dificultad inherente ya que los ciclos de trabajo de los vehículos eléctricos por

ejemplo, no son constantes, si bien es posible estimar con una cierta exactitud ciclos de trabajo medios.

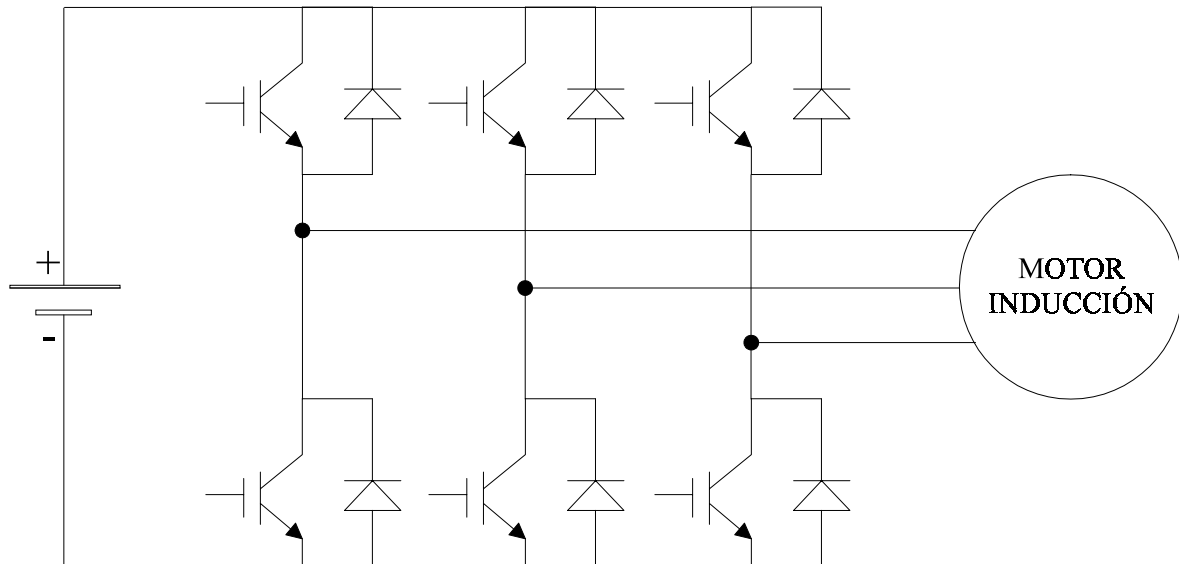


Figura 7.1. Esquema de un accionamiento eléctrico para un vehículo alimentado por baterías.

En relación a este tema, es también importante el diseño de convertidores más eficientes [4], estudio de técnicas óptimas de conmutación de los interruptores de potencia [5], [6] y el empleo de baterías de gran capacidad y máxima eficiencia.

7.3.3 SOLUCIONES MIXTAS DE OPTIMIZACIÓN

En esta tesis doctoral se ha estudiado en profundidad el enfoque de optimización de energía en régimen permanente utilizando la medición de potencia consumida. En el capítulo 5 quedaba bien claro que no existe una solución óptima ni definitiva al tema de optimización del rendimiento, sino que cada aplicación particular requiere una solución específica. El enfoque de optimización basado en un modelo teórico de pérdidas presenta sin duda alguna ventajas e inconvenientes respecto al enfoque estudiado en esta tesis. Todo ello nos sugiere la posibilidad de plantear soluciones de optimización mixtas utilizando la sinergia de ambos enfoques.

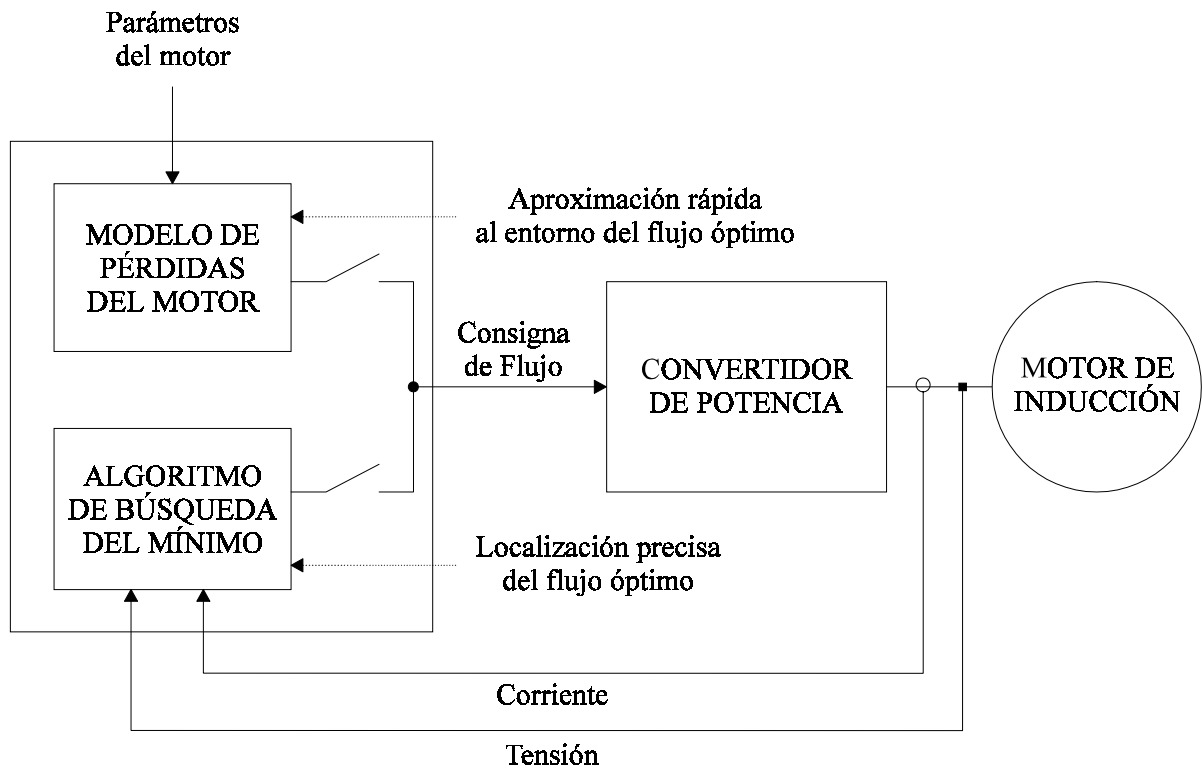


Figura 7.2. Solución mixta empleando los 2 enfoques de optimización descritos en el cap. 5.

En una solución mixta (Fig. 7.2), un modelo teórico de pérdidas nos permitiría alcanzar rápidamente la zona de localización del punto de mínimas pérdidas. Una vez situados cerca del mínimo, se podría emplear un sensor de potencia para obtener una precisión adecuada independientemente de si varían los parámetros de la máquina por la temperatura, la saturación, etc.

7.3.4 ALGORITMOS DE APRENDIZAJE PARA EL TRANSITORIO

Unos de los puntos claves a estudiar es como diseñar y sintonizar un algoritmo de optimización para el régimen transitorio, ya sea basado en lógica difusa, redes neuronales, algoritmos genéticos etc. Hoy en día, ya existen algunos métodos para sintonizar sistemas de control basados en lógica difusa, si bien hasta hace bien poco se utilizaba el clásico método prueba-error. La unión de la lógica difusa, las redes neuronales y los algoritmos genéticos [7], [8], puede ser una vía válida y eficaz para solucionar este problema. Sin embargo, en opinión

del autor, se deben estudiar casos concretos y de aplicación real, puesto que la generalización del problema puede ser compleja y prácticamente imposible de resolver.

7.3.5 ACCIONAMIENTOS SIN SENSORES

El tema de accionamientos sin sensor de velocidad ha sido más que estudiado durante la última década, existiendo hoy en día un sinfín de algoritmos de estimación de la velocidad. Tanto es así, que incluso los fabricantes de accionamientos ya comercializan equipos de regulación de velocidad de altas prestaciones sin sensor de velocidad, como es el caso del conocido *DTC* de *ABB* [9] y del *NFO* de *NFO DRIVES AB* [10]. Sin embargo, ninguno de ellos tiene en cuenta la optimización del rendimiento del accionamiento.

Una de las posibles líneas de investigación más interesantes es el diseño de un accionamiento con un único sensor de corriente que incluya optimización de energía tanto en régimen permanente como en régimen transitorio, basándose en uno de los últimos trabajos publicados sobre accionamientos sin sensor de velocidad [11]. La figura 7.3 muestra un esquema del accionamiento con un único sensor de corriente.

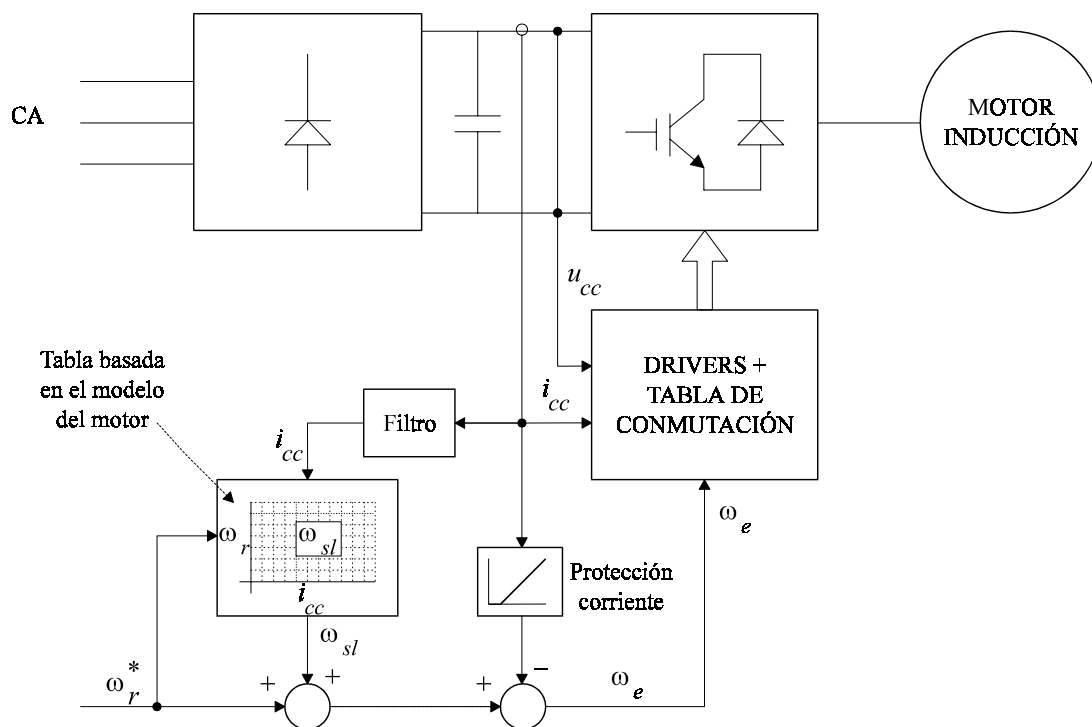


Figura 7.3. Esquema de un accionamiento con un único sensor de corriente.

7.3.6 FACTOR DE POTENCIA, ENERGÍA REACTIVA Y PÉRDIDAS EN LAS LÍNEAS

En esta tesis se ha estudiado sólo la optimización de energía, es decir, la reducción de potencia activa consumida por el accionamiento. Sin embargo, también es importante estudiar la posibilidad de mejorar el factor de potencia así como el consumo de energía reactiva para determinadas aplicaciones industriales.

Por otra parte, en los estudios realizados, siempre se ha analizado al accionamiento únicamente desde el punto de vista del consumidor y no del generador o del distribuidor de energía (Fig. 7.4). En el capítulo 5 se ha demostrado analíticamente que reduciendo el flujo del motor se reduce la corriente consumida por el estátor. Ello sugiere la posibilidad de reducir las pérdidas en la líneas de transmisión, así como de utilizar mejor los equipos de generación y de transmisión. Este es un tema que se pretende estudiar en el proyecto europeo ALFA [12] en el que participa el Departamento de Ingeniería Electrónica de la Universidad Politécnica de Cataluña. No cabe duda que para las compañías de generación y de distribución de energía éste es un tema que merece especial dedicación.

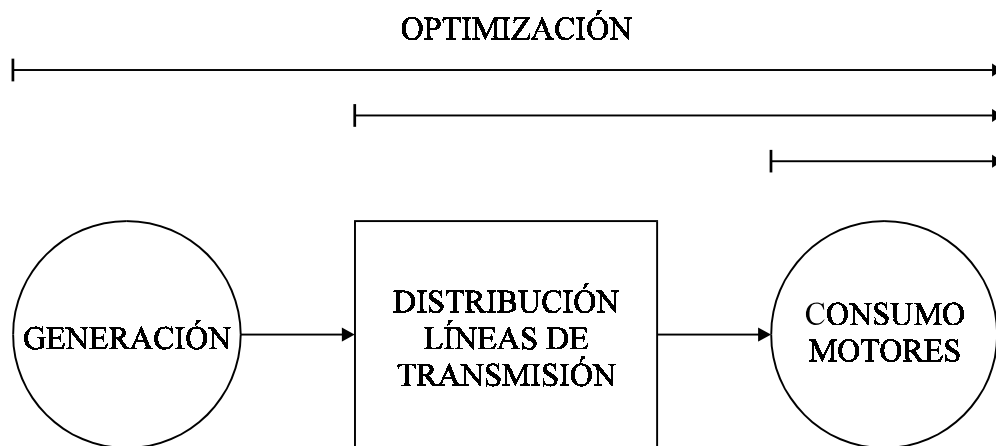


Figura 7.4. Optimización en la generación, transmisión y consumo de energía.

7.3.7 GENERADORES EÓLICOS BASADOS EN MÁQUINAS ASÍNCRONAS

Uno de los temas que se están estudiando en el mencionado programa europeo [12] es el diseño de generadores eólicos de pequeña potencia basados en máquinas de inducción, para

aplicaciones rurales en Argentina. El Dr. García, de la Universidad de Río Cuarto en Argentina, está ya estudiando la aplicabilidad de los algoritmos propuestos en su tesis doctoral [13] en el campo de la generación eólica de energía eléctrica.

7.3.8 CONTROL INTELIGENTE

Hoy en día uno de los temas de vanguardia que comienzan a publicarse en congresos y revistas internacionales es la aplicación de lo que en la terminología anglosajona se conoce como “*Evolutionary Computation*” o “*Soft Computing*”. La idea es aplicar técnicas de computación avanzada, como son los algoritmos genéticos [7], [14], [15], las redes neuronales [8], [16], [17] y la lógica difusa [18], [19], para mejorar las prestaciones y el diseño de los accionamientos de máquinas eléctricas. Es lo que más comúnmente se denomina control inteligente [20], [21], y engloba todas y cada una de las partes del diseño de los accionamientos. En definitiva, se trata de obtener sistemas autónomos de control de máquinas eléctricas, con todas y cada una de las prestaciones que debería tener un accionamiento ideal, monitorización, diagnosis, autosintonizado [19], [22], optimización, identificación [16], etc.

Sobre el diseño de sistemas de regulación y control de motores eléctricos, cabe destacar la tendencia al empleo de plataformas integradas de simulación y control en tiempo real empleando procesadores digitales de altas prestaciones junto con los interfases de acondicionamiento (convertidores A/D, D/A, encoders y sensores de tensión y corriente) y comunicación con el procesador central, permitiendo un menor tiempo de desarrollo de proyectos industriales [23].

Para terminar, mencionar la integración cada vez mayor de la electrónica de potencia junto con los dispositivos de control, con una clara tendencia a la comercialización de equipos más compactos, empleando complejos circuitos de mando y control [24]. El motor integral [25] será a partir del siglo XXI el motor estándar incluyendo la electrónica de potencia y los dispositivos de control.

REFERENCIAS

- [1] G.R. Slemon, "Electrical Machines for Variable-Frequency Drives", *Proceedings of the IEEE*, vol. 82, no. 8, pp. 1123-1139, Agosto 1994.
- [2] J. Abrahamsen, J.K. Pedersen, F. Blaabjerg, "State-of-the-Art of Optimal Efficiency Control of Low Cost Induction Motor Drives", *IEEE Power Electronics and Motion Control, PEMC'96*, vol. 2, pp. 163-170, Budapest, Hungría, 2-4 Septiembre 1996.
- [3] S. Salin, "Energy-Saving Drives for Fork-Lift Trucks", *Power Conversion & Intelligent Motion (PCIM Europe) for Power Electronics, Drives and Motion*, no. 5, pp. 308-311, Octubre 1996.
- [4] I. Takahashi, J. Itoh, G.J. Su, "Toward 99% Efficiency for Transistor Inverters", *IEEE Industry Applications Magazine*, vol. 2, no. 6, pp. 39-46, Noviembre/Diciembre 1996.
- [5] J.W. Kolar, H. Ertl, F.C. Zach, "Influence of the Modulation Method on the Conduction and Switching Losses of a PWM Converter System", *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 27, no. 6, pp. 1063-1075, Noviembre/Diciembre 1991.
- [6] A. Trzynadlowski, S. Legowski, "Minimum-Loss Vector PWM Strategy for Three-Phase Inverters", *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 9, no. 1, pp. 26-34, Enero 1994.
- [7] N. Yubazaki, M. Otani, T. Ashida, "Dynamic Fuzzy Control Method and its Application to Positioning of Induction Motor", *IEEE International Conference on Fuzzy Systems FUZZ-IEEE'95*, vol. 3, pp. 1095-1102, Yokohama, Japón, 20-24 Marzo 1995.
- [8] K.S. Narendra, "Neural Networks for Control: Theory and Practice", *Proceedings of the IEEE*, Special Issue on Artificial Neural Networks Applications, vol. 84, no. 10, pp.1385-1406, Octubre 1996.
- [9] P. Tiitinen, P. Pohjalainen, J. Lalu, "The Next Generation Motor Control Method: Direct Torque Control (DTC)", *EPE Journal*, vol. 5, no. 1, pp. 14-18, Marzo 1995.
- [10] NFO DRIVES AB, "Natural Field Orientation", *Power Conversion & Intelligent Motion (PCIM Europe) for Power Electronics*, no. 5, pág. 311, Octubre 1996.
- [11] B. Jeftenic, S. Milosavljevic, N. Mitrovic, M. Rodic, "Speed Control in Inverter Induction Motor Drives on Only One Current Sensor", *Power Electronics Specialists Conference, PESC'96*, vol. 1, pp. 364-369, Baveno, Italia, 22-24 Junio 1996.
- [12] J.M. Moreno Eguilaz, J. Peracaula, y otros, "EXACT: Excelencia en Accionamientos", *Preproyecto aprobado del Programa Europeo ALFA*, Universidad Federal de Río de Janeiro, Universidad Técnica de Berlín, Universidad de Río Cuarto, Instituto Superior

Técnico de Lisboa y Universidad Politécnica de Cataluña, 1996.

- [13] G.O. Garcia, *Controladores Eficientes para o Acionamento de Motores de Indução*, Tesis Doctoral, Universidad Federal de Rio de Janeiro, Brasil, Marzo 1994.
- [14] K.F. Man, “Guest Editorial: Special Section on Genetic Algorithms for Industry”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 43, no. 5, pp. 517-534, Octubre 1996.
- [15] P. Ju, E. Handschin, Z.N. Wei, “Application of Genetic Algorithm to Nonlinear Dynamic Modelling”, *EUROSIM'95*, pp. 207-212, Viena, Austria, 11-15 Septiembre 1995.
- [16] M.T. Wishart, R.G. Harley, “Identification and Control of Induction Machines using Artificial Neural Networks”, *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 31, no. 3, pp. 612-619, Mayo/Junio 1995.
- [17] M.G. Simoes, B.K. Bose, “Neural Networks based Estimation of Feedback Signals for a Vector Controlled Induction Motor Drive”, *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 31, no. 3, pp. 620-629, Mayo/Junio 1995.
- [18] “Special Issue on Fuzzy Logic with Engineering Applications”, *Proceedings of the IEEE*, vol. 38, no. 3, Marzo 1995.
- [19] F. Ashrafzadeh, E.P. Nowicki, J.C. Salmon, “Self-Organizing and Self-Tuning Fuzzy Logic Controller for Field Oriented Control of Induction Motor Drives”, *IEEE Industry Applications IAS'95 Annual Meeting*, vol. 2, pp. 1656-1662, Orlando, EE.UU., 8-12 Octubre 1995.
- [20] T. RayChaudhuri, L.G.C. Hamey, R.D. Bell, “From Conventional Control to Autonomous Intelligent Methods”, *IEEE Control Systems Magazine*, vol. 16, no. 5, pp. 78-87, Octubre 1996.
- [21] “Intelligent Control: From Theory to Application”, *IEEE Expert, Intelligent Systems & their Applications*, vol. 11, no. 2, pp. 28-31, Abril 1996.
- [22] R. Doraiswami, M. Stevenson, C.P. Diduch, “Autonomous Control Systems: Monitoring, Diagnosis and Tuning”, *IEEE Transactions on Systems, Man, and Cybernetics*, vol. 26, no. 5, pp. 646-655, Septiembre 1996.
- [23] L. Antognini, “A New Design Platform for Motion Systems”, *Power Conversion & Intelligent Motion (PCIM Europe) for Power Electronics*, no. 4, pp. 270-273, Julio/Agosto 1996.
- [24] M. Bodson, “Trends in Electronics for Electric Motor Control”, *IEEE Control System Magazine*, vol. 16, no. 5, pp. 88-96, Octubre 1996.
- [25] M. Henze, “El Motor Integral, Un Nuevo Accionamiento Compacto de Velocidad

APÉNDICE 1

SISTEMAS DE REFERENCIA

En este apéndice se detallan los sistemas de referencia más utilizados en el análisis de máquinas eléctricas así como las transformaciones matemáticas fundamentales.

A1.1 INTRODUCCIÓN

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

El empleo de diferentes sistemas de referencia para el cálculo de las magnitudes en los sistemas trifásicos de corriente alterna fue propuesto por R.H. Park. A partir de la teoría desarrollada, demostró que el cálculo de las máquinas síncronas podía ser simplificado refiriendo las magnitudes eléctricas a los ejes ortogonales que giran a la velocidad del rotor.

El método fue sucesivamente empleado para el cálculo de las máquinas de inducción y se demostró que se podían obtener importantes simplificaciones en el cálculo de la máquina de inducción usando simultáneamente sistemas de referencia síncronas con el flujo o estacionarias. Sucesivamente el uso de diversos sistemas de referencias vienen unificados en una teoría general.

Generalmente, cuando se estudia el comportamiento de la máquina asíncrona en régimen dinámico no se emplea un sistema de ejes de referencia único. Aunque existe la posibilidad de trabajar directamente con las variables de fase, es más habitual hacerlo en un sistema de ejes ortogonales. Según el estudio a realizar puede ser más conveniente trabajar en un sistema de ejes ortogonales fijo en el estátor, fijo en el rotor, girando a la velocidad de sincronismo o girando a una velocidad arbitraria [1]-[4].

En éste apéndice se describen los diferentes sistemas de referencia empleados en el estudio del modelo matemático del motor de inducción cuando se aplica el control vectorial. Además, se indican las expresiones necesarias para realizar el cambio de un sistema de referencia a otro.

A1.2 SISTEMAS DE REFERENCIA

Como hemos mencionado anteriormente, el control vectorial es una técnica que se aplica a las máquinas de corriente alterna, tanto de inducción como síncronas, con el objetivo de realizar un preciso control de la velocidad o de la posición de las mismas. Para llevar a cabo dicho control es imprescindible conocer en todo momento y con exactitud la posición del ángulo que forman los ejes de referencia.

En el análisis del modelo dinámico del motor de inducción, aplicando las técnicas de control vectorial, se requieren diversos cambios de ejes de referencias. A continuación se describen los distintos sistemas de ejes de referencia que son empleados en el estudio y análisis del modelo matemático de la máquina asíncrona.

El modelo dinámico de la máquina de inducción puede ser expresado en un sistema de ejes estacionario o en un sistema de ejes giratorio.

En el sistema de ejes estacionario, los ejes de referencia d y q están fijos en el estátor, mientras que en el sistema de referencia giratorio, éstos están girando. El sistema de ejes giratorio puede estar fijo en el rotor o girar a la velocidad de sincronismo. La ventaja de expresar el modelo en el sistema de ejes giratorio que gira a la velocidad de sincronismo es que con alimentación senoidal, las variables aparecen como magnitudes de continua en régimen permanente.

Por lo tanto, en el control por orientación de campo, se utilizan tres sistemas de ejes de referencia tal como se aprecia en la figura A1.1.

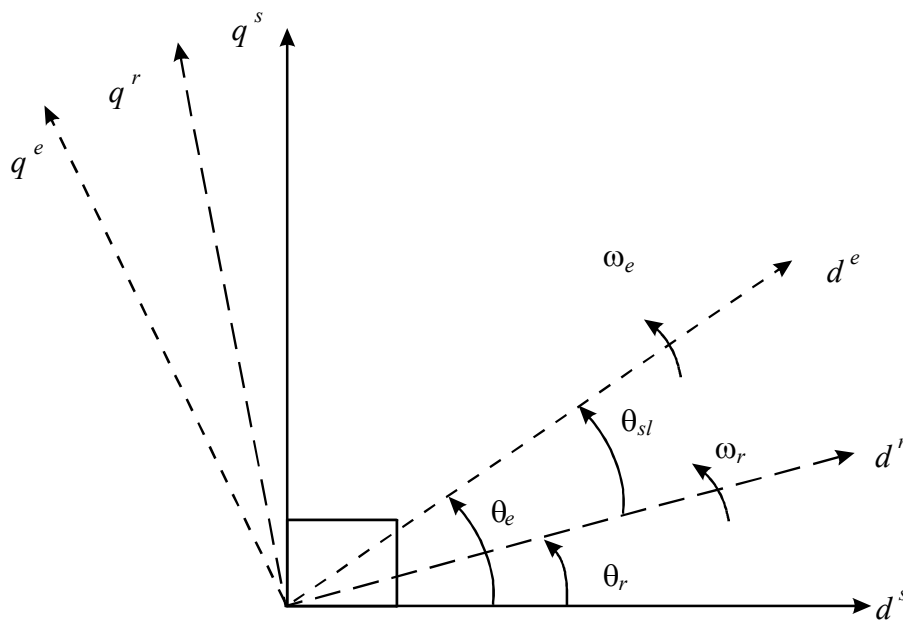


Figura A1.1. Distintos sistemas de ejes de referencia empleados en el control vectorial.

Estas coordenadas de referencia empleadas en el control vectorial reciben diferentes nombres según los ejes estén fijos al estátor, al rotor o según con que velocidad realizan su giro.

- **Sistema de ejes $d^s - q^s$:**

En el sistema de ejes $d^s - q^s$, referencia estática, o coordenadas de estátor, los ejes están fijos al estátor, de forma que el eje d^s apunta en la dirección de la bobina de la fase 1, y el eje q^s es ortogonal a él. Esta referencia se emplea cuando se realiza un estudio en el que se presentan variaciones simultáneas de frecuencia de la red y de la velocidad angular del rotor [5].

- **Sistema de ejes $d^r - q^r$:**

A diferencia de las coordenadas anteriores, los ejes $d^r - q^r$, o coordenadas de rotor están sujetos al rotor de la máquina y por lo tanto, giran a velocidad de giro del rotor con respecto a las coordenadas de estátor $d^s - q^s$. Este sistema de ejes se emplea cuando se realiza un

estudio de control a velocidad constante o cuando se emplea un sensor de posición de velocidad [5].

- **Sistema de ejes $d^e - q^e$:**

Los ejes $d^e - q^e$ o coordenadas de campo son los representativos del campo magnético en el rotor y giran con velocidad de sincronismo con respecto a las coordenadas de estátor $d^s - q^s$.

Es frecuente elegir el sistema de ejes ortogonales de referencia girando a la velocidad de sincronismo porque, en régimen permanente y con alimentación senoidal, las variables en ejes $d-q$ tienen valores constantes, lo que representa una simplificación importante.

En la figura A1.2 se proyecta un fasor espacial de estátor \vec{X}_s sobre cada uno de las diferentes coordenadas ortogonales de referencia. Analizaremos las transformaciones de dicho fasor espacial sobre los distintos ejes de referencia, cuando estos giran un determinado ángulo.

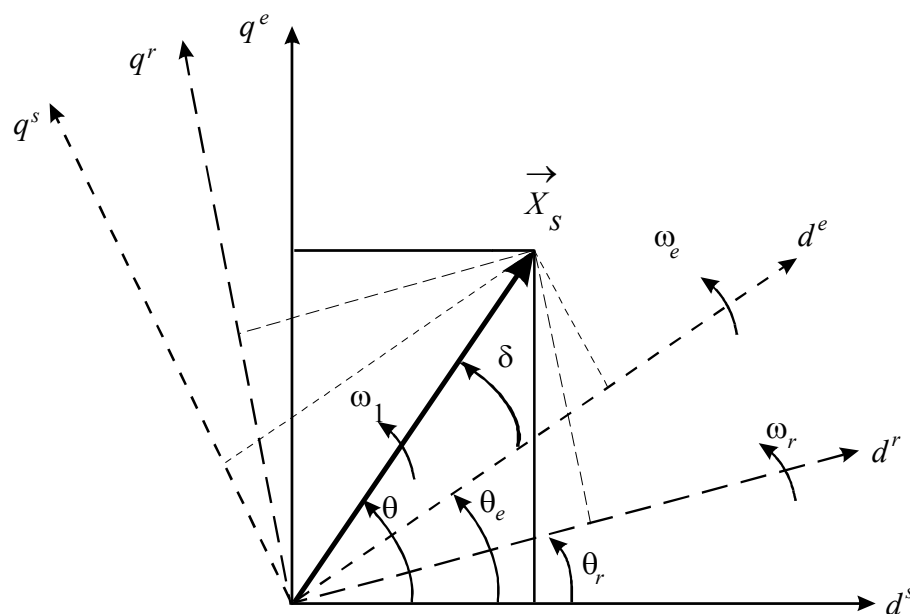


Figura A1.2. Proyección de un fasor espacial de estátor \vec{X}_s sobre cada uno de ejes de referencia.

Supondremos giros y ángulos positivos los que se realizan en sentido de giro de rotación contrario al de las agujas del reloj.

En la figura A1.2, aparecen representados los siguientes ángulos y velocidades a las cuales giran los distintos ejes de referencia, así como el fasor espacial de estátor.

Para algún instante tenemos que:

$$\omega_e = \omega_{sl} + \omega_r \quad (\text{A1.1})$$

donde:

$\omega_1 = \frac{d\theta}{dt}$: Velocidad de giro del fasor espacial de estátor expresado en radianes por segundo.

$\omega_e = \frac{d\theta_e}{dt}$: Velocidad angular de giro del campo magnético rotórico o vector flujo de rotor expresado en radianes por segundo.

$\omega_r = \frac{d\theta_r}{dt}$: Velocidad angular de giro del rotor expresado en radianes por segundo.

A1.3 CAMBIO DE COORDENADAS

Como los valores de las tensiones y corrientes que se miden en la máquina son valores de fase, si se quiere trabajar en otro sistema de referencia será necesario establecer las correspondientes relaciones de paso de un sistema a otro.

Seguidamente desarrollaremos las ecuaciones necesarias para efectuar la transformación de las expresiones entre los distintos sistemas de referencia empleados.

Consideramos solamente las tensiones de alimentación del estátor y derivamos las relaciones de transformación entre los ejes $as-bs-cs$ y los ejes d^s-q^s , donde ambas están en referencia estacionaria como se muestra en la figura A1.3. El ángulo θ es arbitrario entre los dos pares de ejes. Las tensiones de fase en función de las tensiones d^s y q^s pueden ser escritas en forma matricial como:

$$\begin{bmatrix} v_{as} \\ v_{bs} \\ v_{cs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\theta & \text{sen}\theta & 1 \\ \cos(\theta - 120^\circ) & \text{sen}(\theta - 120^\circ) & 1 \\ \cos(\theta + 120^\circ) & \text{sen}(\theta + 120^\circ) & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} v_{qs}^s \\ v_{ds}^s \\ v_{0s}^s \end{bmatrix} \quad (\text{A1.2})$$

y la correspondiente inversa es:

$$\begin{bmatrix} v_{qs}^s \\ v_{ds}^s \\ v_{0s}^s \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos\theta & \cos(\theta - 120^\circ) & \cos(\theta + 120^\circ) \\ \text{sen}\theta & \text{sen}(\theta - 120^\circ) & \text{sen}(\theta + 120^\circ) \\ 0,5 & 0,5 & 0,5 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} v_{as} \\ v_{bs} \\ v_{cs} \end{bmatrix} \quad (\text{A1.3})$$

donde v_{0s}^s es la componente homopolar. Para un sistema trifásico equilibrado, la componente homopolar es nula o no existe. Ésta ha sido considerada para obtener una única relación de transformación.

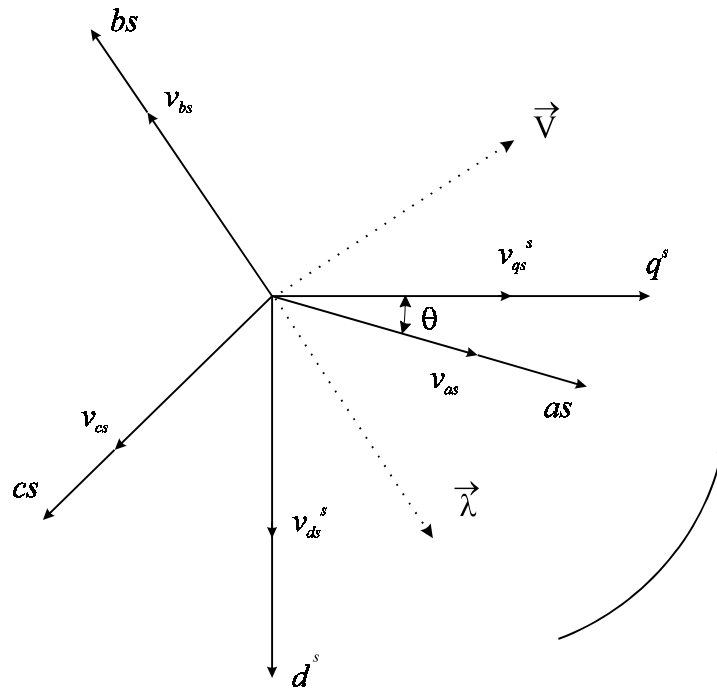


Figura A1.3. Diagrama vectorial para el cambio del sistema trifásico $as - bs - cs$ al sistema bifásico $d^s - q^s$ en referencia estacionaria.

Es conveniente que el ángulo θ sea nulo, para que el eje q^s coincida con el eje as . Si despreciamos la componente homopolar, las relaciones de transformaciones pueden ser escritas de manera simplificada como:

$$\left. \begin{aligned} v_{as} &= v_{qs}^s \\ v_{bs} &= -\frac{1}{2}v_{qs}^s - \frac{\sqrt{3}}{2}v_{ds}^s \\ v_{cs} &= -\frac{1}{2}v_{qs}^s + \frac{\sqrt{3}}{2}v_{ds}^s \end{aligned} \right\} \quad (A1.4)$$

y

$$\left. \begin{aligned} v_{qs}^s &= \frac{2}{3}v_{as} - \frac{1}{3}v_{bs} - \frac{1}{3}v_{cs} \\ v_{ds}^s &= -\frac{1}{\sqrt{3}}v_{bs} + \frac{1}{\sqrt{3}}v_{cs} \end{aligned} \right\} \quad (A1.5)$$

Las tensiones en la referencia estacionaria $d^s - q^s$ pueden ser convertidas a la referencia síncrona $d^e - q^e$ con la ayuda de la figura A1.4 como sigue:

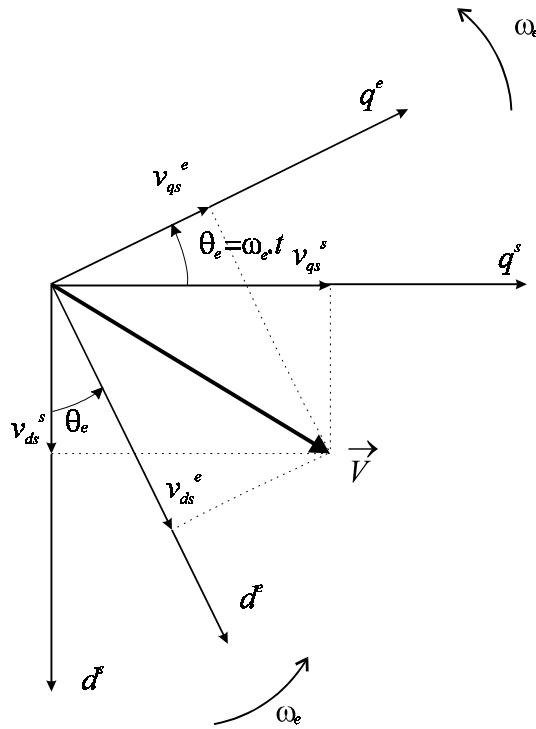


Figura A1.4. Diagrama vectorial para el cambio de referencia síncrona $d^e - q^e$ a estática $d^s - q^s$ de un sistema bifásico.

$$\left. \begin{aligned} v_{qs}^e &= v_{qs}^s \cos \omega_e t - v_{ds}^s \sin \omega_e t \\ v_{ds}^e &= v_{qs}^s \sin \omega_e t + v_{ds}^s \cos \omega_e t \end{aligned} \right\} \quad (\text{A1.6})$$

Las ecuaciones anteriores pueden ser invertidas para definir las relaciones que transforman las variables expresadas en referencia estacionaria a referencia síncrona:

$$\left. \begin{aligned} v_{qs}^s &= v_{qs}^e \cos \omega_e t + v_{ds}^e \sin \omega_e t \\ v_{ds}^s &= -v_{qs}^e \sin \omega_e t + v_{ds}^e \cos \omega_e t \end{aligned} \right\} \quad (\text{A1.7})$$

Si suponemos que las tensiones por fases son equilibradas y senoidales, entonces tenemos:

$$\left. \begin{aligned} v_{as} &= V_m \cos \omega_e t \\ v_{bs} &= V_m \cos(\omega_e t - 120^\circ) \\ v_{cs} &= V_m \cos(\omega_e t + 120^\circ) \end{aligned} \right\} \quad (\text{A1.8})$$

Sustituyendo (A1.8) en (A1.9) obtenemos:

$$\left. \begin{aligned} v_{qs}^s &= V_m \cos \omega_e t \\ v_{ds}^s &= -V_m \sin \omega_e t \end{aligned} \right\} \quad (\text{A1.9})$$

y reemplazando (A1.9) en (A1.6) tenemos:

$$\left. \begin{aligned} v_{qs} &= V_m = \hat{V}_m \\ v_{ds} &= 0 \end{aligned} \right\} \quad (\text{A1.10})$$

Estas relaciones verifican que las variables sinusoidales aparecen como cantidades continuas en referencia síncrona.

En el análisis anterior se han obtenido las relaciones de transformaciones de referencia y de sistemas para la magnitud tensión. Las otras variables, tales como corrientes y flujos, pueden ser transformadas en modo similar. Seguidamente se presentan las matrices de transformaciones necesarias para efectuar transformación de las expresiones entre los distintos sistemas de referencias empleados, escritas para una magnitud genérica \vec{X} :

A1.3.1 PASO DE UN SISTEMA TRIFÁSICO A UN SISTEMA BIFÁSICO CUYOS EJES ESTÁN FIJOS EN EL ESTÁTOR (Y VICEVERSA)

$$\begin{bmatrix} X_{as} \\ X_{bs} \\ X_{cs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & +\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} X_{qs}^s \\ X_{ds}^s \end{bmatrix} \quad (\text{A1.11})$$

Esta transformación de ejes se representa por un bloque como el que se indica en la figura siguiente:

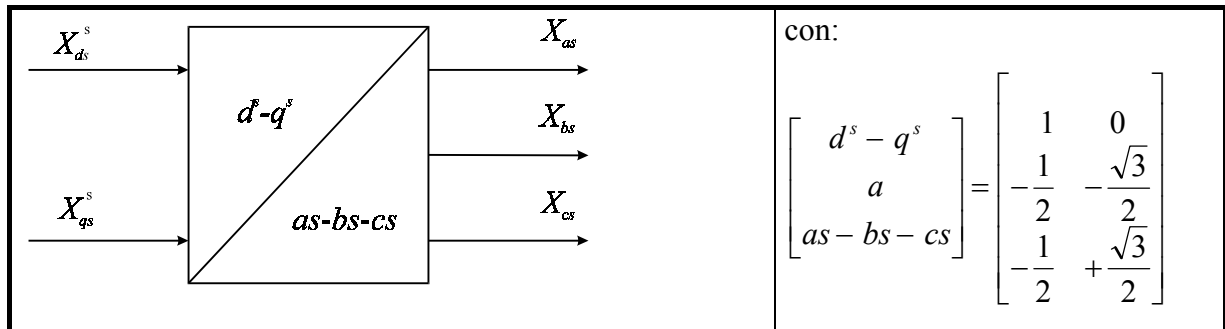


Figura A1.5. Paso de un sistema bifásico de estátor a un sistema trifásico.

Mientras que la transformación inversa viene dada por:

$$\begin{bmatrix} X_{qs}^s \\ X_{ds}^s \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} \\ 0 & -\frac{1}{\sqrt{3}} & +\frac{1}{\sqrt{3}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_{as} \\ X_{bs} \\ X_{cs} \end{bmatrix} \tag{A1.12}$$

Esta transformación de ejes se representa por un bloque como el que se indica en la figura siguiente:

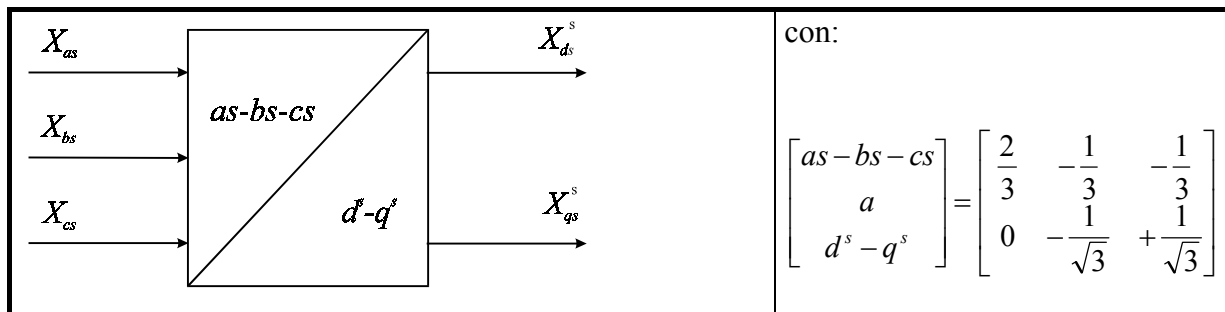


Figura A1.6. Paso de las variables de fase del sistema trifásico al sistema bifásico de estátor.

A1.3.2 PASO DE UN SISTEMA BIFÁSICO DE EJES GIRATORIOS $d^s - q^s$ A UN SISTEMA BIFÁSICO DE EJES $d^e - q^e$ (Y VICEVERSA)

$$\begin{bmatrix} v_{qs}^e \\ v_{ds}^e \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \omega_e t & -\text{sen} \omega_e t \\ \text{sen} \omega_e t & \cos \omega_e t \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{qs}^s \\ v_{ds}^s \end{bmatrix} \quad (\text{A1.13})$$

Esta transformación de ejes se representa por un bloque como el que se indica en la figura siguiente:

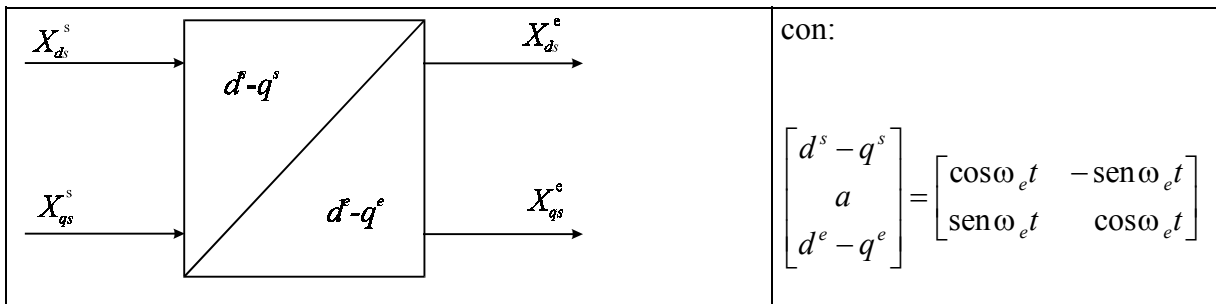


Figura A1.7. Paso de las variables del sistema bifásico de estátor al sistema bifásico síncrono.

Mientras que la transformación inversa viene dada por:

$$\begin{bmatrix} v_{qs}^s \\ v_{ds}^s \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \omega_e t & \text{sen} \omega_e t \\ -\text{sen} \omega_e t & \cos \omega_e t \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{qs}^e \\ v_{ds}^e \end{bmatrix} \quad (\text{A1.14})$$

El bloque representativo de esta transformación de coordenadas se muestra en la figura siguiente:

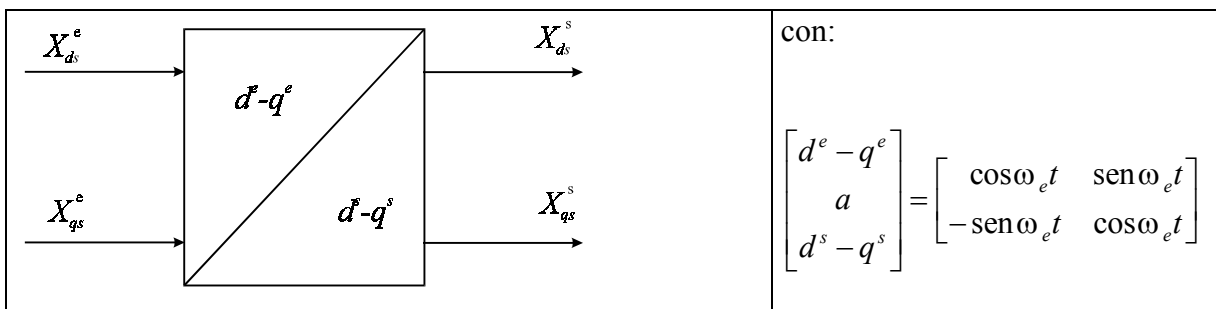


Figura A1.8. Paso de las variables del sistema bifásico síncrono al sistema bifásico de estátor.

REFERENCIAS

- [1] B.K. Bose, *Power Electronics and AC Drives*, Prentice-Hall, Nueva Jersey, 1986.
- [2] W. Leonhard, *Control of Electrical Drives*, Springer-Verlag, Berlín, 1995.
- [3] J.M.D. Murphy, F.G. Turnbull, *Power Electronic Control of AC Motors*, Pergamon Press, Oxford, 1988.
- [4] P.C. Krause, *Analysis of Electric Machinery*, McGraw-Hill, Nueva York, 1986.
- [5] S. Siala, M. David, R. Le Doeuff, B. Fornel, "Analysis of the State Space Model of Induction Machines", *IMACS-TCI '93*, pp. 351-355, Montreal, Canadá, 7-9 Julio 1993.

APÉNDICE 2

MODELO MATEMÁTICO DEL MOTOR DE INDUCCIÓN

En este apéndice se describen los modelos matemáticos fundamentales que describen el comportamiento dinámico de un motor de inducción.

A2.1 INTRODUCCIÓN

El comportamiento dinámico de una máquina de inducción es complejo debido al acoplamiento existente entre las fases de estátor y rotor, donde los coeficientes de acoplamiento varían con la posición del rotor. Por lo tanto, la máquina se modela por un conjunto de ecuaciones diferenciales con coeficientes variables.

Un profundo conocimiento del modelo de la máquina de inducción es de vital importancia para comprobar la eficacia de los distintos algoritmos de control que se proponen y analizan en este trabajo y para la implementación del mismo.

A2.2 MODELADO

El modelo matemático del motor de inducción de rotor cortocircuitado en régimen dinámico y en coordenadas de campo orientado está representado por un sistema no lineal de ecuaciones diferenciales de 5º orden [1]-[4].

Para la obtención del modelo de una máquina de inducción trifásica conectada en estrella se deben considerar las siguientes hipótesis:

- 1- La máquina es simétrica.
- 2- El entrehierro es uniforme.
- 3- Los devanados del estátor son idénticos y distribuidos senoidalmente.
- 4- Igualmente, los devanados del rotor son idénticos y distribuidos senoidalmente.
- 5- El circuito magnético es lineal.
- 6- Se desprecian las corrientes parásitas y el fenómeno de histéresis.

Las restricciones 3 y 4 aseguran que el acoplamiento magnético entre las bobinas del rotor y del estátor varía sinusoidalmente con el ángulo eléctrico entre sus ejes. Este hecho permite aplicar la transformación de cambio de sistema de referencia y conseguir que la matriz de

inductancias mutuas sea invariante en el tiempo. Además, esto garantiza que la onda de fuerza magnetomotriz esté libre de armónicos espaciales.

La suposición de circuito magnético lineal (sin saturación) y de ausencia de armónicos espaciales es una simplificación que no puede describir el comportamiento de las máquinas de inducción en todos los modos de operación. Sin embargo, en la mayoría de aplicaciones, esta representación simplificada es suficiente para predecir el comportamiento de la máquina [1]-[4].

A2.3 MODELO DINÁMICO DE LA MÁQUINA DE INDUCCIÓN

El modelo dinámico eléctrico del motor asíncrono en función de las tensiones y corrientes puede ser dado en forma matricial como:

$$\begin{bmatrix} v_{qs}^e \\ v_{ds}^e \\ v_{qr}^e \\ v_{dr}^e \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + SL_s & \omega_e L_s & SL_m & \omega_e L_m \\ -\omega_e L_s & R_s + SL_s & -\omega_e L_m & SL_m \\ SL_m & (\omega_e - \omega_r)L_m & R_r + SL_r & (\omega_e - \omega_r)L_r \\ -(\omega_e - \omega_r)L_m & SL_m & -(\omega_e - \omega_r)L_r & R_r + SL_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{qs}^e \\ i_{ds}^e \\ i_{qr}^e \\ i_{dr}^e \end{bmatrix} \quad (\text{A2.1})$$

Siendo S es el operador de Laplace y $(\omega_e - \omega_r) \equiv \omega_{sl}$ la frecuencia de deslizamiento.

Para máquinas de alimentación estatórica tipo jaula de ardilla, las tensiones v_{qr}^e y v_{dr}^e deben ser asumidas como cero. Si la velocidad ω_r es considerada constante, y se conocen las entradas v_{qs}^e , v_{ds}^e , y ω_e , las corrientes i_{qs}^e , i_{ds}^e , i_{qr}^e e i_{dr}^e pueden ser resueltas mediante la ecuación (A2.1).

Si se desea sólo la solución en régimen permanente, todos los términos que acompañan a la variable S en la ecuación (A2.1) deben ser considerados como cero.

En régimen permanente, todas las variables en referencia síncrona aparecen como magnitudes de CC con excitación senoidal.

Puesto que no se puede acceder directamente a las corrientes del rotor, es usual representar el modelo anterior mediante el flujo concatenado por el rotor a partir de sus proyecciones sobre los ejes d y q .

Seguidamente se describe el modelo matemático de un motor de inducción trifásico conectado en estrella referido a unos ejes de referencia ortogonales $d^e - q^e$ que giran a la velocidad de sincronismo.

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

$$\begin{bmatrix} v_{qs}^e \\ v_{ds}^e \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + L_\sigma S & \omega_e L_\sigma & \frac{L_m}{L_r} S & \omega_e \frac{L_m}{L_r} \\ -\omega_e L_\sigma & R_s + L_\sigma S & -\omega_e \frac{L_m}{L_r} & \frac{L_m}{L_r} S \\ -R_r L_m & 0 & R_r + L_r S & (\omega_e - \omega_r) L_r \\ 0 & -R_r L_m & -(\omega_e - \omega_r) L_r & R_r + L_r S \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{qs}^e \\ i_{ds}^e \\ \lambda_{qr}^e \\ \lambda_{dr}^e \end{bmatrix} \quad (\text{A2.2})$$

Donde la ecuación mecánica se representa por:

$$m_e = JS\omega_r + D\omega_r + m_l \quad (\text{A2.3})$$

donde m_l es el par de carga y J la inercia del sistema.

y el par electromagnético desarrollado por el motor es:

$$m_e = \frac{3}{2} p \frac{L_m}{L_r} (i_{qs}^e \lambda_{dr}^e - i_{ds}^e \lambda_{qr}^e) \quad (\text{A2.4})$$

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

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

Las expresiones de los flujos de rotor y estátor son:

$$\lambda_{qr} = L_r i_{qr} + L_m i_{qs} \quad (\text{A2.5})$$

$$\lambda_{dr} = L_r i_{dr} + L_m i_{ds} \quad (\text{A2.6})$$

$$\lambda_{qs} = L_r i_{qs} + L_m i_{qr} \quad (\text{A2.7})$$

$$\lambda_{ds} = L_r i_{ds} + L_m i_{dr} \quad (\text{A2.8})$$

Sustituyendo las relaciones entre los flujos y las corrientes, otras formas de expresar m_e son posibles:

$$m_e = \frac{3}{2} p (\lambda_{ds}^e i_{qs}^e - \lambda_{qs}^e i_{ds}^e) = \frac{3}{2} p L_m (i_{qs}^e i_{dr}^e - i_{ds}^e i_{qr}^e) \quad (\text{A2.9})$$

Las ecuaciones (A2.1), (A2.3) y (A2.4) representan el comportamiento dinámico de una máquina de inducción. Las ecuaciones del sistema compuesto es de 5° orden y la no linealidad en el modelo es muy evidente. Las ecuaciones pueden ser fácilmente escritas en forma de ecuación de estado. El modelo electromecánico con la transformación de las ecuaciones puede ser simulada en un ordenador para estudiar el comportamiento en régimen transitorio o permanente.

A2.3.1 MODELO DINÁMICO REFERIDO A UNOS EJES SOLIDARIOS AL ESTÁTOR

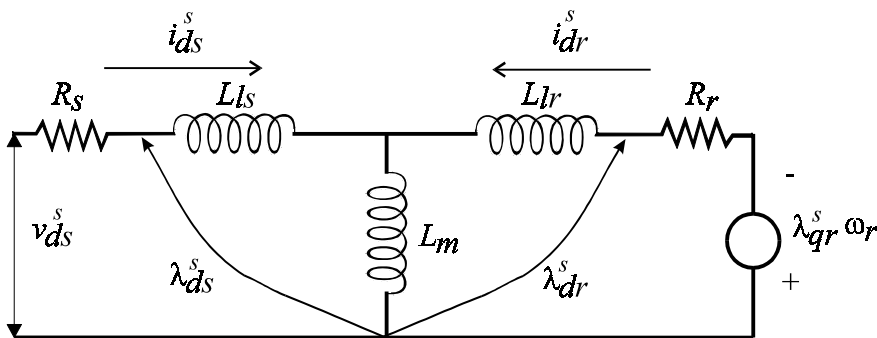
Este modelo, denominado Stanley, es una consecuencia directa del modelo síncrono sin más que hacer $\omega_e = 0$.

$$\begin{bmatrix} v_{qs}^s \\ v_{ds}^s \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + L_\sigma S & 0 & \frac{L_m}{L_r} S & 0 \\ 0 & R_s + L_\sigma S & 0 & \frac{L_m}{L_r} S \\ -R_r L_m & 0 & R_r + L_r S & -\omega_r L_r \\ 0 & -R_r L_m & \omega_r L_r & R_r + L_r S \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{qs}^s \\ i_{ds}^s \\ \lambda_{qr}^s \\ \lambda_{dr}^s \end{bmatrix} \quad (\text{A2.10})$$

$$m_e = JS \frac{\omega_r}{p} + D \frac{\omega_r}{p} + m_i \quad (\text{A2.11})$$

$$m_e = \frac{3}{2} p \frac{L_m}{L_r} (i_{qs}^s \lambda_{dr}^s - i_{ds}^s \lambda_{qr}^s) \quad (\text{A2.12})$$

Para este caso se representan en la figura A2.1 los circuitos eléctricos equivalentes para cada eje de coordenadas, cuyo comportamiento viene dado por las ecuaciones anteriores. En este circuito las tensiones de entrada v_{qs}^s y v_{ds}^s se determinan mediante la ecuación (A2.2).



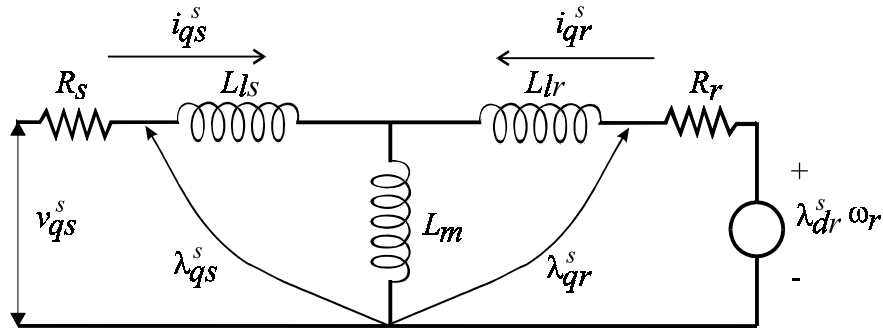


Figura A2.1. Representación eléctrica del modelo de la máquina de inducción en unos ejes d - q fijos en el estátor.

donde $L_{ls} = L_s - L_m$ y $L_{lr} = L_r - L_m$.

El sistema de ecuaciones anterior, una vez expresado mediante variables de estado, puede resolverse mediante integración de un sistema de 6 ecuaciones de primer orden según el sistema [5]-[7]:

$$\frac{di_{ds}^s}{dt} = \frac{1}{L_s L_r - L_m^2} \left(L_m^2 \omega_r i_{qs}^s + R_r L_m i_{dr}^s + L_m L_r \omega_r i_{qr}^s + L_r v_{ds}^s - R_s L_r i_{ds}^s \right) \quad (\text{A2.13})$$

$$\frac{di_{qs}^s}{dt} = \frac{1}{L_s L_r - L_m^2} \left(-L_m^2 \omega_r i_{ds}^s + R_r L_m i_{qr}^s - L_m L_r \omega_r i_{dr}^s + L_r v_{qs}^s - R_s L_r i_{qs}^s \right) \quad (\text{A2.14})$$

$$\frac{di_{dr}^s}{dt} = \frac{1}{L_s L_r - L_m^2} \left(-L_s L_m \omega_r i_{qs}^s - L_s L_r \omega_r i_{qr}^s - L_s R_r i_{dr}^s - L_m v_{ds}^s + L_m R_s i_{ds}^s \right) \quad (\text{A2.15})$$

$$\frac{di_{qr}^s}{dt} = \frac{1}{L_s L_r - L_m^2} \left(L_s L_m \omega_r i_{ds}^s + L_s L_r \omega_r i_{dr}^s - L_s R_r i_{qr}^s - L_m v_{qs}^s + L_m R_s i_{qs}^s \right) \quad (\text{A2.16})$$

$$\frac{d\omega_r}{dt} = \frac{p}{J} (m_e - m_l) - \left(\frac{D}{J} \right) \omega_m \quad (\text{A2.17})$$

$$\omega_r = p \omega_m \quad (\text{A2.18})$$

$$m_e = \frac{3}{2} p L_m (i_{qs}^s i_{dr}^s - i_{ds}^s i_{qr}^s) \quad (\text{A2.19})$$

En el apéndice 3 se analizan diferentes soluciones para resolver el sistema de ecuaciones anterior [5]-[7].

A2.3.2 MODELO DINÁMICO PROPUESTO POR LEONHARD

El modelo matemático del motor de inducción de rotor cortocircuitado en régimen dinámico y en coordenadas de campo orientado está representado por el siguiente sistema no lineal de ecuaciones diferenciales [2]-[3]:

$$\sigma T_s \frac{di_{ds}}{dt} + i_{ds} = \frac{v_{ds}}{R_s} + \sigma T_s \omega_e i_{qs} - (1 - \sigma) T_s \frac{di_{mr}}{dt} \quad (\text{A2.20})$$

$$\sigma T_s \frac{di_{qs}}{dt} + i_{qs} = \frac{v_{qs}}{R_s} - \sigma T_s \omega_e i_{ds} - (1 - \sigma) T_s \omega_e i_{mr} \quad (\text{A2.21})$$

$$T_r \frac{di_{mr}}{dt} + i_{mr} = i_{ds} \quad (\text{A2.22})$$

$$\frac{d\theta_e}{dt} = \omega_e = \omega_r + \frac{i_{qs}}{T_r i_{mr}} \quad (\text{A2.23})$$

$$\frac{J}{P} \frac{d\omega_r}{dt} = P k i_{mr} i_{qs} - T_l = T_e - T_l \quad (\text{A2.24})$$

$$\frac{d\theta_r}{dt} = \omega_r \quad (\text{A2.25})$$

Las ecuaciones (A2.20) y (A2.21) representan la relación que existe entre las tensiones y las corrientes de estátor. La ecuación (A2.22), representa la dinámica del motor. El eje d se define de forma que tenga la misma dirección que el fasor espacial de corriente magnetizante del rotor y el eje q ortogonal a él. Por ello el fasor sólo tiene componente sobre el eje d que es i_{mr} . La ecuación (A2.23) es la expresión del deslizamiento, la ecuación (A2.24) representa la ecuación mecánica y la ecuación (A2.25) representa la posición del rotor.

REFERENCIAS

- [1] B.K. Bose, *Power Electronics and AC Drives*, Prentice-Hall, Nueva Jersey, 1986.
- [2] W. Leonhard, *Control of Electrical Drives*, Springer-Verlag, 2ª Edición, Berlín, 1995.
- [3] J.M.D. Murphy, F.G. Turnbull, *Power Electronic Control of AC Motors*, Pergamon Press, Oxford, 1988.
- [4] P.C. Krause, *Analysis of Electric Machinery*, McGraw-Hill, Nueva York, 1986.
- [5] M. Cipolla, J.M. Moreno Eguilaz, J. Peracaula, "Comparison of Mathematical Models and Numerical Methods in Computer Aided Simulation of an Induction Motor" *IASTED International Conference Computer Applications in Industry*, pp. 48-51, El Cairo, Egipto, 7-10 Diciembre 1995.
- [6] J.M. Moreno Eguilaz, M. Cipolla, J. Peracaula, "Comparación de Modelos y Métodos Numéricos en la Simulación de una Máquina de Inducción", *II Seminario Anual de Automática y Electrónica Industrial, SAAEI'95*, pp. 179-182, Tarragona, España., 11-13 Septiembre 1995.
- [7] J.M. Moreno Eguilaz, M. Cipolla, J. Peracaula, "Computer Aided Simulation of an Induction Motor; A Necessary Comparison of Mathematical Models and Numerical Methods;". *Modelling and Simulation of Electric Machines, Converters and Systems, ELECTRIMACS'96*, pp. 841-846, Saint-Nazaire, Francia, 17-19 Septiembre 1996.

APÉNDICE 3

MÉTODOS NUMÉRICOS DE INTEGRACIÓN

En este apéndice se estudia el comportamiento dinámico de una máquina de inducción partir de los modelos matemáticos descritos en el apéndice 2. Varios algoritmos numéricos son utilizados en la resolución de las ecuaciones diferenciales de la máquina obteniéndose resultados satisfactorios. Los modelos son comparados con ensayos experimentales sobre un bancada de laboratorio.

A3.1 INTRODUCCIÓN

Durante los últimos años se han dedicado grandes esfuerzos de investigación en el diseño de controladores para accionamientos de motores de inducción de altas prestaciones para aplicaciones industriales [1]-[4]. Una parte importante de esta investigación se ha dedicado a la simulación del comportamiento dinámico de la máquina [5]-[11].

Actualmente existen diversos paquetes comerciales para realizar simulaciones del motor de CA y su correspondiente sistema de control, (ACSL, CADENCE, EMTP, LABVIEW, PSPICE, SABER, SIMNON, SIMULINK, etc.).

La mayoría de estas herramientas de simulación presentan dos limitaciones importantes: baja velocidad de cálculo y problemas numéricos de convergencia, en especial cuando existe un bucle de realimentación. Otro problema común es la dificultad de cambiar los parámetros del motor durante el proceso de simulación. Aunque algunas de estas herramientas incluyen librerías específicas de motores, sólo se dispone de un número reducido de modelos y generalmente están encriptados.

Una alternativa es el diseño de una herramienta de simulación con un lenguaje de programación de alto nivel, de manera que el diseñador no tenga las limitaciones anteriormente citadas. Para ello, es necesario utilizar un modelo matemático de la máquina y un método numérico de resolución de ecuaciones diferenciales.

En este apéndice se proponen distintos métodos numéricos, verificados mediante resultados experimentales con una bancada de laboratorio. También se realizan simulaciones con dos paquetes comerciales bien conocidos: PSPICE y SABER.

A3.2 MODELOS MATEMÁTICOS DEL MOTOR DE INDUCCIÓN

Los modelos matemáticos de la máquina de inducción utilizados (véase el apéndice 2) son:

- Modelo en coordenadas de campo según Leonhard [1].
- Modelo con referencia sincrónica según Bose [2].
- Modelo en un sistema arbitrario de referencia según Krause [3].

A3.3 MÉTODOS NUMÉRICOS IMPLEMENTADOS

Para resolver los modelos matemáticos mencionados se proponen tres algoritmos numéricos:

- Método de Euler.
- Método de Runge-Kutta de cuarto orden.
- Método de Runge-Kutta utilizando las rutinas adaptativas Cash-Karp y Gilbert-Sullivan.

El método de Euler es el más simple y rápido, aunque presenta problemas de convergencia y de precisión. El método de Runge-Kutta de cuarto orden es muy utilizado porque proporciona resultados precisos; sin embargo requiere cuatro evaluaciones de las funciones de la parte derecha de las ecuaciones diferenciales en cada paso de integración, incrementando el tiempo de cálculo. Su relación precisión/velocidad es bastante aceptable.

Mejor precisión se obtiene utilizando las rutinas como las de Cash-Karp y Gilbert-Sullivan, con adaptación del paso de integración junto con el algoritmo de Runge-Kutta. Estas rutinas proporcionan un buen integrador de ecuaciones diferenciales ordinarias, lo que permite controlar la solución de forma adaptativa, haciendo frecuentes cambios en el paso de integración. El propósito específico del control adaptativo del paso de integración es obtener una precisión predeterminada con el mínimo esfuerzo de cálculo [12].

A3.4 RESULTADOS EXPERIMENTALES Y DE SIMULACIÓN

Las figuras (A3.1.a) y (A3.1.b) muestran la evolución de la velocidad del rotor obtenida experimentalmente y la forma de onda de la corriente de estátor, utilizando el motor de inducción de la bancada I (véase el apéndice 5), durante un arranque en vacío y un escalón de carga en régimen permanente, respectivamente.

Las figuras (A3.2.a) y (A3.2.b) muestran una ampliación de los resultados experimentales (Fig. (A3.1.a), (A3.1.b)) para permitir la comparación con el resto de las figuras.

La velocidad del eje del rotor fue medida empleando una dínamo tacométrica y las corrientes de estátor mediante un sensor de corrientes de efecto Hall. Un motor de CC de 2.2 kW trabajando como generador ha sido empleado para aplicar el par de carga al motor de inducción.

Las simulaciones fueron realizadas utilizando un programa escrito en lenguaje C. Las simulaciones de los métodos numéricos y del PSPICE [13], [14] se llevaron a cabo utilizando un ordenador personal 80486 DX2 a 66 MHz. Por otra parte, las simulaciones realizadas con el SABER [15] fueron obtenidas utilizando una estación de trabajo Sparc-2.

Las figuras A3.3 y A3.4 muestran los resultados numéricos usando los paquetes comerciales SABER y PSPICE, respectivamente. En las figuras (A3.5, A3.6, A3.7 y A3.8), se pueden observar los resultados numéricos obtenidos utilizando los programas de simulación desarrollados con los diferentes métodos numéricos:

- Fig. A3.5: Método de Euler y modelo de Leonhard.
- Fig. A3.6: Método de Runge-Kutta y modelo de Leonhard.
- Fig. A3.7: Método de Runge-Kutta y modelo de Krause.
- Fig. A3.8: Método de Runge-Kutta y rutinas de Cash-Karp y Gilbert-Sullivan con el modelo de Bose.

El arranque del motor en vacío se simula durante 180 ms y el escalón de carga nominal durante los siguientes 500 ms. Comparado las figuras A3.5, A3.6, A3.7 y A3.8 se puede observar una buena correlación entre los resultados experimentales y los de simulación.

Durante el transitorio del arranque del motor es posible observar saturación en la corriente experimental de estátor, entorno a unos $\pm 20A$ (Fig. A3.1.a), debido al sensor de corriente de efecto Hall. Por otra parte, observando los resultados experimentales y simulados, existe diferencias apreciables entre los niveles de corriente, debido a las hipótesis consideradas para

la obtención del modelo matemático del motor de inducción citadas en el apéndice 2, tanto en régimen permanente como en transitorio.

Si se requiere una mayor exactitud, se deben considerar en el modelo del motor las pérdidas en el hierro y adicionales [16] (véase el capítulo 2).

Durante el régimen transitorio se observan oscilaciones cuando se emplea el modelo de Leonhard con el método de Euler, (véase la figura (A3.5.a)). Mejores resultados se obtienen usando el mismo modelo pero empleando el método de Runge-Kutta.

En régimen permanente, los métodos propuestos no presentan diferencias en la corriente de estátor ni en la velocidad del rotor.

SABER y PSPICE proporcionan resultados aceptables si se comparan con los resultados experimentales. De nuevo no se consideran las pérdidas adicionales.

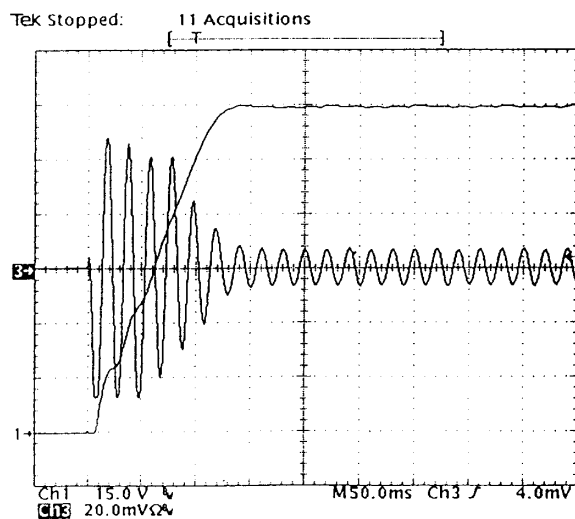


Figura. A3.1.a. Resultados experimentales del arranque del motor en vacío.

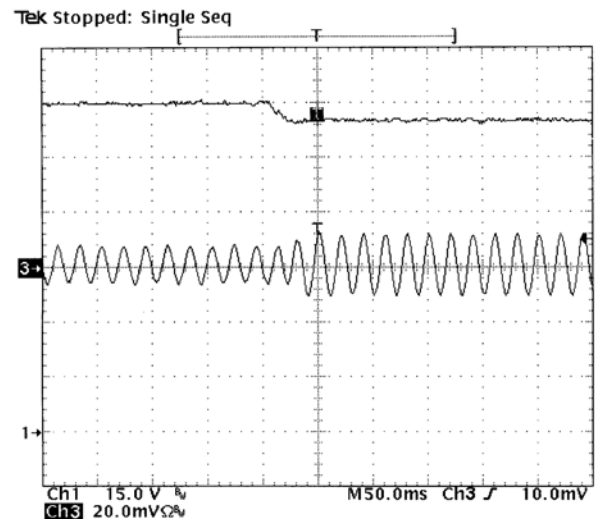


Figura A3.1.b. Resultados experimentales del motor ante un escalón de carga del 100%.

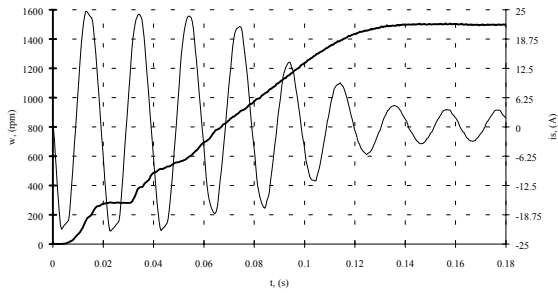


Figura A3.2.a. Resultados experimentales obtenidos utilizando un instrumento GPIB.

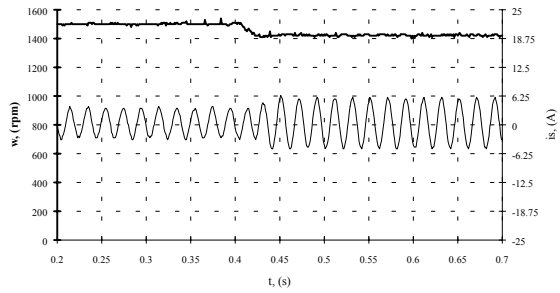


Figura. A3.2.b. Resultados experimentales obtenidos utilizando un instrumento GPIB.

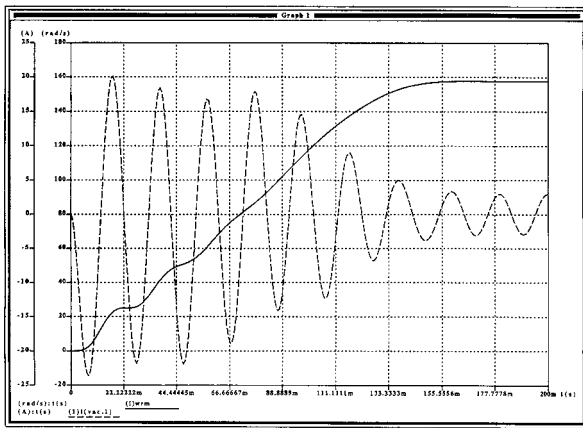


Figura A3.3.a. Resultados de simulación del arranque en vacío usando SABER.

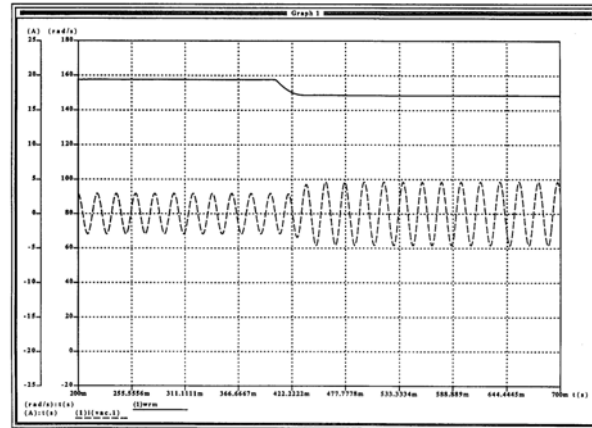


Figura A3.3.b. Resultados de simulación de un escalón de par usando SABER.

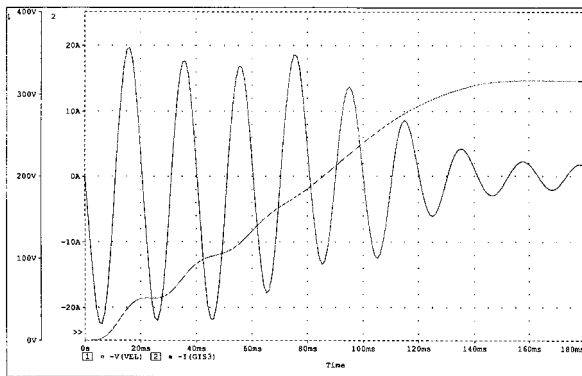


Figura A3.4.a. Resultados de simulación del arranque en vacío usando PSPICE.

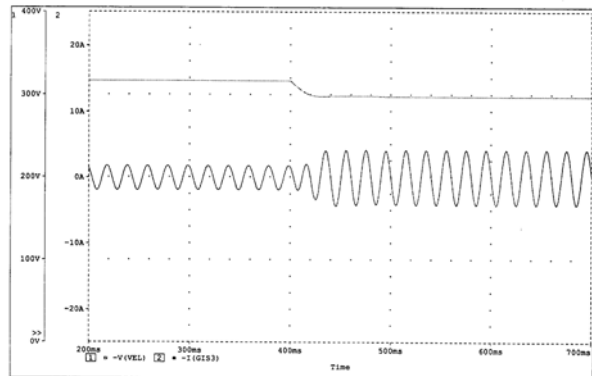


Figura A3.4.b. Resultados de simulación de un escalón de par usando PSPICE.

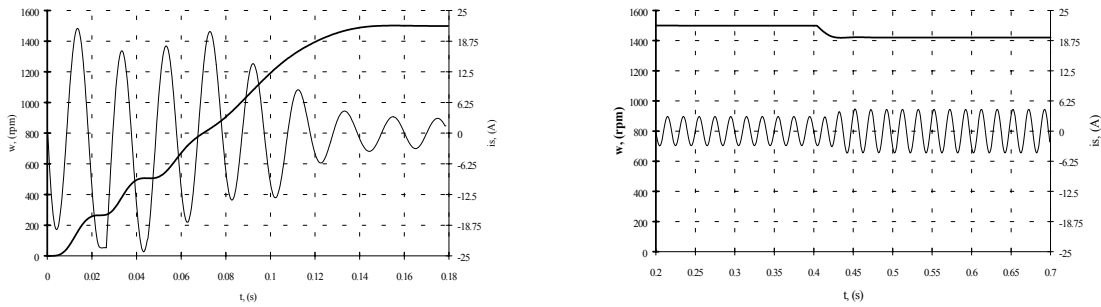


Figura A3.5. Resultados de simulación con el modelo de Leonhard y el método de Euler.

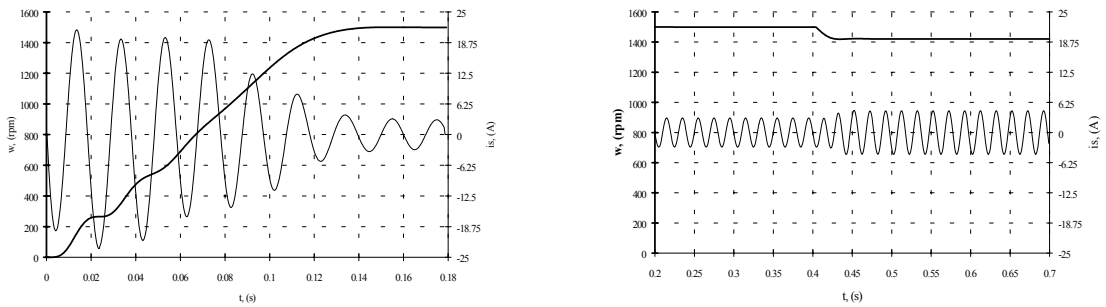


Figura A3.6. Resultados de simulación con el modelo de Leonhard y el método de Runge-Kutta.

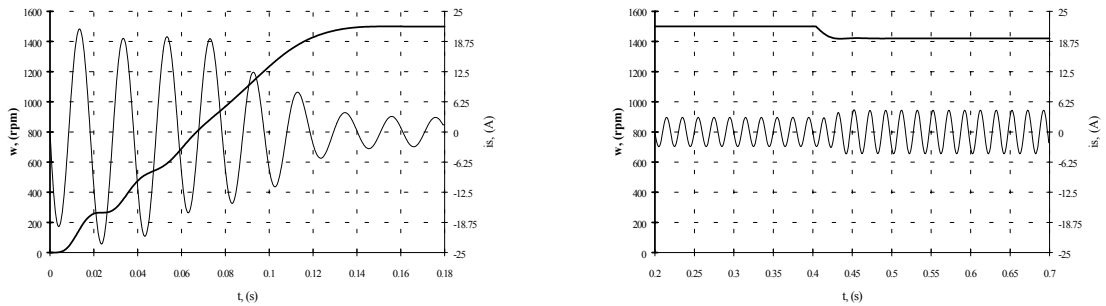


Figura A3.7. Resultados de simulación con el modelo de Krause y el método de Runge-Kutta.

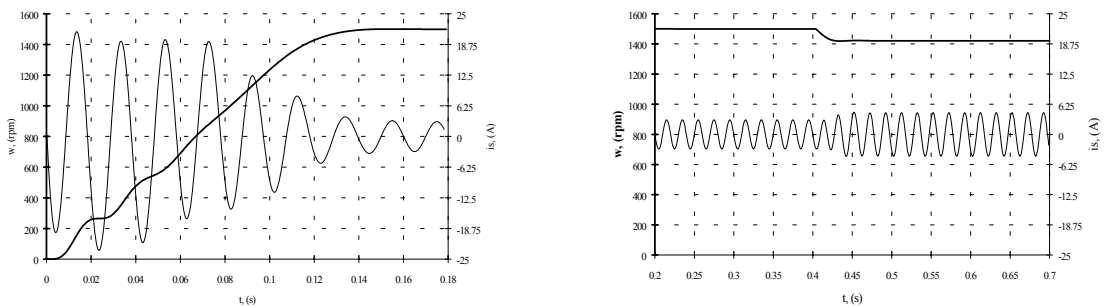


Figura A3.8. Resultados de simulación con el modelo de Bose y las rutinas Cash-Karp y Gilbert-Sullivan .

La columna izquierda muestra los resultados de simulación de un arranque en vacío alimentado directamente desde la red trifásica, mientras que las columna derecha muestra la dinámica del motor ante un escalón de par del 100% en régimen permanente.

La tabla A3.1 muestra el tiempo de cálculo, definido como el tiempo requerido en simular el comportamiento del motor durante los primeros 180 ms.

El método de Euler necesita un paso de integración muy pequeño para obtener resultados precisos. El método de Runge-Kutta con paso fijo es más lento que el de Euler pero proporciona mejores resultados.

Las rutinas Cash-Karp y Gilbert-Sullivan con paso adaptativo proporcionan excelentes resultados aunque se consume una gran cantidad de CPU en la simulación (véase la tabla A3.1).

En estas rutinas, una parte importante del tiempo de cálculo se utiliza en manipulación de datos en la memoria del ordenador. Analizando los tiempo de cálculo y los resultados de simulación, es aconsejable evitar el empleo de rutinas adaptativas por su complejidad y por el gran consumo de tiempo de cálculo.

MÉTODO	TIEMPO (segundos)
Herramientas propias	
EULER	12.9 (PC 66 MHz)
Runge-Kutta	23.46 (PC 66 MHz)
Rutinas adaptativas	84.89 (PC 66 MHz)
Paquetes comerciales	
PSPICE	8.9 (PC 66 MHz)
SABER	10.2 (SPARC 2)

Tabla A3.1. Tiempos de Cálculo.

La comparación de métodos y modelos llevada a cabo en este apéndice nos permite elegir una buena alternativa de simulación. A partir de los resultados experimentales y de simulación realizados, el método de Runge-Kutta parece ser el más conveniente a la hora de simular el comportamiento de una máquina de inducción, considerando modelos relativamente simplificados de la máquina [17]-[19].

REFERENCIAS

- [1] W. Leonhard, *Control of Electrical Drives*, Springer-Verlag 2ª Edición, Berlín, 1995.
- [2] B.K. Bose, *Power Electronics and AC Drives*, Prentice-Hall, Nueva Jersey, 1986.
- [3] P.C. Krause, *Analysis of Electric Machinery*, McGraw-Hill, Nueva York, 1986.
- [4] M. Ficarra, J. Rodellar, J. Bordonau J. Peracaula, “Adaptive Predictive Control Algorithm for Compensation of Parameters of a Power Electronics System”, *IEE Electronics Letters*, vol. 31, no. 4, pp. 329-330, 1995.
- [5] Ó Göl T.M. Doan, “Simulation of Induction Motor Drive Systems using LabVIEW”, *ICEMA*, pp. 20-27, 1993.
- [6] K. Takaku, “Computer Simulation of Instantaneous Torque Detected from Stator Voltages and Currents of Squirrel Cage Induction Motor”, *IMACS-TCI*, pp. 17-21, 1993.
- [7] G.A. Capolino, H. Henao, “Cad of Field Oriented Induction Motor Drive using a General Purpose Program”, *Proceedings. of Motor Control 89*, pp. 154-166, Junio 1989.
- [8] R. Krishnan, A.S. Bharadwaj, R.A. Bedingfield, “Computer Aided Simulation for the Dynamic Analysis of Indirect Vector Controlled Induction Motor Drive Systems”, *IFAC Computer Aided Design in Control Systems*, pp. 417-422, 1991.
- [9] F. Flinders, S. Senini, W. Oghanna, “Power Electronics Simulation Laboratory using Simulink Dynamic Systems Analysis Package”, *IMACS-TCI*, pp. 643-650, 1993.
- [10] D. Houghton, W. Oghanna, “A Generalised Dynamic Induction Motor Model”, *ICEMA 93*, pp. 1-7, Septiembre 1993.
- [11] M. Giesselmann, “Advanced Modeling of Adjustable Speed AC-Motor Drives using PSpice”, *IMACS-TCI*, pp. 153-158, 1993.
- [12] W.H. Press, B.P. Flannery, S. A. Teukolsky, W. T. Vetterling, *Numerical Recipes in C. The Art of Scientific Computing*, Cambridge University Press, EE.UU., 1992.
- [13] “PSpice Users Manual”, MicroSim Corporation, Irvine, California, 1992.
- [14] M.H. Rashid, “Spice for Power Electronics and Electric Power”, Prentice Hall, EE.UU., 1993.
- [15] “SABER Reference Manual”, Analogy Inc., Release 3.0, Oregon, 1991.

-
- [16] G.C. Sousa, B.K. Bose, J. Cleland, R.J. Spiegel, P.J. Chappell, "Loss Modeling of Converter Induction Machine System for Variable Speed Drive", *IECON'92*, pp. 114-120, 1992.
- [17] J.M. Moreno Eguilaz, M. Cipolla, J. Peracaula, "Computer Aided Simulation of an Induction Motor; A Necessary Comparison of Mathematical Models and Numerical Methods", *Modelling and Simulation of Electric Machines, Converters and Systems, ELECTRIMACS'96*, pp. 841-846, Saint-Nazaire, Francia, 17-19 Septiembre 1996.
- [18] M. Cipolla, J.M. Moreno Eguilaz, J. Peracaula, "Comparison of Mathematical Models and Numerical Methods in Computer Aided Simulation of an Induction Motor", *4th IASTED International Conference and Exhibition: Computers Applications in Industry*, pp. 48-51, El Cairo, Egipto, 4-7 Diciembre 1995.
- [19] J.M. Moreno Eguilaz, M. Cipolla, J. Peracaula, "Comparación de Modelos y Métodos Numéricos en la Simulación de una Máquina de Inducción", *II Seminario Anual de Automática y Electrónica Industrial, SAAEI'95*, pp. 179-182, Tarragona, España, 12-14 Septiembre 1995.

APÉNDICE 4

MEDICIÓN DE POTENCIA

En este apéndice se describen las principales definiciones de potencia tanto para el caso senoidal como para el caso en presencia de armónicos así como los métodos de cálculo de la potencia activa entregada a una carga tanto en su vertiente analógica como digital.

A4.1 CONSIDERACIONES BÁSICAS

El teorema de Blondel [1] describe como medir la potencia entregada a una carga a través de múltiples conductores. Según este teorema (ilustrado en la figura A4.1), es necesario medir la corriente que atraviesa por todos los conductores excepto por el último¹, y la tensión de todos ellos respecto al último. La potencia, en este caso, es igual a la suma de productos de cada par tensión-corriente.

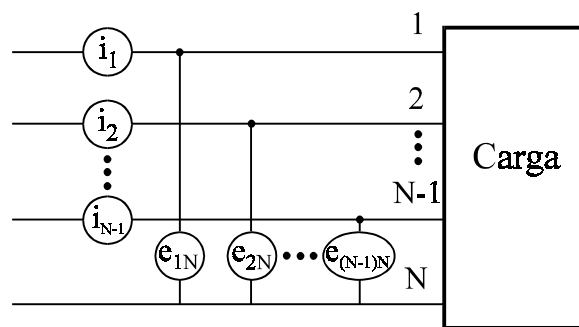


Figura A4.1. Ilustración del teorema de Blondel para calcular la potencia consumida por una carga.

La ecuación A4.1 expresa dicho teorema matemáticamente, para la potencia instantánea $p(t)$ en el instante t , expresada en vatios (W):

$$p(t) = \sum_{n=1}^{N-1} e_{nN}(t) i_n(t) \quad (\text{A4.1})$$

Para obtener la energía consumida en kWh durante el tiempo T , se debe integrar la potencia durante dicho intervalo:

$$W = \frac{1}{3.6 \times 10^6} \int_0^T p(t) dt \quad (\text{A4.2})$$

puesto que el lector fácilmente recordará que 1 Julio equivale a 3.6×10^6 kWh.

Si la medida de potencia se realiza digitalmente [2], la anterior integral se convierte en una suma discreta:

$$W = \frac{\tau}{3.6 \times 10^6} \sum_{t=0}^T p(t) \quad (\text{A4.3})$$

La constante τ es el tiempo entre sucesivas muestras de tensión y corriente.

A4.2 POTENCIA ACTIVA, REACTIVA Y APARENTE

A pesar de que la ecuación (A4.1) es perfectamente general, no es la clase de expresión que los ingenieros eléctricos asocian normalmente a sistemas eléctricos de potencia. Si se asumen tensiones y corrientes senoidales, la potencia activa P en vatios viene definida como:

$$P = \sum_{n=1}^{N-1} E_{nN} I_n \cos \theta_{nN} \quad (\text{A4.4})$$

siendo los valores de tensión y corriente, valores eficaces. Como puede comprobarse, la potencia activa no es sino el valor medio de la potencia instantánea promediada en un ciclo de la frecuencia de la onda de potencia. La tensión E_{nN} refleja la diferencia de potencial entre el conductor n -ésimo y el conductor de referencia N -ésimo, la corriente I_n es la corriente que atraviesa el conductor n -ésimo, y el ángulo θ_{nN} es el desfase entre tensión E_{nN} y la corriente I_n .

Además de la potencia consumida o potencia activa, existen otras magnitudes de interés para caracterizar un sistema de potencia. La potencia reactiva² Q , considerando formas de onda senoidales, matemáticamente, se define como:

$$Q = \sum E_{nN} I_n \cos(\theta_{nN} - 90) \quad (\text{A4.5})$$

expresada en VAr (voltio-amperios reactivos, para distinguirla de la potencia activa).

Esta potencia, si bien no es considerada potencia consumida, si que indirectamente es causante de pérdidas y de consumo de energía, por lo que es una magnitud fundamental para las compañías eléctricas [3].

Finalmente, se define otra magnitud, denominada potencia aparente³ S , que es simplemente el producto de las tensiones y corrientes en valores eficaces sin considerar ningún desfase adicional.

¹En el argot electrotécnico este tipo de conexión se denomina conexión Aron.

²También denominada potencia imaginaria o potencia en cuadratura.

³En la terminología anglosajona se denomina *phasor power* (potencia fasorial).

$$S = \sqrt{P^2 + Q^2} \quad (\text{A4.6})$$

en kVA.

A4.3 EFECTO DE LOS ARMÓNICOS

Las ecuaciones anteriormente citadas presuponen formas de onda senoidales de tensión y corriente. Esta hipótesis es bastante razonable en lo que se refiere a las tensiones pero en absoluto para las corrientes, debido sobre todo a la creciente incorporación de cargas no lineales en la parte de consumo (equipos electrónicos, ordenadores, etc.).

Para tener en cuenta la presencia de armónicos, es necesario considerar un término para la frecuencia fundamental y para cada armónico de frecuencia h veces la fundamental [3], [4]. Para ello basta sustituir cada par tensión-corriente por cada conductor por sus respectivos desarrollos en serie de Fourier. Los productos de armónicos diferentes pueden ser descartados puesto que su valor medio en un ciclo es nulo [1]. La presencia de armónicos nos obliga a redefinir magnitudes y definir nuevos conceptos sobre potencia [3].

A4.3.1 CASO MONOFÁSICO

Para el caso general [3], [4], con tensiones y corrientes no senoidales, supondremos las siguientes expresiones para ambas magnitudes:

$$v(t) = V_0 + \sqrt{2} \sum_{h \neq 0}^{\infty} V_h \text{sen}(h\omega t + \alpha_h) \quad (\text{A4.7})$$

donde $v(t)$ es la tensión instantánea, V_0 es el valor medio, V_h es el valor eficaz del armónico h de tensión y α_h es el ángulo de desfase del armónico h de tensión.

Análogamente para la corriente:

$$i(t) = I_0 + \sqrt{2} \sum_{h \neq 0}^{\infty} I_h \text{sen}(h\omega t + \beta_h) \quad (\text{A4.8})$$

donde $i(t)$ es la corriente instantánea, I_0 es componente de CC, I_h es el valor eficaz del armónico h de corriente y β_h es el ángulo de desfase del armónico h de corriente.

A partir de estas expresiones, se definen los valores eficaces de tensión y corriente:

$$V = \sqrt{\sum_{h=0}^{\infty} V_h^2} \quad ; \quad I = \sqrt{\sum_{h=0}^{\infty} I_h^2} \quad (\text{A4.9})$$

Separando la componente fundamental V_1 , I_1 de las componentes armónicas V_h , I_h se obtiene:

$$V^2 = V_1^2 + V_H^2 \quad (\text{A4.10})$$

y

$$I^2 = I_1^2 + I_H^2 \quad (\text{A4.11})$$

donde $V_H^2 = \sum_{h \neq 1}^{\infty} V_h^2$ y $I_H^2 = \sum_{h \neq 1}^{\infty} I_h^2$.

De las expresiones (A4.10) y (A4.11) obtenemos la definición de la **Potencia Aparente S**:

$$S^2 = (VI)^2 = (V_1 I_1)^2 + (V_1 I_H)^2 + (V_H I_1)^2 + (V_H I_H)^2 \quad (\text{A4.12})$$

La potencia aparente S tiene dos componentes:

$$S^2 = S_1^2 + S_N^2 \quad (\text{A4.13})$$

donde:

$$S_1^2 = (V_1 I_1)^2 = P_1^2 + Q_1^2 \quad (\text{A4.14})$$

$$P_1 = V_1 I_1 \cos \theta_1 \quad (\text{A4.15})$$

$$Q_1 = V_1 I_1 \sin \theta_1 \quad (\text{A4.16})$$

donde $\theta_1 = \alpha_1 - \beta_1$.

S_1 es la **Potencia Aparente Fundamental**, que se descompone en la **Potencia Activa Fundamental** P_1 y en la **Potencia Reactiva Fundamental** Q_1 .

También podemos definir la **Potencia No Activa N** de un modo no convencional:

$$N = \sqrt{S^2 - P^2} \quad (\text{A4.17})$$

El cuadrado de la **Potencia Aparente No Fundamental** S_N se compone de:

$$S_N^2 = (V_1 I_H)^2 + (V_H I_1)^2 + (V_H I_H)^2 \quad (\text{A4.18})$$

La primera componente es el producto de la tensión fundamental eficaz y la corriente armónica eficaz. Normalmente este es el término dominante. Incluso en el caso extremo de tensión perfectamente senoidal este término existe si $I_H > 0$. Este término, $V_1 I_H$, se denomina

Potencia de Distorsión de Corriente. El segundo término, $V_H I_1$, es el producto de la corriente fundamental eficaz y de la tensión armónica eficaz. Se denomina **Potencia de Distorsión de Tensión**, y refleja la distorsión de tensión. La tercera componente se denomina **Potencia Aparente Armónica** S_H , y puede dividirse en otras dos componentes:

$$S_H^2 = (V_H I_H)^2 = P_H^2 + N_H^2 \quad (\text{A4.19})$$

donde $P_H = \sum_{h \neq 1} V_h I_h \cos \theta_h$; $\theta_h = \alpha_h - \beta_h$.

P_H es la **Potencia Activa Armónica Total**. El término restante N_H es la **Potencia No Activa Armónica Total**.

Debe notarse que si bien P_1 y Q_1 tienen significado físico, los restantes términos son únicamente productos formales. Sin embargo, son útiles como indicadores de la distorsión de la red. Dividiendo la expresión (A4.18) por (A4.14) :

$$\left(\frac{S_N}{S_1} \right)^2 = \left(\frac{I_H}{I_1} \right)^2 + \left(\frac{V_H}{V_1} \right)^2 + \left(\frac{V_H I_H}{V_1 I_1} \right)^2 \quad (\text{A4.20})$$

o reescribiendo dicha expresión en función de las distorsiones armónicas totales de tensión y corriente:

$$\left(\frac{S_N}{S_1} \right)^2 = (ITHD)^2 + (VTHD)^2 + (ITHD \cdot VTHD)^2 \quad (\text{A4.21})$$

Una buena aproximación de esta expresión suele considerarse:

$$\frac{S_N}{S_1} \approx \sqrt{(ITHD)^2 + (VTHD)^2} \quad (\text{A4.22})$$

La **Potencia Aparente Armónica** normalizada se calcula como:

$$\frac{S_H}{S_1} = ITHD \cdot VTHD \quad (\text{A4.23})$$

Debe notarse que la potencia aparente armónica es mucho menor que la potencia aparente no fundamental.

La medida de P_H no es un buen indicador del flujo de potencia armónica debido a la cancelación de determinados términos en su cálculo. Generalmente, el valor de S_N y su valor normalizado S_N / S_1 son mejores indicadores del valor de contaminación armónica.

La figura de mérito más eficaz para cuantificar la eficiencia del sistema es el **Factor de Potencia Total**:

$$PF = \frac{P}{S} = \frac{(P_1 + P_H)}{S} \quad (\text{A4.24})$$

También es interesante el cálculo de el factor de potencia de las componentes fundamentales de potencia, denominado **Factor de Potencia de Desplazamiento** (dPF):

$$dPF = \frac{P_1}{S_1} = \cos \theta_1 \quad (\text{A4.25})$$

A4.3.2 CASO TRIFÁSICO

Los sistemas polifásicos equilibrados pueden analizarse utilizando el enfoque de la potencia aparente descrito para el caso monofásico. Sin embargo, si se trata de sistemas no equilibrados, deben tenerse en cuenta consideraciones adicionales.

Para un sistema trifásico, se define la **Potencia Aparente del Sistema** o Potencia Aparente Equivalente:

$$S_e = 3V_e I_e \quad (\text{A4.26})$$

donde

$$V_e = \sqrt{\frac{V_a^2 + V_b^2 + V_c^2}{3}} \quad (\text{A4.27})$$

$$I_e = \sqrt{\frac{I_a^2 + I_b^2 + I_c^2}{3}} \quad (\text{A4.28})$$

Para un sistema de 4 conductores, V_a , V_b , V_c son las tensiones eficaces de fase (línea-neutro). Para un sistema de tres conductores, la tensión equivalente V_e puede calcularse utilizando (A4.27) donde V_a , V_b , V_c son las tensiones de línea medidas desde un neutro artificial, o:

$$V_e = \sqrt{\frac{V_{ab}^2 + V_{bc}^2 + V_{ca}^2}{9}} \quad (\text{A4.29})$$

De forma similar al caso monofásico, la tensión y la corriente equivalente pueden separarse en dos componentes:

$$V_e^2 = V_{e1}^2 + V_{eH}^2; \quad I_e^2 = I_{e1}^2 + I_{eH}^2 \quad (\text{A4.30})$$

donde el subíndice 1 indica la componente eficaz fundamental:

$$V_{e1}^2 = \frac{V_{a1}^2 + V_{b1}^2 + V_{c1}^2}{3}; \quad I_{e1}^2 = \frac{I_{a1}^2 + I_{b1}^2 + I_{c1}^2}{3} \quad (\text{A4.31})$$

y el subíndice H indica la componente no fundamental total en valor eficaz:

$$V_{eH}^2 = \sum_{h \neq 1} \left(\frac{V_{ah}^2 + V_{bh}^2 + V_{ch}^2}{3} \right); \quad I_{eH}^2 = \sum_{h \neq 1} \left(\frac{I_{ah}^2 + I_{bh}^2 + I_{ch}^2}{3} \right) \quad (\text{A4.32})$$

Utilizando el mismo enfoque que para el caso monofásico, la **Potencia Aparente Fundamental** se separa de la **Potencia Aparente No Fundamental**:

$$S_e^2 = S_{e1}^2 + S_{eN}^2 \quad (\text{A4.33})$$

Definiendo las **Distorsiones Armónicas Totales Equivalentes**:

$$VTHD_e = \frac{V_{eH}}{V_{e1}}; \quad ITHD_e = \frac{I_{eH}}{I_{e1}} \quad (\text{A4.34})$$

podemos escribir la Potencia Aparente No Fundamental normalizada S_{eN} / S_{e1} como en el caso monofásico:

$$\left(\frac{S_{eN}}{S_{e1}} \right)^2 = (ITHD_e)^2 + (VTHD_e)^2 + (ITHD_e \cdot VTHD_e)^2 \quad (\text{A4.35})$$

Para sistemas polifásicos no equilibrados, es necesario otra definición de Potencia Aparente, puesto que las cargas desequilibradas convierten parte de la potencia activa fundamental de secuencia positiva en potencia activa fundamental de secuencia negativa y de secuencia cero. Al igual que los armónicos, las potencias de secuencia cero y negativa son una forma de contaminación, que se traduce en pérdidas en la línea y en las máquinas eléctricas [3].

A4.4 INSTRUMENTOS DE MEDIDA DE POTENCIA Y ENERGÍA

A pesar del gran avance de la microelectrónica, los antiguos contadores de disco giratorio siguen siendo muy familiares en los lugares donde se consume energía eléctrica, ya sean residencias domésticas, comerciales o industriales. Sin embargo, no es un problema tecnológico sino del coste que supone reemplazar la gran cantidad de aparatos instalados en todo el mundo. En Estados Unidos por ejemplo, existen 200 millones de contadores aproximadamente. Sin embargo, la tecnología moderna ha hecho posible crear una versión económica del contador convencional en estado sólido, de cara a su instalación en nuevos lugares de consumo. Para instalaciones polifásicas, los nuevos contadores electrónicos son más económicos y sobre todo más precisos [1], [5]. *General Electric* ya comercializa un contador trifásico de estado sólido denominado “*Phase3*” [1].

Para análisis de armónicos de potencia, el mercado ofrece una gran variedad de instrumentos digitales de laboratorio [6]-[8] con precisiones de hasta 0.03% a precios, por el momento, excesivamente elevados.

REFERENCIAS

- [1] P.B. Robinson, "A Watt-Hour Meter; the Solid State Polyphase Kind", *IEEE Potentials*, vol. 1, no. 5, pp. 9-13, Febrero/Marzo 1996.
- [2] S. Mukherjee, R.G. Hoft, J.A. McCormick, "Digital Measurement of the Efficiency of Inverter-Induction Machines", *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 26, no. 5, pp. 872-879, Septiembre/Octubre 1990.
- [3] IEEE Working Group on Nonsinusoidal Situations, "A Survey of North American Electric Utility Concerns Regarding Nonsinusoidal Waveforms", *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 11, no. 1, pp.73-101, Enero 1996.
- [4] W. Shepherd, P. Zand, *Energy Flow and Power Factor in Nonsinusoidal Circuits*, Cambridge University Press, Cambridge, 1979.
- [5] A. Domijan, E.E. Embriz-Santander, A. Gilani, G. Lamer, C. Stiles, C.W. Williams, "Watt-hour Meter Accuracy under Controlled Unbalanced Harmonic Voltage and Current Conditions", *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 11, no. 1, pp. 64-72, Enero 1996.
- [6] "3-Phase-Precision-Power Meter LMG 310", ZES ZIMMER Electronic Systems.
- [7] "Power Harmonics Analyzer Fluke 41B", Fluke.
- [8] "Digital Power Meter WT2010 / WT2030", Yokogawa.

APÉNDICE 5

EQUIPO EXPERIMENTAL

A pesar del gran avance de las técnicas de simulación, de los modelos matemáticos de las máquinas eléctricas y de los ordenadores, hoy en día sigue siendo imprescindible validar los métodos de control utilizando un equipo experimental. En este apéndice se describe el equipo experimental empleado para validar los algoritmos desarrollados en esta tesis doctoral.

A5.1 INTRODUCCIÓN

El equipo utilizado para realizar las pruebas experimentales (Figura A5.1) está formado por una bancada, un convertidor de potencia, una carga electrónica y un ordenador personal, además de la instrumentación necesaria para la medición de resultados.

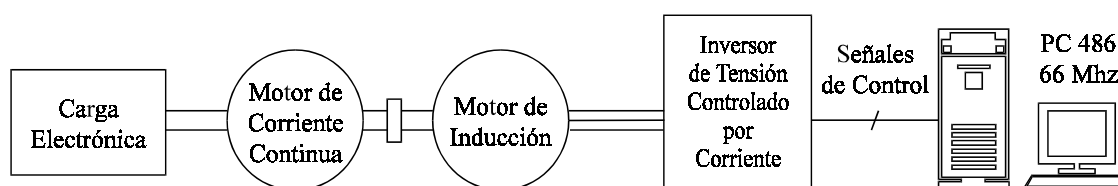


Figura A5.1. Esquema general del equipo de pruebas utilizado.

Los siguientes apartados describen en detalle los componentes del equipo utilizado.

A5.2 DESCRIPCIÓN DEL EQUIPO

En la figura A5.2 se muestra un diagrama más detallado del accionamiento en cuestión. El motor de inducción es alimentado a través de un convertidor de potencia de tipo indirecto, con fuente intermedia de tensión y control por corriente.

El motor de inducción está acoplado mecánicamente a un motor de corriente continua, que en serie con una carga electrónica trabaja como generador.

En el equipo utilizado se realimenta velocidad, las corrientes de estátor y la tensión y corriente de entrada al accionamiento. El ordenador personal hace las funciones de controlador digital y de sistema de adquisición de datos. Para el control del inversor se ha utilizado un ASIC, que ejecuta un algoritmo de control de corriente por histéresis.

La tensión y corriente de entrada al convertidor de potencia permiten calcular digitalmente la potencia consumida por el sistema, permitiendo ensayar experimentalmente los algoritmos de optimización propuestos en esta tesis doctoral.

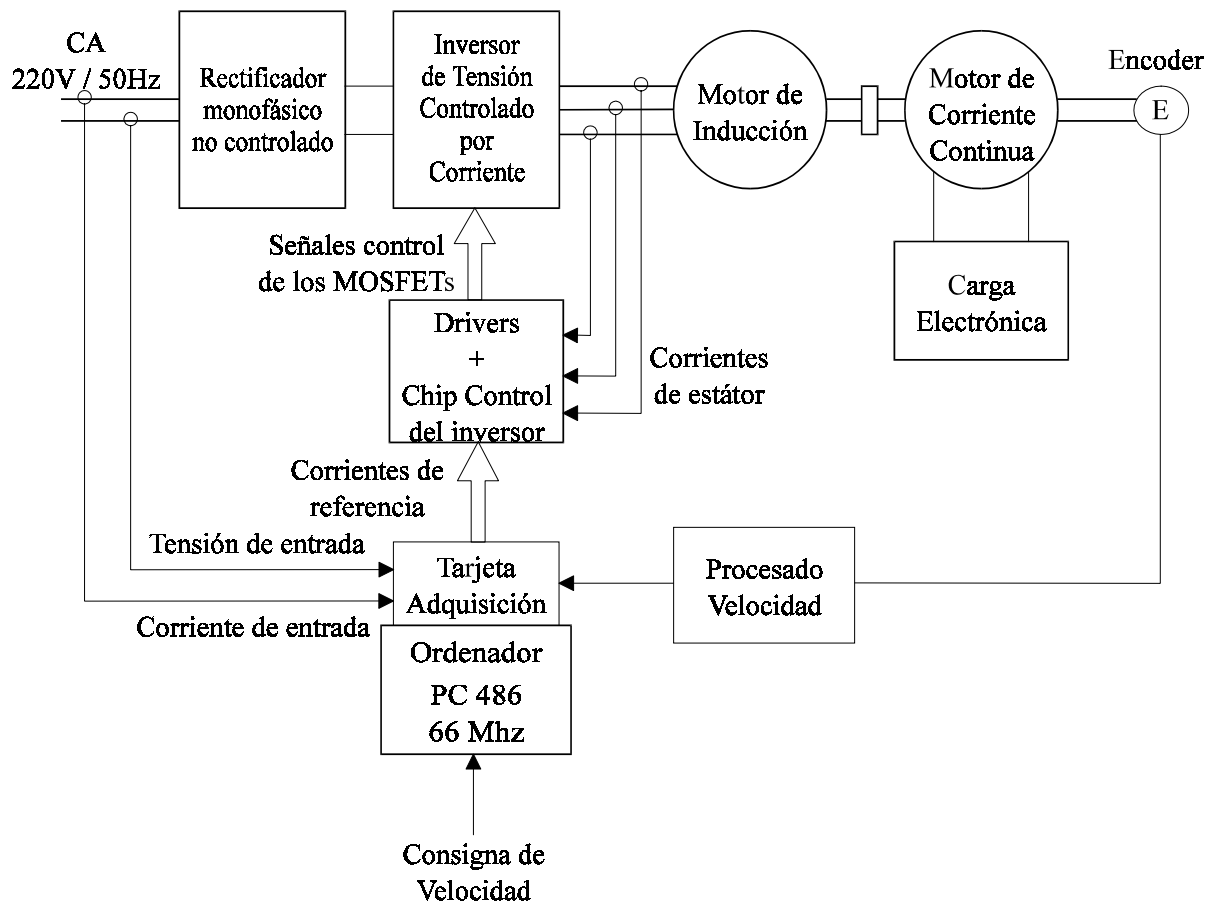


Figura A5.2. Esquema detallado del accionamiento del motor de inducción utilizado.

A5.3 BANCADA EXPERIMENTAL

En esta tesis se han utilizado dos bancadas (I y II), formadas por un motor de inducción trifásico de 1.5 kW acoplado mecánicamente a un motor de corriente continua que alimenta a una carga electrónica.

Las siguientes tablas muestran las características de placa y los parámetros de ambos motores de inducción, obtenidos a partir de los ensayos clásicos en vacío y en cortocircuito.

CARACTERÍSTICAS DE PLACA (BANCADA I)			
MOTOR DC (Vascot)		MOTOR CA (Siemens)	DÍNAMO
Tipo	ID 905	Tipo	ILA 2096 - 4AA10 90L
P_n	2,3 kW	f	50 Hz
ω_n	1570 rpm	\sphericalangle/Δ	400 / 230 V
V_n	400 V	P_n	1,5 kW
I_n	7,8 A	I_n	3,4 / 5,95 A
V_e	340 V	$\cos\phi$	0,82
I_e	0.43 A	ω_n	1410 rpm
Exc.	independiente	p	2

Tabla A5.1. Características de placa para la bancada I.

Parámetros del motor de inducción Bancada I	
Resistencia estátor (Rs)	5.8 Ω
Resistencia rotor (Rr)	4.58 Ω
Inductancia estátor (Ls)	13.5 mH
Inductancia rotor (Lr)	20.17 mH
Inductancia mutua (Lm)	522.7 mH
Inercia (J)	0.017 Kgm^2
Coefficiente de fricción (B)	0.000015

Tabla A5.2. Parámetros del motor de inducción para la bancada I obtenidos mediante ensayos clásicos.

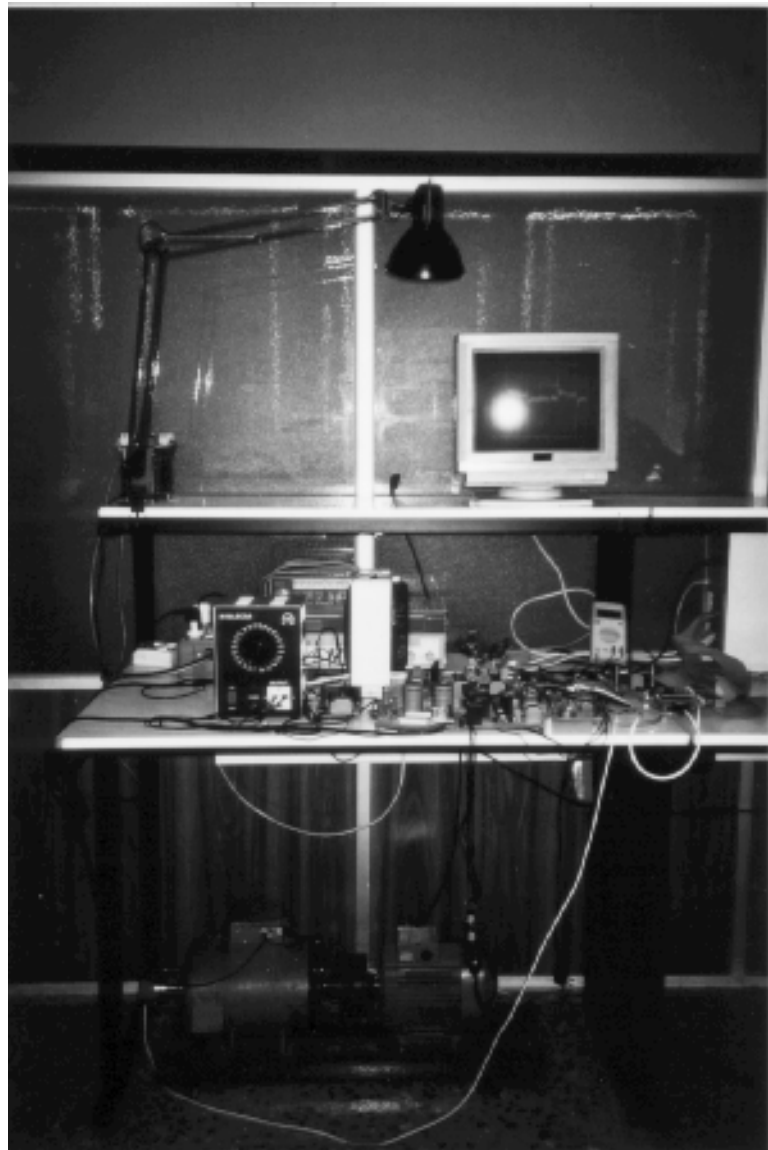


Figura A5.3. Fotografía de la bancada I junto con el convertidor de potencia y el hardware de control del accionamiento.

CARACTERÍSTICAS DE PLACA (BANCADA II)			
MOTOR DC (Asea)		MOTOR CA (Asea)	ENCODER
Tipo	LAC-112	Tipo	MH 90-LB-4
P_n	1 kW	f	50 Hz
ω_n	1500 rpm	λ/Δ	380 / 220 V
V_n	460 V	P_n	1,5 kW
I_n	2,2 A	I_n	3,5 / 6.1 A
V_e	220 V	$\cos\phi$	0,83
I_e	0.49 A	ω_n	1400 rpm
Exc.	independiente	p	2
			3600 pulsos/rev.
			salida TTL
			ω_{max} 6000 rpm
			precisión 8 rpm

Tabla A5.3. Características de placa para la bancada II.

Parámetros del motor de inducción Bancada II	
Resistencia estátor (Rs)	3.5 Ω
Resistencia rotor (Rr)	5.7 Ω
Inductancia estátor (Ls)	779.6 mH
Inductancia rotor (Lr)	786.77 mH
Inductancia mutua (Lm)	765 mH
Inercia (J)	0.0893 Kgm^2
Coefficiente de fricción (B)	0.000027

Tabla A5.4. Parámetros del motor de inducción para la bancada II obtenidos mediante ensayos clásicos.

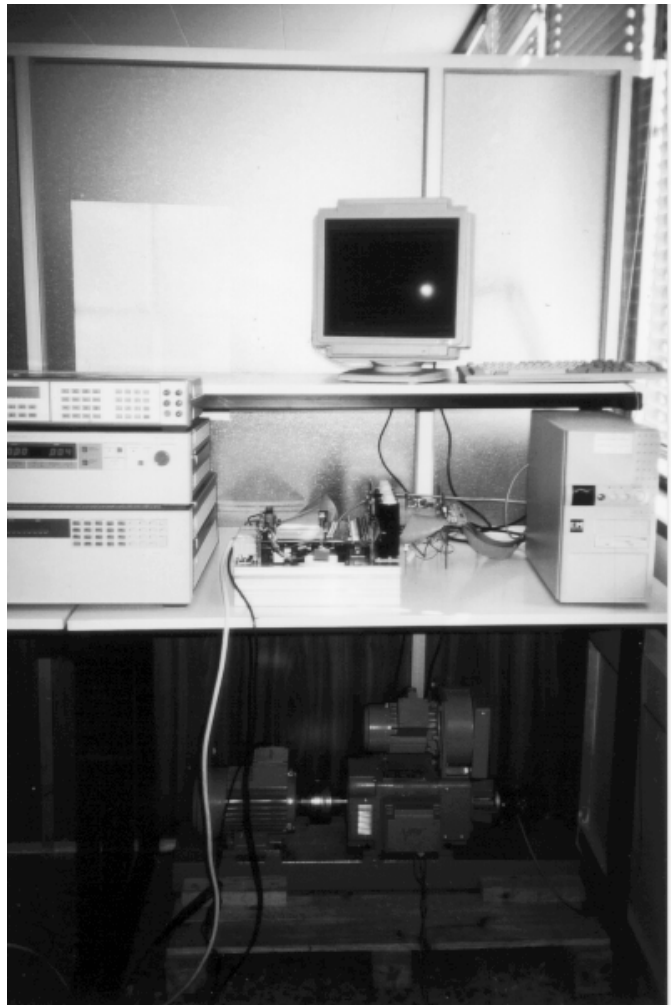


Figura A5.4. Fotografía de la bancada II.

A5.4 CONVERTIDOR DE POTENCIA

El convertidor de potencia utilizado en esta tesis doctoral (Figura A5.5) está formado por un rectificador monofásico no controlado y un inversor trifásico de tensión basado en MOSFETs de potencia [1].

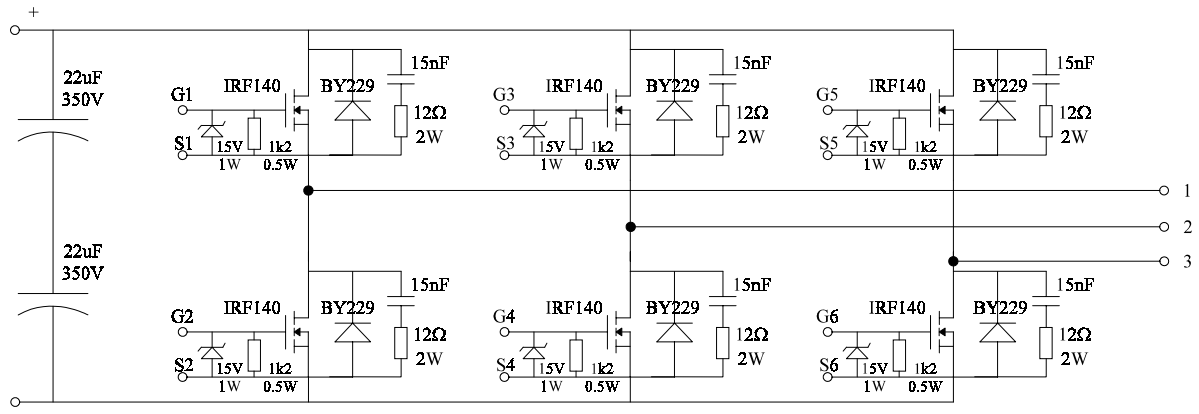


Figura A5.5. Esquema del inversor de potencia utilizado.

El inversor dispone de fuentes de alimentación independientes para la alimentación de los respectivos “drivers” de los interruptores.

Para medir las corrientes de estátor que circulan por el motor se han empleado sondas de corriente de efecto Hall, incluidas en el convertidor de potencia.

El convertidor de potencia empleado fue diseñado y construido en el Departamento de Ingeniería Electrónica de la Universidad Politécnica de Cataluña [2].



Figura A5.6. Fotografía del convertidor de potencia utilizado para accionar el motor de inducción.

A5.5 CONTROL DEL INVERSOR

En esta tesis doctoral se ha utilizado un inversor de tensión controlado por corriente. La técnica de control del inversor implementada es del tipo “*bang-bang*”, utilizando un ASIC específico desarrollado en el Departamento de Ingeniería Electrónica de la Universidad Politécnica de Cataluña [3], [4].

Esta técnica de control consiste en la comparación de las corrientes de referencia y las reales. Si la corriente de referencia para cada una de las ramas es mayor que la corriente real, se activa el interruptor superior. En caso contrario, se activa el interruptor inferior de la rama correspondiente.

Las corrientes de referencia obtenidas por software son señales digitales multiplexadas de 8 bits. Las corrientes que circulan por el motor son señales analógicas provenientes de los sensores Hall, y acondicionadas para cumplir las especificaciones de tensión del ASIC (véase la figura A5.7).

El ASIC utilizado también incluye los tiempos de retardo o tiempos de blanqueo para los MOSFETs de potencia.

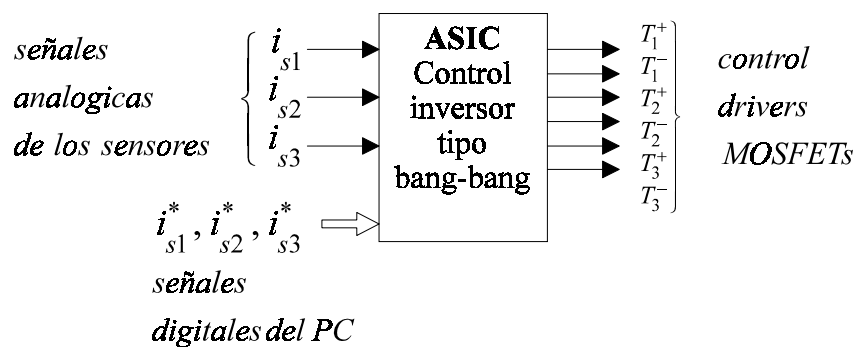


Figura A5.7. Esquema de conexión del ASIC para controlar el inversor de potencia.

La figura A5.8 muestra la forma de onda de los pulsos complementarios obtenidos del ASIC mientras ejecuta el algoritmo de control de corriente por histéresis "bang-bang".

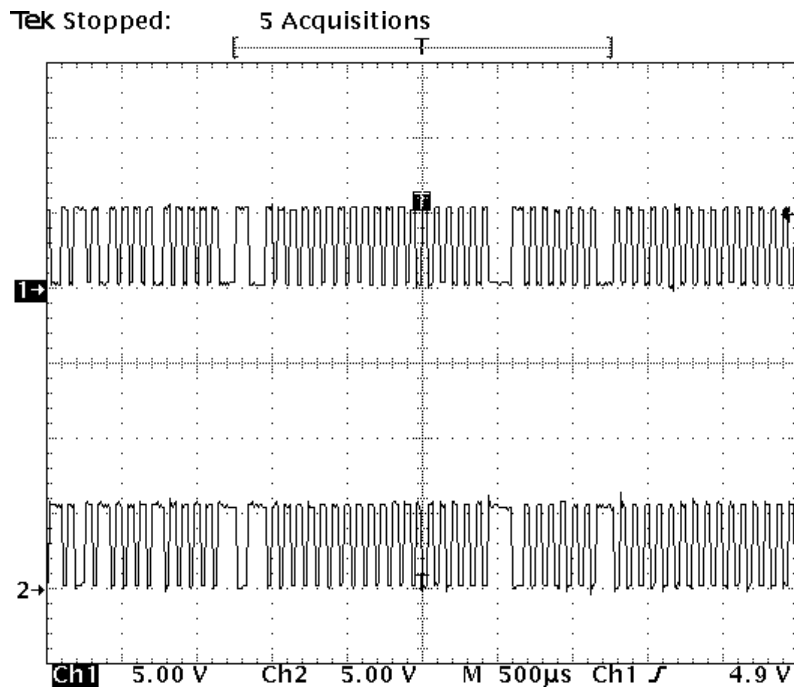


Figura A5.8. Pulsos de conmutación para accionar los transistores MOSFETs procedentes del ASIC de control del inversor.

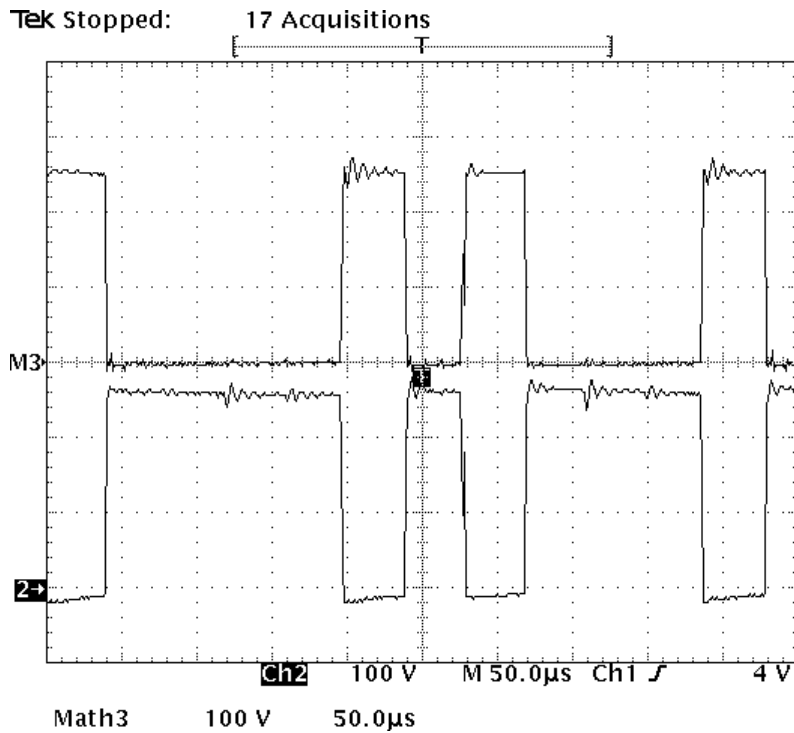


Figura A5.9. Formas de onda de tensión en una rama del inversor, transistor superior e inferior.

A5.6 SENSADO DE LA VELOCIDAD

Para sensar la velocidad del motor de inducción se han utilizado dos sensores distintos: un generador tacométrico y un “encoder” digital de 3600 pulsos por revolución. Un prototipo experimental cuenta pulsos durante un determinado período de tiempo y proporciona una señal digital de velocidad de 12 bits [3].

A5.7 HARDWARE DE CONTROL Y ADQUISICIÓN DE DATOS

Los algoritmos desarrollados han sido ejecutados utilizando un ordenador personal clónico tipo 80486 a 66 MHz. El interface entre el hardware de control y el equipo experimental es una tarjeta de adquisición de datos para PC, que incluye entradas y salidas digitales así como conversión analógica-digital y viceversa.

Los programas desarrollados han sido escritos en lenguaje de programación C y compilados utilizando el programa Borland 3.1.

A5.8 PROTOTIPO PARA MEDIR LA POTENCIA CONSUMIDA

Para la medición de la potencia activa consumida por el accionamiento se ha desarrollado un pequeño prototipo montado sobre una placa independiente del inversor. La placa contiene un sensor de corriente de efecto Hall alimentado por una fuente de alimentación de +/- 12V y un sensor de tensión como se muestra en la figura A5.10.

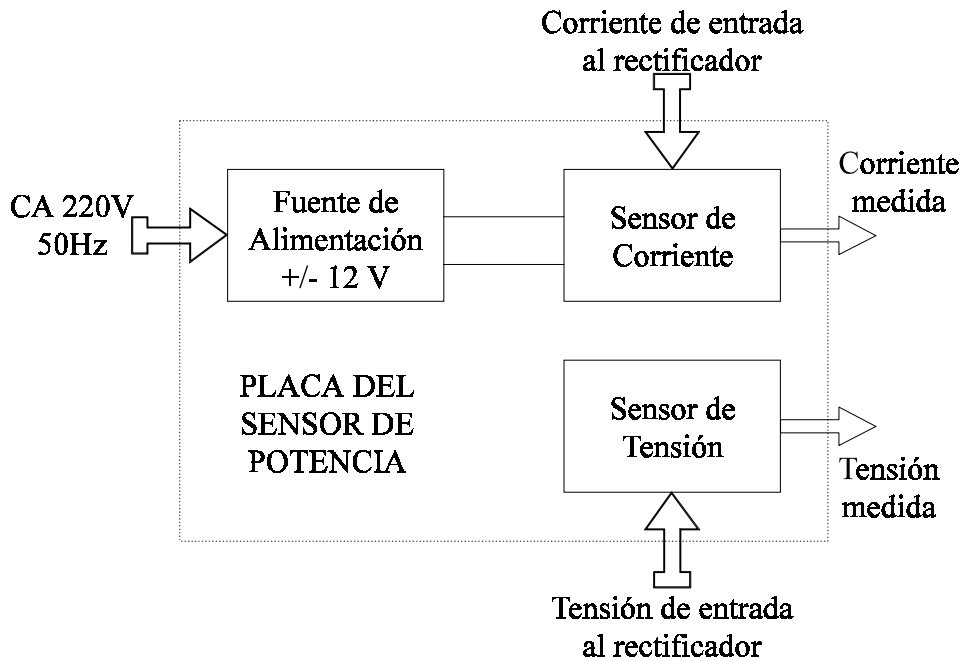


Figura A5.10. Esquema general de la placa de medición de potencia activa implementada.

La fuente de alimentación está basada en reguladores lineales de la serie 78XX, y permite tener una tierra aislada para evitar problemas de tierras con la tarjeta de adquisición de datos. La siguiente figura muestra un esquema de la fuente.

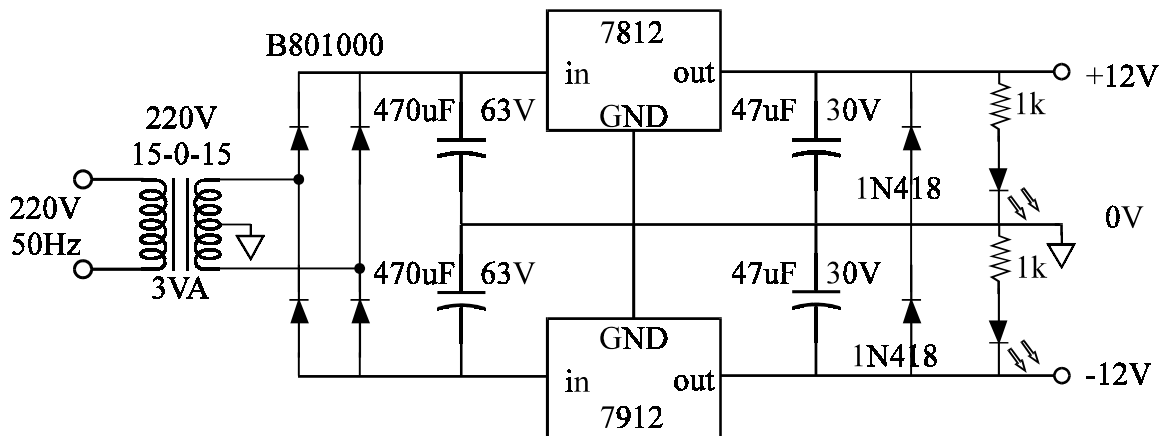


Figura A5.11. Esquema electrónico de la fuente de alimentación lineal de +/-12V que alimenta la placa del sensor de potencia diseñado.

El sensor de tensión es un simple transformador 220/6V 1.8VA 50Hz cuya tensión se ajusta mediante un potenciómetro en paralelo (véase la figura A5.12).

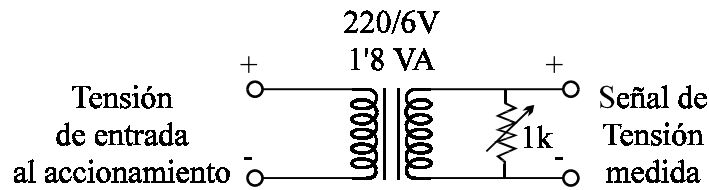


Figura A5.12. Esquema del sensor de tensión de entrada al accionamiento.

El sensor de corriente es un sensor comercial de efecto Hall, alimentado a $\pm 12V$. Su conexión está representada en la figura A5.13.

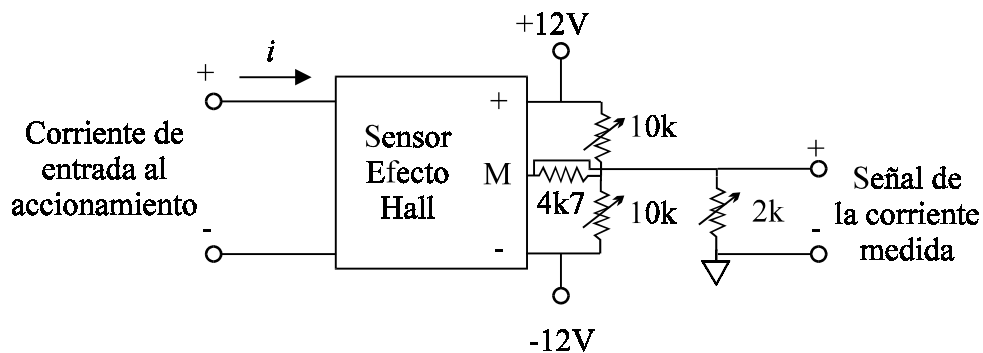


Figura A5.13. Sensor de la corriente de entrada al accionamiento.

Las señales de corriente y tensión son analógicas comprendidas en el rango $\pm 10V$. Estas señales son convertidas en valores digitales mediante la tarjeta de adquisición de datos, que posee dos convertidores A/D de 12 bits.

El cálculo de la potencia activa se realiza haciendo un promedio del producto tensión-corriente¹. La figura A5.14 muestra una imagen de la placa final.

¹El apéndice 4 explica como calcular la potencia consumida digitalmente.

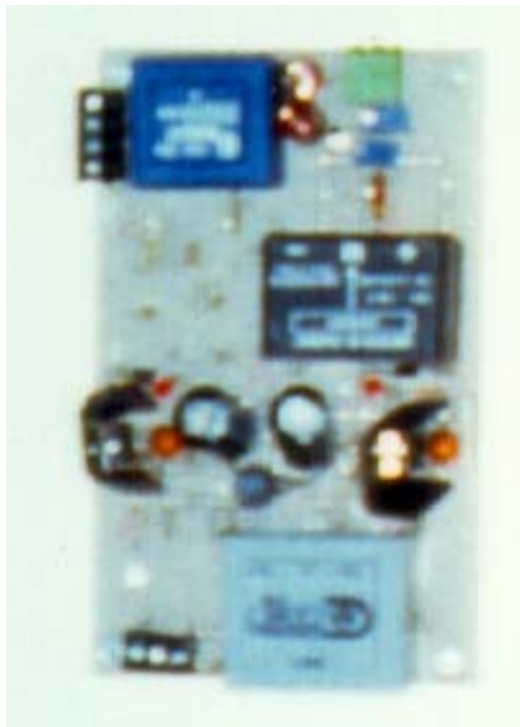


Figura A5.14. Placa de medición de la potencia consumida.

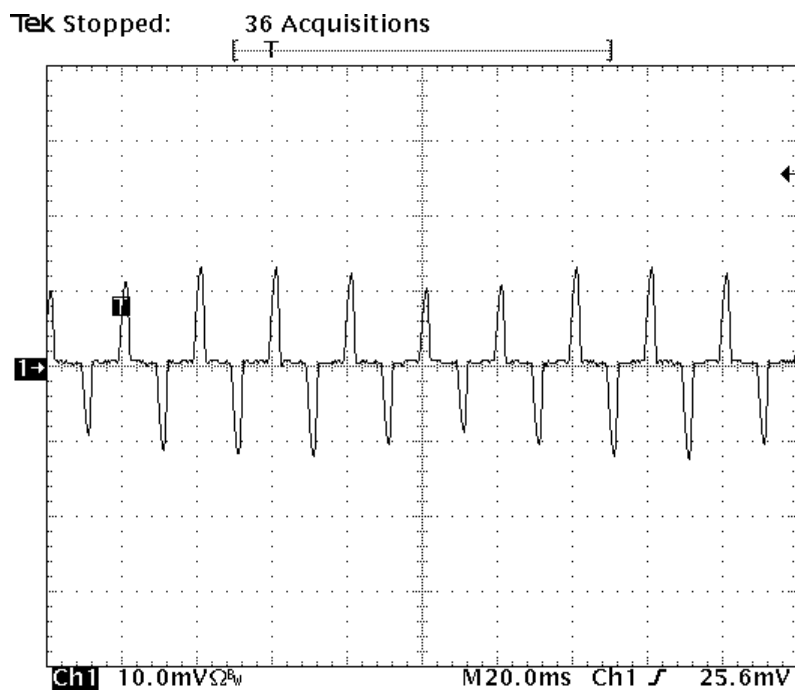


Figura A5.15. Forma de onda de la corriente de entrada al accionamiento.

A5.9 INSTRUMENTACIÓN

Para la medición y adquisición de resultados experimentales se han empleado los siguientes instrumentos de laboratorio (Figura A5.16):

- Osciloscopio digital y analizador de señal Tektronix TDS540.
- Ordenador personal 386 conectado vía GPIB al citado osciloscopio.
- Fuente de alimentación programable HP 6030A.
- Carga electrónica HP 6050A.
- Sonda de corriente Tektronix TM502A.

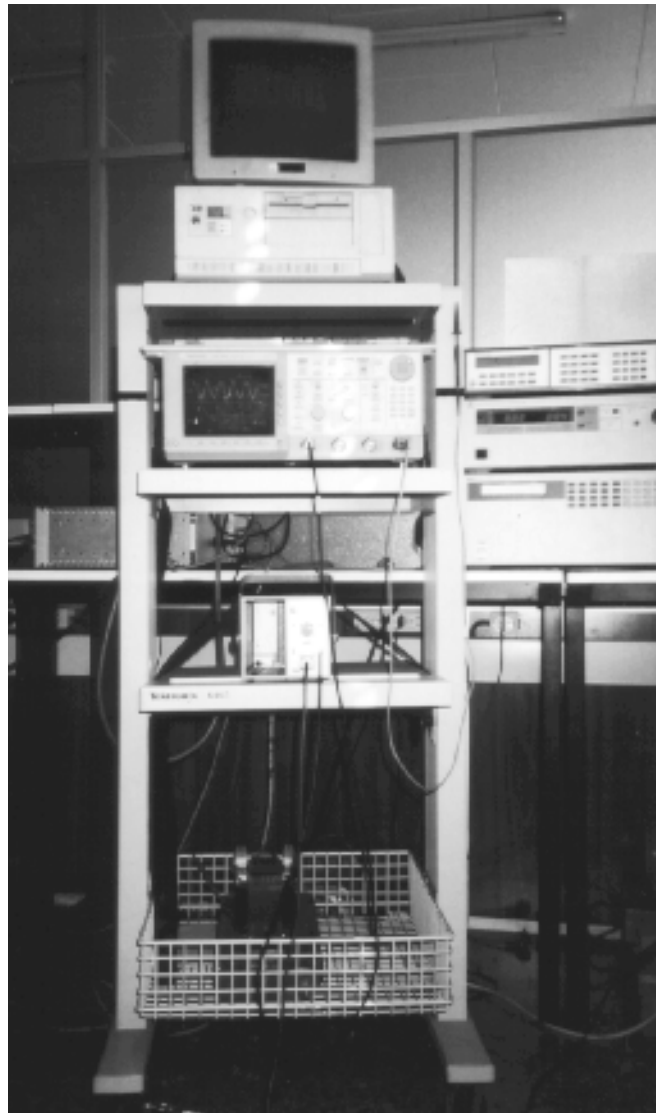


Figura A5.16. Instrumentación empleada para las pruebas experimentales.

REFERENCIAS

- [1] J.M. Moreno Eguilaz, “Diseño y Realización de un Equipo Electrónico para la Regulación de Velocidad de un Motor de Inducción basado en un Microprocesador 80486 de 32 bits a 50 MHz”, *Proyecto Fin de Carrera*, Departamento de Ingeniería Electrónica, Universidad Politécnica de Cataluña, Septiembre 1993.
- [2] R. Navas, “Implementacio en una Xarxa de Transputers d’un Algorisme de Control Vectorial per la Regulacio de Velocitat d’un Motor d’Induccio”, *Proyecto Fin de Carrera*, Departamento de Ingeniería Electrónica, Universidad Politécnica de Cataluña, Noviembre 1991.
- [3] J. Gutiérrez, “Ensayo de un ASIC Experimental para Realizar el Control Vectorial de una Máquina de CC Realizando el Control Digital por Tensión del Inversor”, *Proyecto Fin de Carrera*, Departamento de Ingeniería Electrónica, Universidad Politécnica de Cataluña, Abril 1996.
- [4] J. Trullén, “Disseny, Simulació i Assaig d'un Circuit Integrat que Implementi un Algorisme de Commutació de Tipus "Bang-Bang" aplicat a un Inversor Trifàssic per l'Alimentació d'una Màquina d'Inducció. Aplicació a un Algorisme de Control Vectorial amb Arranc Suau”, *Proyecto Fin de Carrera*, Departamento de Ingeniería Electrónica, Universidad Politécnica de Cataluña, Abril 1995.

APÉNDICE 6

EQUIPOS COMERCIALES DE OPTIMIZACIÓN

En este apéndice se describen algunos de los equipos comerciales de optimización de energía existentes en el mercado hoy en día.

A6.1 INTRODUCCIÓN

Las principales empresas de convertidores no han querido quedarse atrás en el tema de optimización del rendimiento. Si bien no existe todavía una verdadera toma de conciencia ecológica en lo que se refiere a optimización del rendimiento por parte del usuario final, este aspecto ha sido utilizado como herramienta de marketing por los grandes fabricantes de accionamientos. En el fondo, se trata de dar al cliente un valor añadido con el mínimo coste para mejorar la cuota de mercado de accionamientos. En los siguientes apartados se describen dos de los equipos industriales con optimización de energía que actualmente se comercializan en España.

A6.2 EL SYSDRIVE DE OMROM

El *Sysdrive 3GIV-PENSV* de *OMROM* [1] es un equipo de ahorro de energía basado en un circuito integrado que controla un convertidor de frecuencia para alimentar a un motor de inducción. El *PENSV* permite mejorar el rendimiento del sistema en aplicaciones donde el motor funciona con cargas ligeras, como por ejemplo grandes trituradoras, molidoras, desfibradoras, etc., donde el par de arranque es alto pero el par de funcionamiento no supera el 50% del par nominal. Éste puede ser también el caso de cargas cíclicas, donde el par máximo se desarrolla únicamente durante una pequeña parte del ciclo de trabajo, como por ejemplo, estampado, embutición, flexión, moldeado, etc. El proceso de ahorro de energía consiste en hacer trabajar al motor lo más cerca posible del punto de rendimiento máximo.

A6.2.1 FUNCIONAMIENTO

El *PENSV* es simplemente una aplicación comercial del enfoque de optimización del rendimiento basado en un modelo teórico de pérdidas. De este modo se asegura que el motor funciona lo más cerca posible del pico de rendimiento. La figura A6.1 muestra la característica par-velocidad típica de un motor de inducción. El motor gira a velocidad nominal N_0 desarrollando plena carga T_0 . Así, se obtiene el pico de eficiencia e_{no} . Si se

reduce el par de carga a T_1 , la velocidad del motor aumentará hasta N_1 , provocando por tanto una caída del rendimiento.

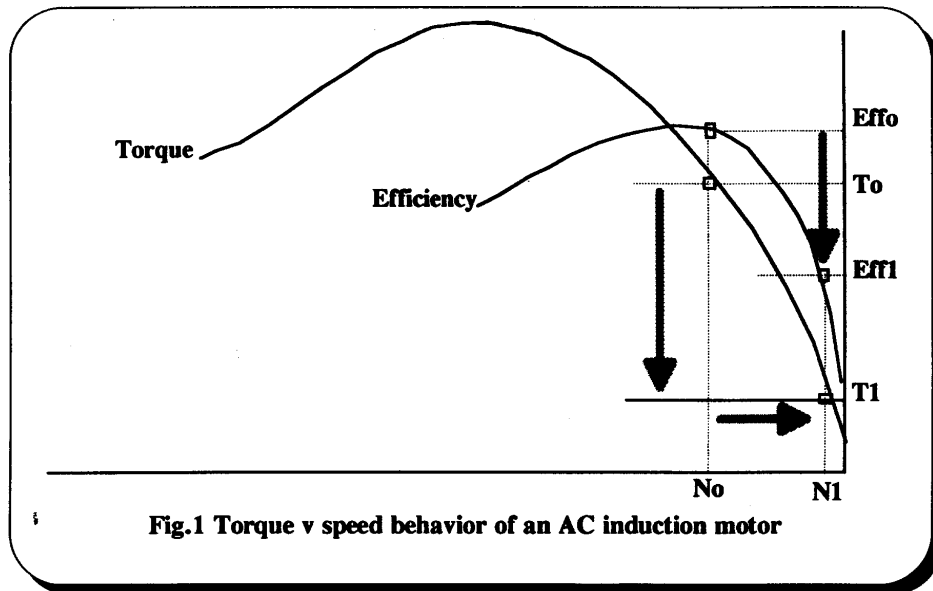


Figura A6.1. Característica par-velocidad típica de un motor de inducción.
(Cortesía de OMROM ELECTRONICS).

Reduciendo la tensión de V_1 a V_2 , la característica del par se hace más plana, se reduce la velocidad substancialmente de N_1 a N_2 y el motor funciona más cerca de su rendimiento máximo (Fig. A6.2).

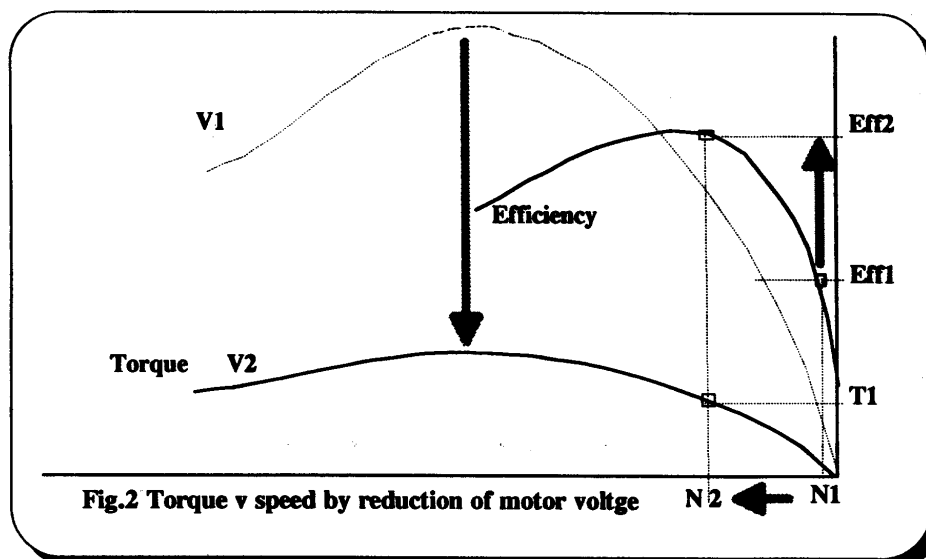


Figura A6.2. Característica par-velocidad al reducir la tensión del motor.
(Cortesía de OMROM ELECTRONICS).

Con los parámetros del motor de inducción, el algoritmo de ahorro de energía regula el flujo del motor en función de la carga, estimada a través de la corriente consumida. El flujo es ajustado mediante la regulación de tensión de salida del inversor de potencia. Con cargas ligeras, el *PENSIV* permite reducir la potencia consumida cuando se accionan cargas ligeras además de mejorar el factor de potencia del accionamiento, puesto que la potencia reactiva es reducida substancialmente al reducir el flujo del motor.

A6.2.2 MEJORA DEL RENDIMIENTO

La figura A6.3 muestra la comparación del rendimiento de un accionamiento de 7.5 kW cuando se utiliza un control V/f estándar con y sin el algoritmo de control *PENSIV*. Como puede comprobarse, la ganancia de rendimiento es mayor cuanto más ligera es la carga.

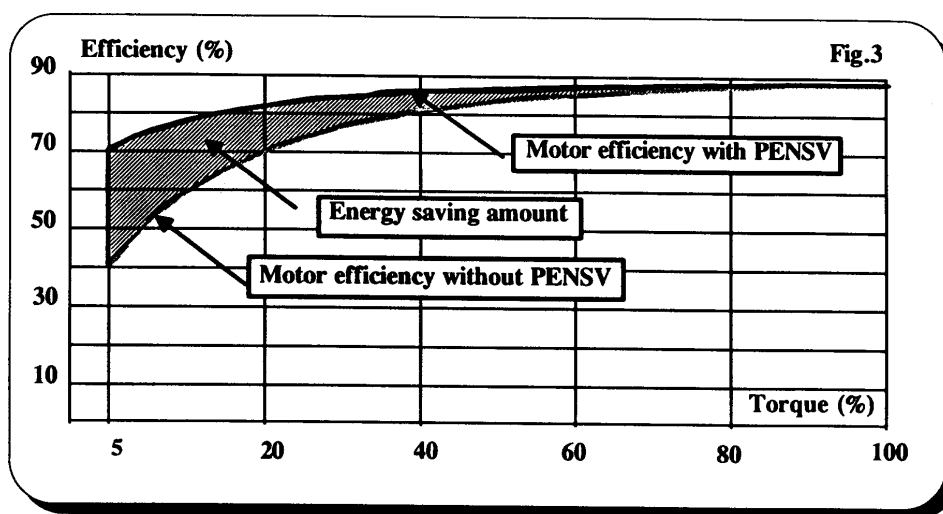


Figura A6.3. Curvas de rendimiento con y sin el algoritmo de control *PENSIV* de OMROM. (Cortesía de OMROM ELECTRONICS).

A6.2.3 MODELO DEL MOTOR

El algoritmo de optimización *PENSIV* utiliza un modelo de pérdidas sencillo, como se muestra en la figura A6.4. Los parámetros de dicho modelo están descritos en la tabla A6.1.

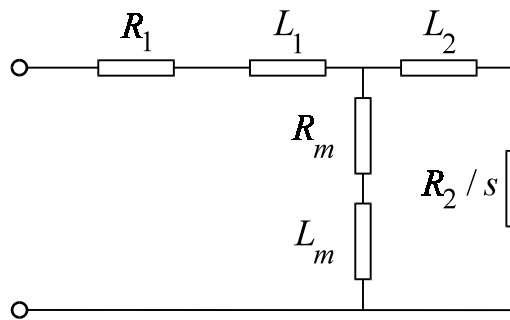


Figura A6.4. Modelo de pérdidas del motor de inducción utilizado por el algoritmo PENS V de OMROM.

R_1	Resistencia de primario, en Ω
R_2	Resistencia de secundario vista desde el primario en Ω
L_1	Inductancia de primario, en mH
L_2	Inductancia de secundario, en mH
R_m	Resistencia de pérdidas en el Hierro, en $m\Omega / \omega$
L_m	Inductancia de magnetización, en mH

Tabla A6.1. Parámetros del modelo de pérdidas empleado por OMROM.

El algoritmo de optimización utiliza los parámetros del motor, junto con la tensión y corriente que consume el motor para efectuar el ajuste de flujo que minimice la potencia consumida por el accionamiento (Fig. A6.5). El PENS V se ejecuta a partir de dos memorias EPROM instaladas en la tarjeta de control de los convertidores de frecuencia del propio fabricante, siendo ésta una solución muy económica al problema de optimización de energía en motores de inducción. Téngase en cuenta sin embargo, que el equipo requiere un conocimiento exacto de los parámetros del modelo, así como realimentar tensión y corriente.

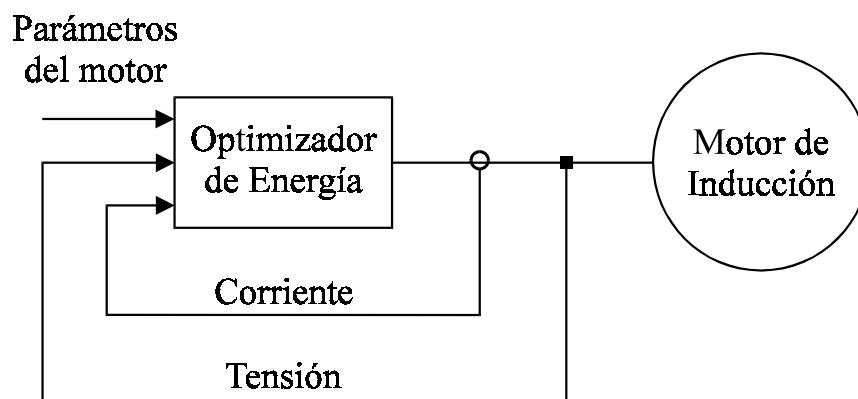


Figura A6.5. Esquema de optimización propuesto por OMROM.

A6.3 SIMOVERT MICRO MASTER DE SIEMENS

Los *Micro Master* de *Siemens* [2] son convertidores de frecuencia para regular la velocidad de motores de CA. Esta gama de convertidores incluye el algoritmo de optimización *FCC* “*Flux Current Control*”, basado en una patente de Siemens. Ello permite una adaptación económica del proceso de consumo de energía, mediante la comparación completamente automática del proceso de carga. Con este algoritmo, según el fabricante, los convertidores operan siempre con regulación de corriente y el punto de funcionamiento del motor se sitúa continuamente en el punto óptimo de rendimiento.

REFERENCIAS

- [1] SYSDRIVE 3G3IV-PENSV, Energy Saving System Chip, OMRON Electronics, pp.1-10, Julio 1995.
- [2] SIMOVERT MICROMASTER Serie 1,5-5,5 kW, SIEMENS, pág. 8, Enero 1996.

ÍNDICE DE AUTORES

—A—

Ahmed, 106
Amin, 14
Andersen, 106, 107

—B—

Blaschke, 41, 42
Blondel, 256
Boglietti, 16
Bose, 103, 247, 248, 251
Bousbaine, 15
Boys, 20
Buck, 20

—C—

Casanellas, 17
Cleland, 103

—D—

Dahono, 17
De Doncker, 45

—F—

Famouri, 102
Findlay, 14, 20
Fitzgerald, 13

—G—

García, 20, 218
Gruszczynski, 101

—H—

Hasse, 41, 42
Ho, 15

—J—

Jimoh, 15

—K—

Kioskeridis, 106

Kirschen, 98, 99, 100
Kolar, 20
Krause 247, 248, 251
Kul, 101
Kusko, 98

—L—

Leonhard, 242, 247, 248, 251
Levi, 14, 79, 82
Legowsky, 20
Lorenz, 176

—M—

Matic, 106, 107, 177
Mendes, 20, 177
Moreira, 101, 102

—N—

Nola, 97

—P—

Park, 222
Peak, 17, 19

—S—

Sousa, 21, 23, 29, 30

—T—

Takahashi, 101, 146
Thogersen, 177

—V—

Viorel, 106

—W—

Ward Leonard, 38

—Y—

Yamamura, 44, 106

