

**UNIVERSIDAD DE NAVARRA
ESCUELA SUPERIOR DE INGENIEROS
SAN SEBASTIÁN**



***DISEÑO DE UNA NUEVA ESTRATEGIA DE
CONTROL VECTORIAL PARA MOTORES
LINEALES DE INDUCCIÓN***

MEMORIA
Que para optar al Grado de Doctor
presenta

Miguel Martínez-Iturralde Maiza

bajo la dirección de

**Andrés García Rico
Julián Flórez Esnal**

Donostia – San Sebastián, marzo de 2005

A Nerea

AGRADECIMIENTOS

Quiero comenzar expresando mi agradecimiento a la Escuela Superior de Ingenieros de la Universidad de Navarra por la posibilidad de realizar esta tesis doctoral. Gracias también a la Fundación Empresa – Universidad de Navarra y al Gobierno Vasco por las becas que me fueron concedidas.

Un agradecimiento especial para mis directores de tesis, Dr. Andrés García Rico y Dr. Julián Flórez Esnal. A Andrés por sus sabios consejos y el empeño que ha puesto para que no me apartara de los objetivos de esta tesis, además de todo el apoyo y toda la confianza que ha depositado en mí durante estos años. A Julián por todo lo que he aprendido trabajando con él y por su clarividencia en los momentos complicados.

A mis compañeros de trabajo durante estos años. A Javier Atencia por su ayuda en los primeros pasos de esta tesis. A Gonzalo Martínez, Jose Macayo, Daniel Tello y Marcelo Castelli por estar siempre dispuestos a echarme una mano y a aportar nuevos puntos de vista, y sobre todo por ese gran ambiente de trabajo en equipo que han creado en el laboratorio.

A todos los compañeros de la Escuela y del Departamento que me han apoyado y han mostrado interés por este trabajo. Sería imposible poner aquí los nombres de todos, espero que me perdonen, pero creo que ya saben que me han ayudado mucho y les estoy muy agradecido.

Esto último lo hago extensivo a toda la gente de mi entorno cercano, mis amigos, mi cuadrilla, que, aunque a veces no entendían realmente en lo que estaba trabajando, siempre han tenido unas palabras de ánimo, o un “tú lo que tienes que hacer es terminar cuanto antes”.

Una mención especial para mi familia, mis padres y mi hermana Ana, que siempre han entendido por qué hacía las cosas, y han creído en mí en todo momento.

Por último, quiero dar las gracias a Nerea. Son muchos años juntos y ella ya sabe por qué. Esta tesis es tan suya como mía.

RESUMEN

El motor lineal de inducción (LIM) suma a las ya conocidas características de su equivalente rotativo - robustez, facilidad de construcción y bajo costo - todas las ventajas del trabajo como accionamiento directo.

Tradicionalmente, las aplicaciones de estos motores han estado más enfocadas al transporte de viajeros y de mercancías. Sin embargo, en los últimos años, a la luz del abaratamiento de la electrónica de potencia y de los microprocesadores, se está abriendo para ellas el campo de las aplicaciones que requieren grandes prestaciones de aceleración, velocidad y precisión. Concretamente, los motores lineales de inducción resultan muy interesantes para aplicaciones industriales donde sea necesario un movimiento lineal alternativo de carrera larga y alta velocidad, donde son muy competitivos debido a su bajo costo.

Sin embargo, no existe unanimidad entre investigadores y fabricantes a la hora de decidir cómo se deben controlar este tipo de motores. Los efectos electromagnéticos de borde, provocados principalmente por la asimetría constructiva del motor, no permiten un control eficiente mediante las estrategias convencionales para máquina de inducción rotativa. Por otro lado, los intentos de introducir modelos u observadores de estos fenómenos en los métodos de control, para poder minimizar sus efectos, resultan en estrategias demasiado complejas y normalmente poco robustas, lo cual anula las principales ventajas de este tipo de motores.

La presente tesis tiene como objetivo la obtención de un método de control de la velocidad y la posición de los motores lineales de inducción que mejore el estado del arte de las estrategias de control para este tipo de motores. En definitiva, un método de control que proporcione al motor una buena respuesta dinámica, que sea poco sensible a los efectos electromagnéticos propios de estos motores y que sea sencillo de implementar.

Para conseguir este objetivo, en primer lugar, se ha realizado un estudio de la influencia de los fenómenos electromagnéticos propios de los motores lineales de inducción en las estrategias de control más representativas. Con este fin, se ha evaluado la variación de los parámetros de un prototipo de motor lineal de inducción con la velocidad y temperatura y, posteriormente, se ha estudiado la sensibilidad de las estrategias de control ante esta variación.

Esta información, junto con las especificaciones de partida, ha permitido definir unos criterios de diseño de un nuevo algoritmo de control del flujo electromagnético. Se ha diseñado este algoritmo tanto para operación normal, como para el caso de saturación de la fuente de alimentación.

A continuación, se han diseñado los lazos de control de velocidad y de posición, atendiendo a la respuesta dinámica del conjunto algoritmo de control del flujo – motor. Además, se ha obtenido un criterio de ajuste de los compensadores de los lazos que permite fijar de manera sencilla la dinámica deseada para el sistema.

Por último, se han realizado ensayos experimentales sobre un prototipo de motor lineal de inducción. Los ensayos presentados muestran el buen comportamiento de la estrategia de control propuesta ante consignas de velocidad y posición, su robustez ante la variación de los parámetros del motor, y sus ventajas frente a los tipos de control actualmente más utilizados.

GLOSARIO DE TÉRMINOS

Parámetros eléctricos y electromagnéticos del motor lineal de inducción

r_1	Resistencia de los bobinados del primario	Ω
r_2	Resistencia del secundario	Ω
l_m	Inductancia de magnetización monofásica	H
L_m	Inductancia de magnetización trifásica ($L_m = 3/2 l_m$)	H
L_{l1}	Inductancia de dispersión del primario	H
L_{l2}	Inductancia de dispersión del secundario	H
L_1	Inductancia total del primario ($L_1 = L_m + L_{l1}$)	H
L_2	Inductancia total del secundario ($L_2 = L_m + L_{l2}$)	H
L_{ij}	Inductancia mutua entre las fases i y j	H
t_2	Constante de tiempo del secundario ($t_2 = \frac{r_2}{L_2}$)	s
s	Coefficiente de dispersión total ($s = 1 - \frac{L_m^2}{L_1 L_2}$)	

Magnitudes eléctricas y electromagnéticas

\vec{i}_1	Fasor de las corrientes del primario	A
\vec{i}_2	Fasor de las corrientes del secundario	A
\vec{v}_1	Fasor de las tensiones del primario	V
$\vec{\Psi}_1$	Fasor del flujo electromagnético total del primario	Wb
$\vec{\Psi}_2$	Fasor del flujo electromagnético total del secundario	Wb
ω_1	Frecuencia eléctrica del fasor del flujo del primario	rad/s
ω_2	Frecuencia eléctrica del fasor del flujo del primario con respecto al secundario o frecuencia de deslizamiento del flujo del primario	rad/s
ω_{op}	Frecuencia de deslizamiento del flujo del primario de operación para la linealización de la ecuación de fuerza electromagnética	rad/s
ω_m	Frecuencia eléctrica del primario respecto al secundario	rad/s
q_1	Ángulo eléctrico del fasor del flujo del primario	rad
q_m	Ángulo eléctrico del primario respecto al secundario	rad

Magnitudes mecánicas

M	Masa del sistema	Kg
C	Coefficiente de amortiguamiento viscoso	N-s/m
v_m	Velocidad del primario respecto al secundario	m/s
F	Fuerza electromagnética del motor	N
F_p	Fuerza perturbadora del sistema	N
p	Pares de polos del motor lineal de inducción	
t	Paso polar del motor lineal de inducción	m

Parámetros deseados para el sistema controlado

w_{mec}	Frecuencia deseada para los polos mecánicos del sistema	rad/s
w_{el}	Frecuencia deseada para los polos eléctricos del sistema	rad/s
x_{mec}	Coeficiente de amortiguamiento deseado para los polos mecánicos del sistema	
x_{el}	Coeficiente de amortiguamiento deseado para los polos eléctricos del sistema	

Parámetros resultantes del sistema controlado según el estudio analítico de sensibilidad

w'_{mec}	Frecuencia de los polos mecánicos del sistema	rad/s
w'_{el}	Frecuencia de los polos eléctricos del sistema	rad/s
x'_{mec}	Coeficiente de amortiguamiento de los polos mecánicos del sistema	
x'_{el}	Coeficiente de amortiguamiento de los polos eléctricos del sistema	

Abreviaturas

LIM	Motor lineal de inducción (Linear Induction Motor)
FOC	Control orientado a flujo (Flux Oriented Control)
DTC	Control directo de par / fuerza (Direct Torque/Thrust Control)
PI	Compensador Proporcional-Integral
PID	Compensador Proporcional-Integral-Derivativo
PWM	Modulación por anchura de pulsos (Pulse Width Modulation)

ÍNDICE DE CONTENIDOS

1.	Introducción	1
1.1	Antecedentes.....	1
1.2	Marco de actuación	5
1.3	Objetivos de la tesis.....	6
1.4	Estructura de la memoria.....	7
2.	Estado del arte	11
2.1	Introducción al control de motores de inducción.....	12
2.1.1	Métodos basados en el control orientado a flujo	13
2.1.1.1	Control orientado al flujo del rotor, método directo.....	15
2.1.1.2	Control orientado al flujo del rotor, método indirecto.....	19
2.1.1.3	Método de aceleración de campo.....	21
2.1.1.4	Control orientado al flujo del estator	24
2.1.2	Control directo de par	25
2.1.2.1	Control directo de par clásico.....	26
2.1.2.2	Controles directos de par de 2ª generación.....	30

2.2	Fenómenos específicos de LIM que afectan a su control	31
2.2.1	Efectos de borde longitudinales.....	32
2.2.2	Efectos de borde transversales.....	33
2.2.3	Alteraciones en la configuración de los campos magnéticos del primario y secundario	34
2.2.4	Calentamientos locales.....	35
2.3	Estrategias de control para motores lineales de inducción.....	35
2.3.1	Estrategias de control basadas en modelos específicos de LIM	37
2.3.1.1	Utilización del modelo de armónicos espaciales.....	37
2.3.1.2	Utilización del método de los elementos finitos	38
2.3.1.3	Utilización de modelos asimétricos basados en las características geométricas del motor	39
2.3.2	Estrategias de control basadas en el modelo de motor de inducción rotativo.....	40
2.3.2.1	Utilización de la ecuación de voltaje del primario.....	42
2.3.2.2	Utilización de la ecuación de voltaje del secundario	45
2.4	Conclusiones del estado del arte	47
3.	Variabilidad de los parámetros de LIM e influencia en su control	49
3.1	Identificación de parámetros de LIM.....	51
3.1.1	Descripción del dispositivo de ensayo	52
3.1.2	Ensayo 1. Obtención de la resistencia de primario r_1	55
3.1.2.1	Objetivo del ensayo.....	55
3.1.2.2	Ecuaciones para el método de mínimos cuadrados.....	56
3.1.2.3	Resultados del ensayo.....	57
3.1.3	Ensayo 2. Obtención de las inductancias de acoplamiento L_{ij}	59

3.1.3.1	Objetivo del ensayo.....	59
3.1.3.2	Ecuaciones para el método de mínimos cuadrados.....	60
3.1.3.3	Resultados del ensayo.....	62
3.1.4	Ensayo 3. Obtención de s , t_2 y L_1	64
3.1.4.1	Objetivo del ensayo.....	64
3.1.4.2	Ecuaciones para el método de mínimos cuadrados.....	65
3.1.4.3	Resultados del ensayo.....	70
3.1.5	Resultados del conjunto de los ensayos	72
3.2	Sensibilidad de las estrategias de control ante la variación de parámetros.....	78
3.2.1	Descripción del dispositivo de ensayo	78
3.2.2	Sensibilidad del control directo de fuerza clásico	79
3.2.3	Sensibilidad del control orientado al flujo del secundario directo	82
3.2.3.1	Variación de la resistencia de secundario.....	82
3.2.3.2	Variación de las inductancias	86
3.3	Conclusiones del capítulo	87
4.	Diseño de un algoritmo para el control del flujo electromagnético	89
4.1	Especificaciones y criterios de diseño	90
4.2	Descripción del algoritmo de control del flujo electromagnético.....	91
4.2.1	Concepto del algoritmo de control	92
4.2.2	Algoritmo de control en caso de saturación de la fuente de alimentación.....	94
4.2.3	Ecuaciones del algoritmo.....	96
4.2.4	Respuesta dinámica del algoritmo de control del flujo electromagnético.....	103
4.2.4.1	Validación de la expresión de fuerza	106

4.2.4.2	Análisis de la expresión de fuerza	107
4.2.5	Control en fuerza del motor lineal de inducción.....	109
4.3	Robustez del algoritmo de control del flujo electromagnético.....	110
4.4	Conclusiones del capítulo	116
5.	Diseño de los controles de velocidad y posición	117
5.1	Función de transferencia del sistema	118
5.1.1	Primera aproximación de la función de transferencia.....	120
5.1.2	Segunda aproximación de la función de transferencia	123
5.2	Control de velocidad.....	125
5.2.1	Diseño del lazo de control de velocidad.....	125
5.2.2	Robustez del control de velocidad	128
5.2.3	Sensibilidad del control de velocidad.....	133
5.2.3.1	Ejemplo de aplicación. Sensibilidad de un prototipo de LIM	135
5.3	Control de posición.....	138
5.3.1	Diseño de los lazos de velocidad y posición	139
5.3.2	Robustez del control de posición.....	142
5.3.3	Sensibilidad del control de posición.....	147
5.3.3.1	Ejemplo de aplicación. Sensibilidad de un prototipo de LIM	150
5.4	Conclusiones del capítulo	151
6.	Ensayos experimentales	153
6.1	Prototipo e instrumentación utilizada en los ensayos.....	154
6.1.1	Prototipo de motor lineal de inducción	154
6.1.2	Sensorización del prototipo y electrónica de potencia.....	158

6.1.3	Electrónica de control.....	160
6.2	Ensayos de velocidad.....	161
6.2.1	Ensayos de velocidad en operación normal.....	161
6.2.2	Ensayos de velocidad en operación bajo saturación de la fuente de alimentación.....	166
6.2.3	Ensayos de sensibilidad del control de velocidad.....	168
6.2.3.1	Sensibilidad ante la variación del parámetro r_2/sL_2 ..	169
6.2.3.2	Sensibilidad ante la variación de la masa M o el amortiguamiento viscoso C	172
6.2.3.3	Sensibilidad ante la variación de las resistencias del primario	175
6.3	Ensayos de posición.....	177
6.3.1	Ensayos de posición en operación normal.....	177
6.3.2	Ensayos de posición en operación bajo saturación de la fuente de alimentación	182
6.3.3	Ensayos de sensibilidad del control de posición.....	185
6.3.3.1	Sensibilidad ante la variación del parámetro r_2/sL_2 ..	185
6.3.3.2	Sensibilidad ante la variación de la masa M o el amortiguamiento viscoso C	189
6.3.3.3	Sensibilidad ante la variación de las resistencias del primario	195
6.4	Comparación con otros controles.....	198
6.4.1	Comparación con el control orientado al flujo del secundario	198
6.4.1.1	Control de velocidad	199
6.4.1.2	Control de posición	209
6.4.2	Comparación con el control directo de fuerza	219
6.4.2.1	Control de velocidad	219

6.4.2.2	Control de posición	225
7.	Conclusiones.....	229
7.1	Conclusiones.....	230
7.1.1	Con respecto al estudio de las características de los motores lineales de inducción	230
7.1.2	En lo que se refiere método propuesto para el control del flujo electromagnético	232
7.1.3	Con respecto al control de velocidad y posición.....	233
7.1.4	Resultados experimentales y comparación con otras estrategias de control	234
7.1.5	Conclusiones globales y aportación de la tesis	235
7.2	Futuras líneas de investigación.....	236
	Bibliografía	239
	A1 Teoría de fasores y transformación de coordenadas....	245
A1.1	Teoría de fasores	246
A1.2	Transformación de Park	248
	A2 Simulación del motor lineal de inducción	251
A2.1	Ecuaciones del motor asíncrono	252
A2.1.1	Ecuaciones de tensión y corriente	252
A2.1.2	Ecuación de fuerza	255
A2.2	Implementación de las ecuaciones	256
	A3 Ecuaciones de corriente del capítulo 4	259
	A4 Obtención de la función de transferencia	263

A5 Publicaciones y comunicaciones en congresos271

ÍNDICE DE FIGURAS

Figura 1.1. Configuraciones del motor lineal de inducción: (a) planos de primario móvil y secundario móvil, (b) de primario doble, (c) tubular.....	2
Figura 1.2. Tipos de secundario: (a) y (b) secundarios con pletina conductora, (c) secundario en jaula de ardilla.....	3
Figura 2.1. Estructura del control orientado a flujo y del control directo de par	13
Figura 2.2. Sistemas de referencia en el control orientado a flujo	14
Figura 2.3. Estructura del control orientado al flujo del rotor directo	15
Figura 2.4. Estructura del estimador de flujo y par electromagnéticos	17
Figura 2.5. Estructura del control orientado al flujo del rotor indirecto.....	20
Figura 2.6. Circuito equivalente transitorio de un motor de inducción.....	21
Figura 2.7. Circuito equivalente tipo T-I.....	22
Figura 2.8. Esquema del control de aceleración de campo con introducción de corriente	23
Figura 2.9. Estructura del control orientado al flujo del estator directo	24
Figura 2.10. Esquema del control directo de par.....	26
Figura 2.11. Sectores y vectores de tensión posibles en un inversor.....	28
Figura 2.12. Efecto de borde transversal	34
Figura 2.13. Estructura del control propuesto por Delli Colli et al. [41].....	44
Figura 2.14. Estructura del control propuesto por Gastli [42].....	45
Figura 3.1. Esquema y fotografía de la mesa giratoria	52

Figura 3.2. Disposición del primario del motor respecto a la mesa giratoria.....	53
Figura 3.3. Campo de velocidades del primario respecto a la mesa giratoria..	53
Figura 3.4. Primario aislado para el primer ensayo	55
Figura 3.5. Analizador de redes Yokogawa PZ4000.....	58
Figura 3.6. Esquema de conexiones y medidas del Ensayo 2.	60
Figura 3.7. Disposición de las fases en la estructura del primario.....	63
Figura 3.8. Circuito equivalente del motor lineal de inducción	65
Figura 3.9. Resistencia de primario vs. Temperatura	74
Figura 3.10. L_m vs. Velocidad para diversas temperaturas.....	75
Figura 3.11. L_2 vs. Velocidad para diversas temperaturas.....	76
Figura 3.12. t_2 vs. Velocidad para diversas Temperaturas	77
Figura 3.13. Motor sobre la bancada lineal	78
Figura 3.14. Efecto de la desviación del valor de r_1 sobre la estimación del flujo del primario.....	80
Figura 3.15. Respuesta de velocidad con un control directo de fuerza para diferentes valores de r_1	81
Figura 3.16. Efecto de la desviación del valor de r_2 sobre la estimación del flujo del secundario.....	83
Figura 3.17. Respuesta de velocidad con un control orientado al flujo del secundario directo para diferentes valores de r_2	85
Figura 3.18. Respuesta de velocidad con un control orientado al flujo del secundario directo para diferentes valores de L_m	87
Figura 4.1. Diagrama vectorial de la ecuación de voltaje del primario (4.2)	93
Figura 4.2. Estructura general del algoritmo de control	94
Figura 4.3. Diagrama vectorial de la ecuación de voltaje del primario (4.2), caso de saturación de la fuente de alimentación.....	95
Figura 4.4. Diagrama de flujo del algoritmo de control de flujo electromagnético	102
Figura 4.5. Sistema de referencia dq fijo con el primario	104
Figura 4.6. Comparación de simulación motor con resultado de (4.56)	107

Figura 4.7. Polos del sistema. (a) $\hat{r}_1 < r_1$, (b) $\hat{r}_1 = r_1$, (c) $\hat{r}_1 > r_1$	115
Figura 5.1. Característica típica de fuerza frente a deslizamiento en motores lineales de inducción.....	120
Figura 5.2. Respuesta a entrada escalón de las funciones de transferencia original y simplificada. (a) $w_m = 0$ rad/s y $w_{op} = 0$ rad/s; (b) $w_m = 127,7$ rad/s y $w_{op} = 80$ rad/s; (c) $w_m = 255,4$ rad/s y $w_{op} = 160$ rad/s; (d) $w_m = 383,1$ rad/s y $w_{op} = 240$ rad/s.....	123
Figura 5.3. Respuesta a entrada escalón de la función de transferencia original, la primera y la segunda aproximación. (a) $w_m = 0$ rad/s, $w_{op} = 0$ rad/s; (b) $w_m = 127,7$ rad/s, $w_{op} = 80$ rad/s; (c) $w_m = 255,4$ rad/s, $w_{op} = 160$ rad/s; (d) $w_m = 383,1$ rad/s, $w_{op} = 240$ rad/s.....	124
Figura 5.4. Configuración del lazo de velocidad.....	125
Figura 5.5. Configuración de los lazos de velocidad y posición para el control de posición.....	139
Figura 6.1. Esquema del prototipo de motor lineal de inducción.....	154
Figura 6.2. Dimensiones principales del primario y de las ranuras del primario	155
Figura 6.3. Disposición del devanado del primario (un par de polos).....	155
Figura 6.4. Dimensiones del secundario	156
Figura 6.5. Prototipo de motor lineal de inducción en bancada.....	157
Figura 6.6. Detalle del montaje del cabezal y regla del encoder lineal.....	158
Figura 6.7. Vista de la etapa de potencia.....	160
Figura 6.8. Respuesta a una entrada escalón de velocidad de 0,1m/s.....	163
Figura 6.9. Tensiones y corrientes para una entrada escalón de velocidad de 0,1m/s	164
Figura 6.10. Respuesta a una rampa de velocidad de pendiente 1m/s^2 hasta 0,6m/s	165
Figura 6.11. Ampliación de la Figura 6.10 entre 0,4m/s y 0,5m/s.....	165
Figura 6.12. Tensiones y corrientes para una rampa de velocidad de pendiente 1m/s^2 hasta 0,6m/s.....	166
Figura 6.13. Respuesta a una entrada escalón de velocidad de 0,6m/s con masa de 15Kg adicional.....	167

Figura 6.14. Tensiones y corrientes para un escalón de velocidad de 0,6m/s con masa de 15Kg adicional.....	168
Figura 6.15. Respuesta a una entrada escalón de 0,1m/s para diferentes valores del parámetro r_2/sL_2	169
Figura 6.16. Tensiones de alimentación en el caso en que $D_1 = 0,5$	172
Figura 6.17. Respuesta a una entrada escalón de 0,1m/s para diferentes valores del parámetro C/M	174
Figura 6.18. Respuesta a una entrada escalón de 0,1m/s para diferentes valores de M	175
Figura 6.19. Respuesta a una entrada escalón de 0,1m/s para diferentes valores de resistencia del primario \hat{r}_1	176
Figura 6.20. Respuesta a una entrada escalón de posición de 0,1m.....	179
Figura 6.21. Tensiones y corrientes para una entrada escalón de posición de 0,1m.....	179
Figura 6.22. Respuesta a una entrada rampa de 1m con pendiente 0,25m/s	181
Figura 6.23. Tensiones y corrientes para una entrada rampa de 1m con pendiente 0,25m/s	182
Figura 6.24. Respuesta a una entrada escalón de posición de 0,2m.....	183
Figura 6.25. Tensiones y corrientes para una entrada escalón de 0,2m.....	184
Figura 6.26. Ampliación de la Figura 6.25 en el momento de transición de saturación de la fuente de alimentación a no-saturación	184
Figura 6.27. Respuesta a una entrada escalón de 0,1m para diferentes valores del parámetro r_2/sL_2	186
Figura 6.28. Respuesta a una entrada rampa de posición 1m y pendiente 0,25m/s para diferentes valores del parámetro r_2/sL_2	188
Figura 6.29. Ampliación del intervalo 0 a 2s de la Figura 6.28.....	189
Figura 6.30. Respuesta a una entrada escalón de 0,1m para diferentes valores del parámetro C/M	191
Figura 6.31. Respuesta a una entrada rampa de posición 1m y pendiente 0,25m/s para diferentes valores del parámetro C/M	192
Figura 6.32. Respuesta a una entrada escalón de 0,1m para diferentes valores de M	193

Figura 6.33. Respuesta a una entrada rampa de posición 1m y pendiente 0,25m/s para diferentes valores de M	194
Figura 6.34. Ampliaciones en los intervalos 0 a 2s y 4 a 5s de la Figura 6.33	195
Figura 6.35. Respuesta a una entrada escalón de 0,1m para diferentes valores de \hat{r}_1	196
Figura 6.36. Respuesta a una entrada rampa de posición 1m y pendiente 0,25m/s para diferentes valores de \hat{r}_1	197
Figura 6.37. Respuesta a una entrada escalón de velocidad de 0,1m/s utilizando el control propuesto, y los controles FOC directo e indirecto..	199
Figura 6.38. Potencia instantánea del ensayo utilizando el control propuesto, y los controles FOC directo e indirecto.....	200
Figura 6.39. Respuesta del control propuesto para diferentes valores estimados del parámetro r_2/sL_2 (en la figura W).....	202
Figura 6.40. Respuesta del control FOC directo para diferentes valores estimados del parámetro L_2/r_2 (en la figura T)	202
Figura 6.41. Respuesta del control FOC indirecto para diferentes valores estimados del parámetro L_2/r_2 (en la figura T)	203
Figura 6.42. Respuesta a una entrada escalón de velocidad de 0,6m/s utilizando el control propuesto y el control FOC directo.....	205
Figura 6.43. Potencia instantánea del ensayo utilizando el control propuesto y el control FOC directo.....	206
Figura 6.44. Respuesta del control propuesto para diferentes valores estimados del parámetro r_2/sL_2 (en la figura W).....	207
Figura 6.45. Respuesta del control FOC directo para diferentes valores estimados del parámetro L_2/r_2 (en la figura T)	208
Figura 6.46. Respuesta a una entrada escalón de posición de 0,1m utilizando el control propuesto, y los controles FOC directo e indirecto	210
Figura 6.47. Potencia instantánea del ensayo utilizando el control propuesto, y los controles FOC directo e indirecto.....	211
Figura 6.48. Respuesta del control propuesto para diferentes valores estimados del parámetro r_2/sL_2 (en la figura W).....	212
Figura 6.49. Respuesta del control FOC directo para diferentes valores estimados del parámetro L_2/r_2 (en la figura T)	213

Figura 6.50. Respuesta del control FOC indirecto para diferentes valores estimados del parámetro L_2/r_2 (en la figura T)	213
Figura 6.51. Respuesta a una entrada rampa de posición de 1m utilizando el control propuesto, y los controles FOC directo e indirecto.....	215
Figura 6.52. Potencia instantánea del ensayo utilizando el control propuesto, y los controles FOC directo e indirecto.....	215
Figura 6.53. Respuesta del control propuesto para diferentes valores estimados del parámetro r_2/sL_2 (en la figura W).....	217
Figura 6.54. Respuesta del control FOC directo para diferentes valores estimados del parámetro L_2/r_2 (en la figura T)	217
Figura 6.55. Respuesta del control FOC indirecto para diferentes valores estimados del parámetro L_2/r_2 (en la figura T)	218
Figura 6.56. Respuesta a una entrada escalón de velocidad de 0,6m/s utilizando el control propuesto y el control directo de fuerza	220
Figura 6.57. Potencia instantánea del ensayo utilizando el control propuesto y el control directo de fuerza	221
Figura 6.58. Respuesta del control propuesto para diferentes valores estimados de r_1	222
Figura 6.59. Respuesta del control directo de fuerza para diferentes valores estimados de r_1	223
Figura 6.60. Ensayo de velocidad de 1mm/s utilizando el control propuesto (arriba) y el control directo de fuerza (abajo)	225
Figura 6.61. Respuesta a una entrada escalón de posición de 0,1m utilizando el control propuesto y el control directo de fuerza	226
Figura 6.62. Respuesta del control propuesto para diferentes valores estimados de r_1	227
Figura 6.63. Respuesta del control directo de fuerza para diferentes valores estimados de r_1	227
Figura A1.1. Fasor espacial a partir de las magnitudes expresadas en ABC	246
Figura A1.2. Eje dq genérico en la transformación de Park.....	248
Figura A1.3. Ejes de coordenadas de las fases simples, compuestas y ejes dq	249

Figura A2.1. Esquema básico de simulación en Matlab-Simulink257

ÍNDICE DE TABLAS

Tabla 2.1. Tabla de decisión en un control directo de par clásico.....	28
Tabla 3.1. Velocidades longitudinales y transversales correspondientes a N rpm.....	55
Tabla 3.2. Valores de la resistencia de primario r_1 respecto a la temperatura..	59
Tabla 3.3. Valores de las inductancias de acoplamiento a diferentes temperaturas	63
Tabla 3.4. Valores de s , t_2 y L_1 vs. Velocidad y Temperatura	71
Tabla 3.5. Valores de los parámetros más importantes para el control de motores de inducción.....	73
Tabla 4.1. Parámetros del motor simulado y condiciones del ensayo.....	107
Tabla 4.2. Valores de r_2/sL_2 de varios tipos de motores.....	109
Tabla 5.1. Valores mínimos de los parámetros del controlador	132
Tabla 5.2. Coeficientes de sensibilidad para $G_1 = 2$ y $G_2 = 2$	137
Tabla 5.3. Coeficientes de sensibilidad para $G_1 = 4$ y $G_2 = 4$	138
Tabla 5.4. Valores mínimos de x_{el} para $x_{mec} = 1$	147
Tabla 5.5. Coeficientes de sensibilidad para $G_1 = 2$ y $G_2 = 2$	151
Tabla 6.1. Características principales del primario del motor lineal de inducción	155

Tabla 6.2. Parámetros electromagnéticos del motor lineal de inducción.....	156
Tabla 6.3. Parámetros del controlador	162
Tabla 6.4. Energía consumida en el ensayo de velocidad para diferentes valores de \hat{r}_1	176
Tabla 6.5. Error cometido en régimen permanente ante una entrada en rampa	181
Tabla 6.6. Energía consumida en el ensayo escalón de posición para diferentes valores de \hat{r}_1	196
Tabla 6.7. Energía consumida en el ensayo rampa de posición para diferentes valores de \hat{r}_1	197
Tabla 6.8. Energía consumida en el ensayo utilizando el control propuesto, y los controles FOC directo e indirecto.....	201
Tabla 6.9. Energía consumida en los ensayos de sensibilidad del control propuesto, y de los controles FOC directo e indirecto.....	204
Tabla 6.10. Energía consumida en el ensayo utilizando el control propuesto y el control FOC directo.....	206
Tabla 6.11. Energía consumida en los ensayos de sensibilidad del control propuesto y del control FOC directo.....	209
Tabla 6.12. Energía consumida en el ensayo utilizando el control propuesto, y los controles FOC directo e indirecto.....	211
Tabla 6.13. Energía consumida en los ensayos de sensibilidad del control propuesto, y de los controles FOC directo e indirecto.....	214
Tabla 6.14. Energía consumida en el ensayo utilizando el control propuesto, y los controles FOC directo e indirecto.....	216
Tabla 6.15. Energía consumida en los ensayos de sensibilidad del control propuesto, y de los controles FOC directo e indirecto.....	218
Tabla 6.16. Energía consumida en el ensayo utilizando el control propuesto y el control directo de fuerza	221
Tabla 6.17. Energía consumida en el ensayo de sensibilidad utilizando el control propuesto y el control directo de fuerza	223
Tabla 6.18. Energía consumida en el ensayo utilizando el control propuesto y el control directo de fuerza	226
Tabla 6.19. Energía consumida en el ensayo de sensibilidad utilizando el control propuesto y el control directo de fuerza	228

CAPÍTULO 1

INTRODUCCIÓN

1.1 ANTECEDENTES

En los últimos años, el campo de los motores eléctricos lineales está viviendo un auge muy importante, tanto desde el punto de vista de su desarrollo tecnológico, como de su comercialización industrial. A pesar de que el concepto de motor eléctrico lineal se fundamentó hace aproximadamente 40 años, existen actualmente varios factores que han hecho que sea ahora cuando estos motores comienzan a utilizarse de manera extensiva.

- Por un lado, la necesidad de las empresas industriales de aumentar las velocidades de producción, por lo que es necesario utilizar maquinaria con accionamientos que proporcionen mayores prestaciones de velocidad y aceleración.
- Por otro lado, la aparición de micro y nanotecnologías que necesitan instrumentación y maquinaria de fabricación que consigan precisiones cada vez mayores.
- Por último, el gran avance de la ciencia de materiales, la ingeniería electrónica y la teoría de control de máquinas eléctricas, que ha permitido el desarrollo de controladores que facilitan el posicionamiento preciso de los motores lineales.

Los motores eléctricos lineales se pueden clasificar de igual manera que los motores rotativos convencionales: motores lineales de inducción, motores lineales síncronos, motores lineales de reluctancia, motores lineales paso a paso, etc. De todos ellos, los que más se han desarrollado y más se están utilizando son los motores lineales síncronos y los motores lineales de inducción.

Los motores lineales síncronos tienen mayor capacidad de fuerza por unidad de volumen que los motores lineales de inducción. Por esto, son más utilizados cuando la aceleración es primordial, por ejemplo en máquina-herramienta, máquinas insertadoras de componentes, y demás maquinaria que requiere movimiento alternativo con carreras relativamente cortas (hasta 4m).

Los motores lineales de inducción aparecen como una solución muy apropiada para aplicaciones de carrera larga (más de 4m), donde son capaces de obtener velocidades muy altas y se puede sacar partido de su menor coste por metro de carrera. Este tipo de motores es el objeto del estudio de esta tesis doctoral.

Los motores lineales de inducción presentan múltiples configuraciones, pueden ser motores tubulares o planos, de primario simple o doble, incluso de primario móvil o secundario móvil (Figura 1.1).

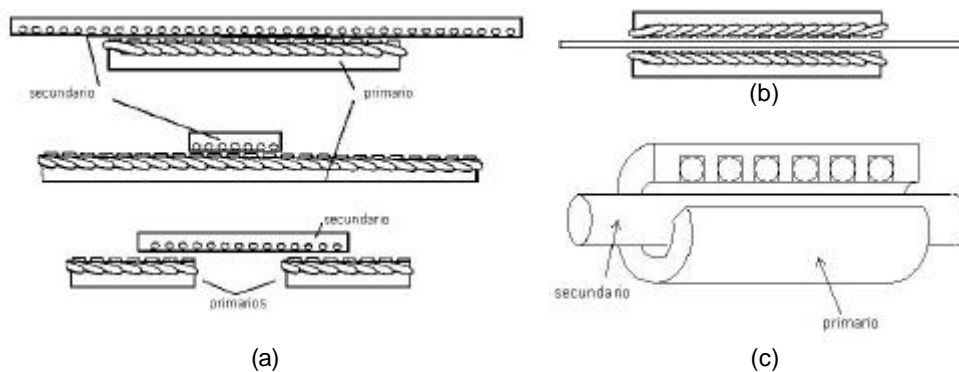


Figura 1.1. Configuraciones del motor lineal de inducción: (a) planos de primario móvil y secundario móvil, (b) de primario doble, (c) tubular.

Otra clasificación puede hacerse atendiendo al tipo de secundario del motor. Por un lado, estarían los motores con secundario de pletina conductora (Figura 1.2-a y Figura 1.2-b), y por otro, los motores con secundario en jaula de ardilla (Figura 1.2-c).

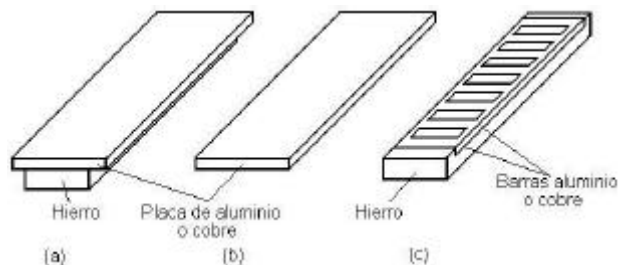


Figura 1.2. Tipos de secundario: (a) y (b) secundarios con pletina conductora, (c) secundario en jaula de ardilla

Un motor con secundario en jaula de ardilla tiene una mayor capacidad de fuerza que con un secundario basado en una pletina conductora. Sin embargo, es evidente que también es mucho más complejo de fabricar, y por tanto mucho más caro. Esta es la razón por la cual la mayoría de los motores lineales de inducción comercializados están diseñados con pletina conductora en el secundario.

Las principales características de estos motores son su robustez, su economía y sus buenas prestaciones dinámicas. Por tanto, poseen un gran potencial de aplicación en sectores donde se requieran movimientos lineales de carrera larga.

Así, actualmente estos motores son utilizados en sistemas de transporte y distribución de mercancías (Robert Bosch), largas cadenas de montaje (ATS), como sustitutos de cilindros hidráulicos en posicionamiento de grandes pesos (Daimler-Chrysler, US Navy), en sistemas de distribución de equipajes (aeropuertos de Londres-Heathrow y Oslo), en transporte de viajeros (metro de Tokyo, tranvía ligero en Washington), y en un largo etcétera de aplicaciones.

Además, tienen un gran futuro en el sector de elevación, donde se está investigando mucho para la eliminación de los cables de sustentación, la reducción de espacio y la eliminación del ruido de los reductores de velocidad.

Otro campo en el que todavía no están muy introducidos, pero tienen un gran potencial de aplicación, es el de los accionamientos de poca potencia pero grandes velocidades. Aquí tienen grandes ventajas respecto a los accionamientos tradicionales, y pueden competir con los motores lineales síncronos en caso de aplicaciones de carreras largas.

No obstante, a la hora de tratar con estos motores es necesario asumir que tienen algunas características especiales. La configuración especial de estos motores hace que presenten una serie de efectos anómalos que es necesario tener en cuenta.

- La falta de simetría del circuito magnético hace que se manifiesten efectos de borde estáticos en los extremos de la máquina, distorsionando la forma sinusoidal del campo magnético en el entrehierro.
- A grandes velocidades se produce un debilitamiento del campo del entrehierro a la entrada y un refuerzo a la salida de la máquina.
- El movimiento alternativo del primario sobre el secundario produce calentamientos locales que afectan de modo desigual al valor de las resistencias del secundario, que pueden tomar diferentes valores en unas zonas y otras.

Estos efectos son difícilmente salvables, y afectan a los parámetros electromagnéticos de los motores, como son las inductancias de magnetización y dispersión y las resistencias de primario y secundario.

Uno de los campos donde más importancia cobran estas variaciones no predecibles de los parámetros electromagnéticos es el control de los motores.

A pesar de que este problema ha sido ampliamente estudiado, todavía no se han obtenido unos controles con el grado de fiabilidad y facilidad de

implementación que se requiere para su comercialización. Esto explica que hoy en día muchos investigadores en control de máquinas eléctricas le sigan prestando máxima atención a este tema y que siga saliendo gran cantidad de publicaciones científicas a este respecto. Son dos los principales problemas que se plantean a la hora de controlar los motores lineales de inducción:

- Por un lado, las técnicas convencionales de control vectorial de motores rotativos necesitan valores de parámetros del motor lineal que son susceptibles de variar durante su operación normal.
- Por otro lado, la variación de parámetros es muy difícil de modelizar, por lo que no es sencillo el uso de sistemas de compensación en el controlador. Además, resultan controladores excesivamente complejos para un motor que, precisamente, se caracteriza por su robustez y sencillez.

El presente trabajo de investigación se centra en la búsqueda de un método de control de motores lineales de inducción que proporcione buenas prestaciones dinámicas y precisión en el posicionamiento, que sea robusto ante las variaciones de los parámetros electromagnéticos y que sea sencillo y fácilmente aplicable a la hora de regularlos.

1.2 MARCO DE ACTUACIÓN

Este trabajo de investigación es continuación de la investigación sobre motores lineales de inducción llevada a cabo en el Laboratorio de Investigación en Máquinas Eléctricas de TECNUN.

Más concretamente, se pretende avanzar un nuevo paso en la investigación realizada por Francisco Javier Atencia en este campo, y que se recoge en su tesis doctoral titulada “Diseño, caracterización y control de motor lineal de inducción”, leída en 2002.

El presente trabajo se ha realizado en el marco de tres proyectos subvencionados sobre motores eléctricos lineales:

- “Diseño y Caracterización de Máquinas Lineales Orientadas a la Producción Industrial”, con referencia DPI2000-1271, financiado por el Ministerio de Educación, Ciencia y Deporte para el período 2001-2003.
- “Diseño y Caracterización de las Máquinas Lineales”, con referencia ELJF0101, financiado por la Red Vasca de Tecnología para el período 2001-2003.
- “Construcción, Alimentación y Control de Máquina Lineales de Elevadas Prestaciones”, con referencia T310103, financiado por la Red Vasca de Tecnología para el año 2004.

Además, esta tesis doctoral ha podido ser realizada gracias a las becas predoctorales disfrutadas por el doctorando, y financiadas por la Fundación Empresa-Universidad de Navarra (de marzo de 2001 a septiembre de 2002), y por el Gobierno Vasco (a partir de octubre de 2002).

1.3 OBJETIVOS DE LA TESIS

El objetivo global de esta tesis doctoral es la obtención de un método para el control de la velocidad y la posición de los motores lineales de inducción con secundario de pletina conductora que presente las siguientes características:

- Buenas prestaciones dinámicas, es decir, rapidez de respuesta en fuerza.
- Robustez ante la variación de los parámetros electromagnéticos del motor.
- Sencillez de cálculo e implementación.

Con el fin de alcanzar este objetivo global, en primer lugar se han buscado las especificaciones y criterios de diseño adecuados para una nueva estrategia de control. Para definirlos se han planteado los siguientes objetivos parciales:

- Realización de un estudio bibliográfico exhaustivo sobre el estado del arte de las estrategias de control de motores lineales de inducción.
- Estudio de la variación de los parámetros electromagnéticos de los motores lineales de inducción con secundario de pletina conductora. Estudio de la repercusión de esta variación en los controles más utilizados.

Una vez definidos los criterios de diseño, se ha tratado de diseñar un método de control para motores lineales de inducción. Este objetivo está dividido en dos fases:

- Diseño de un método de control del flujo electromagnético del motor, que es la magnitud que controla la respuesta en fuerza del motor.
- Diseño de un método de control de la velocidad y la posición del motor en función de la respuesta en fuerza obtenida previamente.

El último paso es implementar el método de control diseñado en un prototipo real de motor lineal de inducción para su validación.

1.4 ESTRUCTURA DE LA MEMORIA

Esta memoria consta de 7 capítulos que describen el trabajo realizado, así como los resultados y las conclusiones obtenidas.

En este primer capítulo se han expuesto los antecedentes del trabajo de investigación, explicando el porqué se planteó la necesidad de acometerlo.

También se expone el marco en el que se ha llevado a cabo la investigación y los objetivos que se marcaron al comienzo de la realización de la tesis doctoral.

En el segundo capítulo se describe el estado del arte de las estrategias para el control de motores lineales de inducción. Se comienza con una introducción al control de motores de inducción en su generalidad, que sirve para situar al lector en las técnicas de control vectorial más utilizadas en la actualidad. Posteriormente, se describen los fenómenos electromagnéticos presentes en los motores lineales de inducción con secundario de pletina conductora, que son los que hacen que haya que plantear un concepto de control diferente al que se utiliza para motores rotativos. Por último, se presentan las estrategias de control para motores lineales de inducción más representativas, tanto desde el punto de vista de utilización real como desde el punto de vista técnico.

En el tercer capítulo se estudia cómo y cuánto varían los parámetros del circuito equivalente del motor lineal de inducción a causa de los fenómenos electromagnéticos específicos de este tipo de motores. Para ello, se describe un banco de ensayos y un método de identificación de parámetros que se ha desarrollado para este estudio. A su vez, también se estudia la sensibilidad de las estrategias de control más utilizadas ante la variación de los parámetros electromagnéticos del motor. Es decir, se trata de analizar cómo y cuánto afecta la variación de determinados parámetros al funcionamiento de estas estrategias de control.

El cuarto capítulo presenta, en primer lugar, las especificaciones y los criterios de diseño para una nueva estrategia de control del flujo electromagnético de los motores lineales de inducción.

Posteriormente, se pasa a describir el concepto del algoritmo de control diseñado, tanto para operación normal como para operación bajo saturación de la fuente de alimentación. Se presenta una discusión sobre la respuesta dinámica conseguida por este algoritmo, así como de la posibilidad de utilizarlo para conseguir un control en fuerza de los motores lineales de inducción. Por último se presenta un estudio de la robustez de este algoritmo y las conclusiones extraídas de este capítulo.

En el capítulo quinto se describe el diseño de los controles de velocidad y posición de los motores lineales de inducción. En primer lugar, se presenta una función de transferencia del conjunto control de flujo electromagnético y motor, y diversas simplificaciones de la misma. Estas funciones de transferencia sirven como base para el diseño de los lazos de control de velocidad y posición, que se presenta a continuación. También se describen los análisis de robustez y sensibilidad efectuados tanto para el control en velocidad como para el control en posición.

En el capítulo sexto se muestra el prototipo de motor lineal de inducción utilizado para validar la estrategia de control y los resultados experimentales obtenidos. Se presentan ensayos de velocidad y posición, en operación normal y en operación bajo saturación de la fuente de alimentación. También se muestran ensayos experimentales de sensibilidad y una comparación de la estrategia de control propuesta con las estrategias de control de motores lineales de inducción más utilizadas.

Por último, el capítulo 7 presenta las conclusiones más relevantes derivadas de este trabajo de investigación y algunas posibles líneas de trabajo a adoptar en un futuro.

CAPÍTULO 2

ESTADO DEL ARTE

Este capítulo de la memoria aborda el estado del arte de las estrategias de control para motores lineales de inducción. Está dividido en cuatro partes principales:

En primer lugar se realiza una introducción al control de los motores rotativos de inducción. A pesar de que los motores lineales poseen importantes características que los diferencian de los motores rotativos convencionales, muchos autores han basado sus investigaciones en técnicas de control previamente desarrolladas para motor rotativo. Por tanto, se ha considerado necesario describir las estrategias más representativas para el control de motores de inducción en su generalidad.

En segundo lugar, se introducen los fenómenos electromagnéticos específicos que afectan al control de los motores lineales de inducción.

Posteriormente, se recogen las estrategias más utilizadas, o más novedosas desde el punto de vista técnico, para el control de motores lineales de inducción. Se describen tanto las estrategias basadas en modelos específicos para motores lineales como las derivadas de estrategias para motores rotativos.

Por último, se presentan las conclusiones de este estudio, las cuales han servido para establecer las bases de este trabajo de investigación.

2.1 INTRODUCCIÓN AL CONTROL DE MOTORES DE INDUCCIÓN

Dentro de la extensa gama de las máquinas eléctricas, los motores de inducción, también conocidos como motores asíncronos, están experimentando un auge muy importante. Los recientes avances en el campo de la electrónica han permitido desarrollar nuevas estrategias para su control y alimentación. El conjunto de estas estrategias es conocido como control moderno de motores de inducción, y ha permitido abrir el inmenso campo de las aplicaciones que requieren grandes aceleraciones y precisión, hasta ahora vetado para este tipo de máquinas.

Estas estrategias de control y alimentación se pueden clasificar en dos tipos diferentes desde el punto de vista de la actuación sobre el motor, y que se han dado en llamar “control orientado a flujo¹” y “control directo de par²”. La diferencia entre los dos tipos de control está en la forma de alimentación del motor.

Sin embargo, el objetivo de estos dos tipos de actuación es el mismo: un control desacoplado del módulo o nivel de flujo electromagnético y del par del motor asíncrono en cada instante de tiempo. Este control desacoplado permite que los motores actúen con una mejor dinámica de par y un mayor aprovechamiento de energía que con la regulación escalar convencional.

Para conseguir este objetivo, tanto el control orientado a flujo como el control directo de par necesitan actuar directamente sobre el flujo y el par electromagnéticos del motor. Desgraciadamente, estas magnitudes son difícilmente medibles, es decir, no es sencillo, ni económico, obtenerlas mediante medición directa en el motor. Esto hace que sea necesario el empleo de estimadores u observadores basados en las ecuaciones generales de motor de inducción. La estructura general de este tipo de controles puede verse en la Figura 2.1.

¹ Flux Oriented Control (FOC)

² Direct Torque Control (DTC)

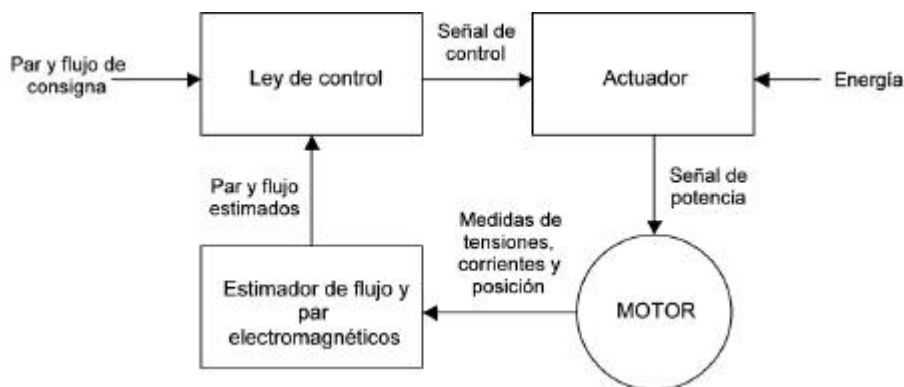


Figura 2.1. Estructura del control orientado a flujo y del control directo de par

Los estimadores y observadores de par y flujo electromagnéticos necesitan, en mayor o menor medida, el conocimiento de algunos parámetros electromagnéticos del motor. Desgraciadamente, estos parámetros son susceptibles de variar durante la operación de la máquina, bien por saturación en el caso de la inductancia de magnetización, bien por cambios de temperatura o por el llamado “skin effect” en el caso de las resistencias de estator y rotor. Por esta razón, los estimadores u observadores pueden tener problemas para calcular el par y el flujo electromagnético durante determinadas condiciones de operación. La solución a este problema es el principal caballo de batalla de estas estrategias de control, y el tema que más ha sido tratado por los investigadores.

A continuación se hace una descripción de los métodos de control más representativos para motores de inducción basados en el control orientado a flujo y en el control directo de par.

2.1.1 Métodos basados en el control orientado a flujo

Como se ha comentado previamente, el objetivo de este método de regulación es el establecimiento de un valor de flujo electromagnético y el control simultáneo del par en el motor. Para conseguirlo, las estrategias basadas en la orientación del flujo descomponen el fasor de la corriente de entrada al motor \vec{i}_s en un sistema de referencia ligado al fasor del flujo

electromagnético $\vec{\Psi}$ (ver Figura 2.2), resultando dos componentes de corriente i_{sx} e i_{sy} .

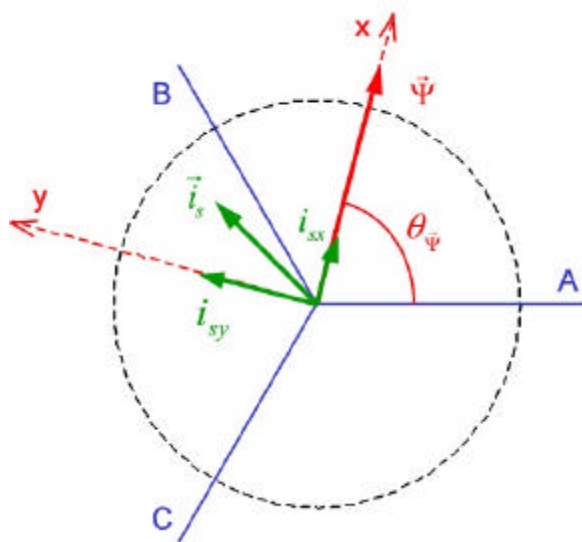


Figura 2.2. Sistemas de referencia en el control orientado a flujo

De esta manera, las componentes del fasor de la corriente suministrada al motor se disponen en fase (componente productora de flujo, i_{sx}) y en cuadratura (componente productora de par, i_{sy}) con el fasor de flujo electromagnético elegido [1] (Ver Anejo 1: "Teoría de Fasores").

Hay tres fasores de flujo electromagnético que se pueden utilizar para implementar este control: el fasor del flujo total creado en el motor (en adelante flujo del estator), el fasor del flujo existente en el entrehierro y el fasor de flujo existente en el rotor. El más utilizado es el flujo del rotor, puesto que es el flujo electromagnético neto que induce tensiones en el circuito eléctrico del rotor [1], [2]. No obstante, como se verá más adelante, para algunas aplicaciones se ha propuesto el control del flujo del estator.

A continuación se describen las estrategias más representativas basadas en el control orientado a flujo.

2.1.1.1 Control orientado al flujo del rotor, método directo.

Este método fue desarrollado en Alemania por Blaschke, Hasse y Leonhard a finales de los años 70 [3], [4], [5].

Un estimador calcula los valores del par \hat{T} y del módulo del fasor de flujo del rotor $|\hat{\Psi}_r|$, así como el valor de q_{Ψ_r} , que es el ángulo eléctrico de este último respecto al eje solidario con la fase de referencia del estator. \hat{T} y $|\hat{\Psi}_r|$ se comparan con los valores de consigna T^* y $|\bar{\Psi}_r|^*$ para producir las consignas de la componente de corriente productora de flujo de rotor i_{sx}^* y de la componente productora de par i_{sy}^* . Estas dos componentes de corriente están expresadas en un sistema de referencia solidario con el fasor del flujo del rotor. La estructura completa del método de control puede verse en la Figura 2.3.

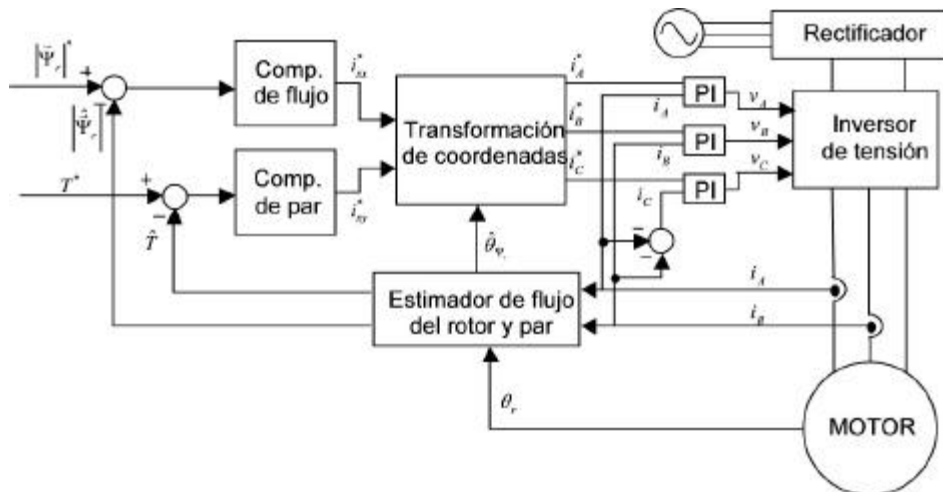


Figura 2.3. Estructura del control orientado al flujo del rotor directo

Se transforman i_{sx}^* e i_{sy}^* al sistema fijo solidario a las tres fases del estator, obteniendo i_A^* , i_B^* , i_C^* . Finalmente, un sistema de tres compensadores de tipo proporcional-integral (PI) calcula las tensiones a introducir en el motor comparando las consignas de corriente con las medidas en el motor.

Para entender correctamente las características de la estrategia de control es conveniente describir las expresiones utilizadas por el estimador. Las ecuaciones que rigen el comportamiento de las máquinas de inducción en un

sistema de referencia arbitrario (denotado por el subíndice 0) son las siguientes,

$$(\vec{u}_s)_0 = R_s (\vec{i}_s)_0 + \frac{d}{dt} ((\vec{y}_s)_0) - j\omega_0 (\vec{y}_s)_0 \quad (2.1)$$

$$0 = R_r (\vec{i}_r)_0 + \frac{d}{dt} ((\vec{y}_r)_0) - j(\omega_r - \omega_0) (\vec{y}_r)_0 \quad (2.2)$$

siendo,

- \vec{u}_s el fasor de la tensión del estator.
- \vec{y}_s y \vec{y}_r los fasores de los flujos de estator y rotor, respectivamente.
- \vec{i}_s e \vec{i}_r los fasores de las corrientes de estator y de rotor, respectivamente.
- ω_r y ω_0 las velocidades eléctricas del rotor y del sistema de referencia adoptado, respectivamente.
- R_s y R_r las resistencias de estator y rotor, respectivamente.

Se pretende obtener unas ecuaciones que relacionen el módulo y la posición del flujo del rotor $\vec{\Psi}_r$ con las variables físicas accesibles de la máquina eléctrica, que son las corrientes de las fases y la posición del rotor. Para ello se parte de la ecuación del rotor, y se hace la transformación para referirla a los ejes x-y del sistema de referencia solidario con el vector $\vec{\Psi}_r$.

$$\frac{t_r}{L_m} \frac{d}{dt} (|\vec{y}_r|) + \frac{|\vec{y}_r|}{L_m} = i_{sx} \quad (2.3)$$

siendo,

- $|\vec{y}_r|$ el módulo del fasor de flujo del rotor.
- L_m el valor de la inductancia de magnetización del motor.
- t_r el valor de la constante de tiempo del rotor, que responde al cociente R_r/L_r , siendo L_r la inductancia total del rotor.

Teniendo en cuenta que en operación, y para conseguir un control desacoplado de par y flujo, es necesario mantener el módulo del flujo del rotor constante, (2.3) se puede aproximar por la siguiente ecuación,

$$|\vec{y}_r| = L_m i_{sx} \tag{2.4}$$

Por otra parte, del desarrollo de (2.2) también se obtiene,

$$\mathbf{q}_{y_r} = \mathbf{q}_r + \int \frac{i_{sy}}{\mathbf{t}_r i_{sx}} dt \tag{2.5}$$

donde \mathbf{q}_r y \mathbf{q}_{y_r} son los ángulos eléctricos del rotor y del fasor del flujo del rotor, respectivamente.

Mediante las ecuaciones (2.4) y (2.5) es posible calcular tanto el módulo como el ángulo del flujo del rotor a partir de las componentes de corriente. Además, la expresión de par viene dada por (2.6).

$$T = \frac{3p}{2} \frac{L_m}{L_r} |\vec{y}_r| i_{sy} \tag{2.6}$$

Así, se puede configurar el estimador como se observa en la Figura 2.4.

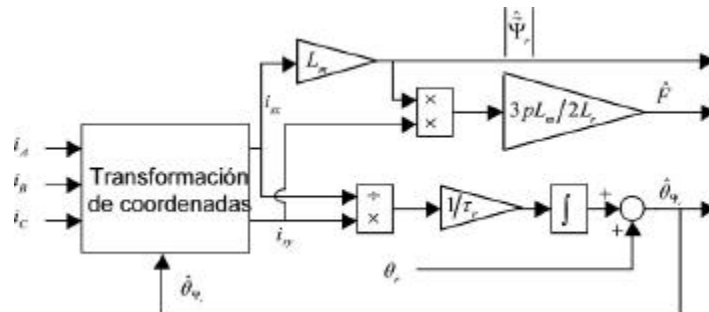


Figura 2.4. Estructura del estimador de flujo y par electromagnéticos

Como se puede ver, el estimador obtiene los valores del par y el flujo electromagnético del motor a partir de las medidas de corriente y posición del

motor. Además, utiliza algunos valores de los parámetros electromagnéticos del motor, que es necesario conocer.

La ventaja principal de la utilización de esta estrategia de control es que su correcta implementación en un motor de inducción consigue una regulación completamente lineal del par electromagnético con el máximo aprovechamiento del motor³. Es decir, es posible obtener un control de motor asíncrono igual de eficiente que el control de un motor de corriente continua.

Por otro lado, y siempre dependiendo de las características del motor y de la aplicación, existen una serie de inconvenientes que han de ser tenidos en cuenta. Los principales son los siguientes:

- En primer lugar, el estimador de flujo y par necesita los valores de parámetros electromagnéticos del motor que son susceptibles de variar durante la operación. Estas variaciones repercuten directamente en el comportamiento del control y pueden llegar a hacerlo inestable. Por lo tanto, en determinadas condiciones puede ser necesario el empleo de técnicas de identificación en tiempo real de sus parámetros electromagnéticos.
- En segundo lugar, la introducción de las corrientes reales en los cálculos del estimador hace imprescindible la utilización de filtros paso-bajo para mitigar el ruido asociado a la frecuencia de conmutación del inversor. La distorsión introducida por estos filtros en el valor de las señales produce problemas a bajas velocidades.
- Por otro lado, la formulación matemática de la estrategia de control supone que los parámetros electromagnéticos del motor son iguales para cada una de sus fases. Esta premisa puede no ser cierta en determinados tipos de motores de inducción, como por ejemplo en los motores lineales.

³ En zona de no-saturación del hierro del motor

- Por último, la necesidad de realizar varios cambios de coordenadas, así como la utilización de un estimador, hace que la implementación de esta estrategia consume muchos recursos de microprocesador con respecto a otras estrategias de control.

2.1.1.2 Control orientado al flujo del rotor, método indirecto

El método indirecto de control orientado al flujo del rotor utiliza el mismo concepto que su homólogo directo, a saber, la regulación de las corrientes del estator en un sistema de referencia ligado al flujo del rotor. Sin embargo, se diferencia en el modo de calcular la posición y el módulo del fasor $\hat{\Psi}_r$.

Al contrario que el método directo, el método indirecto no estima los valores del módulo del flujo electromagnético $|\hat{\Psi}_r|$ y el par T , sino que los impone como referencia para calcular los valores de corriente a introducir i_{sx}^* e i_{sy}^* . De esta manera,

$$i_{sy}^* = \frac{T^*}{\frac{3p}{2} \frac{L_m}{L_r} |\vec{y}_r|^*} \quad (2.7)$$

$$i_{sx}^* \approx \frac{|\vec{y}_r|^*}{L_m} \quad (2.8)$$

El cálculo del ángulo eléctrico del flujo del rotor se realiza con la misma expresión que en el método directo, pero con las corrientes de consigna.

$$\mathbf{q}_{y_r} = \mathbf{q}_r + \int \frac{i_{sy}^*}{t_r i_{sx}^*} dt \quad (2.9)$$

La estructura de la estrategia de control resulta la mostrada en la Figura 2.5.

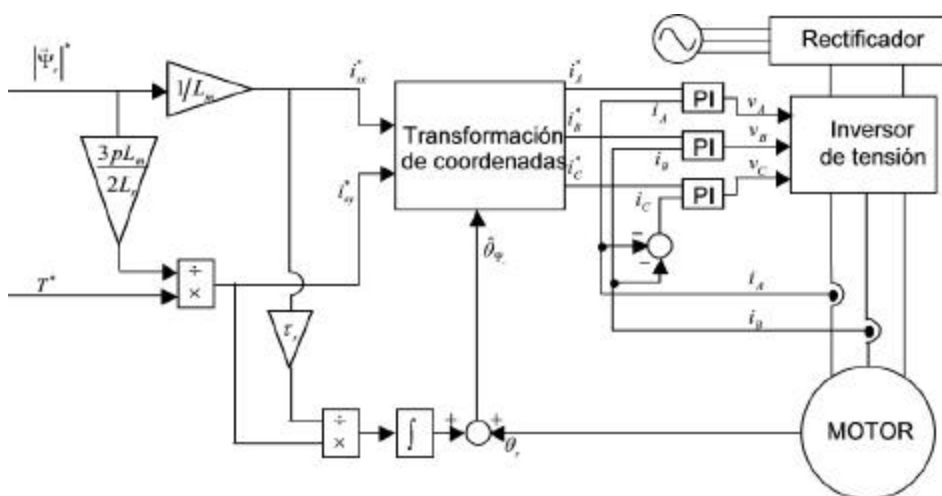


Figura 2.5. Estructura del control orientado al flujo del rotor indirecto

El método indirecto del control orientado al flujo del rotor presenta algunas ventajas importantes respecto al método directo.

- En primer lugar, prescinde de los compensadores de par y flujo electromagnéticos, con lo que se simplifica la implementación y se ahorra tiempo en el ajuste del controlador.
- Por otro lado, no utiliza estimador para el módulo del flujo del rotor y par, disminuyendo el tiempo necesario para el cálculo del algoritmo.
- Por último, el estimador utilizado para calcular el ángulo del fasor del flujo del rotor emplea los valores de consigna de las corrientes, con lo cual no se ve afectado por el ruido exterior que se introduce en las mediciones de corriente, y por tanto no tiene necesidad de filtrado.

Sin embargo, esta estrategia de control también presenta algunos inconvenientes:

- Es aún más sensible a la variación de los parámetros que la estrategia directa, debido principalmente a la ausencia del compensador de flujo [1].

- Asimismo, no soluciona el problema típico de los controles orientados al flujo del rotor cuando existe un desequilibrio en las fases del motor.

2.1.1.3 Método de aceleración de campo

El método de aceleración de campo fue propuesto por Yamamura y Nakagawa en 1980 [6]. Conceptualmente dista poco del método indirecto del control orientado al flujo del rotor visto en el apartado anterior. No obstante, el procedimiento matemático es diferente.

Los autores parten de un circuito equivalente que es válido para el análisis tanto del régimen permanente como del régimen transitorio del motor de inducción. El circuito equivalente se muestra en la Figura 2.6.

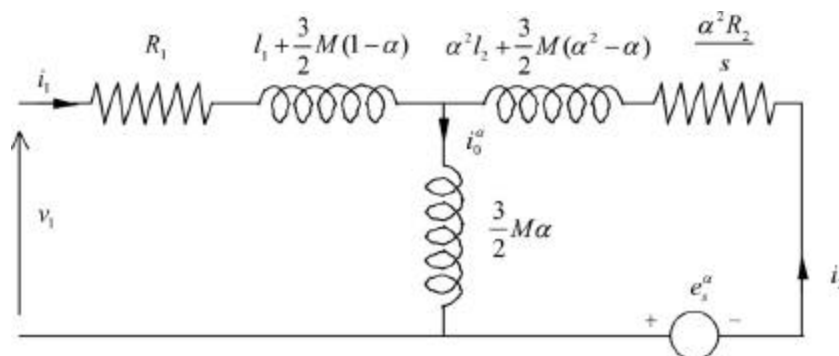


Figura 2.6. Circuito equivalente transitorio de un motor de inducción

En la Figura 2.6, el parámetro a es una constante, R_1 y R_2 son las resistencias de estator y rotor, l_1 y l_2 las inductancias de dispersión de estator y rotor, M la inductancia de magnetización monofásica, i_1 , i_2^a e i_0^a son las corrientes de estator, de rotor y de magnetización, respectivamente, v_1 es el voltaje de primario y e_s^a es el llamado voltaje dependiente de la velocidad, o lo que es lo mismo, la tensión generada por rotación.

La magnitud del parámetro a es arbitraria, por lo que existen infinitos circuitos equivalentes que satisfacen las condiciones de impedancia de entrada real del motor de inducción. Los autores definen diferentes valores de a para

analizar el comportamiento transitorio del motor y diseñar diferentes estrategias de control.

La estrategia más eficiente y con la que mejor dinámica de par se consigue es el método de aceleración de campo por introducción de corriente. Su desarrollo está basado en el circuito equivalente tipo T-I [6] mostrado en la Figura 2.7, que se obtiene sustituyendo el parámetro a por la siguiente relación.

$$\mathbf{a} = \frac{\frac{3}{2}M}{l_2 + \frac{3}{2}M} \quad (2.10)$$

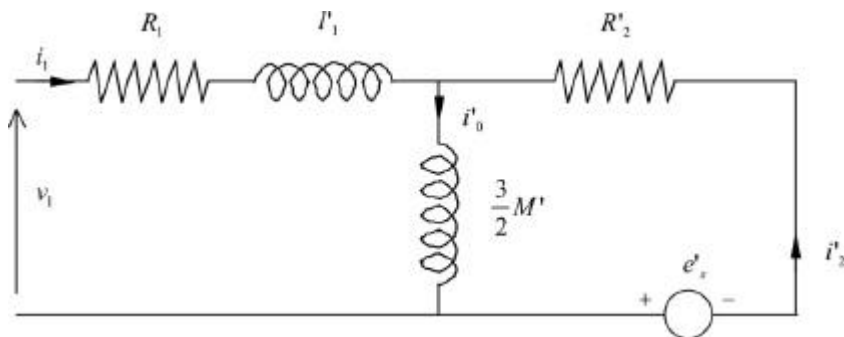


Figura 2.7. Circuito equivalente tipo T-I

Como puede observarse, la adopción de este circuito equivalente supone la eliminación en las ecuaciones de la inductancia de dispersión del rotor. De esta manera, la expresión del par motor se reduce a (2.11).

$$T = \frac{9}{4} PM |i'_0| |i'_2| \quad (2.11)$$

Estando i'_0 e i'_2 desfasadas exactamente 90° entre sí. De forma que es posible implementar un método de control como el que se muestra en el esquema de la Figura 2.8.

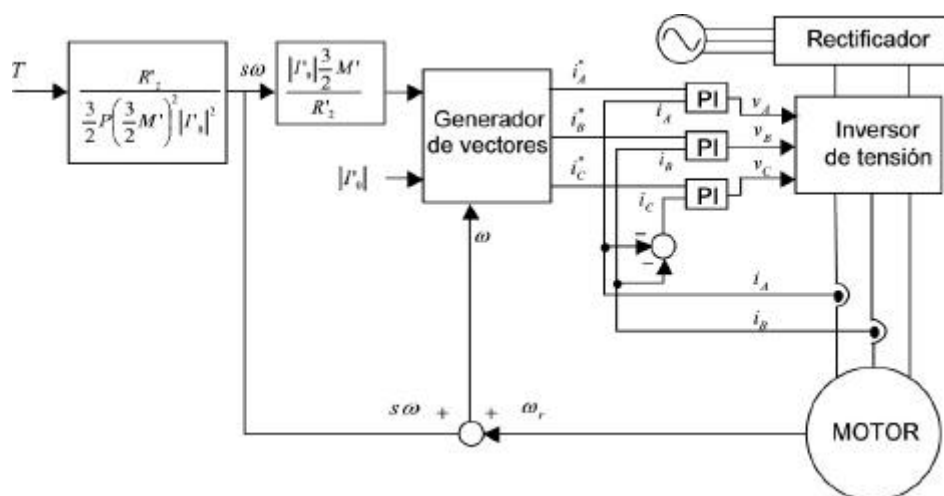


Figura 2.8. Esquema del control de aceleración de campo con introducción de corriente

Existen dos diferencias con respecto al método indirecto del control orientado al flujo del rotor visto en el apartado anterior.

- La primera es que, al contrario que el método indirecto, con el método de aceleración de campo se calcula en primer lugar el deslizamiento para, posteriormente, obtener el valor del módulo de la corriente del rotor.
- La segunda, y más importante, es que el método de aceleración de campo opera con los valores de velocidad eléctrica del motor y no con valores instantáneos de los ángulos eléctricos. Esto hace que el funcionamiento del control dependa de la frecuencia de trabajo del microprocesador en el que se implemente, empeorando sus prestaciones para frecuencias de operación bajas.

Por otro lado, el método presenta las desventajas comunes a los controles orientados a flujo de depender de varios parámetros electromagnéticos del motor y de suponer equilibradas las fases del mismo.

2.1.1.4 Control orientado al flujo del estator

La estrategia de control orientado al flujo del estator es muy poco utilizada en su formulación original. Al contrario que lo que ocurre con los controles orientados al flujo del rotor, la transformación del fasor de la corriente del estator a los ejes solidarios con el flujo del estator no supone su descomposición en una componente de corriente productora de flujo y otra componente productora de par. Para conseguir esto es necesaria la adición del llamado circuito de desacoplamiento [2].

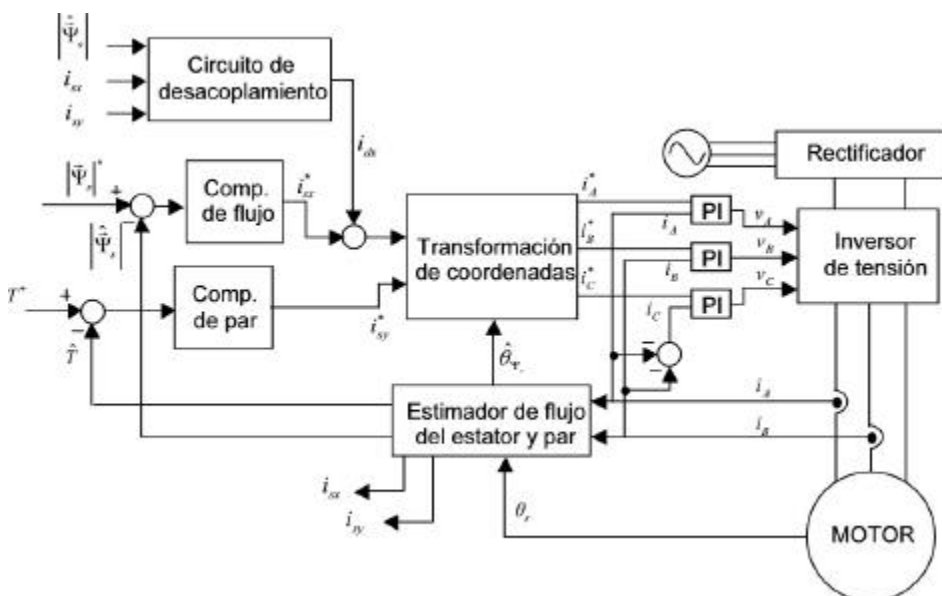


Figura 2.9. Estructura del control orientado al flujo del estator directo

Este circuito de desacoplamiento no es más que el cálculo, a partir de los valores de la corriente productora de par y de la corriente productora de flujo, de otra componente de corriente a introducir en el motor. Esto complica el algoritmo e implica más potencia de cálculo de procesador. Si se tiene en cuenta que este algoritmo necesita los mismos parámetros del circuito equivalente que el control orientado al flujo del rotor, se comprende por qué no se usa en la práctica [1], [2], [7].

2.1.2 Control directo de par

Como se ha comentado en el apartado anterior, el control orientado a flujo es capaz de ofrecer un control de flujo y par similar al de un motor DC. Sin embargo, tiene dos desventajas evidentes, y que son comunes a todas las estrategias: necesita mucho procesamiento de cálculo y es demasiado sensible a los parámetros de la máquina.

A finales de los años 80 se comenzó a estudiar diferentes soluciones para el control de máquina de inducción, con el objetivo de reducir la complejidad de los esquemas de control y permitir respuestas precisas y rápidas. Estas soluciones se basaron en un nuevo concepto de control introducido por Takahashi y Noguchi [8], y Depenbrock [9], el control directo de par.

El control directo de par consiste en mantener los valores del módulo del flujo del estator y del par dentro de dos bandas de histéresis determinadas. Esto se consigue mediante una aplicación al motor de los 8 vectores discretos de voltaje que es capaz de dar un inversor de tensión, o mediante una combinación de ellos. Las características principales de este método de control se mencionan a continuación.

- Por un lado, una correcta aplicación del control directo de par permite realizar un control desacoplado de flujo de estator y par sin necesidad de estrategias de alimentación PWM ni reguladores de corriente.
- Además, posee la ventaja de que su aplicación requiere de pocos cálculos y además son muy sencillos, por lo que el procesador a emplear es económico.
- Sin embargo, la utilización de bandas de histéresis y vectores de tensión discretos produce mucho rizado en las señales de flujo y par.
- Por último, el estimador tiene problemas a bajas velocidades.

A continuación se describen las estrategias más representativas que se basan en este concepto de control: el control directo de par clásico, tal y como se desarrolló por sus autores, las estrategias denominadas de 2ª generación del control directo de par y por último la estrategia denominada control directo de flujo y par.

2.1.2.1 Control directo de par clásico

Esta estrategia de control fue desarrollada simultáneamente en 1986 por Takahashi y Noguchi en Japón [8], y Depenbrock [9] en Alemania. La estrategia de control responde al siguiente esquema:

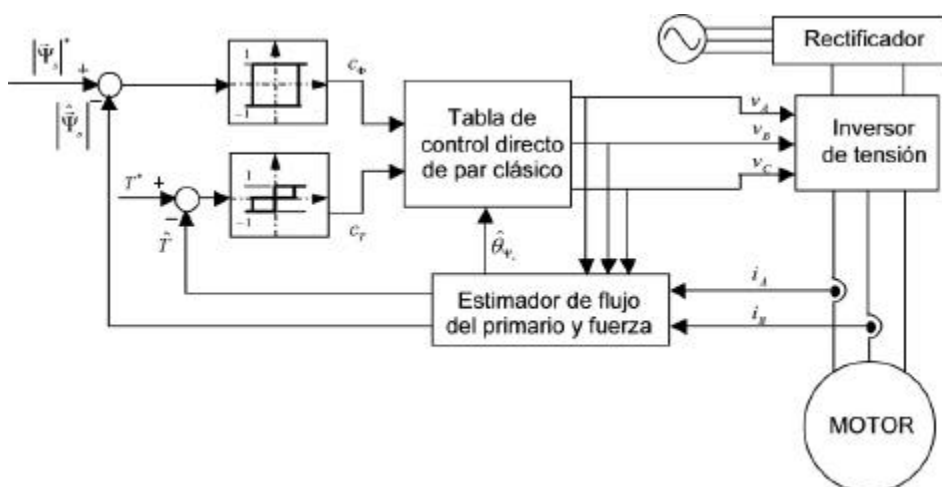


Figura 2.10. Esquema del control directo de par

El objetivo del sistema es conseguir que el valor del par electromagnético suministrado por el motor y el valor del módulo del flujo de estator se sitúen en el entorno de las consignas representadas por T^* y Φ_s^* . Para ello utiliza una tabla de control que actúa variando la tensión de alimentación del motor en función de los estados de tres variables (c_ϕ , c_T y S).

Para la obtención de c_ϕ , se registra el valor estimado de flujo de estator y se compara con el valor de consigna.

$$|\Delta\vec{\Phi}_s| = |\vec{\Phi}_s^*| - |\hat{\vec{\Phi}}_s| \quad (2.12)$$

siendo $|\hat{\vec{\Phi}}_s|$ el módulo del flujo del estator estimado. La variable c_Φ viene representada por (2.13).

$$c_\Phi = \begin{cases} 1 & \text{si } |\Delta\vec{y}_s| < 0 \\ -1 & \text{si } |\Delta\vec{y}_s| > 0 \end{cases} \quad (2.13)$$

Posteriormente, se registra el valor de fuerza estimado y se compara con el valor de consigna (2.14). El resultado de la comparación se almacena en la variable c_T según (2.15).

$$\Delta T = T^* - \hat{T} \quad (2.14)$$

$$c_T = \begin{cases} 1 & \text{si } \Delta T < 0 \\ 0 & \text{si } \Delta T = 0 \\ -1 & \text{si } \Delta T > 0 \end{cases} \quad (2.15)$$

Por último, se calcula el ángulo del fasor del flujo del estator y se deduce el sector S en que se encuentra el flujo de estator.

En función de los valores de c_Φ , c_T y S se decide qué transistores se han de disparar para alimentar las fases del motor, mediante la tabla de triple entrada Tabla 2.1.

En la Figura 2.11 se muestran los vectores de tensión que se disparan en una estrategia básica de control directo de par y los sectores de trabajo, que en la figura están delimitados por las líneas discontinuas.

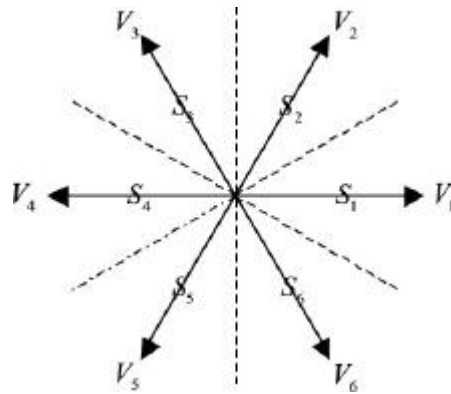


Figura 2.11. Sectores y vectores de tensión posibles en un inversor

La tabla de disparo está conformada de modo que, si c_ϕ , c_T y S están bien calculados, el disparo tiende a aumentar o disminuir flujo y par de forma que se acerquen a sus respectivos valores de consigna. Es una función de control completa porque todos los estados posibles están definidos y es consistente ya que sólo hay una actuación correspondiente a cada estado.

Tabla 2.1. Tabla de decisión en un control directo de par clásico

		S_1	S_2	S_3	S_4	S_5	S_6
$C_F = 1$	$C_T = 1$	V_2	V_3	V_4	V_5	V_6	V_1
	$C_T = 0$	V_7	V_0	V_7	V_0	V_7	V_0
	$C_T = -1$	V_6	V_1	V_2	V_3	V_4	V_5
$C_F = -1$	$C_T = 1$	V_3	V_4	V_5	V_6	V_1	V_2
	$C_T = 0$	V_0	V_7	V_0	V_7	V_0	V_7
	$C_T = -1$	V_5	V_6	V_1	V_2	V_3	V_4

Como ya se ha visto, es necesario conocer los valores instantáneos del módulo del flujo del estator, su ángulo y el valor de par electromagnético. Para obtener estos valores se utiliza un estimador de flujo del estator y par, que utiliza las siguientes expresiones (2.16) y (2.17).

$$\vec{v}_s = \vec{i}_s \cdot R_s + \frac{d\vec{\Phi}_s}{dt} \Rightarrow \vec{\Phi}_s = \int (\vec{v}_s - \vec{i}_s \cdot R_s) \cdot dt \quad (2.16)$$

siendo:

- \vec{v}_s el fasor de tensión del estator
- \vec{i}_s fasor de corriente del estator
- $\vec{\Phi}_s$ fasor de flujo electromagnético del estator
- R_s resistencia del estator

Mediante (2.16) podemos calcular la magnitud y posición del fasor de flujo del estator a través de la medida de las tensiones y corrientes del primario, supuesto conocido el valor de R_s .

La fuerza puede calcularse mediante la siguiente relación:

$$T = \frac{3}{2} \cdot p \cdot (\vec{\Phi}_s \cdot \vec{i}_s) \quad (2.17)$$

El control directo de par clásico posee unas características diferentes a los controles orientados a flujo. A continuación se enumeran algunas de ellas.

- En primer lugar, esta estrategia de control es más fácil de aplicar a un motor de inducción y consume menos recursos de procesador que las basadas en el control de campo orientado.
- Por otro lado, la estimación de flujo y par necesarios para obtener los parámetros de la tabla de control depende únicamente del valor de la resistencia del estator R_s .
- La existencia de un número muy limitado de vectores de tensión a aplicar en el motor (Figura 2.11) produce un rizado importante en los valores de flujo de estator y par electromagnético.
- El retraso, los offsets y el ruido introducido en las medidas de corriente hacen que el estimador no funcione bien a bajas velocidades, cuando las corrientes son mayores.

- Por último, la estrategia de disparo de tensiones establecida en la Tabla 2.1 prima el control de par electromagnético sobre el de flujo de estator. Si no hay requerimiento de par ($c_T = 0$) la tabla de control introduce los vectores nulos de tensión, es decir, no se introduce tensión en la máquina. Consecuentemente, no es posible mantener el flujo electromagnético de consigna en el motor.

2.1.2.2 Controles directos de par de 2ª generación

Los llamados controles directos de par de 2ª generación son variaciones sobre la estrategia clásica que buscan minimizar sus dos principales inconvenientes: el rizado en el par electromagnético y el flujo del estator y la caída de flujo del estator cuando no existe requerimiento de par.

Para lograrlo la mayoría de los autores tratan de incrementar el número de vectores de tensión que se aplican al motor y el número de condiciones de disparo de los vectores.

Así, Lee et al. [10] y Nash [11] proponen el uso de inversores de 3 niveles para aumentar el número de vectores de tensión. De esta manera se consiguen 27 vectores de tensión aplicables al motor en lugar de los 8 vectores posibles en los inversores comunes de 2 niveles. Las condiciones de aplicación de los vectores se amplían introduciendo bandas de histéresis de orden mayor que las del control directo de par clásico.

Esta solución reduce el rizado de par y flujo electromagnéticos aunque a bajas velocidades sigue siendo excesivo. No soluciona el problema de la desmagnetización de la máquina, es decir, la caída de flujo del estator, cuando no existe requerimiento de par. Además, encarece mucho la solución al necesitar de un mayor número de transistores de potencia y es preciso reajustar los límites de los controladores de histéresis dependiendo de la carga.

Algunos autores proponen otra solución en [12], [13], [14] y [15]. Esta consiste en utilizar, bien una reducción del ancho del pulso de tensión, o bien una combinación de vectores, para aumentar el número de posibilidades de introducción de tensión en el motor. Esta solución es más económica que la anterior y a medias y altas velocidades es capaz de reducir significativamente

el rizado de flujo y par. No obstante, no es recomendable su utilización para bajas velocidades, y tiene el mismo problema comentado anteriormente de la desmagnetización de la máquina con requerimiento nulo de par.

Por último, cabe reseñar las estrategias de control presentadas como control directo de par con modulación de vectores espaciales (Space Vector Modulation) [16], [17]. Estas estrategias son más parecidas a un control orientado a flujo que a un control directo de par y consiguen minimizar el rizado de par y flujo electromagnéticos a costa de hacer el control más complejo y menos robusto.

Maes y Melkebeek proponen en [16] un método de control basado en la medición de la fuerza contra-electromotriz producida en el motor. Este valor, junto con las consignas de par y flujo del estator se utiliza para calcular las tensiones exactas a aplicar en cada instante de tiempo. El problema de esta estrategia está en que la medición de fuerza contra-electromotriz es muy delicada, puesto que es muy sensible al ruido producido por los transistores de potencia en las señales de tensión de entrada al motor.

Por su parte, Habetler et al. presentan en [17] una estrategia similar, con la diferencia de que la fuerza contra-electromotriz es estimada a partir de las medidas de voltaje, corriente y algunos parámetros del motor. En este caso, la dependencia de los parámetros electromagnéticos del motor implica un posible desajuste del control durante la operación, por lo que es necesario emplear técnicas de identificación en tiempo real.

2.2 FENÓMENOS ESPECÍFICOS DE LIM QUE AFECTAN A SU CONTROL

La longitud finita del primario y la especial configuración del secundario en los motores lineales de inducción con secundario de pletina conductora conlleva la aparición de unos fenómenos específicos no presentes en las máquinas rotativas. Estos efectos se traducen en variación en los parámetros electromagnéticos del circuito equivalente de los motores.

Concretamente, las inductancias de dispersión del primario y de magnetización se ven afectadas por los llamados efectos de borde longitudinales y transversales. Por otro lado, la resistencia del secundario se ve afectada por calentamientos locales y por posibles cambios en la configuración del motor.

Estas variaciones en los parámetros de los motores lineales de inducción afectan de manera importante al funcionamiento de los algoritmos de control aplicables. Por esto, es necesario tenerlos en cuenta a la hora de elegir, o diseñar, la estrategia de control adecuada.

2.2.1 Efectos de borde longitudinales

La diferencia fundamental entre un motor de inducción rotativo y uno lineal es la longitud finita de los circuitos magnético y eléctrico en la dirección del movimiento. Esto produce los llamados efectos de borde longitudinales, que a su vez pueden ser estáticos o dinámicos.

Los efectos de borde longitudinales estáticos aparecen a causa del carácter abierto del circuito magnético. La discontinuidad del circuito magnético de primario y la habitual presencia de ranuras solamente medio llenas hace que el campo magnético se distorsione en la zona de los extremos de la máquina, perdiendo su forma sinusoidal.

Por lo tanto, las inductancias de las fases del primario no son iguales y se produce un desequilibrio en las corrientes de primario. Esto supone unas pérdidas adicionales que disminuyen el rendimiento de la máquina.

Este desequilibrio en las tres fases del primario del motor suscita la necesidad de emplear un modelo eléctrico que lo tenga en cuenta para el diseño de la estrategia de control.

Los efectos de borde longitudinales dinámicos son debidos al movimiento relativo del primario con el secundario. El campo magnético en el entrehierro se deforma, produciendo un debilitamiento de la componente normal de la densidad de campo en la zona de entrada de la máquina y el efecto contrario en la zona de salida.

Este efecto tiene mayor repercusión conforme aumenta la velocidad de la máquina. Por tanto, cobra más importancia en velocidades cercanas a la de sincronismo.

Las consecuencias de estos fenómenos son principalmente una distribución de densidad de campo magnético en el entrehierro no uniforme y dependiente de la velocidad, corrientes de fase de primario desequilibradas y fuerzas parásitas de frenado. En último término, una reducción del rendimiento y del factor de potencia.

Además, se plantea la necesidad de diseñar un sistema de control que no se vea afectado por estas variaciones con la velocidad de las inductancias de magnetización y de dispersión, bien haciendo un control independiente de estos parámetros, bien utilizando un sistema de identificación de estos valores en tiempo real.

2.2.2 Efectos de borde transversales

Los efectos de borde transversales aparecen en motores con secundario de lámina conductora. Por tanto, no son exclusivos de máquina lineal, pero se manifiestan especialmente en este tipo de motores.

La configuración del secundario hace que las corrientes en la lámina conductora se cierren de forma elíptica y por tanto, tengan una componente en la dirección longitudinal de la máquina dentro del área activa (debajo del primario).

Esta componente longitudinal crea un campo transversal en el secundario que interactúa con el de primario. En la zona del centro de la sección transversal de la máquina el campo de primario se debilita, mientras que se refuerza en los extremos. Ver Figura 2.12.

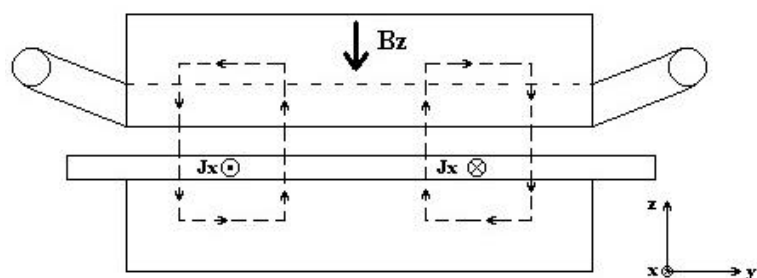


Figura 2.12. Efecto de borde transversal

Este desequilibrio se traduce en una distribución no uniforme de la densidad de campo magnético en el entrehierro a lo largo de la sección transversal de la máquina y en la aparición de corrientes parásitas en la lámina conductora que aumentan la resistencia de secundario.

2.2.3 Alteraciones en la configuración de los campos magnéticos del primario y secundario

Este tipo de efectos se da sobre todo en motores lineales de inducción de primario relativamente grande y de carreras largas. Es decir, sobre todo en motores utilizados para transporte de mercancías o personas y para elevación.

Durante la operación de estos motores es habitual que la suspensión del vehículo móvil, que es donde normalmente va situado el primario, vaya variando por causa de la carga o de la pendiente del recorrido. Esto supone una alteración del entrehierro, y por ello una variación importante en la inductancia de magnetización de la máquina.

Otro fenómeno muy común es el de la variación de las características del secundario en determinados lugares del secundario. Es habitual que se combinen materiales en el secundario (normalmente aluminio y cobre) para optimizar costes y rendimientos dependiendo de la zona de operación del motor. Otro motivo de cambio de las características del secundario es la existencia de juntas de dilatación en la lámina conductora, que producen una discontinuidad en las corrientes del secundario. Estas variaciones afectan al valor de la resistencia del secundario, por lo que es preciso que la estrategia de control utilizada sea poco sensible a este valor.

2.2.4 Calentamientos locales

El calentamiento en motores de inducción es un fenómeno perfectamente previsto por los fabricantes de motores. Este calentamiento aumenta los valores de las resistencias de estator y rotor con una constante de tiempo relativamente lenta y, por tanto, pueden utilizarse métodos de identificación para obtener sus valores en el caso de que sean necesarios para el control.

Los motores lineales de inducción presentan el mismo problema de calentamiento con una particularidad añadida. El primario móvil puede estar operando sobre zonas del secundario distintas con cargas de trabajo diferentes. Por tanto, el secundario puede tener diferentes temperaturas dependiendo de la operación del motor. Esto conlleva cambios en la resistencia de secundario no predecibles y muy rápidos, puesto que basta un cambio de la posición del primario del motor para pasar a trabajar sobre una zona del secundario de diferentes características eléctricas.

2.3 ESTRATEGIAS DE CONTROL PARA MOTORES LINEALES DE INDUCCIÓN

Los motores lineales de inducción presentan una serie de características que los hace especialmente adecuados para una amplia serie de aplicaciones. Hasta finales de los años 80, han sido utilizados mayoritariamente para transporte de viajeros o de mercancías [18], [19], [20], normalmente alimentados mediante una regulación tensión-frecuencia. Sin embargo, los avances de los últimos años en el campo de la electrónica y en las estrategias de control para motores asíncronos han abierto para ellas el campo de las aplicaciones que requieren grandes prestaciones de aceleración, velocidad y precisión. No obstante, el control de este tipo de motores resulta más complicado que el de los motores rotativos.

Como ya se ha visto en el apartado 2.2, la configuración especial de los motores lineales de inducción hace que presenten una serie de efectos

anómalos que afectan a sus características electromagnéticas, y por tanto, a su rendimiento y prestaciones.

Con respecto a su control, el hecho de que las estrategias para motores de inducción más comunes necesiten conocer los parámetros electromagnéticos del circuito equivalente en cada instante de tiempo (ver apartado 2.1), hace que estos efectos inconvenientes tengan que ser muy tenidos en cuenta a la hora de su implementación en un motor lineal.

Existe una discusión desde hace años sobre cuál es la mejor manera de abordar este problema a la hora de diseñar estrategias de control. Hoy en día existen dos vías de investigación en este campo:

En primer lugar, la que defiende la necesidad de estrategias de control basadas en modelos electromagnéticos específicos para motores lineales de inducción, que tienen en cuenta algunos efectos, especialmente los efectos de borde.

Estos modelos electromagnéticos pueden ser modelos del tipo “polo a polo” que tratan cada polo de la máquina separadamente [21], [22], modelos basados en la técnica de armónicos espaciales [23], [24], [25], [26], o modelos de máquina rotativa que introducen permeancias variables con las magnitudes geométricas de la máquina [27], [28].

En segundo lugar, la mayoría de los autores defienden el utilizar el modelo convencional de máquina rotativa para este tipo de LIM. Así, utilizan las técnicas convencionales de control moderno de máquinas eléctricas de inducción adaptadas al caso lineal. Las más representativas son las siguientes:

- El control orientado a flujo
- El control directo de fuerza.

2.3.1 Estrategias de control basadas en modelos específicos de LIM

Se ha constatado en la bibliografía consultada que existen relativamente pocas estrategias de control basadas en modelos electromagnéticos específicos para los motores lineales de inducción. Los modelos empleados se son principalmente tres: modelos de armónicos espaciales, modelos basados en el método de los elementos finitos y modelos con permeancias variables. A continuación se describen las estrategias más representativas.

2.3.1.1 Utilización del modelo de armónicos espaciales

Celentano, Gentile et al., [29], [30], [31], proponen una estrategia de control vectorial para el motor lineal de inducción que tiene en cuenta los efectos de borde longitudinales y su influencia en las inductancias del motor. Para ello, parten de un modelo espacial del flujo magnético en el entrehierro. Para desarrollar el modelo toman las siguientes suposiciones:

- El flujo magnético en el entrehierro es función de la posición en la dirección del movimiento longitudinal, x .
- Los efectos de borde son tenidos en cuenta suponiendo que el campo magnético en el entrehierro no depende de las condiciones de operación.
- La distribución espacial en la dirección longitudinal, x , de la densidad de corriente en los bobinados es una función impulso.

Con estas simplificaciones se separan las variables dependientes del tiempo y las dependientes del espacio, y se realiza una descomposición en series de Fourier. Hay que tener en cuenta que el período de las series de Fourier debe ser mayor que la longitud del primario para poder tener en cuenta los efectos de borde. Así se dispone la siguiente ecuación matricial (2.18).

$$\frac{\partial}{\partial t} [\Phi] = [\dot{E}(V)] \cdot [\Phi] + [\dot{H}] \cdot [i] \quad (2.18)$$

siendo $[\Phi]$ la matriz de flujo electromagnético en el entrehierro que contiene todos los armónicos espaciales contemplados en la distribución espacial, $[i]$ el vector de corrientes también con todos los armónicos espaciales, $[\dot{E}(V)]$ una matriz dependiente de los parámetros geométricos del motor, de una permeancia variable con x , y de la velocidad lineal del motor, y $[\dot{H}]$ una matriz constante dependiente de los parámetros geométricos del motor y de la permeancia variable con x .

Resolviendo (2.18) se obtiene una estimación de cada armónico espacial del flujo en el entrehierro del motor, los cuales, sumados mediante la siguiente expresión.

$$\Phi(x, t) = \text{Re} \left\{ \sum_{v=1}^n \Phi_v(t) \exp \left(-j \frac{p}{t} vx \right) \right\} \quad (2.19)$$

siendo Φ_v la componente de cada armónico v de flujo electromagnético y t el período tomado para la descomposición en series de Fourier.

Así, el algoritmo de control utiliza este valor estimado para realizar un control vectorial orientado al flujo del entrehierro.

Por otro lado, Amirkhani et al. proponen en [32] una estrategia de control basada en un control directo de par (ver apartado 2.1.2) con una ampliación del número de vectores de voltaje (hasta 61) mediante el empleo de un inversor de 5 niveles.

Para la estimación de fuerza los autores utilizan las expresiones desarrolladas por Ooi [25], pero limitadas a sus primeros armónicos. De esta manera consiguen reducir en gran medida el orden de las matrices a resolver y son capaces de implementarlas en tiempo real.

2.3.1.2 Utilización del método de los elementos finitos

Im et al. [33] proponen una estrategia de control vectorial con un estimador de flujo electromagnético y fuerza basado en el método de los elementos finitos. Este método está aplicado en una región bidimensional, con un mallado no muy fino para reducir el tiempo de cálculo. Los autores calculan

el flujo electromagnético y la fuerza desarrollada a partir del potencial magnético en las ranuras del primario.

Este método está aplicado exclusivamente en simulación, puesto que, como reconocen los propios autores, no es posible realizar una implementación en tiempo real de una solución con tanta carga de cálculo.

Una solución más sencilla fue presentada por Kwon et al. [34]. En su artículo, los autores implementan un control directo de fuerza clásico (ver apartado 2.1.2.1) introduciendo un coeficiente corrector al valor estimado de fuerza. Este coeficiente lo obtienen a partir de la comparación entre el estimador convencional de fuerza y un estimador basado en el método de los elementos finitos.

Los ensayos no se realizan en tiempo real, sino previamente, y en ellos no se tienen en cuenta los efectos de borde dinámicos.

2.3.1.3 Utilización de modelos asimétricos basados en las características geométricas del motor

En este apartado se pretenden reunir las estrategias de control específicas para motor lineal que, fundamentadas en la teoría clásica de motor rotativo, introducen pequeñas variaciones para tener en cuenta algunos efectos de borde.

Morizane et al. proponen en [35] un control vectorial orientado al flujo del secundario basado en un modelo de motor con parámetros asimétricos. Los parámetros a utilizar se obtienen a partir de los parámetros del circuito equivalente clásico modificados según la geometría del motor. De esta manera, los autores consiguen modelizar el desequilibrio en las corrientes del motor causado por los efectos de borde longitudinales estáticos. Sin embargo, no tienen en cuenta los efectos causados por la temperatura o por la velocidad.

Por otra parte, Ye et al. [36] han desarrollado un método muy simple para introducir los efectos de borde longitudinales dinámicos en el modelo eléctrico del motor y así tenerlos en cuenta en el algoritmo de control. Los autores proponen un control vectorial orientado al flujo del secundario con la

introducción de un parámetro dependiente de la velocidad que afectaría exclusivamente a la inductancia de magnetización (2.20).

$$L_m' = L_m \left(1 - \frac{1 - e^{-\frac{D}{vT_2}}}{\frac{D}{vT_2}} \right) \quad (2.20)$$

donde L_m es la inductancia de magnetización a motor parado y L_m' la modificada, D es la longitud del primario del motor, v es la velocidad lineal y T_2 es la constante de tiempo de secundario.

De esta manera, la inductancia de magnetización en el algoritmo de control disminuye su valor conforme la velocidad lineal del motor aumenta.

2.3.2 Estrategias de control basadas en el modelo de motor de inducción rotativo

Como se ha comentado previamente, la gran mayoría de los algoritmos de control para motores lineales de inducción que se encuentran en la bibliografía son una mera adaptación al caso lineal de los desarrollados para motor rotativo.

La utilización del modelo de motor rotativo para el diseño de estrategias de control para el motor lineal es defendida por gran cantidad de autores, ante una minoría, que apuesta por los modelos específicos para motores lineales (ver apartado 2.3.1).

Esta problemática ya fue abordada en el Laboratorio de Investigación en Máquinas Eléctricas de TECNUN y la conclusión principal fue que el modelo convencional de máquina rotativa era tan válido como los demás para simular el comportamiento de un motor lineal de inducción utilizado como accionamiento eléctrico. Es decir, no es rentable complicar el modelo del motor en el caso en que su operación se mantenga una gran parte del tiempo en estado transitorio.

El trabajo que llevó a esta conclusión está recogido en la tesis doctoral leída en mayo de 2002 por Javier Atencia Fernández [37] y en los artículos presentados en los congresos IEEE Powertech [38] y LDIA de 2001 [39].

Sin embargo, esta premisa no implica que el problema del control de LIM esté resuelto, sino simplemente que es más efectivo emplear el modelo más sencillo. Las estrategias de control basadas en el modelo de máquina rotativa dependen de una serie de parámetros de control relacionados directamente con los parámetros eléctricos del motor. Surgen tres problemas principales:

- Los efectos de borde longitudinales dinámicos distorsionan el campo del entrehierro del motor, afectando al valor de la inductancia de magnetización, parámetro fundamental para los controles orientados al flujo del secundario.
- Por otro lado, la resistencia del secundario, que es otro de los parámetros de control más importantes, también es susceptible de variar en gran medida. La razón principal es que, al ser el secundario fijo y de longitud superior a la del primario, este último puede estar operando localmente y calentando zonas determinadas del secundario. Es decir, se presentan calentamientos locales en la longitud del secundario y el motor puede estar operando en zonas diferentes en muy cortos espacios de tiempo.
- Por último, la presencia de efectos de borde longitudinales estáticos, debidos a la asimetría de construcción del motor, conlleva que los parámetros de cada fase sean diferentes, y por tanto la máquina no esté equilibrada electromagnéticamente.

Es posible hacer una clasificación análoga a la hecha en el apartado 2.1 entre estrategias de control orientado a flujo y estrategias de control directo de par. No obstante, teniendo en cuenta su aplicación a los motores lineales de inducción, es más útil para el objeto de esta tesis clasificarlas según la ecuación matemática empleada para su desarrollo. Es decir, pueden clasificarse en:

- Estrategias de control basadas en la ecuación de voltaje del primario (2.21).

$$\vec{v}_1 = \vec{i}_1 \cdot R_1 + \frac{d\vec{\Phi}_1}{dt} \quad (2.21)$$

- Estrategias de control basadas en la ecuación de voltaje del secundario (2.22).

$$0 = R_2 \vec{i}_2 + \frac{d}{dt}(\vec{y}_2) - j\omega_m \vec{y}_2 \quad (2.22)$$

Las estrategias que utilizan la ecuación de voltaje del primario buscan una mayor simplicidad del algoritmo y la presencia en la estrategia de control de únicamente la resistencia de los bobinados del primario. Este parámetro no se ve afectado por ninguno de los efectos anómalos propios de los motores de inducción y es fácilmente identificable. Sin embargo, estas estrategias presentan el inconveniente de que la respuesta dinámica no es instantánea.

Por otro lado, la utilización de la ecuación del secundario permite una dinámica de par instantánea, al utilizar el flujo de secundario como variable de control. No obstante, presentan el inconveniente de que es necesario conocer de manera precisa los parámetros del secundario y la inductancia de magnetización del motor. Como ya se ha comentado, estos parámetros varían de manera impredecible en motores lineales de inducción, por lo que los autores concentran sus esfuerzos en desarrollar avanzados sistemas de identificación en tiempo real, observadores, etc., que complican en gran medida el sistema.

A continuación se citan las estrategias más representativas en lo que se refiere al control de motores lineales de inducción basado en el modelo de motor rotativo.

2.3.2.1 Utilización de la ecuación de voltaje del primario

En 1993, Takahashi et al. [40] aplicaron la estrategia de control directo de par clásico, que ellos mismos habían desarrollado, para el control de motores lineales de inducción en una aplicación de transporte. Concretamente,

se trataba de una actuación independiente sobre varios motores de un vehículo móvil, controlando tanto la fuerza de tracción como la fuerza de atracción a la vía.

La gran ventaja de esta implementación reside en la simplicidad del algoritmo y en que únicamente utiliza la resistencia de los bobinados del primario como parámetro para el control del motor (ver apartado 2.1.2.1). No obstante, presenta dos inconvenientes:

Por un lado se observa un rizado muy fuerte en el valor de la fuerza electromagnética debido al número limitado de vectores discretos que se disparan. Este rizado puede ser despreciado si la masa inercial del primario móvil es muy grande con respecto a la fuerza ejercida, como es el caso de un vehículo de transporte. Sin embargo, sería inadmisibles para un actuador de baja inercia, como los diseñados para altas velocidades y aceleraciones.

Por otro lado, con velocidad nula o muy baja, y sobre todo en el arranque, el control directo de par es incapaz de mantener el flujo del primario constante, y por tanto se producen problemas de mantenimiento de par.

Con el objetivo de solucionar los problemas de rizado en la fuerza electromagnética, Delli Colli et al proponen en [41] una estrategia de control a medio camino entre el control directo de par y el control orientado al flujo del primario.

El algoritmo de control se establece en un sistema de referencia denominado dq , que es solidario al flujo del primario. La estructura del control puede verse en la Figura 2.13.

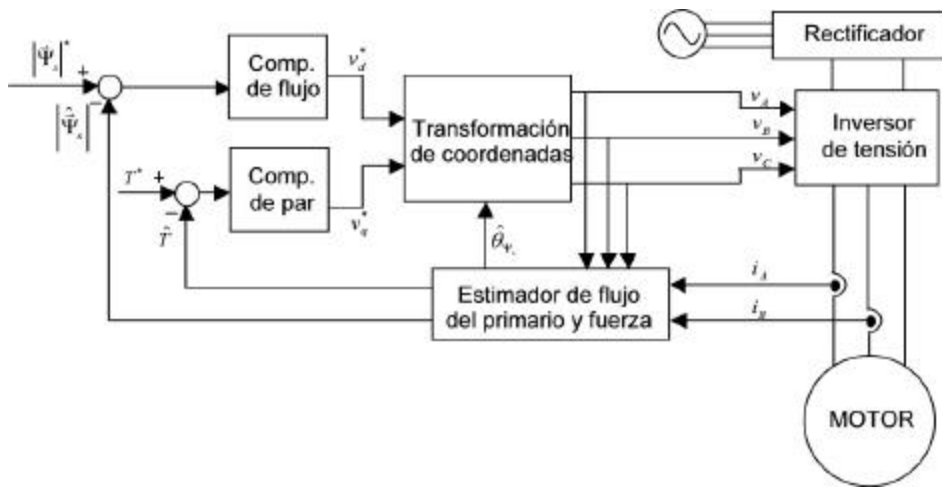


Figura 2.13. Estructura del control propuesto por Delli Colli et al. [41]

La componente de tensión de consigna en el eje d , v_d^* , es la que controla el módulo del flujo del primario, y la componente en el eje q , v_q^* , su velocidad de rotación. Se propone un observador de Luenberger reducido para la estimación de flujo del primario y de fuerza. Los compensadores son de tipo proporcional-integral.

Al introducir la tensión exacta calculada, y no vectores de tensión discretos, la respuesta de fuerza electromagnética presenta mucho menos rizado que los controles directos de par. Además, es posible controlar el flujo del primario de manera continua, sin depender de la consigna de fuerza.

Una característica importante de este algoritmo es que el fasor de flujo de primario es controlado directamente mediante la introducción de tensiones, sin tener en cuenta la caída de tensión en la resistencia del primario. El error cometido se corrige a posteriori por la comparación de los valores de consigna con los valores estimados.

Además, al ser un control orientado al flujo del primario, la respuesta de fuerza no es instantánea, sino que tiene un retraso debido a la llamada constante de tiempo transitoria del secundario [8].

Otra estrategia de control orientada al flujo del primario ha sido presentada por Gastli [42], con la particularidad de que no introduce ningún tipo de estimación a posteriori. El autor propone una predicción de la posición de flujo de primario y dispone de las tensiones necesarias para situarlo. La estructura del control es la mostrada por la Figura 2.14.

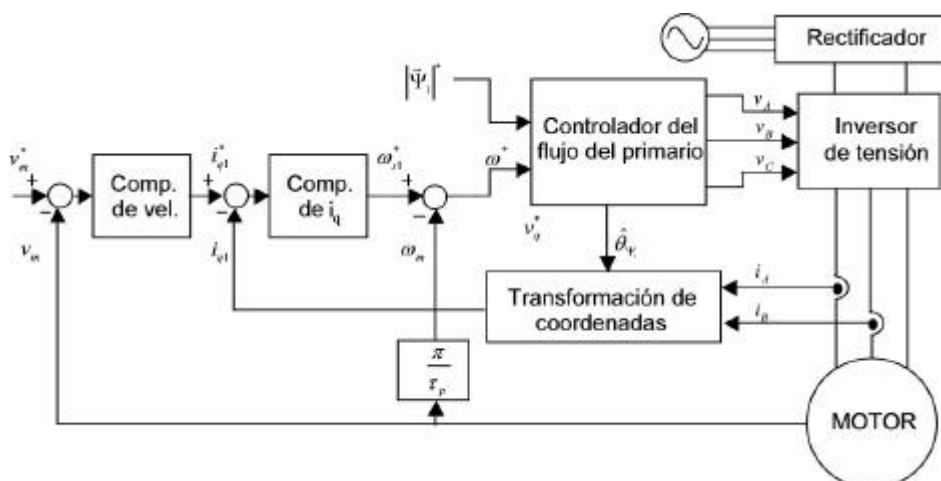


Figura 2.14. Estructura del control propuesto por Gastli [42]

Como puede observarse, la única realimentación existente relativa al flujo electromagnético es la de la componente de corriente en cuadratura con el flujo del primario.

Este algoritmo tiene la gran ventaja de que no utiliza estimadores basados en la integración de señales, y por tanto, elimina la posibilidad de cometer errores importantes en el cálculo de flujo de primario y fuerza. Además, se reduce de manera importante los requerimientos del procesador.

2.3.2.2 Utilización de la ecuación de voltaje del secundario

Las estrategias de control que utilizan la ecuación del secundario son los controles orientados al flujo del secundario, directo e indirecto.

Muchos autores [1], [2], [7], [27], [28], [43], y la práctica totalidad de las casas comerciales [44], [45], utilizan el control orientado al flujo de rotor de

motor rotativo adaptado al caso lineal (ver apartados 2.1.1.1 y 2.1.1.2). La respuesta de fuerza es instantánea y se consigue un óptimo aprovechamiento del motor. Sin embargo, la utilización de esta estrategia supone despreciar la influencia tanto de los efectos de borde como de los calentamientos locales del secundario en el valor de los parámetros del secundario del motor. La discrepancia entre los valores introducidos en el algoritmo y los valores reales en cada instante produce un error en la estimación del flujo del secundario, y por tanto un empeoramiento importante de las prestaciones del control, que incluso podría llegar a hacerse inestable.

Aunque, por supuesto, también tiene problemas, el método directo es más robusto a la variación de parámetros que el método indirecto (Ver apartado 2.1.1.2). Por esto la mayoría de los autores aconsejan su utilización si no se va a añadir al algoritmo ningún método de compensación de los parámetros del controlador.

Por otro lado, la gran mayoría de los autores apuestan por desarrollar algoritmos que sean capaces de detectar cambios en los parámetros del motor. Existen dos formas principales de intentarlo:

En primer lugar, el desarrollo de estimadores u observadores de par y flujo de secundario que sean capaces de detectar un cambio en los parámetros electromagnéticos del motor. Estos observadores son implementados para una correcta identificación de flujo de secundario y fuerza en controles orientados a flujo directo.

Cancelliere et al. [46] [47], han desarrollado un observador muy complejo basado en una estructura variable (variable structure sliding mode observer). A la vista de la bibliografía se demuestra que da buenos resultados para variaciones bruscas de los parámetros del motor, puesto que su velocidad de convergencia es limitada. Sin embargo, al ser muy complejo aumenta los requerimientos del observador y reduce la robustez del controlador.

Otro tipo de observador muy utilizado es el observador de Luenberger de orden reducido [48]. Este observador es más sencillo que el comentado anteriormente y posee una alta velocidad de convergencia. Sin embargo, es

menos fiable, sobre todo cuando el ruido existente en las señales de corriente y posición es elevado.

En segundo lugar, hay autores que se decantan por el desarrollo de complejos sistemas de control de velocidad y posición que sean capaces de adaptarse continuamente sobre la base de señales de retroalimentación o un aprendizaje previo. Normalmente estos sistemas suelen ser aplicados a un control orientado al flujo del secundario indirecto.

Wai et al. [49] y Lin [50] [51] proponen diversos sistemas para minimizar el error cometido debido a incertidumbres en los parámetros electromagnéticos del motor. Estos sistemas están basados en redes neuronales recursivas, algoritmos genéticos y sistemas adaptativos. Estos sistemas son complejos y difíciles de ajustar, aunque los autores afirman que su rendimiento es bastante bueno.

2.4 CONCLUSIONES DEL ESTADO DEL ARTE

A partir de la revisión bibliográfica pueden establecerse una serie de conclusiones respecto al objetivo de la tesis, que es la obtención de la estrategia de control más adecuada para el gobierno de motores lineales de inducción.

Las estrategias de control existentes que utilizan modelos específicos de motores lineales de inducción tienen la ventaja evidente de tener en cuenta la asimetría del motor y los efectos de borde estáticos y/o dinámicos a la hora de calcular las tensiones a aplicar. No obstante, resultan demasiado complejas y costosas de implementar y, además, se pueden ver afectadas por variaciones de parámetros producidas por efectos que no contemplan. Por ejemplo, la variación de la resistencia de secundario debido a calentamientos locales.

Las estrategias de control basadas en la ecuación de voltaje del primario de máquina rotativa comparten todas ellas la ventaja importante de no necesitar el conocimiento de los parámetros electromagnéticos del motor susceptibles de variar durante la operación. Además, particularizando algo más entre ellas pueden resumirse las siguientes ventajas e inconvenientes:

- Las estrategias que introducen vectores discretos de tensión resultan sencillas de implementar y su respuesta dinámica es buena, sin embargo presentan un rizado en la fuerza y en el flujo electromagnético muy importante.
- Las estrategias que utilizan una alimentación basada en modulación por ancho de pulsos de tensión complican algo más el algoritmo, aunque pueden catalogarse como estrategias poco complejas. Presentan poco rizado en la fuerza y flujo electromagnético pero su respuesta de fuerza no es instantánea.

Por último, las estrategias de control orientadas al flujo del secundario, es decir, que utilizan la ecuación de voltaje del secundario, presentan la gran ventaja de producir una respuesta instantánea de fuerza y un mejor aprovechamiento del motor. No obstante, son muy dependientes del valor de los parámetros del secundario del motor. La introducción de observadores y/o sistemas avanzados de control para la compensación de posibles variaciones en estos parámetros no hace sino complicar el control, a la vez que no asegura un correcto funcionamiento para aplicaciones de posicionamiento rápido, en las que las condiciones electromagnéticas varían rápidamente.

CAPÍTULO 3

VARIABILIDAD DE LOS PARÁMETROS DE LIM E INFLUENCIA EN SU CONTROL

El objetivo de este capítulo es analizar la variación de los parámetros electromagnéticos de un motor lineal de inducción en el rango de condiciones de operación que se consideran normales, y evaluar la robustez de las estrategias de control más representativas ante una variación de estos parámetros.

Es decir, se pretende responder a dos cuestiones principales: la primera es cómo y cuánto varían los parámetros de control durante la operación del motor; la segunda es cómo y cuánto influyen estas variaciones sobre algunas estrategias de control de la bibliografía.

La respuesta a la primera de las cuestiones ha servido para identificar qué parámetros son susceptibles de variar y en qué medida, para posteriormente realizar el diseño de una estrategia de control para motores lineales de inducción. De la misma manera, la respuesta a la segunda de las cuestiones ha servido para determinar algunos criterios de diseño de dicha estrategia de control.

El funcionamiento electromagnético de la máquina de inducción lineal responde a principios físicos que pueden modelizarse mediante un conjunto de ecuaciones. Las estrategias de control se basan en dichas ecuaciones para gobernar la máquina. En ellas intervienen una serie de parámetros electromagnéticos que dependen de la forma geométrica del primario y secundario, de los materiales de los que están compuestos y de las condiciones de operación. No es sencillo calcular con exactitud el valor de dichos parámetros.

Además, estos parámetros que intervienen en las ecuaciones electromagnéticas no son estrictamente constantes sino que su valor fluctúa debido al calentamiento y a la velocidad de la máquina.

Como se ha podido ver en el Estado del Arte, para una correcta aplicación de la mayoría de las estrategias de control para motores lineales de inducción es necesario conocer los valores de algunos parámetros electromagnéticos del motor. Desgraciadamente, algunos fenómenos electromagnéticos específicos de estos motores hacen variar los valores de estos parámetros durante la operación del motor, desajustando los algoritmos de control.

Para responder a la cuestión: ¿cómo y cuánto varían los parámetros del motor?, se propone un procedimiento para la identificación de los parámetros basado en el algoritmo de mínimos cuadrados [52]. Dicho procedimiento utiliza medidas experimentales para estimar los parámetros de la máquina cuando es sometida a diversas condiciones de temperatura y velocidad.

Los resultados obtenidos se emplean para determinar cuál es la influencia de las condiciones de operación en la respuesta de la máquina cuando se aplican diversas estrategias de control. Es decir, se aplican para responder a la segunda de las cuestiones planteadas.

3.1 IDENTIFICACIÓN DE PARÁMETROS DE LIM

El conocimiento de la evolución de los parámetros electromagnéticos de un motor lineal de inducción durante su operación tiene interés desde el punto de vista del diseño, del control y de la detección de fallos. Sin embargo, el trabajo de investigación de este capítulo se centra en el análisis de las consecuencias que dicha evolución tiene sobre el modo de comportarse de las diversas estrategias de control. Teniendo esto en cuenta, se ha buscado determinar aquellos parámetros que son utilizados por las estrategias de control más representativas.

Estos parámetros son la resistencia de primario r_1 , la inductancia de magnetización L_m , la autoinductancia del secundario L_2 y la constante de tiempo del secundario t_2 . Conociendo estos parámetros puede implementarse cualquier estrategia de control de las presentes en bibliografía. Para determinar su variación, se han realizado tres ensayos:

- Ensayo 1: Mediante el primer ensayo se determina el valor de la resistencia de primario r_1 para las diferentes temperaturas de trabajo del motor.
- Ensayo 2: Mediante el segundo ensayo se calculan las inductancias mutuas de acoplamiento L_{ij} entre las fases cuando el motor se encuentra parado (velocidad relativa entre primario y secundario nula) y a diferentes temperaturas.
- Ensayo 3: Mediante el tercer ensayo se obtienen los valores del factor total de dispersión S , la constante de tiempo del secundario t_2 y la autoinductancia del primario L_1 , para diversos valores de velocidad y temperatura del motor. Estos parámetros están relacionados con las inductancias de dispersión y magnetización y con la resistencia del secundario.

Los resultados de los tres ensayos permiten conocer los parámetros electromagnéticos que interesan para este estudio.

A continuación se describe el dispositivo de ensayo construido para este trabajo, así como los tres experimentos diseñados para la obtención de los parámetros electromagnéticos de un motor lineal de inducción.

3.1.1 Descripción del dispositivo de ensayo

El primario de los motores lineales trabaja sobre un secundario de longitud finita, y normalmente de carrera corta, y movimiento alternativo. Por tanto, no es posible realizar ensayos a velocidades altas. Ante la imposibilidad de realizar el estudio en la máquina real, los ensayos se han realizado sobre un secundario en forma de mesa giratoria que permite alcanzar valores de velocidad elevados.

El dispositivo necesario para el ensayo se montó en el laboratorio tal y como se muestra en la Figura 3.1.

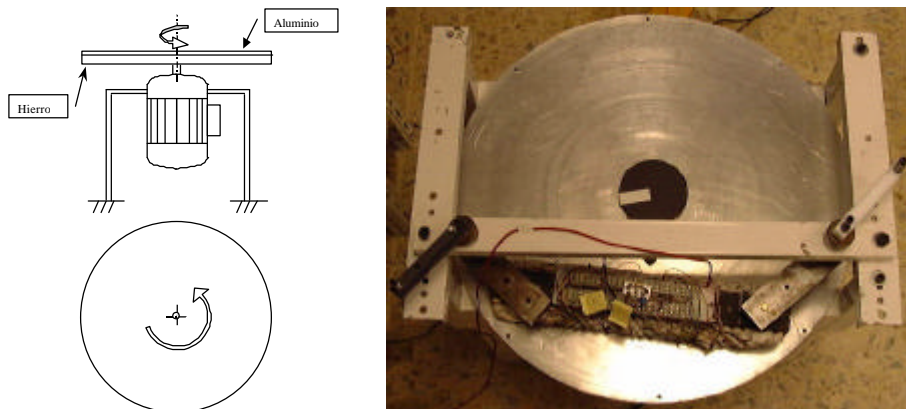


Figura 3.1. Esquema y fotografía de la mesa giratoria

El disco lo constituye una lámina de aluminio de 1.5 mm de espesor colocada sobre una lámina gruesa de hierro de 9.5 mm de espesor. El diámetro del disco es de 660 mm. La disposición del primario sobre la mesa giratoria se describe más detalladamente en la Figura 3.2.

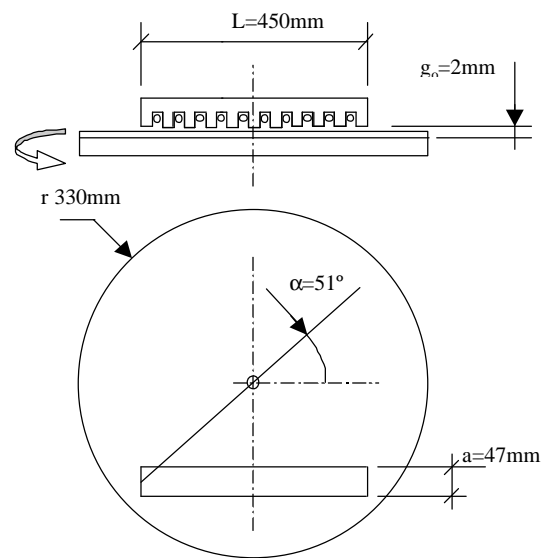


Figura 3.2. Disposición del primario del motor respecto a la mesa giratoria

En la máquina lineal, el desplazamiento relativo entre el primario y el secundario es unidireccional. Sin embargo, al utilizar la mesa giratoria se introduce un movimiento transversal del secundario respecto al primario. Esto queda representado en la Figura 3.3.

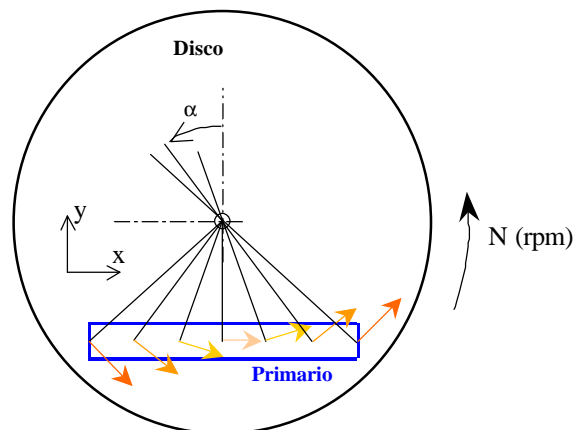


Figura 3.3. Campo de velocidades del primario respecto a la mesa giratoria

La velocidad del disco en el punto central de la máquina es colineal con el eje longitudinal del primario mientras que en el resto de puntos existe una componente transversal. Dicha componente transversal alcanza su valor máximo en las cuatro esquinas de la máquina.

La componente longitudinal del campo de velocidades v_x tiene el siguiente valor para todos los puntos del eje longitudinal de la máquina:

$$v_x = \frac{2 \cdot \mathbf{p} \cdot N}{60} \cdot R_{centro} \quad (3.1)$$

siendo,

- N la velocidad de giro en rpm.
- R_{centro} el radio en el punto medio de la máquina.

Tanto N como R_{centro} son constantes y, por tanto, la velocidad relativa longitudinal entre el primario y el disco v_x es constante.

La velocidad transversal v_y puede expresarse en función del ángulo respecto al radio perpendicular al primario α como sigue:

$$v_y = \frac{\frac{2 \cdot \mathbf{p} \cdot N}{60} \cdot R_{centro}}{\tan(\alpha)} \quad (3.2)$$

La velocidad transversal máxima v_y^{\max} se produce en el punto extremo del primario. Sabiendo que α es 51° en ese punto puede calcularse v_y^{\max} :

$$v_y^{\max} = \frac{\frac{2 \cdot \mathbf{p} \cdot N}{60} \cdot R_{centro}}{\tan(51^\circ)} = 0,81 \cdot v_x \quad (3.3)$$

En la Tabla 3.1 se calculan la velocidad longitudinal v_x y la velocidad transversal v_y correspondientes a las velocidades de giro a la que se han realizado los ensayos. Se ha calculado v_y como la velocidad transversal media a lo largo de una de las mitades del primario.

Tabla 3.1. Velocidades longitudinales y transversales correspondientes a N rpm.

N (rpm)	v_x (m/s)	v_y (m/s)
0	0	0
60	1.1	0.7
105	2.0	1.2
150	2.9	1.7
210	4.0	2.4

Es necesario puntualizar que, debido a lo expuesto anteriormente, los resultados obtenidos al ensayar el primario de la máquina sobre la mesa giratoria no son directamente extrapolables al caso en el que está dispuesto sobre un secundario sobre bancada lineal. No obstante, las tendencias que se producen en la variación de los parámetros y los porcentajes de variación máxima sí permiten sacar conclusiones útiles para este estudio.

3.1.2 Ensayo 1. Obtención de la resistencia de primario r_1

3.1.2.1 Objetivo del ensayo

El primer ensayo que se ha realizado conduce a la obtención del valor de resistencia del primario del motor. Para ello, se alimentan las tres fases de la máquina en ausencia de secundario. La máquina lineal se dispuso en un lugar alejado de cualquier material conductor del campo magnético o eléctrico tal y como se muestra en la Figura 3.4.

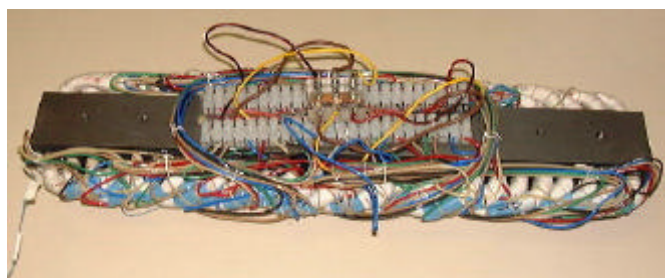


Figura 3.4. Primario aislado para el primer ensayo

3.1.2.2 Ecuaciones para el método de mínimos cuadrados

La ecuación fasorial que rige el comportamiento eléctrico de la máquina sometida a las condiciones de este ensayo es:

$$\vec{v}_1 = r_1 \cdot \vec{i}_1 + L_1' \cdot \frac{d\vec{i}_1}{dt} \quad (3.4)$$

siendo:

- \vec{v}_1 el fasor de tensión
- \vec{i}_1 el fasor de corriente
- r_1 la resistencia media de las bobinas
- L_1' la inductancia total del primario en ausencia de secundario

Dicha ecuación puede transformarse a los ejes dq de la máquina:

$$\begin{bmatrix} v_{1d} \\ v_{1q} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_{1d} & \frac{di_{1d}}{dt} \\ i_{1q} & \frac{di_{1q}}{dt} \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} r_1 \\ L_1' \end{bmatrix} \quad (3.5)$$

Esta ecuación matricial se compone de dos ecuaciones escalares. Ambas pueden usarse para aplicar el algoritmo de mínimos cuadrados.

Se ha elegido el eje d para obtener la ecuación del método de mínimos cuadrados, que se recoge en la siguiente expresión,

$$\begin{bmatrix} v_{1d}(1) \\ v_{1d}(2) \\ \vdots \\ v_{1d}(m) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_{1d}(1) & \frac{di_{1d}}{dt}(1) \\ i_{1d}(2) & \frac{di_{1d}}{dt}(2) \\ \vdots & \vdots \\ i_{1d}(m) & \frac{di_{1d}}{dt}(m) \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} \hat{r}_1 \\ \hat{L}_1' \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e(1) \\ e(2) \\ \vdots \\ e(m) \end{bmatrix} \quad (3.6)$$

Por tanto,

$$\mathbf{H}_m = \begin{bmatrix} i_{1d}(1) & \frac{di_{1d}}{dt}(1) \\ i_{1d}(2) & \frac{di_{1d}}{dt}(2) \\ \vdots & \vdots \\ i_{1d}(m) & \frac{di_{1d}}{dt}(m) \end{bmatrix}; \hat{\boldsymbol{\theta}} = \begin{bmatrix} \hat{r}_1 \\ \hat{L}_1 \end{bmatrix}; \mathbf{y}_m = \begin{bmatrix} v_{1d}(1) \\ v_{1d}(2) \\ \vdots \\ v_{1d}(m) \end{bmatrix}; \mathbf{e}_m = \begin{bmatrix} e(1) \\ e(2) \\ \vdots \\ e(m) \end{bmatrix} \quad (3.7)$$

siendo,

- \mathbf{H}_m la matriz de coeficientes de observación
- $\hat{\boldsymbol{\theta}}$ el vector de parámetros estimados
- \mathbf{y}_m el vector de medidas
- \mathbf{e}_m el vector de error residual

Con las ecuaciones mostradas en (3.7) puede obtenerse el vector de medidas.

$$\hat{\boldsymbol{\theta}} = (\mathbf{H}_m^T \mathbf{H}_m)^{-1} \mathbf{H}_m^T \mathbf{y}_m \quad (3.8)$$

3.1.2.3 Resultados del ensayo

En el experimento se alimentaron simultáneamente las tres fases del motor con tensión alterna tomada directamente de la red (aproximadamente 230V y 50Hz). Se registraron, con precisión, las ondas de tensión y corriente que absorbe la máquina. Los datos se registraron con el analizador de redes Yokogawa PZ4000 (Figura 3.5) con una frecuencia de muestreo de 250KHz.

Los datos registrados correspondían a las tensiones fase-neutro de cada una de las fases y a las corrientes de línea; estas son las corrientes de fase, al estar la máquina conectada en estrella.

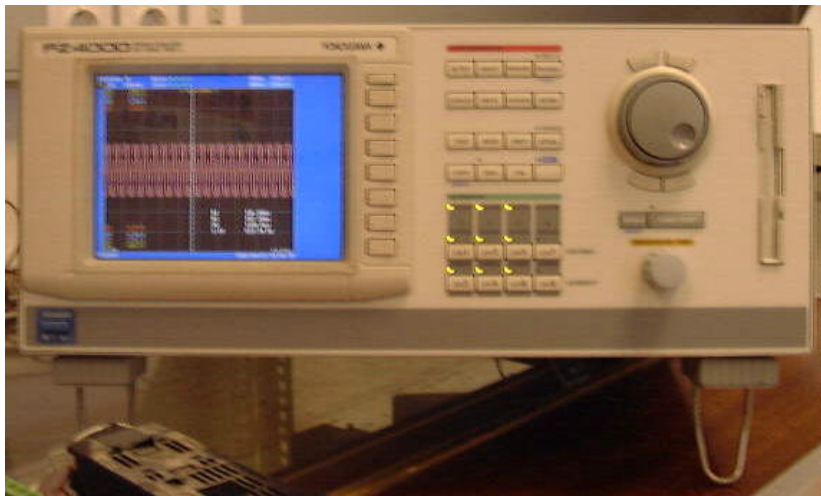


Figura 3.5. Analizador de redes Yokogawa PZ4000

Para aplicar el método de mínimos cuadrados tal y como se han planteado las ecuaciones hay que obtener las tensiones y corrientes equivalentes en los ejes dq a partir de los valores de cada fase. Para realizar estas transformaciones se programaron rutinas mediante Matlab.

Una vez obtenidas la matriz de coeficientes de observación, \mathbf{H}_m , y el vector de medidas, y_m , se obtiene a partir de (3.8) el valor estimado de r_1 .

Este ensayo se ha realizado para diferentes temperaturas de los bobinados de primario desde 25°C hasta 90°C, obteniéndose en cada caso el correspondiente valor de r_1 .

En la Tabla 3.2 se recogen los valores de resistencia estimada obtenida para diversas temperaturas.

Tabla 3.2. Valores de la resistencia de primario r_1 respecto a la temperatura

Temperatura (°C)	r_1 (W)
25	41,226
30	41,807
35	42,333
40	42,839
45	43,123
50	43,600
55	44,357
60	44,822
65	45,242
70	45,655
75	46,128
80	46,455
85	46,744
90	47,751

3.1.3 Ensayo 2. Obtención de las inductancias de acoplamiento L_{ij}

3.1.3.1 Objetivo del ensayo

Mediante este ensayo se estima el valor de las inductancias mutuas de acoplamiento entre las fases de primario L_{ab} , L_{ac} , L_{ba} , L_{bc} , L_{ca} , L_{cb} cuando no hay movimiento relativo entre primario y secundario.

El experimento debe hacerse con la máquina parada sobre el hierro de secundario. Para realizar el ensayo se debe retirar el secundario de aluminio para que la tensión inducida en las fases se deba exclusivamente al campo creado por las corrientes de la fase alimentada. Si no se retira el secundario, el

campo creado por la reacción de éste, impide calcular las inductancias de acoplamiento.

El experimento consiste en alimentar una de las fases con la tensión de red V_a y medir la tensión inducida en las fases restantes e_b y e_c . Esto queda representado en el siguiente gráfico de conexiones (Figura 3.6).

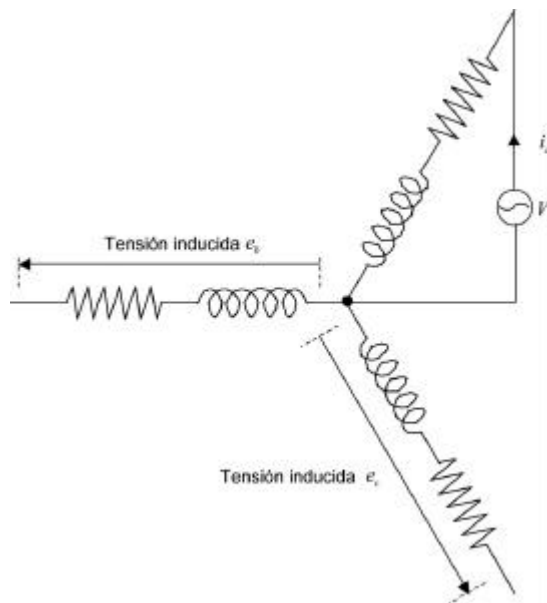


Figura 3.6. Esquema de conexiones y medidas del Ensayo 2.

La corriente sólo circula por la fase alimentada desde la red mientras que las otras dos fases permanecen en circuito abierto. La corriente que circula por la fase de primario i_a genera un flujo variable en el circuito magnético que al atravesar el resto de fases induce una tensión en ellas.

3.1.3.2 Ecuaciones para el método de mínimos cuadrados

Las ecuaciones correspondientes a la inducción de tensiones en las fases b y c debido a las corrientes que circulan al alimentar la fase a en las condiciones del ensayo, son las siguientes:

$$e_b = -\frac{dy_b}{dt} = -L_{ab} \frac{di_a}{dt} \quad (3.9)$$

$$e_c = -\frac{dy_c}{dt} = -L_{ac} \frac{di_a}{dt} \quad (3.10)$$

siendo:

- e_b la tensión instantánea inducida en la fase b
- y_b el flujo instantáneo en la fase b
- L_{ab} la inductancia de acoplamiento de la fase b con la fase a
- e_c la tensión instantánea inducida en la fase c
- y_c el flujo instantáneo en la fase c
- L_{ac} la inductancia de acoplamiento de la fase c con la fase a
- i_a la corriente instantánea circulante por la fase a

De nuevo se ha llegado a unas ecuaciones cuya formulación permiten estimar el parámetro por medio del método de mínimos cuadrados.

Para calcular la inductancia de acoplamiento L_{ab} , la ecuación del método de mínimos cuadrados obtenida a partir de (3.9) es la siguiente.

$$\begin{bmatrix} e_b(1) \\ e_b(2) \\ \vdots \\ e_b(m) \end{bmatrix} = -L_{ab} \begin{bmatrix} \frac{di_a}{dt}(1) \\ \frac{di_a}{dt}(2) \\ \vdots \\ \frac{di_a}{dt}(m) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e(1) \\ e(2) \\ \vdots \\ e(m) \end{bmatrix} \quad (3.11)$$

Por tanto,

$$\mathbf{H}_m = \begin{bmatrix} \frac{di_a}{dt}(1) \\ \frac{di_a}{dt}(2) \\ \vdots \\ \frac{di_a}{dt}(m) \end{bmatrix}; \hat{\varphi} = L_{ab}; \mathbf{y}_m = \begin{bmatrix} e_b(1) \\ e_b(2) \\ \vdots \\ e_b(m) \end{bmatrix}; \mathbf{e}_m = \begin{bmatrix} e(1) \\ e(2) \\ \vdots \\ e(m) \end{bmatrix} \quad (3.12)$$

$$\hat{\varphi} = (\mathbf{H}_m^T \mathbf{H}_m)^{-1} \mathbf{H}_m^T \mathbf{y}_m \quad (3.13)$$

Las ecuaciones que se han desarrollado en este apartado son análogas cuando se alimentan las fases *b* o la fase *c*. Basta con sustituir los subíndices como corresponda en las ecuaciones (3.9) a (3.13).

3.1.3.3 Resultados del ensayo

La máquina lineal se dispone sobre el hierro de secundario habiéndose retirado el aluminio. El comportamiento de la máquina en esta disposición responde a las ecuaciones desarrolladas en el apartado 3.1.3.2.

El experimento consiste en alimentar una de las tres fases del motor con tensión alterna tomada directamente de la red (aproximadamente 230V y 50Hz). Se registran las ondas de tensión y corriente que absorbe dicha fase así como la tensión fase-neutro inducida en la fase cuya inductancia de acoplamiento con la fase alimentada se quiere estimar. De nuevo, para este ensayo los datos se registraron con una frecuencia de muestreo de 250KHz.

Este ensayo ha de realizarse tres veces para cada una de las temperaturas. Cada vez, se cambiará la fase que es alimentada. En cada ensayo se miden la corriente absorbida por la fase alimentada y las dos tensiones inducidas sobre las fases no alimentadas, pudiendo obtenerse con esos datos las dos inductancias mutuas de acoplamiento correspondientes. Finalmente, se obtienen los siguientes seis valores: L_{ab} , L_{ac} , L_{ba} , L_{bc} , L_{ca} , L_{cb} .

Los seis valores de inductancias mutuas se han calculado para tres temperaturas diferentes de las cabezas de las bobinas del primario: 20°C, 55°C y 90°C.

En la Tabla 3.3 se recogen los valores de inductancia mutua de acoplamiento entre fases calculada para diversas temperaturas a partir de los ensayos.

Tabla 3.3. Valores de las inductancias de acoplamiento a diferentes temperaturas

	T=20°C	T=55°C	T=90°C
L_{ab}	0,1049 H	0,1063 H	0,1098 H
L_{ac}	0,0801 H	0,0812 H	0,0838 H
L_{ba}	0,1128 H	0,1143 H	0,1166 H
L_{bc}	0,1123 H	0,1138 H	0,1161 H
L_{ca}	0,0860 H	0,0876 H	0,0894 H
L_{cb}	0,1122 H	0,1141 H	0,1165 H

Si la máquina fuera rotativa y con simetría cilíndrica, los 6 valores obtenidos habrían de ser iguales. Pero como la máquina no es simétrica, se obtienen valores sensiblemente distintos.

Conocer estos valores tiene mucho interés puesto que nos permite tener una representación de cuáles son las fases con mayor capacidad de creación de campo magnético útil y cuáles son las fases débiles de la máquina.

Los resultados evidencian una diferencia muy grande entre los valores de dichas inductancias de acoplamiento en función de las fases de que se trate. La disposición de las fases en la máquina se muestra en la Figura 3.7.

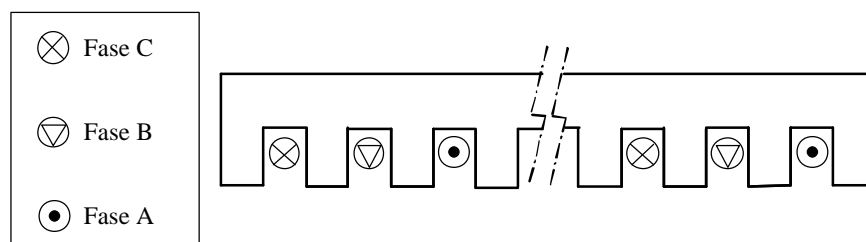


Figura 3.7. Disposición de las fases en la estructura del primario

Los valores de inductancias mutuas recogidos en la Tabla 3.3 indican que la inductancia mutua máxima se verifica en el acoplamiento magnético entre las fases *b* y *a*. El valor mínimo de inductancia mutua se ha registrado en el acoplamiento de las fases *a* y *c*. La diferencia entre la inductancia mutua máxima y mínima es de un 25%. Estos resultados sugieren que los efectos de dispersión afectan de forma más importante a las bobinas de las fases *a* y *c* debido a su disposición más externa en la máquina tal y como se representa en la Figura 3.7. La bobina que corresponde a la fase *b* se aloja en la parte más interior de la máquina. Por esto, está más rodeada de hierro y tiene más capacidad de crear campo.

Estos resultados indican que la disposición de las bobinas influye de forma importante en el comportamiento de la máquina y es conveniente, a la hora de diseñar cualquier máquina lineal, establecer soluciones geométricas o eléctricas que equilibren las fases. Esta diferencia en las características electromagnéticas de las fases provoca un desequilibrio en las corrientes de entrada al motor.

3.1.4 Ensayo 3. Obtención de s , t_2 y L_1

3.1.4.1 Objetivo del ensayo

El ensayo para la obtención del factor de dispersión S , la constante de tiempo del secundario t_2 y la autoinductancia del primario L_1 es el más complicado. Hace falta realizar muchos experimentos porque los parámetros que se estiman dependen de la temperatura y también de la velocidad. Además la ecuación del modelo empleado para estimar los parámetros mediante el algoritmo de mínimos cuadrados es más compleja debido a la necesidad de que la ecuación relacione tres parámetros y no dos como sucede en los Ensayos 1 y 2.

En primer lugar se busca un conjunto de ecuaciones que permitan obtener los parámetros que no se han identificado mediante los otros dos ensayos. Para estimar los parámetros que restan es necesario apoyarse en los resultados obtenidos en los Ensayos 1 y 2 y en alguna hipótesis.

El ensayo consiste en alimentar las tres fases del motor con tensión tomada de la red (230V y 50Hz) y registrar cada una de las tensiones y corrientes absorbidas por la máquina. Se repite esta operación para diferentes temperaturas y velocidades de la máquina con el objetivo de calcular los parámetros para un rango amplio de condiciones de operación.

3.1.4.2 Ecuaciones para el método de mínimos cuadrados

El modelo empleado para calcular los parámetros de la máquina mediante el método de mínimos cuadrados es el de la máquina lineal de inducción rotativa, que se considera suficientemente aproximado para la máquina de inducción lineal. Se va a suponer que no se producen pérdidas por histéresis ni por corrientes parásitas. El circuito equivalente del modelo elegido se representa en la Figura 3.8.

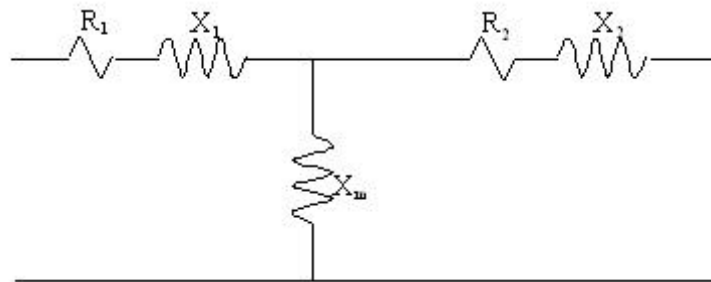


Figura 3.8. Circuito equivalente del motor lineal de inducción

Se parte de las siguientes ecuaciones que reflejan el comportamiento eléctrico de primario y secundario respectivamente:

$$\vec{v}_1 = r_1 \cdot \vec{i}_1 + \frac{d\vec{\Psi}_1}{dt} = r_1 \cdot \vec{i}_1 + L_1 \cdot \frac{d\vec{i}_1}{dt} + L_m \cdot \frac{d\vec{i}_2}{dt} \quad (3.14)$$

$$0 = r_2 \cdot \vec{i}_2 + \frac{d\vec{\Psi}_2}{dt} - j \cdot \omega_m \cdot \vec{\Psi}_2 \quad (3.15)$$

siendo,

- \vec{v}_1 el fasor de tensión del primario
- \vec{i}_1 el fasor de corriente del primario

- \vec{i}_2 el fasor de corriente del secundario
- $\vec{\Psi}_1$ el fasor de flujo total del primario
- $\vec{\Psi}_2$ el fasor de flujo total del secundario
- r_1 la resistencia media de las bobinas de primario
- L_1 la autoinductancia del primario
- L_m la inductancia de magnetización
- ω_m la velocidad angular del motor

El flujo del rotor se define como,

$$\vec{\Psi}_2 = L_m \cdot \vec{i}_1 + L_2 \cdot \vec{i}_2 \quad (3.16)$$

siendo,

- L_2 la autoinductancia del secundario

Despejando en (3.16) la corriente del secundario,

$$\vec{i}_2 = \frac{1}{L_2} \cdot \vec{\Psi}_2 - \frac{L_m}{L_2} \cdot \vec{i}_1 \quad (3.17)$$

Sustituyendo (3.17) en (3.15),

$$0 = r_2 \cdot \left(\frac{1}{L_2} \cdot \vec{\Psi}_2 - \frac{L_m}{L_2} \cdot \vec{i}_1 \right) + \frac{d\vec{\Psi}_2}{dt} - j \cdot \omega_m \cdot \vec{\Psi}_2 \quad (3.18)$$

y operando se obtiene (3.19).

$$\frac{d\vec{\Psi}_2}{dt} = \frac{L_m}{L_2} \cdot \vec{i}_1 - \left(\frac{1}{L_2} - j \cdot \omega_m \right) \cdot \vec{\Psi}_2 \quad (3.19)$$

siendo $t_2 = L_2/r_2$ la constante de tiempo del secundario. Por otra parte, derivando (3.17),

$$\frac{d\vec{i}_2}{dt} = \frac{1}{L_2} \cdot \frac{d\vec{\Psi}_2}{dt} - \frac{L_m}{L_2} \cdot \frac{d\vec{i}_1}{dt} \quad (3.20)$$

Sustituyendo (3.20) en (3.14),

$$\vec{v}_1 = r_1 \cdot \vec{i}_1 + L_1 \cdot \frac{d\vec{i}_1}{dt} + L_m \cdot \left(\frac{1}{L_2} \cdot \frac{d\vec{\Psi}_2}{dt} - \frac{L_m}{L_2} \cdot \frac{d\vec{i}_1}{dt} \right) \quad (3.21)$$

y operando,

$$\vec{v}_1 = r_1 \cdot \vec{i}_1 + \mathbf{s} \cdot L_1 \cdot \frac{d\vec{i}_1}{dt} + \frac{L_m}{L_2} \cdot \frac{d\vec{\Psi}_2}{dt} \quad (3.22)$$

Despejando en (3.21),

$$\frac{d\vec{i}_1}{dt} = \frac{1}{\mathbf{s} \cdot L_1} \cdot \left(\vec{v}_1 - r_1 \cdot \vec{i}_1 - \frac{L_m}{L_2} \cdot \frac{d\vec{\Psi}_2}{dt} \right) \quad (3.23)$$

A continuación, se sustituye (3.19) en (3.23),

$$\frac{d\vec{i}_1}{dt} = \frac{1}{\mathbf{s} \cdot L_1} \cdot \left[\vec{v}_1 - r_1 \cdot \vec{i}_1 - \frac{L_m}{L_2} \left(\frac{L_m}{t_2} \cdot \vec{i}_1 - \left(\frac{1}{t_2} - \mathbf{j} \cdot \mathbf{w}_m \right) \cdot \vec{\Psi}_2 \right) \right] \quad (3.24)$$

y agrupando términos queda la siguiente expresión,

$$\frac{d\vec{i}_1}{dt} = \frac{1}{\mathbf{s} \cdot L_1} \cdot \left[\vec{v}_1 - \left(r_1 - \frac{L_m^2}{L_2^2} \cdot r_2 \right) \cdot \vec{i}_1 + \frac{L_m}{L_2} \cdot \left(\frac{1}{t_2} - \mathbf{j} \cdot \mathbf{w}_m \right) \cdot \vec{\Psi}_2 \right] \quad (3.25)$$

Las dos ecuaciones que se utilizan para obtener un modelo de máquina que relaciona las variables medibles con los parámetros que se quiere calcular son (3.19) y (3.25), que se describen a continuación.

$$\frac{d\bar{\Psi}_2}{dt} = \frac{L_m}{t_2} \cdot \bar{i}_1 - \left(\frac{1}{t_2} - j \cdot \mathbf{w}_m \right) \cdot \bar{\Psi}_2 \quad (3.26)$$

$$\frac{d\bar{i}_1}{dt} = \frac{1}{\mathbf{s} \cdot L_1} \cdot \left[\bar{v}_1 - \left(r_1 - \frac{L_m^2}{L_2^2} \cdot r_2 \right) \cdot \bar{i}_1 + \frac{L_m}{L_2} \cdot \left(\frac{1}{t_2} - j \cdot \mathbf{w}_m \right) \cdot \bar{\Psi}_2 \right] \quad (3.27)$$

Se puede despejar $\bar{\Psi}_2$ en (3.27) y obtener su derivada (se considera que \mathbf{w}_m es constante, hipótesis válida debido a la alta inercia de la mesa giratoria). Una vez que se dispone de las expresiones de $\bar{\Psi}_2$ y de $d\bar{\Psi}_2/dt$, se sustituyen en (3.26), obteniéndose la siguiente ecuación.

$$\begin{aligned} \frac{d^2\bar{i}_1}{dt^2} &= \left(-\frac{r_1 + \frac{L_1}{L_2} + j \cdot \mathbf{w}_m}{\mathbf{s} \cdot L_1} \right) \cdot \frac{d\bar{i}_1}{dt} + \frac{r_1}{\mathbf{s} \cdot L_1} \cdot \left(j \cdot \mathbf{w}_m - \frac{1}{t_2} \right) \cdot \bar{i}_1 + \\ &\frac{1}{\mathbf{s} \cdot L_1} \cdot \frac{d\bar{v}_1}{dt} + \frac{1}{\mathbf{s} \cdot L_1} \cdot \left(\frac{1}{t_2} - j \cdot \mathbf{w}_m \right) \cdot \bar{v}_1 \end{aligned} \quad (3.28)$$

La ecuación anterior se traslada a los ejes dq y se escribe en forma matricial.

$$\begin{aligned} &\begin{bmatrix} -\frac{d\bar{v}_{1d}}{dt} + r_1 \cdot \frac{d\bar{i}_{1d}}{dt} - \mathbf{w}_m \cdot (\bar{v}_{1q} - r_1 \cdot \bar{i}_{1q}) \\ -\frac{d\bar{v}_{1q}}{dt} + r_1 \cdot \frac{d\bar{i}_{1q}}{dt} - \mathbf{w}_m \cdot (\bar{v}_{1d} - r_1 \cdot \bar{i}_{1d}) \end{bmatrix} = \\ &\begin{bmatrix} -\frac{d^2\bar{i}_{1d}}{dt^2} - \mathbf{w}_m \cdot \frac{d\bar{i}_{1q}}{dt} & \bar{v}_{1d} - r_1 \cdot \bar{i}_{1d} & -\frac{d\bar{i}_{1d}}{dt} \\ -\frac{d^2\bar{i}_{1q}}{dt^2} - \mathbf{w}_m \cdot \frac{d\bar{i}_{1d}}{dt} & \bar{v}_{1q} - r_1 \cdot \bar{i}_{1q} & -\frac{d\bar{i}_{1q}}{dt} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{s} \cdot L_1 \\ 1 \\ t_2 \\ L_s \\ t_2 \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (3.29)$$

Los datos que se puede registrar con el analizador de redes PZ4000 son las tensiones y corrientes de cada una de las tres fases de la máquina y por tanto es necesario operar sobre los valores experimentales para transformar dichas tensiones y corrientes a los ejes dq . Esto se puede realizar

programando rutinas para el tratamiento de los valores registrados en el programa Matlab.

Se dispone, por tanto, de dos ecuaciones para aplicar el método de mínimos cuadrados cuando una de ellas es suficiente para obtener los parámetros. Se ha comprobado que ambas ecuaciones arrojan valores similares. Se ha decidido utilizar la segunda de las ecuaciones:

$$-\frac{d\vec{v}_{1q}}{dt} + r_1 \cdot \frac{d\vec{i}_{1q}}{dt} - \mathbf{w}_m \cdot (\vec{v}_{1d} - r_1 \cdot \vec{i}_{1d}) = \left[\begin{array}{c} \mathbf{s} \cdot L_1 \\ 1 \\ \mathbf{t}_2 \\ \frac{L_s}{\mathbf{t}_2} \end{array} \right] \quad (3.30)$$

Para calcular los parámetros, la ecuación del método de mínimos cuadrados obtenida a través de (3.30).

$$\left[\begin{array}{c} \left[-\frac{d\vec{v}_{1q}}{dt} + r_1 \cdot \frac{d\vec{i}_{1q}}{dt} - \mathbf{w}_m \cdot (\vec{v}_{1d} - r_1 \cdot \vec{i}_{1d}) \right]_1 \\ \left[-\frac{d\vec{v}_{1q}}{dt} + r_1 \cdot \frac{d\vec{i}_{1q}}{dt} - \mathbf{w}_m \cdot (\vec{v}_{1d} - r_1 \cdot \vec{i}_{1d}) \right]_2 \\ \vdots \\ \left[-\frac{d\vec{v}_{1q}}{dt} + r_1 \cdot \frac{d\vec{i}_{1q}}{dt} - \mathbf{w}_m \cdot (\vec{v}_{1d} - r_1 \cdot \vec{i}_{1d}) \right]_m \end{array} \right] = \left[\begin{array}{c} \left[-\frac{d^2\vec{i}_{1q}}{dt^2} - \mathbf{w}_m \cdot \frac{d\vec{i}_{1d}}{dt} \mid \vec{v}_{1q} - r_1 \cdot \vec{i}_{1q} \mid -\frac{d\vec{i}_{1q}}{dt} \right]_1 \\ \left[-\frac{d^2\vec{i}_{1q}}{dt^2} - \mathbf{w}_m \cdot \frac{d\vec{i}_{1d}}{dt} \mid \vec{v}_{1q} - r_1 \cdot \vec{i}_{1q} \mid -\frac{d\vec{i}_{1q}}{dt} \right]_2 \\ \vdots \\ \left[-\frac{d^2\vec{i}_{1q}}{dt^2} - \mathbf{w}_m \cdot \frac{d\vec{i}_{1d}}{dt} \mid \vec{v}_{1q} - r_1 \cdot \vec{i}_{1q} \mid -\frac{d\vec{i}_{1q}}{dt} \right]_m \end{array} \right] \left[\begin{array}{c} \mathbf{s} \cdot L_s \\ 1 \\ \mathbf{t}_2 \\ \frac{L_s}{\mathbf{t}_2} \end{array} \right] + \left[\begin{array}{c} e_1 \\ e_2 \\ \vdots \\ e_m \end{array} \right] \quad (3.31)$$

Por tanto,

$$\mathbf{H}_m = \begin{bmatrix} \left[-\frac{d^2 \vec{i}_{1q}}{dt^2} - \mathbf{w}_m \cdot \frac{d\vec{i}_{1d}}{dt} \mid \vec{v}_{1q} - r_1 \cdot \vec{i}_{1q} \mid -\frac{d\vec{i}_{1q}}{dt} \right]_1 \\ \left[-\frac{d^2 \vec{i}_{1q}}{dt^2} - \mathbf{w}_m \cdot \frac{d\vec{i}_{1d}}{dt} \mid \vec{v}_{1q} - r_1 \cdot \vec{i}_{1q} \mid -\frac{d\vec{i}_{1q}}{dt} \right]_2 \\ \vdots \\ \left[-\frac{d^2 \vec{i}_{1q}}{dt^2} - \mathbf{w}_m \cdot \frac{d\vec{i}_{1d}}{dt} \mid \vec{v}_{1q} - r_1 \cdot \vec{i}_{1q} \mid -\frac{d\vec{i}_{1q}}{dt} \right]_m \end{bmatrix} \hat{\mathbf{q}} = \begin{bmatrix} \mathbf{s} \cdot L_1 \\ 1 \\ \mathbf{t}_2 \\ \frac{L_s}{\mathbf{t}_2} \end{bmatrix} \quad (3.32)$$

$$\mathbf{y}_m = \begin{bmatrix} \left[-\frac{d\vec{v}_{1q}}{dt} + r_1 \cdot \frac{d\vec{i}_{1q}}{dt} - \mathbf{w}_m \cdot (\vec{v}_{1d} - r_1 \cdot \vec{i}_{1d}) \right]_1 \\ \left[-\frac{d\vec{v}_{1q}}{dt} + r_1 \cdot \frac{d\vec{i}_{1q}}{dt} - \mathbf{w}_m \cdot (\vec{v}_{1d} - r_1 \cdot \vec{i}_{1d}) \right]_2 \\ \vdots \\ \left[-\frac{d\vec{v}_{1q}}{dt} + r_1 \cdot \frac{d\vec{i}_{1q}}{dt} - \mathbf{w}_m \cdot (\vec{v}_{1d} - r_1 \cdot \vec{i}_{1d}) \right]_m \end{bmatrix} \mathbf{e}_m = \begin{bmatrix} e_1 \\ e_2 \\ \vdots \\ e_m \end{bmatrix} \quad (3.33)$$

Una vez establecidos las matrices y vectores necesarios, se calcula el vector de parámetros estimados mediante (3.34).

$$\hat{\mathbf{q}} = (\mathbf{H}_m^T * \mathbf{H}_m)^{-1} * \mathbf{H}_m^T * \mathbf{y}_m \quad (3.34)$$

3.1.4.3 Resultados del ensayo

El experimento consiste en alimentar las tres fases del motor con tensión alterna tomada directamente de la red (aproximadamente 230V y 50Hz). Se registran las ondas de tensión y corriente que absorbe cada fase.

Los datos registrados corresponden a las tensiones fase-neutro de cada una de las fases y a las corrientes de línea, que corresponden a las corrientes de fase, al estar la máquina conectada en estrella.

Para aplicar el método de mínimos cuadrados tal y como se han planteado las ecuaciones hay que obtener las tensiones y corrientes equivalentes en los ejes dq a partir de los valores de cada fase, también es necesario calcular las derivadas primera y segunda de dichas tensiones y corrientes. Para ello se utiliza la relación que existe entre los valores de fase y los valores en dq .

También es necesario calcular w_m . La velocidad de rotación de la máquina rotativa se relaciona directamente con la velocidad de traslación de la máquina lineal mediante el paso polar.

Para realizar estas transformaciones y derivadas se programaron rutinas mediante Matlab. Una vez obtenidas la matriz de coeficientes de observación, H_m , y el vector de medidas, y_m , se obtiene el valor estimado de s , t_2 y L_1 .

Este ensayo se realiza para cada valor de velocidad y temperatura. Se ha repetido el ensayo a tres temperaturas diferentes de los bobinados del primario: 20°C, 55°C y 90°C. Para cada temperatura se han calculado s , t_2 y L_1 a 4 velocidades: 0, 1.1, 2, 2.9 y 4m/s.

En la Tabla 3.4 se recogen los valores de s , t_2 y L_1 para diversas temperaturas y velocidades calculados a partir de los ensayos.

Tabla 3.4. Valores de s , t_2 y L_1 vs. Velocidad y Temperatura

	0 m/s	1,1 m/s	2 m/s	2,9 m/s	4 m/s	Vel. Temp.
t_2 (ms)	0,002724	0,001928	0,001613	0,001385	0,001262	20°C
	0,002823	0,001902	0,001572	0,001359	0,001219	55°C
	0,002849	0,001998	0,001527	0,001337	0,001181	90°C
L_1 (H)	0,487564	0,508757	0,523302	0,527468	0,562697	20°C
	0,515659	0,521137	0,530566	0,548134	0,562720	55°C
	0,537525	0,555283	0,543836	0,552392	0,571699	90°C
s	0,283484	0,275086	0,295195	0,306500	0,492369	20°C
	0,292849	0,262419	0,288515	0,327522	0,375447	55°C
	0,281480	0,289295	0,310670	0,342777	0,420762	90°C

3.1.5 Resultados del conjunto de los ensayos

Combinando los resultados de los tres ensayos anteriores se pueden calcular los parámetros electromagnéticos del motor que son utilizados por las estrategias de control existentes en bibliografía. Estos parámetros son los siguientes:

- r_1 : resistencia de los bobinados del primario, utilizado por los algoritmos basados en los controles directo de par y orientado al flujo del primario.
- L_m : inductancia de magnetización trifásica, utilizado por los algoritmos basados en el control orientado a flujo.
- L_2 : autoinductancia del secundario, utilizado por los algoritmos basados en el control orientado al flujo del secundario.
- t_2 : constante de tiempo del secundario, utilizado por los algoritmos basados en el control orientado al flujo del secundario.

La resistencia de primario es calculada directamente en el primer ensayo para velocidad nula, y se hace la suposición lógica de que no varía con la velocidad.

La inductancia de magnetización trifásica se obtiene para velocidad cero de los valores de inductancias de acoplamiento calculadas en el segundo ensayo. Es necesario hacer una media de todas ellas, puesto que L_m es un parámetro global del motor.

$$L_m = \frac{3}{2} \frac{L_{ab} + L_{ac} + L_{ba} + L_{bc} + L_{ca} + L_{cb}}{6} \frac{1}{\cos(120^\circ)} \quad (3.35)$$

La autoinductancia del secundario para velocidad nula se calcula a partir de la expresión (3.36).

$$L_2 = \frac{L_m^2}{L_1(1-s)} \quad (3.36)$$

El parámetro t_2 viene dado por el resultado del tercer ensayo.

Para calcular L_m y L_2 a velocidades distintas de cero es necesario hacer una segunda suposición: se considera que la resistencia del secundario es constante con la variación de velocidad. Así, se pueden calcular el resto de los parámetros mediante las siguientes expresiones.

$$r_2 = \frac{(L_2)_{v=0}}{(t_2)_{v=0}} \tag{3.37}$$

$$(L_2)_{v \neq 0} = r_2 (t_2)_{v \neq 0} \tag{3.38}$$

$$(L_m)_{v \neq 0} = \sqrt{(1-s)(L_1)_{v \neq 0}(L_2)_{v \neq 0}} \tag{3.39}$$

Los resultados obtenidos se muestran en la Tabla 3.5.

Tabla 3.5. Valores de los parámetros más importantes para el control de motores de inducción

	0 m/s	1,1 m/s	2 m/s	2,9 m/s	4 m/s	Vel. Temp.
r_1 (Ω)	41,226	41,226	41,226	41,226	41,226	20°C
	44,357	44,357	44,357	44,357	44,357	55°C
	47,751	47,751	47,751	47,751	47,751	90°C
L_m (H)	0,3041	0,2629	0,2404	0,2219	0,1872	20°C
	0,3087	0,2566	0,2346	0,2166	0,1826	55°C
	0,3161	0,2541	0,2324	0,2145	0,1809	90°C
L_2 (H)	0,2647	0,1874	0,1567	0,1346	0,1226	20°C
	0,2613	0,1785	0,1493	0,1282	0,1168	55°C
	0,2587	0,1751	0,1464	0,1258	0,1146	90°C
t_2 (s)	0,002724	0,001928	0,001613	0,001385	0,001262	20°C
	0,002823	0,001902	0,001572	0,001359	0,001219	55°C
	0,002849	0,001998	0,001527	0,001337	0,001181	90°C

En la Figura 3.9 se muestran de forma gráfica los resultados de la resistencia del primario recogidos en la Tabla 3.5.

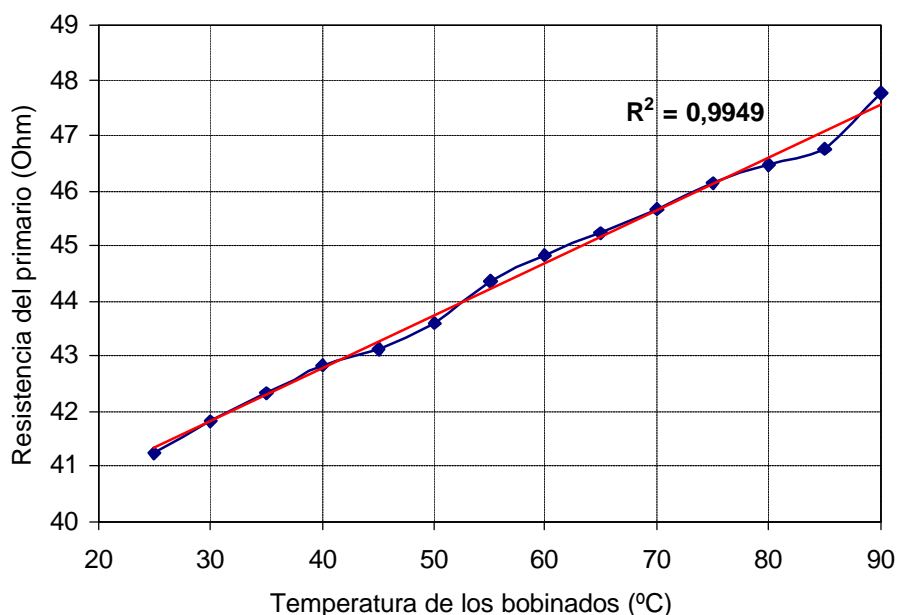


Figura 3.9. Resistencia de primario vs. Temperatura

Los resultados obtenidos son razonables. Un aumento de temperatura se traduce en un aumento de la resistencia. La Figura 3.9 evidencia además una cierta linealidad en la evolución de la resistencia respecto la temperatura. Se ha añadido en la gráfica la recta de regresión que mejor se ajusta a los datos así como el coeficiente de regresión lineal que resulta ser de 0,9949.

Se observa que la resistencia aumenta aproximadamente 0.5 Ohmios por cada 5°C que se incrementa la temperatura.

En la Figura 3.10 se muestran de forma gráfica los resultados recogidos en la Tabla 3.5 correspondientes a la variación de L_m con la velocidad para diversas temperaturas.

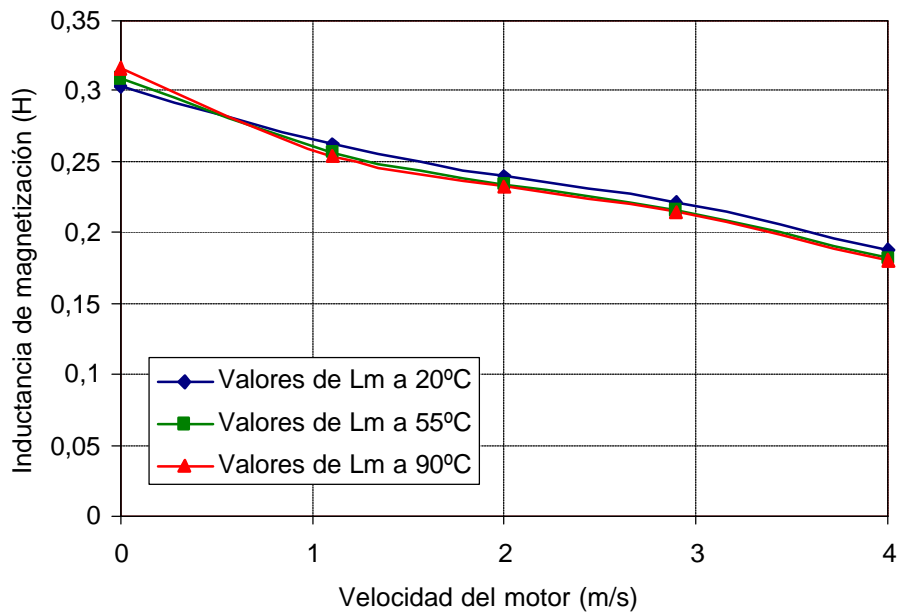


Figura 3.10. L_m vs. Velocidad para diversas temperaturas

El comportamiento del valor de la inductancia de magnetización responde a lo esperado: prácticamente no varía por efecto de la temperatura y disminuye sensiblemente con la velocidad del motor. La disminución máxima es de hasta un 40% de su valor en parado. Se comprueba que los efectos de borde dinámicos son importantes en este tipo de banco de ensayos.

En la Figura 3.11 se muestran de forma gráfica los resultados recogidos en la Tabla 3.5 correspondientes a la variación de L_2 con la velocidad para diversas temperaturas.

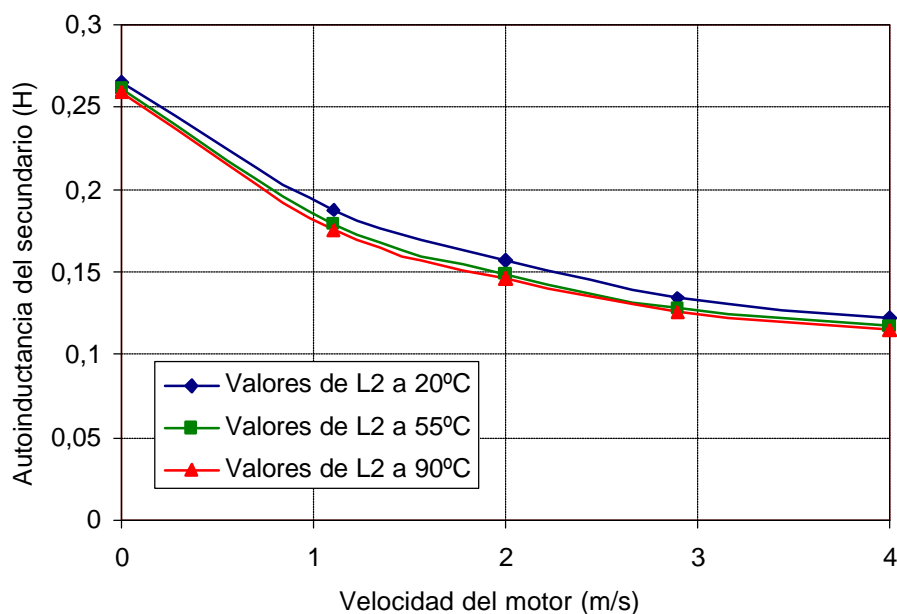


Figura 3.11. L_2 vs. Velocidad para diversas temperaturas

La figura muestra una tendencia clara del valor de L_2 a disminuir conforme aumenta la velocidad. La disminución máxima está en un 55% respecto a su valor con el motor parado. Esto es debido a que a este parámetro le afecta tanto la variación de la inductancia de magnetización como la de la inductancia de dispersión del secundario, teniendo las dos una tendencia a disminuir con la velocidad del motor.

En la Figura 3.12 se muestran de forma gráfica los resultados recogidos en la Tabla 3.5 correspondientes a la variación de t_2 con la velocidad para diversas temperaturas.

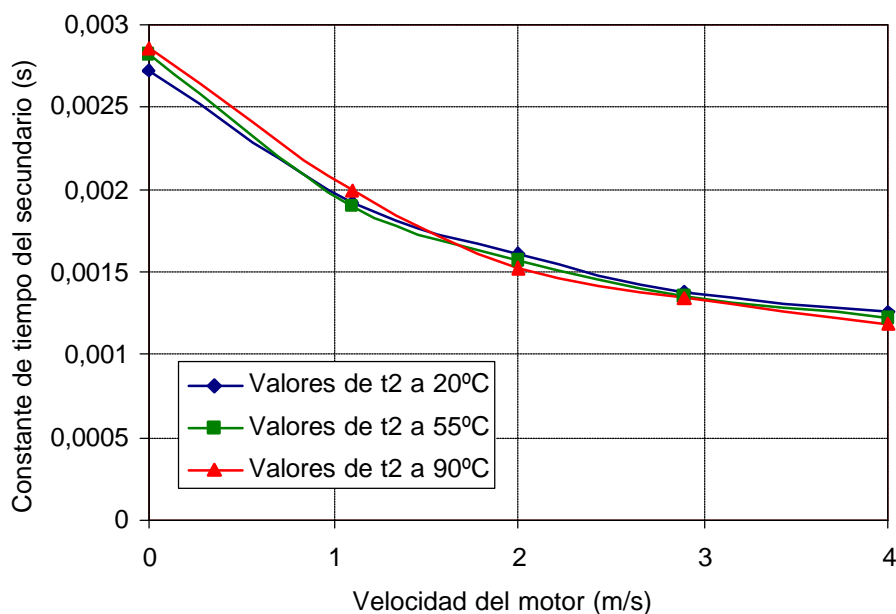


Figura 3.12. t_2 vs. Velocidad para diversas Temperaturas

Se observa que t_2 tiende a disminuir conforme se alcanzan valores altos de velocidad. Se aprecia que la variación es prácticamente la misma que la que se observa en la Figura 3.11 para la inductancia del secundario.

Esto es debido a que en el ensayo la temperatura no afecta al valor de t_2 . La mesa giratoria que hace de secundario apenas se calienta debido a su gran superficie de disipación y a que se encuentra prácticamente todo el tiempo girando. Por esta razón, la resistencia de secundario r_2 no varía con la temperatura del primario, ni tampoco t_2 .

3.2 SENSIBILIDAD DE LAS ESTRATEGIAS DE CONTROL ANTE LA VARIACIÓN DE PARÁMETROS

El objetivo de esta sección del capítulo es analizar la sensibilidad de diversas estrategias de control de motores lineales de inducción a la variación de los parámetros que intervienen en los cálculos del controlador.

Se evalúa la sensibilidad de las dos estrategias de control que se han considerado más representativas para este estudio: el control directo de fuerza clásico, basado en la ecuación de voltaje del primario, y el control orientado al flujo de secundario directo, que utiliza la ecuación de voltaje del secundario.

Este análisis de robustez se ha realizado comparando la respuesta del motor a consignas de tipo escalón de posición y velocidad cuando el controlador funciona con parámetros con diversas desviaciones porcentuales respecto a su valor real.

3.2.1 Descripción del dispositivo de ensayo

Los ensayos se han realizado sobre la bancada del motor lineal que se ve en la Figura 3.13. La bancada tiene una carrera de aproximadamente 2m.

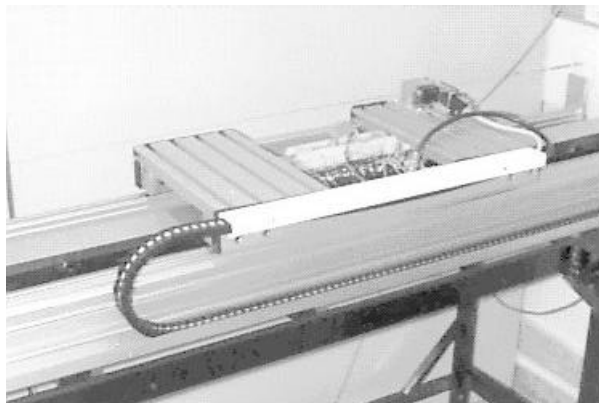


Figura 3.13. Motor sobre la bancada lineal

Las características de la máquina y la instrumentación necesaria empleada en el control se describen con detalle en [37] y [53].

3.2.2 Sensibilidad del control directo de fuerza clásico

El objetivo es conocer cómo influye una mala estimación del parámetro utilizado en el algoritmo de control, la resistencia del primario, sobre el comportamiento de una máquina de inducción lineal controlada mediante una estrategia de este tipo.

Las ecuaciones desarrolladas en el apartado 2.1.2.1 muestran que la resistencia del primario r_1 es el único parámetro que interviene en los cálculos que utiliza una estrategia de control directo de fuerza. El estimador del flujo de primario se calcula a partir de (3.40).

$$\vec{v}_1 = \vec{i}_1 \cdot r_1 + \frac{d\vec{y}_1}{dt} \Rightarrow \vec{y}_1 = \int (\vec{v}_1 - \vec{i}_1 \cdot r_1) \cdot dt \quad (3.40)$$

Analizando esta ecuación se puede observar que valores estimados de r_1 mayores que su valor real conducen a un valor estimado del flujo de primario menor y retrasado respecto a su valor real. Esto es peligroso puesto que al realimentar un valor de flujo menor que el real, el control tenderá a introducir más tensión en el motor y puede llegar a hacer inestable el sistema.

Si el valor estimado de r_1 es menor que su valor real, el flujo de primario estimado tendrá un módulo mayor que el real y estará adelantado con respecto a este, de tal manera que el control introducirá menos tensión en el motor y la respuesta se empobrece. La Figura 3.14 muestra sobre un esquema rotativo la posición relativa de los fasores de flujo según el valor estimado de r_1 .

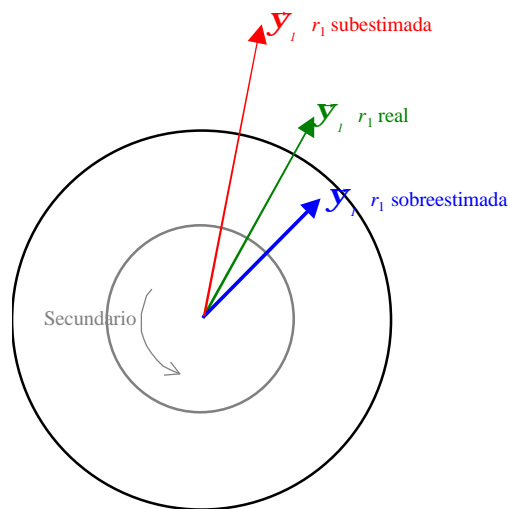


Figura 3.14. Efecto de la desviación del valor de r_1 sobre la estimación del flujo del primario

Para corroborar estas hipótesis, se han realizado una serie de ensayos en el prototipo de motor lineal de inducción. En los experimentos, se introduce una consigna de tipo escalón de velocidad y se mide la respuesta. Esto se realiza introduciendo en el control valores equivocados de r_1 con diversas desviaciones porcentuales respecto su valor real.

En la Figura 3.15 se muestra la respuesta del control directo de fuerza a una consigna escalón de velocidad de 0,8m/s para diferentes valores de la resistencia de primario en el algoritmo. La línea roja corresponde a la respuesta del motor con estimación correcta mientras que el resto de curvas corresponden a respuestas utilizando valores incorrectos según se indica en la leyenda.

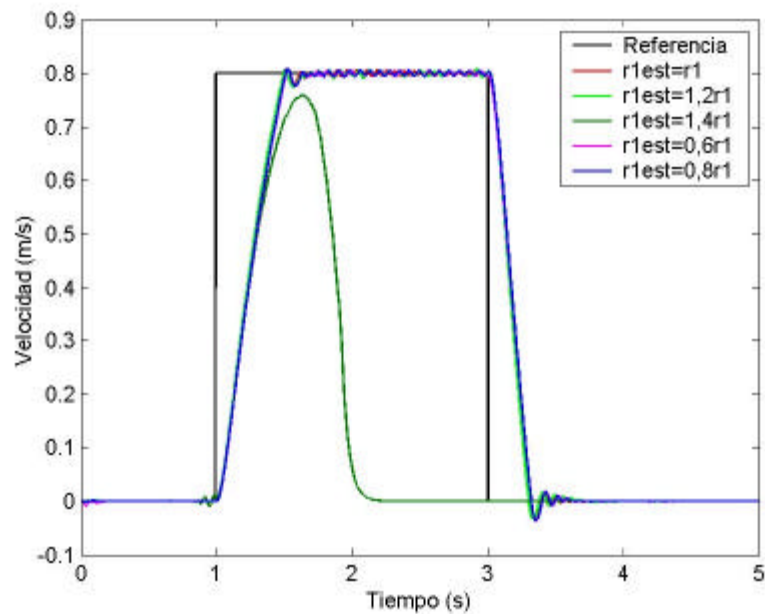


Figura 3.15. Respuesta de velocidad con un control directo de fuerza para diferentes valores de r_1

Mediante los ensayos se ha verificado que si el control opera con valores estimados de r_1 por debajo de su valor real, la respuesta de la máquina no se ve afectada de forma importante y no se origina inestabilidad. Esta situación conduce a una menor eficiencia de los disparos, la respuesta se ralentiza y las oscilaciones aumentan.

Hay autores como Nasar que proponen utilizar un valor de r_1 nulo en esta estrategia de control [28]. Se ha comprobado que esta consideración es acertada pues no se altera sensiblemente el comportamiento de los controles.

Por otro lado, se ha observado que la máquina se hace inestable cuando se utiliza un valor estimado de r_1 un 40% mayor que el valor correcto.

3.2.3 Sensibilidad del control orientado al flujo del secundario directo

Las ecuaciones que intervienen en los cálculos de las estrategias de control orientado al flujo de rotor directo son las obtenidas en el apartado 2.1.1.1.

En dichas ecuaciones intervienen los parámetros L_m , L_2 y t_2 , que corresponden a la inductancia de magnetización, la autoinductancia del secundario y la constante de tiempo del secundario. El objetivo es conocer cómo influye una incorrecta estimación de dichos parámetros, sobre el comportamiento de una máquina de inducción lineal controlada mediante la estrategia de control orientado al flujo de secundario directo.

Estos tres parámetros están relacionados entre sí mediante las siguientes expresiones.

$$L_2 = L_m + L_{l2} \quad (3.41)$$

$$t_2 = \frac{L_m + L_{l2}}{r_2} \quad (3.42)$$

donde, como ya se ha visto, L_{l2} es la inductancia de dispersión del secundario y r_2 la resistencia del secundario.

Puede observarse en estas expresiones que una variación de la resistencia del secundario, dada por ejemplo cuando se produce un calentamiento local, afecta únicamente a la constante de tiempo del secundario. Por otro lado, una manifestación del efecto de borde dinámico a velocidad alta, que modificaría el valor de las inductancias, afecta a los tres parámetros por igual.

3.2.3.1 Variación de la resistencia de secundario

Una variación de la resistencia de secundario, y por tanto una variación de la constante de tiempo t_2 , afectaría únicamente a la estimación del ángulo eléctrico del flujo del secundario. Este ángulo viene dado por (3.43).

$$q_{y_2} = q_m + \int \frac{i_{1y}}{t_2 i_{1x}} dt \tag{3.43}$$

A partir de (3.43), y teniendo en cuenta (3.42), puede observarse que, cuando utiliza en el estimador un valor de r_2 menor que el valor correcto, la posición estimada del flujo del secundario está retrasada respecto a su posición real. Cuando se utiliza un valor mayor que el real ocurre exactamente lo contrario. Esto se muestra de forma gráfica en la Figura 3.16.

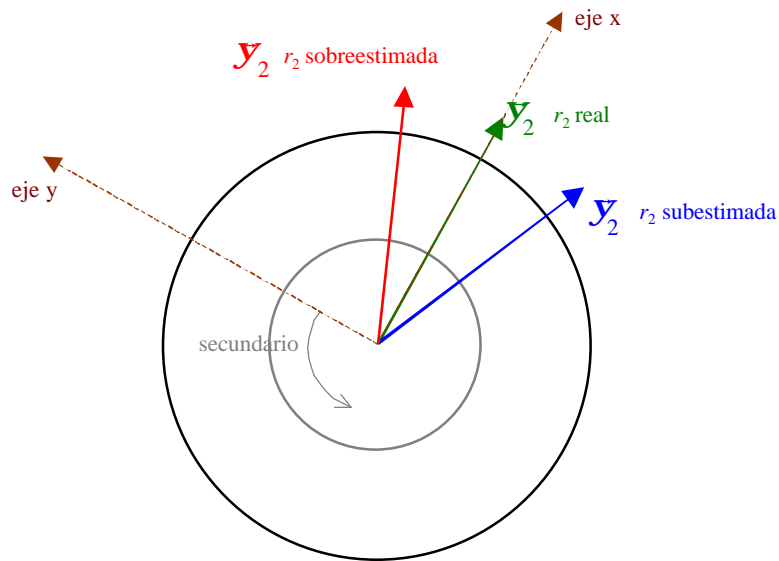


Figura 3.16. Efecto de la desviación del valor de r_2 sobre la estimación del flujo del secundario

El ángulo del flujo de rotor determina la posición del sistema de referencia que permite una actuación desacoplada sobre el par y sobre el flujo. Cuando la estimación del ángulo es incorrecta, la actuación sobre el flujo y la fuerza tendrá un cierto acoplamiento. Suponiendo que el ángulo tiene un retraso α , las corrientes que se introducen en el motor i_{1x} e i_{1y} se pueden expresar en los ejes desacoplados respecto a las corrientes de consigna i_{1x}^* e i_{1y}^* .

$$i_{1x} = i_{1x}^* \cos(\mathbf{a}) + i_{1y}^* \sin(\mathbf{a}) \quad (3.44)$$

$$i_{1y} = i_{1y}^* \cos(\mathbf{a}) - i_{1x}^* \sin(\mathbf{a}) \quad (3.45)$$

Como α es un ángulo pequeño se pueden aproximar algunos términos: $\cos(\mathbf{a})=1$ y $\sin(\mathbf{a})=\mathbf{a}$. La fuerza real de la máquina vendrá dado por (3.46).

$$F = \frac{I_m^2}{L_2} \cdot \frac{3pp}{2t} \left[i_{1x}^* \cdot i_{1y}^* (1 - \mathbf{a}^2) + (i_{1y}^{*2} - i_{1x}^{*2}) \mathbf{a} \right] \quad (3.46)$$

Pese a que se ha obtenido para el caso de ángulo retrasado, la expresión (3.46) es válida para el caso de ángulo adelantado cambiando el signo de \mathbf{a} . Se advierte que según cuál sea la relación entre las corrientes de consigna y según se trate de un ángulo positivo (retraso) o negativo (adelanto), la fuerza ejercida será mayor o menor que la que se ejercería trabajando con el ángulo de flujo de secundario correcto.

En la Figura 3.17 se muestran las respuestas del control orientado al flujo de rotor directo a dos consignas diferentes de tipo escalón de velocidad para diversas estimaciones de r_2 . La línea roja es la respuesta de la máquina cuando el control conoce la estimación correcta de r_2 mientras que el resto de curvas son las respuestas cuando el control opera con una estimación cuyo valor porcentual respecto al valor real es el que se indica en la leyenda.

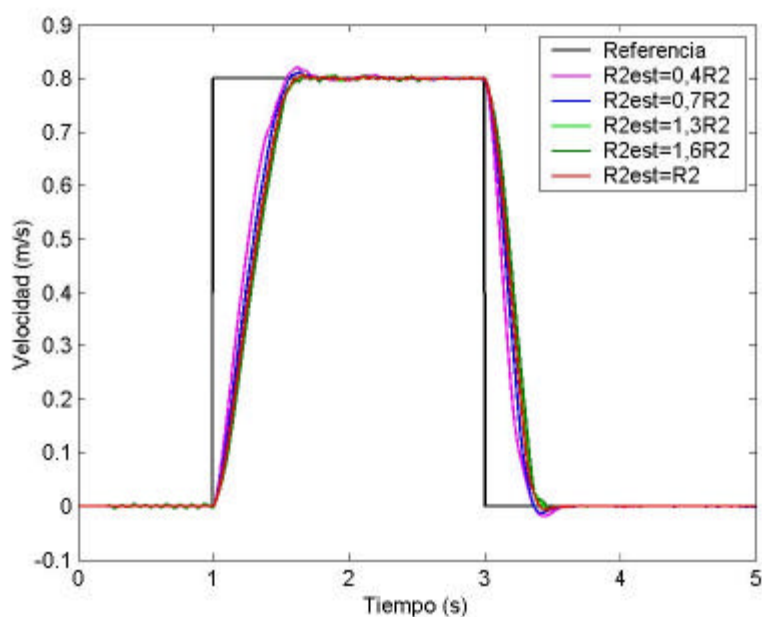


Figura 3.17. Respuesta de velocidad con un control orientado al flujo del secundario directo para diferentes valores de r_2

En el ensayo de velocidad, la exigencia de fuerza es elevada al principio de la rampa y la consigna de corriente del eje y es grande respecto a la corriente en el eje x . Esto explica que los ensayos en los que se ha subestimado el valor de r_2 (ángulo retrasado), la respuesta sea más enérgica en el arranque, porque según se hace patente en (3.46), se produce un aumento en la fuerza ejercida.

En los momentos en que hay poca exigencia de fuerza, la consigna del eje y es pequeña y mucho menor que la consigna del eje x . Esto se verifica, en la Figura 3.17, cuando la máquina está llegando al entorno de la velocidad de consigna. Ello explica la disminución de fuerza en la respuesta que se registra en dicho entorno cuando se trabaja con valores subestimados de r_2 .

3.2.3.2 Variación de las inductancias

Una variación de las inductancias en el motor, sobre todo de la inductancia de magnetización afecta a los tres parámetros utilizados por el control orientado al flujo del secundario L_m , L_2 y t_2 . Atendiendo a las ecuaciones del estimador (3.47) y (3.48), se observa que además de un error en el cálculo del ángulo del flujo de secundario, también se produce un error en el cálculo de su módulo y de la fuerza.

$$|\vec{y}_2| = L_m i_{1x} \quad (3.47)$$

$$F = \frac{3pp}{2t} \frac{L_m^2}{L_2} i_{1x} i_{1y} \quad (3.48)$$

De tal manera que la utilización en el estimador de un valor de las inductancias L_m y L_{l2} mayor que los valores reales, como sucedería a velocidades altas, supone una estimación del módulo de flujo del secundario mayor que la real y también la estimación de la fuerza desarrollada mayor que la real. En esta situación se empobrece la respuesta del motor.

Por el contrario, la utilización de unos valores de L_m y L_{l2} menores que los valores correctos conllevaría una estimación del módulo de flujo y de la fuerza menor que los reales. En esta situación el control tendería a sobrealimentar el motor y podrían darse inestabilidades.

En la Figura 3.18 se muestra la respuesta del control orientado al flujo de secundario directo a una consigna de tipo escalón de velocidad para diversos valores de inductancia de magnetización en el algoritmo de control. La línea roja es la respuesta de la máquina cuando el control conoce el valor correcto de L_m , mientras que el resto de curvas son las respuestas cuando el control opera con una estimación cuyo valor porcentual respecto al valor real es el que se indica en la leyenda.

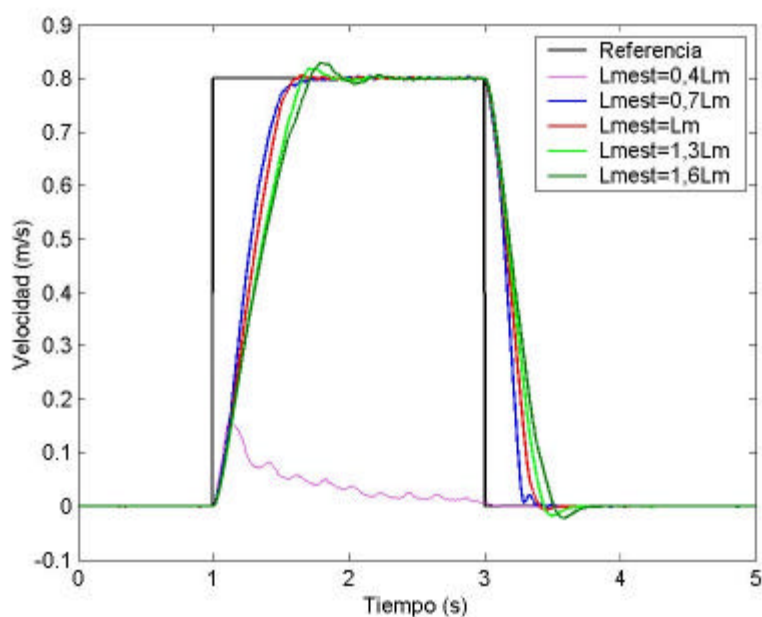


Figura 3.18. Respuesta de velocidad con un control orientado al flujo del secundario directo para diferentes valores de L_m

Como se puede observar en los resultados del ensayo, unos valores de las inductancias en el algoritmo mayores que los valores reales conllevan un empobrecimiento de la respuesta del motor. Por el contrario, valores menores suponen respuestas más enérgicas, dado que hacen introducir al motor más tensión de la necesaria, y llevan a inestabilidades en el sistema.

3.3 CONCLUSIONES DEL CAPÍTULO

Las conclusiones principales extraíbles de los análisis presentados en este capítulo pueden resumirse en lo siguiente:

- El valor de la resistencia de primario varía únicamente con la temperatura de los bobinados. Es un parámetro que posee una variación predecible y con una constante de tiempo alta.

- A su vez, las estrategias de control que utilizan la ecuación de voltaje del primario se muestran razonablemente robustas ante la variación de la resistencia de primario, siempre que el valor de la resistencia estimada no supere el valor de la resistencia real.
- Las inductancias de acoplamiento entre fases poseen una disparidad de valores llamativa. Esto demuestra que existe un desequilibrio importante en las fases de un motor lineal de inducción debido a los efectos de borde estáticos.
- Se ha demostrado que las inductancias de magnetización y de dispersión del secundario poseen una tendencia a disminuir con el aumento de la velocidad del motor, debido a los efectos de borde dinámicos.
- Por último, se ha comprobado que las estrategias de control que utilizan las ecuaciones de voltaje del secundario son sensibles a la variación de las inductancias de magnetización y dispersión del secundario, y a la resistencia del secundario.

CAPÍTULO 4

DISEÑO DE UN ALGORITMO PARA EL CONTROL DEL FLUJO ELECTROMAGNÉTICO DE MOTORES LINEALES DE INDUCCIÓN

En este capítulo se describe la estrategia diseñada la presente tesis doctoral para el control del flujo electromagnético de motores lineales de inducción con pletina conductora en el secundario.

En primer lugar, se citan las especificaciones generales de partida y los criterios de diseño del algoritmo de control que se han adoptado. Estos criterios se han tomado sobre la base de la revisión bibliográfica efectuada y la experiencia adquirida en la aplicación de estrategias de control a motores lineales de inducción.

Posteriormente, se pasa a describir la estrategia de control de flujo electromagnético del motor, tanto para operación normal como para el caso de saturación de la fuente de alimentación. Este algoritmo es el principal puesto que el resto del control, léase los lazos de velocidad y posición, deben ser diseñados en función de la dinámica de fuerza conseguida.

Por último, se realiza un análisis de la respuesta dinámica de los motores lineales de inducción cuando les es aplicado el algoritmo de control del flujo electromagnético y se presentan las condiciones de estabilidad del algoritmo.

4.1 ESPECIFICACIONES Y CRITERIOS DE DISEÑO

Previamente a la etapa de diseño, se han establecido una serie de premisas generales que debe cumplir una estrategia de control del flujo electromagnético para motores lineales de inducción.

- En primer lugar, la estrategia de control ha de ser sencilla, y por tanto, su implementación debe ser económica. Los motores lineales de inducción tienen como una de sus características principales su sencillez de fabricación y su bajo costo, por lo que no tendría sentido diseñar un algoritmo que anulara esta ventaja competitiva frente a otros tipos de motores.
- En segundo lugar, el algoritmo de control debe ser robusto ante variaciones de los parámetros electromagnéticos en el motor. Como ya se ha visto en el capítulo 3, los parámetros son susceptibles de variar durante la operación. Por tanto, la estrategia debe ser capaz de gobernar el motor de manera óptima en esas condiciones.
- Por último, la dinámica de fuerza del motor debe ser la mejor posible, como es lógico en un actuador que está diseñado para conseguir altas velocidades y aceleraciones.

Estas tres premisas no son fáciles de cumplir porque, en la mayoría de los casos, la mejora en alguna de ellas va en detrimento de las otras. Se trata pues de llegar a un compromiso entre las tres.

Para conseguirlo, se han determinado unos criterios de diseño para una nueva estrategia de control.

- El algoritmo de control del flujo electromagnético ha de utilizar únicamente la ecuación de voltaje del primario, tal y como está

formulada para motores rotativos (4.1). De esta manera, se utiliza el modelo electromagnético más sencillo y, además, el único parámetro eléctrico en el algoritmo es la resistencia de las fases del primario.

$$\vec{v}_1 = \vec{i}_1 \cdot r_1 + \frac{d\vec{\Psi}_1}{dt} \quad (4.1)$$

- El algoritmo debe calcular las tensiones exactas a introducir en el motor. Con esto se consiguen dos cosas: por una parte se eliminan los compensadores de corriente propios de los controles orientados a flujo, y por otra parte, es posible utilizar una alimentación por modulación de ancho de pulsos (PWM) en vez de tablas de vectores de tensión discretos, como las estrategias basadas en el control directo de fuerza.
- Las ecuaciones del modelo electromagnético del motor deben utilizar valores de magnitudes compuestas, es decir, los valores de las tensiones deben ser valores entre fases. De esta manera, se omite la suposición, falsa tratándose de motores lineales, de que las tres fases están equilibradas.

4.2 DESCRIPCIÓN DEL ALGORITMO DE CONTROL DEL FLUJO ELECTROMAGNÉTICO

Sobre la base de los criterios de diseño dispuestos se ha desarrollado una estrategia de control de flujo electromagnético con el fin de lograr un compromiso entre sencillez, robustez y buena dinámica de funcionamiento. Esta estrategia se ha diseñado teniendo en cuenta las particularidades de los motores lineales de inducción, por lo que, aún utilizando las ecuaciones de máquina rotativa, se puede decir que es una estrategia específica para este tipo de motores.

4.2.1 Concepto del algoritmo de control

El objetivo del algoritmo es realizar un control desacoplado del módulo del flujo electromagnético y la fuerza del motor utilizando la ecuación de voltaje del primario. Para ello se han escogido dos variables de control:

- El módulo del flujo electromagnético compuesto del primario $|\bar{\Psi}_1|$.
- La frecuencia de deslizamiento del flujo del primario respecto al secundario ω_2 .

Mediante el control de la variable $|\bar{\Psi}_1|$ se consigue establecer el nivel de flujo electromagnético deseado. Este valor de flujo electromagnético normalmente será constante, e igual al valor nominal, para conseguir el máximo aprovechamiento del motor. No obstante, en ocasiones también puede ser conveniente aumentarlo para realizar refuerzos de par a velocidades bajas, o disminuirlo para llegar a velocidades mayores de la nominal.

Por otro lado, el control de la variable ω_2 permite variar la velocidad relativa de giro del flujo electromagnético respecto del secundario, o lo que es lo mismo, la frecuencia de deslizamiento del flujo del primario. Es conocido que, manteniendo el módulo del flujo del primario constante, la fuerza ejercida por el motor es prácticamente proporcional a la frecuencia de deslizamiento ω_2 [2], [8], [17]. Esto se analiza un poco más adelante en el apartado 4.2.4.

Para introducir al motor de manera independiente las dos variables de control se parte de la ya conocida ecuación de voltaje del primario discretizada en el tiempo (4.2).

$$\bar{V}_1(k) = r_1 \cdot \bar{i}_1(k) + \frac{\bar{\Psi}_1(k+1) - \bar{\Psi}_1(k)}{T_s} \quad (4.2)$$

donde k es un instante cualquiera y T_s es el período de actuación del inversor, es decir el período de disparo de las tensiones.

El fasor del flujo del primario $\bar{\Psi}_1(k)$ es conocido del instante anterior. Asimismo, el fasor de la corriente de primario $\bar{i}_1(k)$ se conoce por medición directa. El objetivo del algoritmo es calcular el fasor de tensión $\bar{v}_1(k)$ que es

necesario introducir en el motor para situar el fasor $\vec{\Psi}_1(k+1)$ según dispongan las variables de control $|\vec{\Psi}_1|$ y w_2 .

La ecuación (4.2) se representa gráficamente en la Figura 4.1.

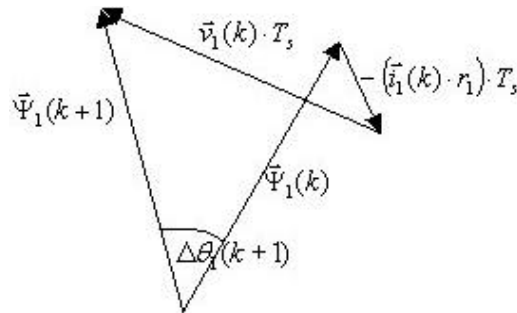


Figura 4.1. Diagrama vectorial de la ecuación de voltaje del primario (4.2)

El módulo de $\vec{\Psi}_1(k+1)$ que el control debe establecer es:

$$|\vec{\Psi}_1(k+1)| = |\vec{\Psi}_1|^* \tag{4.3}$$

Donde $|\vec{\Psi}_1|^*$ es la consigna del módulo del flujo de primario. Por otro lado, la otra variable de consigna es la frecuencia de deslizamiento w_2 . A partir de esta y del ángulo eléctrico del primario respecto al secundario, se puede calcular el ángulo Δq_1 de la Figura 4.1, que es el ángulo que recorre el flujo del primario en un único período de actuación del control.

$$\Delta q_1 = w_2^* \cdot T_s + \Delta q_m \tag{4.4}$$

Donde w_2^* es la consigna de frecuencia de deslizamiento y Δq_m es el ángulo eléctrico recorrido por el motor en un tiempo T_s . De esta manera, es posible establecer el valor deseado del flujo del primario en el instante $k+1$ a partir de las consignas de módulo de flujo y frecuencia de deslizamiento.

$$\vec{\Psi}_1(k+1) = |\vec{\Psi}_1|^* e^{j(q_1(k) + \Delta q_1)} \tag{4.5}$$

Por último, considerando el valor deseado que se muestra en (4.5) como valor real del flujo de primario en $k + 1$, o muy aproximado, se obtiene el fasor de tensiones a introducir en el motor $\vec{v}_1(k)$ mediante la expresión (4.2).

Así pues, la estructura del control queda como muestra la Figura 4.2.

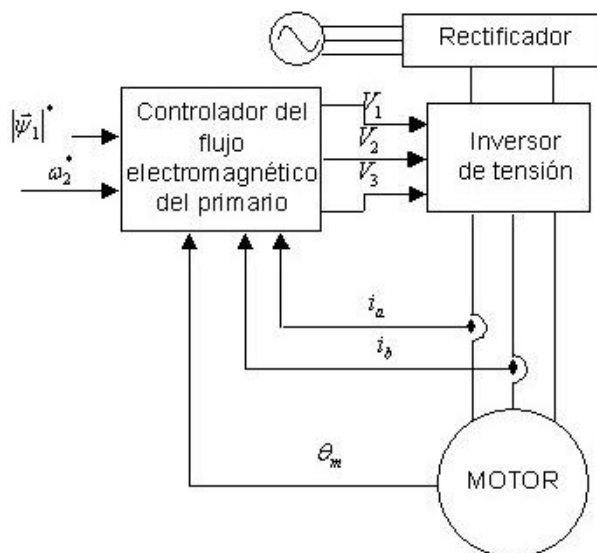


Figura 4.2. Estructura general del algoritmo de control

Como se puede observar en la figura, la estructura del control es muy sencilla, ya que no necesita de ningún tipo de estimador de flujo o fuerza.

Por otra parte, según se ha visto en las ecuaciones del algoritmo, únicamente interviene un parámetro eléctrico del motor, que es la resistencia de primario.

4.2.2 Algoritmo de control en caso de saturación de la fuente de alimentación

Existe un caso particular que es importante analizar ante la implementación de cualquier estrategia de control. Es el caso en el cual las tensiones calculadas para el cumplimiento de la consigna son superiores a las

tensiones que es capaz de suministrar la fuente de alimentación de que se dispone.

Concretamente, en el algoritmo que nos ocupa, ocurre cuando se introducen unas consignas de $|\bar{\Psi}_1|$ y \mathbf{w}_2 tales que el fasor de tensión $\bar{v}_1(k)$ calculado mediante (4.2) tiene un módulo mayor que el que es capaz de proporcionar la etapa de potencia.

Para solucionar este problema, se propone una modificación en el algoritmo de control. El criterio que se utiliza es el de mantener el módulo del flujo del primario constante y aprovechar al máximo la fuente de alimentación. De esta manera, se mantiene el nivel de flujo en el motor y se desarrolla la máxima fuerza posible.

Por tanto, las condiciones de operación pasan a ser las siguientes:

$$|\bar{\Psi}_1(k+1)| = |\bar{\Psi}_1|^* \tag{4.6}$$

$$|\bar{v}_1(k)| = V_{DC} \tag{4.7}$$

Siendo, $\bar{v}_1(k)$ el fasor de tensión compuesta en el instante k y V_{DC} el valor de tensión existente en la parte de continua de la fuente de alimentación. Para la explicación de la variación en el algoritmo es conveniente apoyarse en la Figura 4.3.

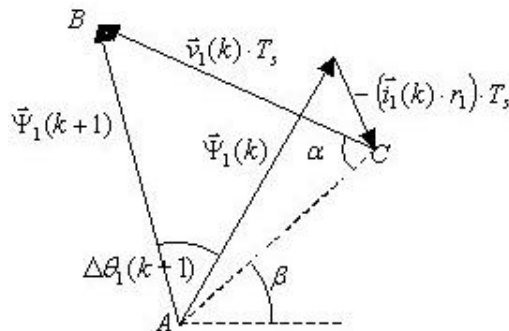


Figura 4.3. Diagrama vectorial de la ecuación de voltaje del primario (4.2), caso de saturación de la fuente de alimentación.

El objetivo es calcular el ángulo del fasor de tensión a introducir en el motor, dado que su módulo será el máximo posible. De la Figura 4.3 se conocen los lados del triángulo \overline{ABC} .

$$\overline{AB} = |\tilde{\Psi}_1|^* \quad (4.8)$$

$$\overline{BC} = V_{DC} T_s \quad (4.9)$$

$$\overline{CA} = |\tilde{\Psi}_1(k) - \tilde{i}_1(k) \cdot r_1 \cdot T_s| \quad (4.10)$$

Por tanto, se puede conocer el ángulo \mathbf{a} aplicando el teorema del coseno.

$$\mathbf{a} = \arccos \left(\frac{\overline{BC}^2 + \overline{CA}^2 - \overline{AB}^2}{2 \cdot \overline{BC} \cdot \overline{CA}} \right) \quad (4.11)$$

Por otro lado, el ángulo \mathbf{b} de la figura también puede ser calculado, puesto que el vector $(\tilde{\Psi}_1(k) - \tilde{i}_1(k) \cdot r_1 \cdot T_s)$ es conocido. Así, se llega a obtener el ángulo que interesa \mathbf{q}_{v1} .

$$\mathbf{q}_{v1} = \mathbf{p} + (\mathbf{b} - \mathbf{a}) \quad (4.12)$$

La tensión a introducir en el motor posee el máximo módulo posible y un ángulo dado por (4.12). De esta manera, se consigue aplicar el vector de tensión con un ángulo que permite mantener el flujo de primario constante y la máxima frecuencia de deslizamiento posible (máxima fuerza).

4.2.3 Ecuaciones del algoritmo

Una vez visto el concepto del algoritmo de control, se puede pasar a describir con detalle las ecuaciones que deben ser programadas para implementarlo.

Estas ecuaciones se derivan de las ecuaciones fasoriales descritas en los apartados 4.2.1 y 4.2.2. Para hacerlo, se utilizan los valores compuestos de las magnitudes, es decir, los valores fase-fase, de modo que se pueda tener en cuenta el desequilibrio en las fases del motor lineal de inducción. A

continuación se presenta paso a paso la secuencia a seguir para un instante genérico k .

En primer lugar se calcula el ángulo eléctrico del fasor del flujo del primario para el instante actual, es decir, para el instante k .

$$\mathbf{q}_1(k) = \mathbf{q}_1(k-1) + \mathbf{q}_m(k) - \mathbf{q}_m(k-1) + \mathbf{w}_2^*(k-1) \cdot T_s \quad (4.13)$$

Donde $\mathbf{w}_2^*(k-1)$ es la consigna de la frecuencia de deslizamiento en el instante anterior. Posteriormente, se pasa a calcular el valor del ángulo deseado para el fasor del flujo del primario en el instante siguiente $k+1$.

$$\mathbf{q}_1^*(k+1) = \mathbf{q}_1(k) + \mathbf{q}_m(k) - \mathbf{q}_m(k-1) + \mathbf{w}_2^*(k) \cdot T_s \quad (4.14)$$

En esta expresión (4.14) se comete un error. Para que fuera exacta, se debería utilizar la variación de la frecuencia eléctrica del motor entre los instantes $k+1$ y k , es decir, $\mathbf{q}_m(k+1) - \mathbf{q}_m(k)$. Como este dato no se conoce se utiliza la variación conocida del instante anterior, como se puede apreciar en la fórmula.

Este error es muy pequeño, dado que la constante de tiempo mecánica del sistema es mucho mayor que el período de disparo del inversor T_s , que corresponde también al período de cálculo. Además, la utilización de (4.13) al comienzo del algoritmo corrige este error en cada instante, evitando que se acumule a lo largo del tiempo.

A continuación, ya es posible calcular la consigna del flujo del primario en el instante $k+1$. Esto se hace en el sistema de referencia dq fijo con los bobinados del primario.

$$\Psi_{1d}(k+1) = \left| \bar{\Psi}_1 \right|^* \cos(\mathbf{q}_1^*(k+1)) \quad (4.15)$$

$$\Psi_{1q}(k+1) = \left| \bar{\Psi}_1 \right|^* \sin(\mathbf{q}_1^*(k+1)) \quad (4.16)$$

En (4.15) y (4.16), $\left| \bar{\Psi}_1 \right|^*$ denota la consigna del módulo del flujo del primario compuesto. Es decir, del flujo del primario computado entre fases y no

entre fase y neutro. De esta manera, es posible realizar la transformación a los ejes ab , bc y ca , según las ecuaciones descritas en el Anejo 1.

$$\Psi_{ab}(k+1) = \frac{\sqrt{3}}{2} \Psi_{1d}(k+1) - \frac{1}{2} \Psi_{1q}(k+1) \quad (4.17)$$

$$\Psi_{bc}(k+1) = \Psi_{1q}(k+1) \quad (4.18)$$

$$\Psi_{ca}(k+1) = -\frac{\sqrt{3}}{2} \Psi_{1d}(k+1) - \frac{1}{2} \Psi_{1q}(k+1) \quad (4.19)$$

A continuación, se calculan las tensiones compuestas a introducir en el motor mediante las siguientes expresiones, análogas a (4.2).

$$v_{ab} = \frac{\Psi_{ab}(k+1) - \Psi_{ab}(k)}{T_s} + (i_a(k) - i_b(k)) \cdot r_1 \quad (4.20)$$

$$v_{bc} = \frac{\Psi_{bc}(k+1) - \Psi_{bc}(k)}{T_s} + (i_b(k) - i_c(k)) \cdot r_1 \quad (4.21)$$

$$v_{ca} = \frac{\Psi_{ca}(k+1) - \Psi_{ca}(k)}{T_s} + (i_c(k) - i_a(k)) \cdot r_1 \quad (4.22)$$

siendo $i_a(k)$, $i_b(k)$ e $i_c(k)$ las corrientes de línea medidas en el instante k .

En las ecuaciones (4.20) a (4.22) se utilizan los valores de $\Psi_{ab}(k)$, $\Psi_{bc}(k)$ y $\Psi_{ca}(k)$. Es importante apuntar que estas componentes del flujo del primario es necesario recalcularlas con el ángulo $\mathbf{q}_1(k)$ corregido por (4.13). Las ecuaciones para hacerlo son las siguientes.

$$\Psi_{1d}(k) = |\bar{\Psi}_1|^* \cos(\mathbf{q}_1(k)) \quad (4.23)$$

$$\Psi_{1q}(k) = |\bar{\Psi}_1|^* \sin(\mathbf{q}_1(k)) \quad (4.24)$$

$$\Psi_{ab}(k) = \frac{\sqrt{3}}{2} \Psi_{1d}(k) - \frac{1}{2} \Psi_{1q}(k) \quad (4.25)$$

$$\Psi_{bc}(k) = \Psi_{1q}(k) \quad (4.26)$$

$$\Psi_{ca}(k) = -\frac{\sqrt{3}}{2} \Psi_{1d}(k) - \frac{1}{2} \Psi_{1q}(k) \quad (4.27)$$

En este momento es necesario evaluar si las tensiones calculadas mediante las ecuaciones (4.20) a (4.22) pueden ser suministradas por la fuente de alimentación.

Si cualquiera de las tres tensiones calculadas superara el valor de la tensión continua en la entrada del inversor V_{DC} , hay que recalcularlas según el método descrito en el apartado 4.2.2.

Así, es necesario calcular el módulo y el ángulo del fasor $(\tilde{\Psi}_1(k) - \vec{i}_1(k) \cdot r_1 \cdot T_s)$. Esto se puede hacer descomponiendo el fasor en los ejes dq y aplicando (4.28) y (4.29).

$$|\tilde{\Psi}_1(k) - \vec{i}_1(k) \cdot r_1 T_s| = \sqrt{(\Psi_{1d}(k) - i_{1d}(k) r_1 T_s)^2 + (\Psi_{1q}(k) - i_{1q}(k) r_1 T_s)^2} \quad (4.28)$$

$$\mathbf{b}(k) = \arctan\left(\frac{\Psi_{1q}(k) - i_{1q}(k) \cdot r_1 \cdot T_s}{\Psi_{1d}(k) - i_{1d}(k) \cdot r_1 \cdot T_s}\right) \quad (4.29)$$

Donde las componentes de la corriente en los ejes dq se obtienen como sigue:

$$i_{1d}(k) = \frac{2i_a(k) - i_b(k) - i_c(k)}{\sqrt{3}} \quad (4.30)$$

$$i_{1q}(k) = i_b(k) - i_c(k) \quad (4.31)$$

Posteriormente, se calcula el ángulo \mathbf{a} como describe (4.11).

$$\mathbf{a}(k) = \arccos\left(\frac{(V_{DC} \cdot T_s)^2 + |\tilde{\Psi}_1(k) - \vec{i}_1(k) \cdot r_1 \cdot T_s|^2 - |\tilde{\Psi}_1|^2}{2 \cdot (V_{DC} \cdot T_s) \cdot |\tilde{\Psi}_1(k) - \vec{i}_1(k) \cdot r_1 T_s|}\right) \quad (4.32)$$

Ahora ya es posible calcular el ángulo del fasor de tensión a introducir en el motor, que depende del signo de $\mathbf{w}_2^*(k)$.

$$\begin{aligned} \mathbf{q}_{v1}(k) &= \mathbf{p} + (\mathbf{b}(k) - \mathbf{a}(k)) & \mathbf{w}_2^*(k) &\geq 0 \\ \mathbf{q}_{v1}(k) &= \mathbf{p} + (\mathbf{b}(k) + \mathbf{a}(k)) & \mathbf{w}_2^*(k) &< 0 \end{aligned} \quad (4.33)$$

Solamente queda calcular las tensiones compuestas a introducir en el motor.

$$v_{1d}(k) = V_{DC} \cos(\mathbf{q}_{v1}(k)) \quad (4.34)$$

$$v_{1q}(k) = V_{DC} \sin(\mathbf{q}_{v1}(k)) \quad (4.35)$$

$$v_{ab}(k) = \frac{\sqrt{3}}{2} v_{1d}(k) - \frac{1}{2} v_{1q}(k) \quad (4.36)$$

$$v_{bc}(k) = v_{1q}(k) \quad (4.37)$$

$$v_{ca}(k) = -\frac{\sqrt{3}}{2} v_{1d}(k) - \frac{1}{2} v_{1q}(k) \quad (4.38)$$

Una vez calculadas las tensiones compuestas, bien mediante las ecuaciones (4.20) a (4.22) en el caso de operación normal, bien mediante las ecuaciones (4.36) a (4.38) en el caso de saturación de la fuente de alimentación, es necesario calcular las consignas a introducir en el inversor, llamadas normalmente ciclos de carga o "duty-cycles".

Para ello se evalúa cuál de las tensiones compuestas calculadas presenta una tensión menor, asociándole el valor 0 de duty-cycle a su fase asociada. El método es el siguiente:

Si, $v_{ab} \leq v_{bc}$ y $v_{ab} < v_{ca}$,

$$V_1 = 0$$

$$V_2 = \frac{-v_{ab}}{V_{DC}} \quad (4.39)$$

$$V_3 = \frac{v_{ca}}{V_{DC}}$$

Si, $v_{bc} < v_{ab}$ y $v_{bc} \leq v_{ca}$,

$$\begin{aligned}
 V_1 &= \frac{v_{ab}}{V_{DC}} \\
 V_2 &= 0 \\
 V_3 &= \frac{-v_{bc}}{V_{DC}}
 \end{aligned}
 \tag{4.40}$$

Si, $v_{bc} < v_{ab}$ y $v_{bc} \leq v_{ca}$,

$$\begin{aligned}
 V_1 &= \frac{-v_{ca}}{V_{DC}} \\
 V_2 &= \frac{v_{bc}}{V_{DC}} \\
 V_3 &= 0
 \end{aligned}
 \tag{4.41}$$

Los "duty-cycle" V_1 , V_2 y V_3 toman valores de 0 a 1 y dan cuenta del ancho del pulso de tensión a introducir en cada período de disparo, en tanto por uno. Estas señales atacan directamente a la electrónica de mando de los transistores de potencia del inversor.

En la Figura 4.4 se muestra el diagrama de flujo de la estrategia de control, indicando las ecuaciones a emplear en cada caso, y tanto para operación normal como para operación bajo saturación de la fuente de alimentación.

El orden de las ecuaciones mostradas en el diagrama de flujo puede modificarse en algunos casos, sin que se altere el resultado del algoritmo.

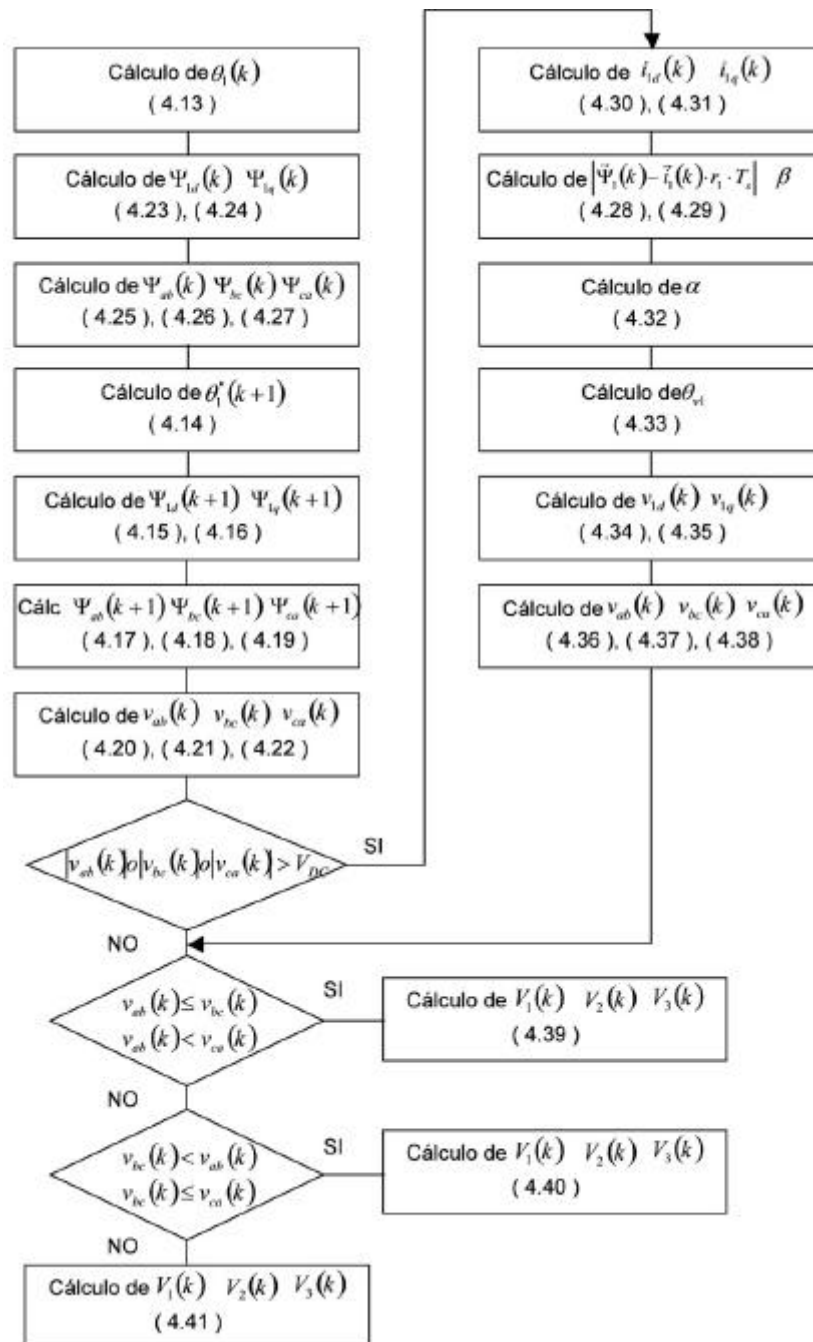


Figura 4.4. Diagrama de flujo del algoritmo de control de flujo electromagnético

Según lo descrito, este algoritmo, en principio, cumpliría tres de los requisitos básicos impuestos antes de la etapa de diseño: en primer lugar sencillez de cálculo e implementación, en segundo lugar, independencia de los parámetros del motor que varían durante la operación de manera impredecible, y por último, empleo de ecuaciones válidas para motor con desequilibrio en las fases.

Sin embargo, es necesario estudiar la relación matemática entre la frecuencia de deslizamiento ω_2 y la fuerza del motor F para conocer si este algoritmo proporciona una buena dinámica de fuerza.

4.2.4 Respuesta dinámica del algoritmo de control del flujo electromagnético

Para conseguir una expresión que relacione la fuerza electromagnética desarrollada por el motor con la frecuencia de deslizamiento se parte de la ecuación de voltaje del secundario (4.42).

$$0 = r_2 \cdot \vec{i}_2 + \frac{\partial \vec{\Psi}_2}{\partial t} - j\omega_m \vec{\Psi}_2 \quad (4.42)$$

Donde \vec{y}_2 e \vec{i}_2 son los fasores del flujo electromagnético del secundario y de las corrientes del secundario, respectivamente, r_2 es la resistencia del secundario y ω_m es la velocidad eléctrica del motor. Las expresiones de los fasores de flujo de secundario y corrientes del secundario son las siguientes:

$$\vec{i}_2 = \frac{1}{L_m} (\vec{\Psi}_1 - L_1 \vec{i}_1) \quad (4.43)$$

$$\vec{\Psi}_2 = \frac{L_2}{L_m} (\vec{\Psi}_1 - sL_1 \vec{i}_1) \quad (4.44)$$

Sustituyendo (4.43) y (4.44) en (4.42) se obtiene la siguiente expresión:

$$0 = -\frac{d\vec{i}_1}{dt} - \frac{r_2}{sL_2} \vec{i}_1 + \frac{r_2}{sL_2} \frac{\vec{\Psi}_1}{L_1} + \frac{1}{sL_1} \frac{d\vec{\Psi}_1}{dt} - j\omega_m \left(\frac{\vec{\Psi}_1}{sL_1} - \vec{i}_1 \right) \quad (4.45)$$

Una condición indispensable que debe cumplir la estrategia de control para el desacoplamiento de fuerza y flujo en el motor es que el módulo del flujo del primario se mantenga constante. El algoritmo tiene $|\bar{\Psi}_1|$ como variable de control, por lo que esta condición se puede imponer sin problemas. Así, si se expresa el flujo del primario según (4.46), su primera derivada vendrá dada por (4.47):

$$\bar{\Psi}_1 = |\bar{\Psi}_1| e^{jq} \quad (4.46)$$

$$\frac{d\bar{\Psi}_1}{dt} = j \frac{dq_1}{dt} |\bar{\Psi}_1| e^{jq} = j\omega_1 \bar{\Psi}_1 \quad (4.47)$$

Sustituyendo (4.46) y (4.47) en (4.45) se obtiene (4.48):

$$0 = -\frac{d\bar{i}_1}{dt} - \frac{r_2}{sL_2} \bar{i}_1 + \frac{r_2}{sL_2} \frac{\bar{\Psi}_1}{L_1} + j \left(\frac{\bar{\Psi}_1}{sL_1} (\omega_1 - \omega_m) + \bar{i}_1 \right) \quad (4.48)$$

Se puede descomponer el fasor del flujo del primario y el fasor de la corriente en los ejes dq fijos con el primario y que están representados en la Figura 4.5.

$$\bar{\Psi}_1 = \Psi_{1d} + j\Psi_{1q} \quad (4.49)$$

$$\bar{i}_1 = i_{1d} + ji_{1q} \quad (4.50)$$

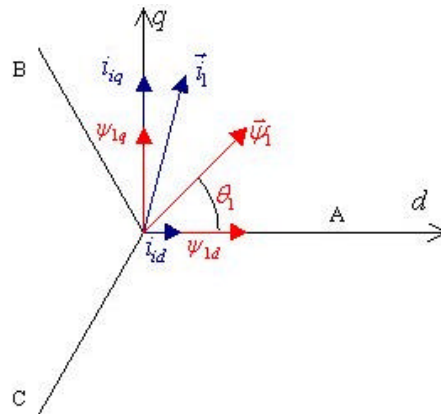


Figura 4.5. Sistema de referencia dq fijo con el primario

A su vez, y dado que el módulo del flujo del primario es constante se pueden expresar sus componentes en los ejes dq como sigue:

$$\Psi_{1d} = \left| \tilde{\Psi}_1 \right| \cos(\mathbf{w}_1 t) \quad (4.51)$$

$$\Psi_{1q} = \left| \tilde{\Psi}_1 \right| \sin(\mathbf{w}_1 t) \quad (4.52)$$

Si se sustituyen las expresiones (4.50), (4.51) y (4.52) en la ecuación (4.48), se puede formar el siguiente sistema de ecuaciones diferenciales.

$$\begin{aligned} 0 &= -\frac{di_{1d}}{dt} - \frac{r_2}{sL_2} i_{1d} + \frac{r_2}{sL_2} \frac{\left| \tilde{\Psi}_1 \right|}{L_1} \cos(\mathbf{w}_1 t) - \frac{\left| \tilde{\Psi}_1 \right|}{sL_1} (\mathbf{w}_1 - \mathbf{w}_m) \sin(\mathbf{w}_1 t) - \mathbf{w}_m i_{1q} \\ 0 &= -\frac{di_{1q}}{dt} - \frac{r_2}{sL_2} i_{1q} + \frac{r_2}{sL_2} \frac{\left| \tilde{\Psi}_1 \right|}{L_1} \sin(\mathbf{w}_1 t) + \frac{\left| \tilde{\Psi}_1 \right|}{sL_1} (\mathbf{w}_1 - \mathbf{w}_m) \cos(\mathbf{w}_1 t) + \mathbf{w}_m i_{1d} \end{aligned} \quad (4.53)$$

Este sistema se resuelve bajo la condición de frecuencia eléctricas del motor y del flujo del primario constantes. Las expresiones resultantes (A3.1) y (A3.2), que son muy extensas, se muestran en el Anejo 3.

Por otro lado, una de las expresiones para el cálculo de la fuerza electromagnética que ejerce el motor se muestra en (4.54).

$$F = \frac{3p}{2} \frac{\mathbf{t}}{\mathbf{p}} \tilde{\Psi}_1 \cdot \tilde{i}_1 \quad (4.54)$$

Descomponiendo en ejes dq y bajo la condición de módulo de flujo de primario constante (4.54) se puede expresar de la siguiente manera:

$$F = \frac{3p}{2} \frac{\mathbf{t}}{\mathbf{p}} \left| \tilde{\Psi}_1 \right| \left(i_{1q} \cos(\mathbf{w}_1 t) - i_{1d} \sin(\mathbf{w}_1 t) \right) \quad (4.55)$$

La ecuación (4.55) relaciona la fuerza electromagnética en el motor con el módulo del flujo de primario y las componentes de corriente. Sustituyendo (A3.1) y (A3.2) en (4.55) resulta la expresión buscada:

$$\begin{aligned}
F(t) = & \frac{3p\mathbf{p}}{2t} \frac{|\bar{\Psi}_1|^2}{L_1} \frac{\left(\frac{r_2}{sL_2}\right)^2 + (\mathbf{w}_m + \mathbf{w}_1)^2}{\left[\left(\frac{r_2}{sL_2}\right)^2 + \mathbf{w}_m^2 + \mathbf{w}_1^2\right]^2} \cdot \\
& \left[\left(\frac{r_2}{sL_2}\right) \mathbf{w}_2 \frac{1-s}{s} \left(1 - \cos(\mathbf{w}_2 t) \cdot e^{-\frac{r_2-t}{sL_2}}\right) + \left[\left(\frac{r_2}{sL_2}\right)^2 + \frac{\mathbf{w}_2^2}{s}\right] \sin(\mathbf{w}_2 t) \cdot e^{-\frac{r_2-t}{sL_2}} \right] + \\
& + \frac{3p\mathbf{p}}{2t} |\bar{\mathbf{y}}_1| \left[i_{1d0} \sin(\mathbf{w}_2 t) - i_{1q0} \cos(\mathbf{w}_2 t) \right] \cdot e^{-\frac{r_2-t}{sL_2}}
\end{aligned} \tag{4.56}$$

La ecuación (4.56) relaciona la fuerza electromagnética desarrollada por el motor bajo la condición de módulo del flujo del primario constante con la frecuencia de deslizamiento del flujo del primario respecto al secundario.

4.2.4.1 Validación de la expresión de fuerza

Esta expresión se ha desarrollado para el estudio de este algoritmo de control, y no se ha encontrado ninguna expresión similar en bibliografía. Por lo tanto, en primer lugar, se va a demostrar su validez. Para ello, la forma más sencilla es la comparación entre los resultados de dos maneras diferentes de calcular la fuerza.

- La simulación de un motor bajo la condición de módulo del flujo del primario constante y frecuencias de deslizamiento y del motor constantes.
- La expresión (4.56) bajo las mismas condiciones de módulo del flujo del primario, frecuencia de deslizamiento y frecuencia del motor, y con los mismos parámetros electromagnéticos que el motor simulado.

La Figura 4.6 muestra la comparación de la respuesta en fuerza de los dos casos. Los datos de los parámetros del motor simulado, así como las condiciones del ensayo se muestran en la Tabla 4.1. Las ecuaciones del motor empleadas en la simulación y los recursos empleados para realizarla se describen el Anejo 2.

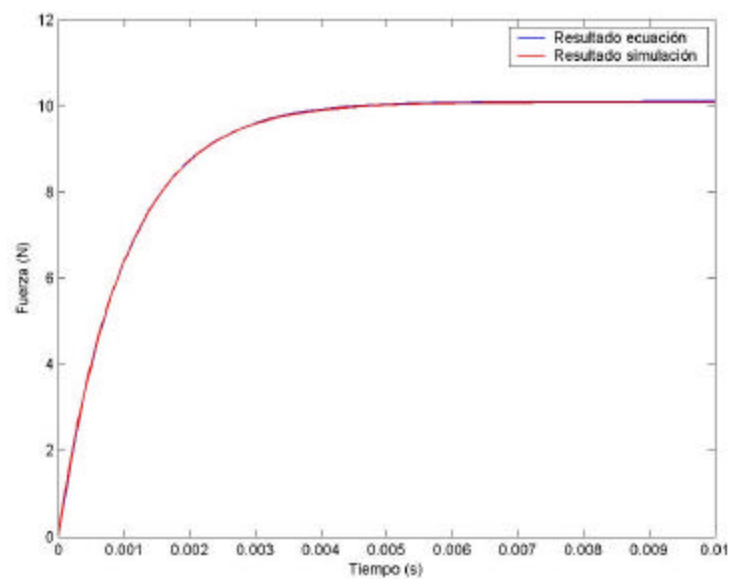


Figura 4.6. Comparación de simulación motor con resultado de (4.56)

Tabla 4.1. Parámetros del motor simulado y condiciones del ensayo

$r_1(\Omega)$	47,24
$r_2(\Omega)$	201,1
$l_1(H)$	0,1377
$l_2(H)$	0,103
$L_m(H)$	0,3689
$ \bar{\Psi}_1 (Wb)$	2
$w_2(rad/s)$	10
$w_m(rad/s)$	100

4.2.4.2 Análisis de la expresión de fuerza

Una vez verificada la ecuación se puede pasar a su análisis. Se observa que el término transitorio de (4.56) depende sobre todo de w_2 y de un término r_2/sL_2 relacionado con los parámetros electromagnéticos del secundario. Este término es bastante grande en motores lineales de inducción con pletina

en el secundario, por lo que el transitorio es muy rápido, como puede apreciarse en la Figura 4.6.

Los motivos por los cuales r_2/sL_2 tiene un valor alto en este tipo de motores lineales de inducción son dos:

- La resistencia de secundario r_2 tiene un valor alto, debido a que en la pletina del secundario se producen corrientes parásitas que entorpecen a la corriente creadora de flujo de secundario útil.
- El valor de la inductancia de dispersión del secundario es muy pequeño, puesto que no existen ranuras en el secundario. De hecho, hay algunos autores [27], [28] que proponen tomar un valor de inductancia de dispersión del secundario nula para el circuito equivalente de motores lineales de inducción con pletina en el secundario.

En la Tabla 4.2 se presenta una comparación entre los valores del término r_2/sL_2 de varios motores lineales y rotativos.

Estos valores se han obtenido en algunos casos ensayando experimentalmente los motores en el Laboratorio de Máquinas Eléctricas (en la tabla LME) y en otros casos de motores descritos en la bibliografía. Como puede comprobarse, los valores de r_2/sL_2 son más altos en los motores lineales que en los motores rotativos. Esto favorece el comportamiento del algoritmo de control propuesto, dado que minimizan la componente transitoria de (4.56), mejorando la respuesta dinámica en lazo abierto.

Tabla 4.2. Valores de r_2/sL_2 de varios tipos de motores

Motor	Descripción	$\frac{r_2}{sL_2} \left(\frac{rad}{s} \right)$
Prototipo LIM del LME	LIM plano de 1 primario móvil con pletina de Cu en el secundario	998,2
Prototipo LIM para ensayos del LME	LIM plano de 1 primario móvil con pletina de Al en secundario giratorio	1293,2
TLIM [36]	LIM tubular con pletina tubular de Al en el secundario	425,6
LIM [54]	LIM plano de 1 primario móvil con pletina de Al en el secundario	722,3
LIM [49]	LIM plano de 1 primario móvil con pletina de Al en el secundario	447,1
ASEA del LME	Motor rotativo de jaula de ardilla	187,7
FORMIS del LME	Motor rotativo de jaula de ardilla	512,3
INDAR del LME	Motor rotativo de rotor bobinado con anillos rozantes	143,9
LETAG del LME	Motor rotativo de rotor bobinado con anillos rozantes	136,1

4.2.5 Control en fuerza del motor lineal de inducción

En el marco de este trabajo de investigación se ha estudiado la posibilidad de diseñar un control de la fuerza electromagnética de los accionamientos lineales sobre la base del control de flujo electromagnético presentado. Se han barajado varias posibles soluciones:

- Realizar un control en lazo cerrado con una estimación de fuerza electromagnética basada en la ecuación de voltaje del secundario.
- Realizar un control en lazo cerrado con una estimación de fuerza electromagnética obtenida de un observador de estado [55], [48].
- Realizar un control en lazo abierto.

Las dos primeras soluciones hacen demasiado complejo el control del motor, y además introducen en el algoritmo los parámetros del secundario.

Respecto a la tercera solución, el control en lazo abierto es más robusto, pero más sensible a la variación de la resistencia del primario. Además es necesario emplear una expresión que relacione la fuerza con la frecuencia de deslizamiento ω_2 en régimen permanente, por lo que sería necesario emplear también parámetros del secundario.

Vistas las posibilidades, y teniendo en cuenta que el control de los llamados accionamientos lineales suele limitarse a la velocidad y posición, se ha considerado más práctico desechar el diseño de un control de la fuerza electromagnética del motor para centrarse en el control de la velocidad y la posición.

4.3 ROBUSTEZ DEL ALGORITMO DE CONTROL DEL FLUJO ELECTROMAGNÉTICO

Se ha analizado la robustez del control de flujo electromagnético ante una estimación incorrecta de la resistencia del primario. Para esto, se ha utilizado un modelo de espacio de estado basado en las ecuaciones fasoriales que prescinden de la inductancia de dispersión del secundario, desarrolladas por Yamamura [6]. Este modelo se ha comentado en el capítulo 2.1.1.3 del Estado del Arte.

El modelo de motor de inducción utilizado es el siguiente:

$$\begin{bmatrix} \vec{v}_1 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r_1 & 0 \\ -j\omega_m l'_m & r'_2 - j\omega_m l'_m \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \vec{i}_1 \\ \vec{i}_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} l'_1 + l'_m & l'_m \\ l'_m & l'_m \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \frac{d\vec{i}_1}{dt} \\ \frac{d\vec{i}_2}{dt} \end{bmatrix} \quad (4.57)$$

Donde, según la notación del autor:

- $l'_1 = l_1 + \frac{l_2 l_m}{l_2 + l_m}$

- $l'_m = \frac{l_m^2}{l_2 + l_m}$
- $r'_{2} = \left(\frac{l_m}{l_2 + l_m} \right)^2 r_2$

Operando en la ecuación matricial, se obtiene (4.58).

$$\begin{bmatrix} \frac{d\vec{i}_1}{dt} \\ \frac{d\vec{i}_2}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{r_1}{l'_1} - j\mathbf{w}_m \frac{l'_m}{l'_1} & \frac{r'_{2}}{l'_1} - j\mathbf{w}_m \frac{l'_m}{l'_1} \\ \frac{r_1}{l'_1} + j\mathbf{w}_m \frac{l'_m}{l'_1} & -r'_{2} \frac{l'_1 + l'_m}{l'_1 l'_m} + j\mathbf{w}_m \frac{l'_1 + l'_m}{l'_1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \vec{i}_1 \\ \vec{i}_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{l'_1} & -\frac{1}{l'_1} \\ -\frac{1}{l'_1} & \frac{l'_1 + l'_m}{l'_1 l'_m} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \vec{v}_1 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (4.58)$$

A continuación se puede obtener de manera sencilla la ecuación en espacio de estado en los ejes fijos dq .

$$\begin{bmatrix} \frac{di_{1d}}{dt} \\ \frac{di_{1q}}{dt} \\ \frac{di_{2d}}{dt} \\ \frac{di_{2q}}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{r_1}{l'_1} & \mathbf{w}_m \frac{l'_m}{l'_1} & \frac{r'_{2}}{l'_1} & \mathbf{w}_m \frac{l'_m}{l'_1} \\ -\mathbf{w}_m \frac{l'_m}{l'_1} & -\frac{r_1}{l'_1} & -\mathbf{w}_m \frac{l'_m}{l'_1} & \frac{r'_{2}}{l'_1} \\ \frac{r_1}{l'_1} & -\mathbf{w}_m \frac{l'_m}{l'_1} & -r'_{2} \frac{l'_1 + l'_m}{l'_1 l'_m} & -\mathbf{w}_m \frac{l'_1 + l'_m}{l'_1} \\ \mathbf{w}_m \frac{l'_m}{l'_1} & \frac{r_1}{l'_1} & \mathbf{w}_m \frac{l'_1 + l'_m}{l'_1} & -r'_{2} \frac{l'_1 + l'_m}{l'_1 l'_m} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{1d} \\ i_{1q} \\ i_{2d} \\ i_{2q} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{l'_1} & 0 \\ 0 & \frac{1}{l'_1} \\ -\frac{1}{l'_1} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{l'_1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{1d} \\ v_{1q} \end{bmatrix} \quad (4.59)$$

El vector de salidas es el siguiente:

$$\begin{bmatrix} \Psi_{1d} \\ \Psi_{1q} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} l_1 + l_m & 0 & l_m & 0 \\ 0 & l_1 + l_m & 0 & l_m \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{i}_{1d} \\ \dot{i}_{1q} \\ \dot{i}_{2d} \\ \dot{i}_{2q} \end{bmatrix} \quad (4.60)$$

Este sistema de ecuaciones en espacio de estado se puede transformar introduciendo en el vector de entradas la ecuación de voltaje del primario (4.1), que en ejes dq y en el algoritmo de control vendría dada por:

$$v_{1d} = i_{1d} \hat{r}_1 + \frac{d\Psi_{1d}^*}{dt} \quad (4.61)$$

$$v_{1q} = i_{1q} \hat{r}_1 + \frac{d\Psi_{1q}^*}{dt} \quad (4.62)$$

Siendo \hat{r}_1 el valor estimado de la resistencia de primario, que es el valor utilizado en el algoritmo de control. Así, la ecuación matricial (4.59) queda de la siguiente manera:

$$\begin{bmatrix} \frac{di_{1d}}{dt} \\ \frac{di_{1q}}{dt} \\ \frac{di_{2d}}{dt} \\ \frac{di_{2q}}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{\hat{r}_1 - r_1}{l'_1} & \mathbf{w}_m \frac{l'_m}{l'_1} & \frac{r'_2}{l'_1} & \mathbf{w}_m \frac{l'_m}{l'_1} \\ -\mathbf{w}_m \frac{l'_m}{l'_1} & \frac{\hat{r}_1 - r_1}{l'_1} & -\mathbf{w}_m \frac{l'_m}{l'_1} & \frac{r'_2}{l'_1} \\ \frac{r_1 - \hat{r}_1}{l'_1} & -\mathbf{w}_m \frac{l'_m}{l'_1} & -r'_2 \frac{l'_1 + l'_m}{l'_1 l'_m} & -\mathbf{w}_m \frac{l'_1 + l'_m}{l'_1} \\ \mathbf{w}_m \frac{l'_m}{l'_1} & \frac{r_1 - \hat{r}_1}{l'_1} & \mathbf{w}_m \frac{l'_1 + l'_m}{l'_1} & -r'_2 \frac{l'_1 + l'_m}{l'_1 l'_m} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{i}_{1d} \\ \dot{i}_{1q} \\ \dot{i}_{2d} \\ \dot{i}_{2q} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{l'_1} & 0 \\ 0 & \frac{1}{l'_1} \\ -\frac{1}{l'_1} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{l'_1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \frac{d\Psi_{1d}^*}{dt} \\ \frac{d\Psi_{1q}^*}{dt} \end{bmatrix} \quad (4.63)$$

Como se puede observar, las entradas del sistema pasan a ser las consignas de las variaciones de flujo de primario deseadas en el motor. Estas consignas dependen únicamente del módulo de flujo de primario $|\tilde{\Psi}_1^*|$ y de la frecuencia de deslizamiento \mathbf{w}_2^* .

La ecuación característica del sistema viene dada por (4.64).

$$\det \begin{pmatrix} \begin{bmatrix} s & 0 & 0 & 0 \\ 0 & s & 0 & 0 \\ 0 & 0 & s & 0 \\ 0 & 0 & 0 & s \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} \frac{\hat{r}_1 - r_1}{l'_1} & \mathbf{w}_m \frac{l'_m}{l'_1} & \frac{r'_2}{l'_1} & \mathbf{w}_m \frac{l'_m}{l'_1} \\ -\mathbf{w}_m \frac{l'_m}{l'_1} & \frac{\hat{r}_1 - r_1}{l'_1} & -\mathbf{w}_m \frac{l'_m}{l'_1} & \frac{r'_2}{l'_1} \\ \frac{r_1 - \hat{r}_1}{l'_1} & -\mathbf{w}_m \frac{l'_m}{l'_1} & -r'_2 \frac{l'_1 + l'_m}{l'_1 l'_m} & -\mathbf{w}_m \frac{l'_1 + l'_m}{l'_1} \\ \mathbf{w}_m \frac{l'_m}{l'_1} & \frac{r_1 - \hat{r}_1}{l'_1} & \mathbf{w}_m \frac{l'_1 + l'_m}{l'_1} & -r'_2 \frac{l'_1 + l'_m}{l'_1 l'_m} \end{bmatrix} \end{pmatrix} = 0 \quad (4.64)$$

Por simplicidad, se ha determinado la ecuación característica para el caso de velocidad del motor nula, más tarde se demostrará que es el caso más restrictivo en el análisis de robustez. La ecuación característica viene dada por:

$$\left(\left(s - \frac{\hat{r}_1 - r_1}{l'_1} \right) \left(s + r'_2 \frac{l'_1 + l'_m}{l'_1 l'_m} \right) + \frac{r'_2 (\hat{r}_1 - r_1)}{l'_1} \right)^2 = 0 \quad (4.65)$$

De la ecuación característica resultan dos polos dobles, que se muestran en (4.66) y (4.67).

$$s_1 = s_2 = \frac{1}{2} r'_2 \frac{l'_1 + l'_m}{l'_1 l'_m} \left(-1 + \sqrt{1 - \frac{4 \frac{r'_2}{l'_1} \frac{\hat{r}_1 - r_1}{l'_1}}{\left(r'_2 \frac{l'_1 + l'_m}{l'_1 l'_m} + \frac{\hat{r}_1 - r_1}{l'_1} \right)^2}} \right) + \frac{1}{2} \frac{\hat{r}_1 - r_1}{l'_1} \left(1 + \sqrt{1 - \frac{4 \frac{r'_2}{l'_1} \frac{\hat{r}_1 - r_1}{l'_1}}{\left(r'_2 \frac{l'_1 + l'_m}{l'_1 l'_m} + \frac{\hat{r}_1 - r_1}{l'_1} \right)^2}} \right) \quad (4.66)$$

$$s_3 = s_4 = \frac{1}{2} r'_2 \frac{l'_1 + l'_m}{l'_1 l'_m} \left(-1 - \sqrt{1 - \frac{4 \frac{r'_2}{l'_1} \frac{\hat{r}_1 - r_1}{l'_1}}{\left(r'_2 \frac{l'_1 + l'_m}{l'_1 l'_m} + \frac{\hat{r}_1 - r_1}{l'_1} \right)^2}} \right) + \frac{1}{2} \frac{\hat{r}_1 - r_1}{l'_1} \left(1 - \sqrt{1 - \frac{4 \frac{r'_2}{l'_1} \frac{\hat{r}_1 - r_1}{l'_1}}{\left(r'_2 \frac{l'_1 + l'_m}{l'_1 l'_m} + \frac{\hat{r}_1 - r_1}{l'_1} \right)^2}} \right) \quad (4.67)$$

En la práctica, se puede admitir que los términos del interior de la raíz cuadrada son iguales a la unidad, con lo que los polos se pueden aproximar por (4.68) y (4.69).

$$s_1 = s_2 = \frac{\hat{r}_1 - r_1}{l'_1} \quad (4.68)$$

$$s_3 = s_4 = -r'_2 \frac{l'_1 + l'_m}{l'_1 l'_m} \quad (4.69)$$

De los polos s_1 y s_2 se deriva la condición de estabilidad absoluta, que no es sino que el valor de la resistencia de primario utilizado en el algoritmo sea igual o menor que el valor real.

$$\hat{r}_1 \leq r_1 \quad (4.70)$$

Esta condición es la más restrictiva, puesto que a medida que aumenta la velocidad del motor, los polos del sistema se desplazan hacia zonas más a la izquierda en el plano complejo, como se puede apreciar en la Figura 4.7.

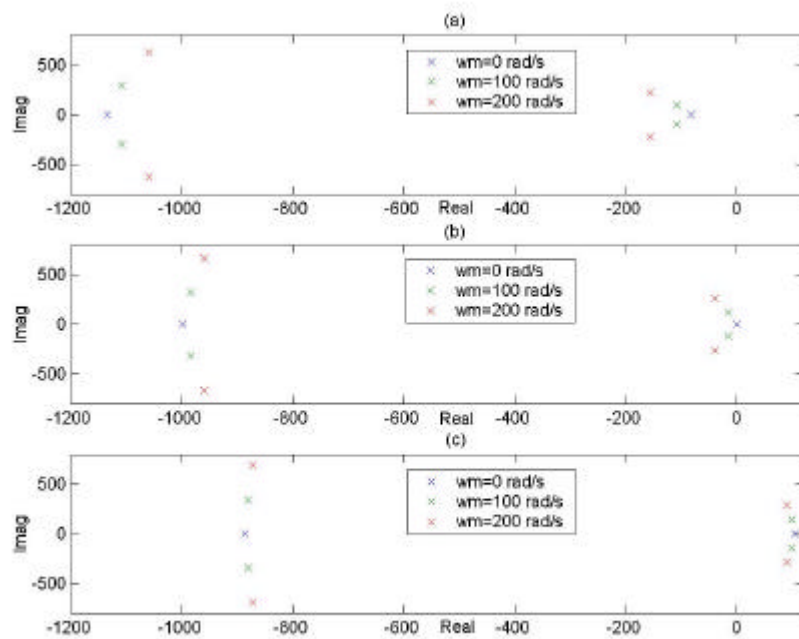


Figura 4.7. Polos del sistema. (a) $\hat{r}_1 < r_1$, (b) $\hat{r}_1 = r_1$, (c) $\hat{r}_1 > r_1$

En la Figura 4.7-a se muestran los polos del sistema cuando el valor estimado de la resistencia de primario es menor que el valor real, para varias velocidades del motor, la Figura 4.7-b cuando es el mismo, y la Figura 4.7-c cuando es un valor mayor que el real. En los tres casos se aprecia que la tendencia de los polos es a situarse en zonas cada vez más estables a medida que la velocidad aumenta.

4.4 CONCLUSIONES DEL CAPÍTULO

Se ha presentado un algoritmo para el control del flujo electromagnético de motores lineales de inducción que presenta las siguientes características:

- Las ecuaciones matemáticas del algoritmo de control únicamente dependen de la resistencia del primario.
- No se utilizan estimadores ni observadores de flujo electromagnético, con lo que se gana en sencillez de implementación.
- El algoritmo calcula las tensiones exactas a aplicar en el motor, por lo que no necesita compensadores de corriente.
- La respuesta de fuerza electromagnética desarrollada por el motor depende del parámetro r_2/sL_2 , y puede considerarse como rápida con respecto a otros tipos de motores de inducción, aunque no es instantánea.
- El algoritmo de control del flujo electromagnético es estable siempre y cuando el valor de la resistencia de primario utilizado en los cálculos no supere el valor de la resistencia de primario real.

Una vez diseñado el algoritmo para controlar el flujo electromagnético del motor, y analizadas sus características de producción de fuerza, se puede diseñar la etapa de control de velocidad y posición.

CAPÍTULO 5

DISEÑO DE LOS CONTROLES DE VELOCIDAD Y POSICIÓN

En este capítulo se presenta el diseño de los controles de velocidad y posición para LIMs, cuando son gobernados por el algoritmo de control de flujo electromagnético presentado en el capítulo anterior.

En primer lugar, se describe el proceso de obtención de una función de transferencia del sistema completo, que comprende el algoritmo de control y el motor lineal de inducción. Esta función de transferencia ha sido la base para un posterior diseño de los lazos de control de velocidad y posición. Además, se presentan otras dos funciones de transferencia, obtenidas de la simplificación de la anterior, y que también son válidas para el diseño de los controles.

Los objetivos principales a la hora de diseñar los lazos de control de velocidad y de posición han sido, por un lado, robustez y sencillez de implementación, y por otro lado, la minimización de los efectos de la dinámica de fuerza no instantánea proporcionada por el algoritmo de control del flujo electromagnético.

Para ello, se han dispuesto lazos de velocidad y de posición basados en compensadores de tipo proporcional-integral-derivativo. Para su ajuste se propone un método automático que utiliza la asignación de polos del sistema.

Se describe la configuración de los lazos de control de velocidad y de posición, así como el método para calcular las ganancias de los compensadores en función de la dinámica requerida. Además, se presenta un estudio de la robustez de los controles y de su sensibilidad ante la variación de los parámetros electromagnéticos del motor.

5.1 FUNCIÓN DE TRANSFERENCIA DEL SISTEMA

El objetivo de desarrollar una función en el dominio de Laplace que relacione de forma directa F y w_2 es el de poder tener en cuenta en el diseño de los controles de velocidad y posición la dinámica de fuerza del sistema completo (control + motor). A continuación se describe el proceso llevado a cabo para su obtención.

Como ya se ha visto en el apartado 4.2.4, la relación entre la fuerza electromagnética F desarrollada por el motor y la frecuencia de deslizamiento w_2 , en condiciones de módulo de flujo del primario constante y velocidad del motor constante, viene dado por (4.56), que se reescribe a continuación.

$$F(t) = \frac{3pp}{2t} \frac{|\bar{\Psi}_1|^2}{L_1} \frac{\left(\frac{r_2}{sL_2}\right)^2 + (w_m + w_1)^2}{\left[\left(\frac{r_2}{sL_2}\right)^2 + w_m^2 + w_1^2\right]^2} \quad (5.1)$$

$$\left[\left(\frac{r_2}{sL_2}\right) w_2 \frac{1-s}{s} \left(1 - \cos(w_2 t) \cdot e^{-\frac{r_2}{sL_2} t}\right) + \left[\left(\frac{r_2}{sL_2}\right)^2 + \frac{w_2^2}{s}\right] \sin(w_2 t) \cdot e^{-\frac{r_2}{sL_2} t} \right] +$$

$$+ \frac{3pp}{2t} |\bar{y}_1| \left[i_{1d0} \sin(w_2 t) - i_{1q0} \cos(w_2 t) \right] \cdot e^{-\frac{r_2}{sL_2} t}$$

En la ecuación (5.1), se observa que la fuerza F es no lineal respecto a la frecuencia de deslizamiento w_2 . Por tanto, para obtener una función de transferencia que relacione estas dos magnitudes hay que linealizar (5.1) respecto a w_2 según (5.2).

$$F(t) = F(t)|_{w_2=w_{op}} + \left. \frac{dF}{dw_2} \right|_{w_2=w_{op}} \cdot \Delta w_2 \quad (5.2)$$

donde w_{op} es la frecuencia de deslizamiento del punto de operación respecto al cual se linealiza la expresión. El resultado obtenido se muestra en el Anejo 4.

Una vez linealizada la expresión de la fuerza se le aplica la transformada de Laplace, obteniendo la siguiente función de transferencia aproximada,

$$\frac{\Delta F(s)}{\Delta w_2(s)} = K \cdot \frac{\left(s + \frac{r_2}{sL_2} \right) \left(\left(s + \frac{r_2}{sL_2} \right)^2 - w_{op}^2 \right)}{\left(\left(s + \frac{r_2}{sL_2} \right)^2 + w_{op}^2 \right)^2} \quad (5.3)$$

donde K es la ganancia del sistema, y viene dada por (5.4).

$$K = \frac{3p}{2t} \frac{|\bar{\Psi}_1|^2}{L_1} \frac{1-s}{s} \left(\frac{r_2}{sL_2} \right)^2 \frac{\left(\frac{r_2}{sL_2} \right)^2 + (2w_m + w_{op})^2}{\left(\left(\frac{r_2}{sL_2} \right)^2 + w_m^2 + (w_m + w_{op})^2 \right)^2} \quad (5.4)$$

Esta función de transferencia responde de manera muy aproximada al sistema definido por (5.1). El desarrollo matemático para la obtención de (5.3) a partir de (5.1), así como la demostración de que esta expresión es válida para el estudio del sistema puede encontrarse en el Anejo 4.

Se puede observar en (5.3) que los ceros y los polos del sistema no dependen de la velocidad del motor w_m , sino únicamente de la frecuencia de deslizamiento de operación w_{op} y del término r_2/sL_2 . Además, este término es siempre positivo, luego la función de transferencia es intrínsecamente estable.

Por lo que respecta a la ganancia del sistema (5.4), esta sí depende de la velocidad del motor, así como del módulo del flujo electromagnético $|\vec{\Psi}_1|$ que se imponga en el motor.

Mediante esta expresión, ya es posible realizar un diseño del control de velocidad o del control de posición. No obstante, es conveniente realizar una simplificación para un estudio más cómodo y menos costoso de los lazos de control.

5.1.1 Primera aproximación de la función de transferencia

En primer lugar es conveniente acotar los rangos de operación del sistema para una mejor simplificación de la función de transferencia (5.3).

El valor de velocidad eléctrica del motor w_m está comprendido entre $-w_m^{\max}$ y w_m^{\max} , siendo este valor máximo limitado únicamente por la aceleración del motor y la carrera de que disponga. En motores lineales de inducción la fuerza máxima se da para el valor de velocidad 0, como puede comprobarse en la Figura 5.1, que responde a una característica típica de fuerza ante deslizamiento de este tipo de motores.

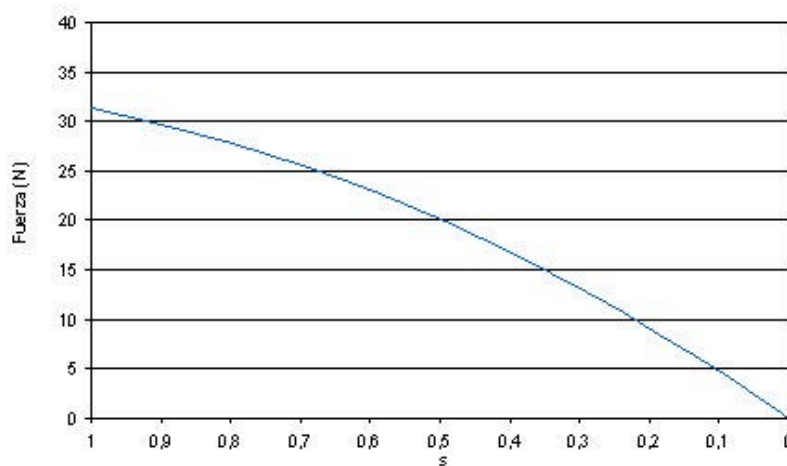


Figura 5.1. Característica típica de fuerza frente a deslizamiento en motores lineales de inducción

El rango de valores que puede tomar w_2 , y por tanto w_{op} , estará limitado por el valor que proporcione fuerza máxima en régimen permanente. Este valor máximo de fuerza se puede calcular igualando a cero la derivada respecto a w_2 del término permanente de (5.1). Se ha realizado para el valor $w_m = 0$.

$$\frac{dF}{dw_2} = \frac{d}{dw_2} \left(\frac{3pp}{2t} \frac{|\tilde{\Psi}_1|^2}{L_1} \frac{\left(\frac{r_2}{sL_2}\right)^{1-s} w_2}{\left[\left(\frac{r_2}{sL_2}\right)^2 + w_2^2\right]^2} \right) = 0 \quad (5.5)$$

Resolviendo (5.5), se puede obtener el valor de w_2 para la máxima fuerza, que se muestra en (5.6).

$$w_2^{\max} = \frac{r_2}{sL_2} \quad (5.6)$$

Por tanto, para un máximo aprovechamiento del motor el rango de valores de w_2 deberá ser el siguiente.

$$-\frac{r_2}{sL_2} < w_2 < \frac{r_2}{sL_2} \quad (5.7)$$

Por otro lado, el valor de la fuerza nominal de trabajo en motores lineales de inducción es aproximadamente una quinta parte del valor de fuerza máxima [44]. Por lo tanto, es posible reducir considerablemente el rango de valores que va a adoptar w_{op} . Sobre la base de la experiencia en el trabajo con motores lineales, se ha adoptado el rango de frecuencias de deslizamiento de operación que se muestra en (5.8).

$$-\frac{1}{3} \frac{r_2}{sL_2} < w_{op} < \frac{1}{3} \frac{r_2}{sL_2} \quad (5.8)$$

El criterio que se ha tomado para la simplificación de la función de transferencia es el de conservar la ganancia total y reducir el orden de la

ecuación característica del sistema, sin que la respuesta de la función simplificada varíe de forma considerable.

La función simplificada resultante viene dada por (5.9).

$$\frac{\Delta F(s)}{\Delta w_2(s)} = K_1 \cdot \frac{\left(s + \frac{r_2}{sL_2} - w_{op} \right)}{\left(s + \frac{r_2}{sL_2} \right)^2} \quad (5.9)$$

Donde K_1 es la ganancia del sistema, y viene dada por (5.10).

$$K_1 = K \cdot \left(\frac{r_2}{sL_2} \right)^3 \frac{\left(\frac{r_2}{sL_2} \right) + w_{op}}{\left(\left(\frac{r_2}{sL_2} \right)^2 + w_{op}^2 \right)^2} \quad (5.10)$$

En (5.10), K es la ganancia expresada por (5.4).

Como se puede observar, la función de transferencia simplificada solamente consta de una ganancia, un cero y un polo doble. Sigue siendo intrínsecamente estable.

Para comprobar la afinidad de las respuestas de la función de transferencia original y de la simplificada se muestra en la Figura 5.2 los resultados para una entrada escalón, con diferentes frecuencias de operación y velocidades del motor. Se han utilizado velocidades del motor hasta 383,1 rad/s y frecuencias de operación de hasta 240rad/s, que está en el límite de lo considerado para la simplificación de la función de transferencia. Se puede apreciar que las dos respuestas son muy parecidas. Los parámetros electromagnéticos necesarios para el cálculo de estas respuestas son los mostrados en la Tabla 4.1.

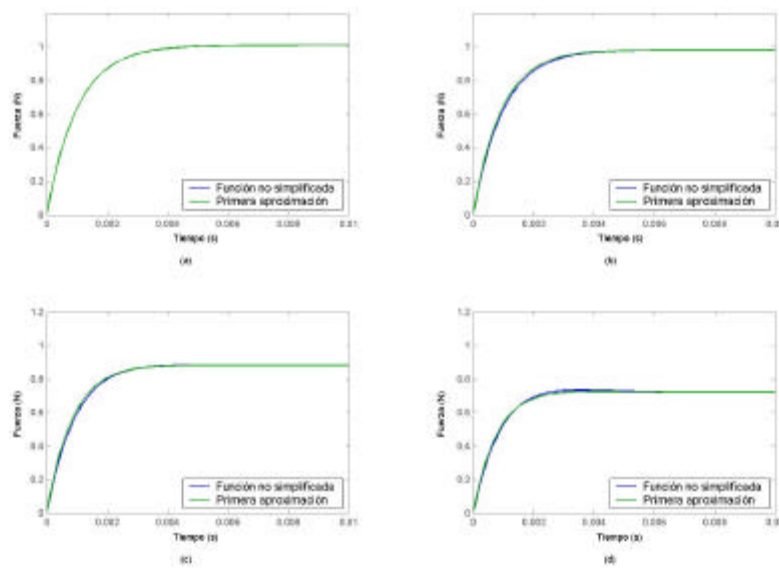


Figura 5.2. Respuesta a entrada escalón de las funciones de transferencia original y simplificada. (a) $w_m=0$ rad/s y $w_{op}=0$ rad/s; (b) $w_m=127,7$ rad/s y $w_{op}=80$ rad/s; (c) $w_m=255,4$ rad/s y $w_{op}=160$ rad/s; (d) $w_m=383,1$ rad/s y $w_{op}=240$ rad/s

5.1.2 Segunda aproximación de la función de transferencia

A pesar de que la primera simplificación de la función de transferencia presenta buenos resultados, las respuestas obtenidas llevan a la conclusión de que es posible realizar una segunda simplificación.

Esta segunda aproximación de la función de transferencia se ha llevado cabo siguiendo los mismos criterios que la primera aproximación.

$$\frac{\Delta F(s)}{\Delta w_2(s)} = \frac{K_2}{\left(s + \frac{r_2}{sL_2} + w_{op} \right)} \quad (5.11)$$

Donde K_2 es la ganancia del sistema, y viene dada por,

$$K_2 = K \cdot \frac{r_2 \left(\frac{r_2}{sL_2} + w_{op} \right)^2 \left(\frac{r_2}{sL_2} - w_{op} \right)}{\left(\left(\frac{r_2}{sL_2} \right)^2 + w_{op}^2 \right)^2} \quad (5.12)$$

Como se puede comprobar, la función de transferencia (5.11) es muy sencilla, puesto que corresponde a una función que converge de manera exponencial al valor de estado permanente.

Se ha realizado la misma evaluación a la respuesta escalón que en el caso de la primera aproximación. La Figura 5.3 muestra los resultados obtenidos. Se incluye también las curvas de la primera simplificación de la función de transferencia.

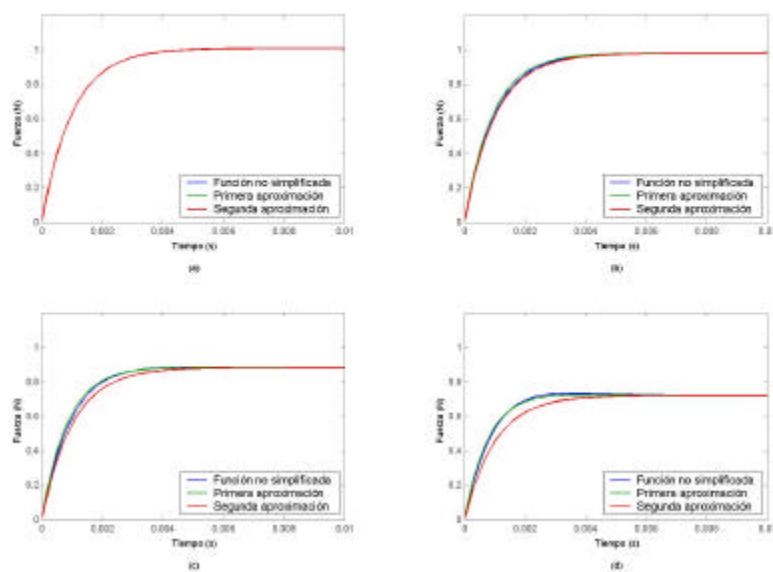


Figura 5.3. Respuesta a entrada escalón de la función de transferencia original, la primera y la segunda aproximación. (a) $w_m = 0$ rad/s, $w_{op} = 0$ rad/s; (b) $w_m = 127,7$ rad/s, $w_{op} = 80$ rad/s; (c) $w_m = 255,4$ rad/s, $w_{op} = 160$ rad/s; (d) $w_m = 383,1$ rad/s, $w_{op} = 240$ rad/s

La respuesta de la función de transferencia (5.11) se ha considerado suficientemente ajustada a la función real. Por tanto, se ha concluido que es válida para el estudio del sistema y para el diseño de los lazos de posición y de velocidad.

5.2 CONTROL DE VELOCIDAD

5.2.1 Diseño del lazo de control de velocidad

Los criterios de diseño del lazo de velocidad han sido los siguientes:

- Minimización de la dinámica de fuerza no-instantánea del conjunto estrategia de control de flujo electromagnético-motor.
- Robustez de funcionamiento.
- Sencillez de implementación y ajuste de parámetros.

Para cumplir estos objetivos se ha concluido que la configuración más adecuada es la de un lazo de velocidad con un compensador proporcional-integral-derivativo dispuesto en cascada, como muestra la Figura 5.4.

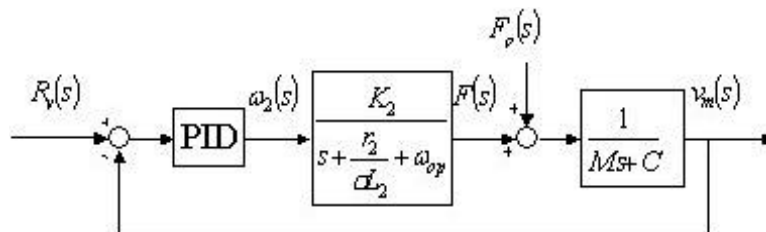


Figura 5.4. Configuración del lazo de velocidad

En la figura, $V_m(s)$ denota la respuesta de velocidad del motor, $R_v(s)$ es la referencia de velocidad y $F_p(s)$ la fuerza perturbadora. Se ha adoptado la función de transferencia (5.11) para caracterizar la relación entre la fuerza electromagnética $F(s)$ y la entrada de frecuencia de deslizamiento $w_2(s)$.

La ecuación mecánica del sistema viene dada por (5.13) , y tiene en cuenta la masa del conjunto M y el rozamiento viscoso C .

$$F(t) + F_p(t) = M \frac{dv_m(t)}{dt} + Cv_m(t) \quad (5.13)$$

La función de transferencia del sistema en lazo cerrado ante una referencia de velocidad es la siguiente:

$$\frac{V_m(s)}{R_v(s)} = \frac{\frac{K_2}{M}(K_{vd}s^2 + K_{vp}s + K_{vi})}{s^3 + \left(\frac{r_2}{sL_2} + w_{op} + \frac{C}{M} + \frac{K_2}{M}K_{vd}\right)s^2 + \left(\left(\frac{r_2}{sL_2} + w_{op}\right)\frac{C}{M} + \frac{K_2}{M}K_{vp}\right)s + \frac{K_2}{M}K_{vi}} \quad (5.14)$$

donde K_{vd} , K_{vp} y K_{vi} son las ganancias derivativa, proporcional e integral del compensador PID, respectivamente.

El error ante una entrada en la referencia de velocidad se muestra en (5.15), y la perturbación en la velocidad frente a una entrada de fuerza perturbadora viene dada por (5.16).

$$E(s) = \frac{s^3 + \left(\frac{r_2}{sL_2} + w_{op} + \frac{C}{M}\right)s^2 + \left(\left(\frac{r_2}{sL_2} + w_{op}\right)\frac{C}{M}\right)s}{s^3 + \left(\frac{r_2}{sL_2} + w_{op} + \frac{C}{M} + \frac{K_2}{M}K_{vd}\right)s^2 + \left(\left(\frac{r_2}{sL_2} + w_{op}\right)\frac{C}{M} + \frac{K_2}{M}K_{vp}\right)s + \frac{K_2}{M}K_{vi}} R(s) \quad (5.15)$$

$$V_m(s) = \frac{\frac{1}{M}\left(s^2 + \left(\frac{r_2}{sL_2} + w_{op}\right)s\right)}{s^3 + \left(\frac{r_2}{sL_2} + w_{op} + \frac{C}{M} + \frac{K_2}{M}K_{vd}\right)s^2 + \left(\left(\frac{r_2}{sL_2} + w_{op}\right)\frac{C}{M} + \frac{K_2}{M}K_{vp}\right)s + \frac{K_2}{M}K_{vi}} F_p(s) \quad (5.16)$$

Por lo que, haciendo el límite, se calculan los errores de velocidad en régimen permanente para entradas tipo escalón y rampa:

$$R_v(s) = \frac{V}{s} \Rightarrow e(t \rightarrow \infty) = 0$$

$$R_v(s) = \frac{A}{s^2} \Rightarrow e(t \rightarrow \infty) = \left(\frac{r_2}{sL_2} + w_{op}\right)\frac{C}{M} \frac{M}{K_2 K_{vi}} A \quad (5.17)$$

$$\begin{aligned}
 F_p(s) = \frac{F}{s} &\Rightarrow e(t \rightarrow \infty) = 0 \\
 F_p(s) = \frac{F'}{s^2} &\Rightarrow e(t \rightarrow \infty) = \left(\frac{r_2}{sL_2} + w_{op} \right) \frac{F'}{K_2 K_{vi}}
 \end{aligned} \tag{5.18}$$

En (5.17), V es el valor del escalón y A la pendiente de la rampa en las señales introducidas como referencia, y en (5.18) F y F' las señales correspondientes al escalón y la rampa introducidos como fuerza perturbadora. Se comprueba que, ante entradas escalón de referencia y de perturbación, el error en régimen permanente es nulo. Ante entradas de tipo rampa, el error puede ser regulado mediante la ganancia K_{vi} .

Por otro lado, como se puede apreciar en las funciones de transferencia, la ecuación característica es de tercer orden. Para ajustar las ganancias del compensador, es posible establecer la ecuación característica deseada, y por tanto los polos deseados, y posteriormente igualar las dos ecuaciones. La ecuación deseada estará compuesta por un polo eléctrico y dos polos mecánicos (5.19).

$$(s + w_{el})(s^2 + 2x_{mec} w_{mec} s + w_{mec}^2) = 0 \tag{5.19}$$

En (5.19), w_{el} denota la frecuencia natural del polo eléctrico y x_{mec} y w_{mec} el amortiguamiento y la frecuencia natural de los polos mecánicos. El polo eléctrico conviene que esté lo más alejado posible de los polos mecánicos porque de esta manera se minimiza el efecto de la respuesta de fuerza no instantánea que proporciona el control del flujo electromagnético. Los polos mecánicos se establecerán en función de la dinámica deseada para el motor.

Por identificación de términos se calculan las ganancias del compensador.

$$K_{vd} = \frac{M}{K_2} \left(w_{el} + 2x_{mec} w_{mec} - \left(\frac{r_2}{sL_2} + w_{op} + \frac{C}{M} \right) \right) \tag{5.20}$$

$$K_{vp} = \frac{M}{K_2} \left(\mathbf{w}_{mec}^2 + \mathbf{w}_{el} 2\mathbf{x}_{mec} \mathbf{w}_{mec} - \left(\frac{r_2}{sL_2} + \mathbf{w}_{op} \right) \frac{C}{M} \right) \quad (5.21)$$

$$K_{vi} = \frac{M}{K_2} \mathbf{w}_{mec}^2 \mathbf{w}_{el} \quad (5.22)$$

La introducción de estas ganancias al compensador del lazo de velocidad permite colocar los polos del sistema en el lugar adecuado para cualquier condición de operación.

Es necesario resaltar que las ganancias calculadas por (5.20), (5.21) y (5.22) dependen de los parámetros del sistema r_2/sL_2 , C y M . Por tanto, el ajuste del compensador depende de unos valores estimados de estos parámetros. Además, r_2/sL_2 varía durante la operación del motor.

Esto hace necesario un estudio de robustez y sensibilidad del lazo de velocidad ante la variación de los parámetros involucrados en el cálculo de las ganancias del compensador. Este estudio se presenta en los dos siguientes subcapítulos.

5.2.2 Robustez del control de velocidad

Se ha realizado un estudio analítico de la robustez del control de velocidad ante la variación de los parámetros del sistema. Los parámetros que introducen incertidumbre son r_2/sL_2 , C y M , sin embargo, los parámetros C y M aparecen siempre relacionados en las ecuaciones en la expresión C/M , por lo que resulta más sencillo efectuar el estudio utilizando esta relación.

La ecuación característica de sistema en lazo cerrado viene dada por (5.23).

$$s^3 + \left(\frac{r_2}{sL_2} + \mathbf{w}_{op} + \frac{C}{M} + \frac{K_2}{M} K_{vd} \right) s^2 + \left(\left(\frac{r_2}{sL_2} + \mathbf{w}_{op} \right) \frac{C}{M} + \frac{K_2}{M} K_{vp} \right) s + \frac{K_2}{M} K_{vi} = 0 \quad (5.23)$$

Como ya se ha visto, las ganancias del compensador K_{vd} , K_{vp} y K_{vi} se calculan aplicando las ecuaciones siguientes.

$$K_{vd} = \frac{\hat{M}}{K_2} \left(\mathbf{w}_{el} + 2\mathbf{x}_{mec} \mathbf{w}_{mec} - \left(\frac{\hat{r}_2}{\mathbf{s}L_2} + \hat{\mathbf{w}}_{op} + \frac{\hat{C}}{M} \right) \right) \quad (5.24)$$

$$K_{vp} = \frac{\hat{M}}{K_2} \left(\mathbf{w}_{mec}^2 + \mathbf{w}_{el} 2\mathbf{x}_{mec} \mathbf{w}_{mec} - \left(\frac{\hat{r}_2}{\mathbf{s}L_2} + \hat{\mathbf{w}}_{op} \right) \frac{\hat{C}}{M} \right) \quad (5.25)$$

$$K_{vi} = \frac{\hat{M}}{K_2} \mathbf{w}_{mec}^2 \mathbf{w}_{el} \quad (5.26)$$

Donde:

- $\frac{\hat{r}_2}{\mathbf{s}L_2}$ es el valor estimado de $\frac{r_2}{\mathbf{s}L_2}$.
- $\hat{\mathbf{w}}_{op}$ es el valor empleado como frecuencia de deslizamiento de operación \mathbf{w}_{op} .
- $\frac{\hat{C}}{M}$ es el valor estimado de $\frac{C}{M}$.
- $\frac{\hat{M}}{K_2}$ es el valor estimado de $\frac{M}{K_2}$.

Sustituyendo (5.24), (5.25) y (5.26) en (5.23) se obtiene la ecuación característica en función tanto de los valores reales de los parámetros como de sus valores estimados.

$$\begin{aligned} & s^3 + \left(\frac{r_2}{\mathbf{s}L_2} + \mathbf{w}_{op} + \frac{C}{M} + \frac{K_2}{M} \frac{\hat{M}}{K_2} \left(\mathbf{w}_{el} + 2\mathbf{x}_{mec} \mathbf{w}_{mec} - \left(\frac{\hat{r}_2}{\mathbf{s}L_2} + \hat{\mathbf{w}}_{op} + \frac{\hat{C}}{M} \right) \right) \right) s^2 \\ & + \left(\left(\frac{r_2}{\mathbf{s}L_2} + \mathbf{w}_{op} \right) \frac{C}{M} + \frac{K_2}{M} \frac{\hat{M}}{K_2} \left(\mathbf{w}_{mec}^2 + \mathbf{w}_{el} 2\mathbf{x}_{mec} \mathbf{w}_{mec} - \left(\frac{\hat{r}_2}{\mathbf{s}L_2} + \hat{\mathbf{w}}_{op} \right) \frac{\hat{C}}{M} \right) \right) s \\ & + \frac{K_2}{M} \frac{\hat{M}}{K_2} \mathbf{w}_{mec}^2 \mathbf{w}_{el} = 0 \end{aligned} \quad (5.27)$$

Se ha establecido una relación entre los valores estimados y los valores reales de los parámetros a estudiar.

$$\frac{r_2}{sL_2} + \mathbf{w}_{op} = D_1 \left(\frac{\hat{r}_2}{sL_2} + \hat{\mathbf{w}}_{op} \right) \quad (5.28)$$

$$\frac{C}{M} = D_2 \frac{\hat{C}}{M} \quad (5.29)$$

$$\frac{M}{K_2} = D_3 \frac{\hat{M}}{K_2} \quad (5.30)$$

Donde D_1 , D_2 y D_3 son los factores de discrepancia en la estimación de cada uno de los parámetros y pueden tomar cualquier valor positivo.

La ecuación característica resultante de aplicar estas relaciones viene dada por (5.31)

$$\begin{aligned} s^3 + \left(\mathbf{w}_{el} + 2\mathbf{x}_{mec} \mathbf{w}_{mec} + \left(\frac{D_1}{D_3} - 1 \right) \left(\frac{\hat{r}_2}{sL_2} + \hat{\mathbf{w}}_{op} \right) + \left(\frac{D_2}{D_3} - 1 \right) \frac{\hat{C}}{M} \right) s^2 \\ + \left(\mathbf{w}_{mec}^2 + \mathbf{w}_{el} 2\mathbf{x}_{mec} \mathbf{w}_{mec} + \left(\frac{D_1 D_2}{D_3} - D_3 \right) \left(\frac{\hat{r}_2}{sL_2} + \hat{\mathbf{w}}_{op} \right) \frac{\hat{C}}{M} \right) s \\ + \mathbf{w}_{mec}^2 \mathbf{w}_{el} = 0 \end{aligned} \quad (5.31)$$

Hay que recalcar que D_3 está relacionado con D_1 y D_2 , puesto que el parámetro M/K_2 es función de M , r_2/sL_2 y \mathbf{w}_{op} . Por esto, es posible realizar una simplificación.

El factor de discrepancia D_3 viene dado por (5.32).

$$D_3 = \frac{M \hat{K}_2}{\hat{M} K_2} \quad (5.32)$$

En esta expresión, el factor \hat{K}_2/K_2 es muy próximo a la unidad, por lo que su efecto puede despreciarse. Por otro lado, el factor M/\hat{M} puede sustituirse por $1/D_2$, lo que equivale a suponer en este caso, que toda la

discrepancia entre el valor real y el estimado de C/M , se debe a una mala estimación de la masa. Esta suposición normalmente no se cumple, pero es la situación más restrictiva para el cálculo de D_3 . Por tanto, la expresión simplificada del factor D_3 es la siguiente:

$$D_3 = \frac{1}{D_2} \quad (5.33)$$

Así, la ecuación característica a analizar queda de la siguiente manera:

$$\begin{aligned} s^3 + \left(\mathbf{w}_{el} + 2\mathbf{x}_{mec} \mathbf{w}_{mec} + (D_1 D_2 - 1) \left(\frac{\hat{r}_2}{sL_2} + \hat{\mathbf{w}}_{op} \right) + (D_2^2 - 1) \frac{\hat{C}}{M} \right) s^2 \\ + \left(\mathbf{w}_{mec}^2 + \mathbf{w}_{el} 2\mathbf{x}_{mec} \mathbf{w}_{mec} + \left(D_1 D_2^2 - \frac{1}{D_2} \right) \left(\frac{\hat{r}_2}{sL_2} + \hat{\mathbf{w}}_{op} \right) \frac{\hat{C}}{M} \right) s \\ + \mathbf{w}_{mec}^2 \mathbf{w}_{el} = 0 \end{aligned} \quad (5.34)$$

Para el estudio de la estabilidad del sistema se le ha aplicado el criterio de Routh-Hurwitz a la ecuación (5.34), resultando tres condiciones:

$$\mathbf{x}_{mec} \mathbf{w}_{mec} > -(D_2^2 - 1) \frac{\hat{C}}{M} \quad (5.35)$$

$$\mathbf{w}_{el} > 0 \quad (5.36)$$

$$\mathbf{w}_{el} > \left(\frac{\hat{r}_2}{sL_2} + \hat{\mathbf{w}}_{op} \right) \frac{D_1 D_2^2 - \frac{1}{D_2}}{4(D_2^2 - 1)} \left(1 + \sqrt{1 + \frac{\frac{\hat{C}}{M} (D_2^2 - 1)(D_1 D_2 - 1)}{\left(\frac{\hat{r}_2}{sL_2} + \hat{\mathbf{w}}_{op} \right) \left(\left(D_1 D_2^2 - \frac{1}{D_2} \right) - (D_2^2 - 1)(D_1 D_2 - 1) \right)}} \right) \quad (5.37)$$

Las condiciones de estabilidad (5.35), (5.36) y (5.37) disponen los parámetros mínimos del controlador en función de los valores estimados de los parámetros r_2/sL_2 y C/M , el valor utilizado de \mathbf{w}_{op} , y los factores de discrepancia de estos.

La expresión (5.37) se puede simplificar en gran medida puesto que, al ser el término $\hat{r}_2/sL_2 + \hat{\mathbf{w}}_{op}$ mucho mayor que \hat{C}/M , el término del interior

de la raíz cuadrada es prácticamente igual a la unidad. La condición queda como se muestra en (5.38).

$$\mathbf{w}_{el} > \left(\frac{\hat{r}_2}{sL_2} + \hat{\mathbf{w}}_{op} \right) \frac{D_1 D_2^2 - \frac{1}{D_2}}{2(D_2^2 - 1)} \quad (5.38)$$

De esta manera, es posible determinar para un controlador unos factores de discrepancia máximos para cada uno de los parámetros, y calcular valores mínimos de \mathbf{x}_{mec} , \mathbf{w}_{mec} y \mathbf{w}_{el} que garanticen estabilidad absoluta del sistema.

La Tabla 5.1 muestra un ejemplo para unos valores genéricos de \hat{r}_2/sL_2 y de \hat{C}/M , y unos factores de discrepancia mínimos y máximos establecidos.

Tabla 5.1. Valores mínimos de los parámetros del controlador

	$D_2^{\min} = 0.5$	$D_2^{\max} = 1.5$
$D_1^{\min} = 0.5$	$\mathbf{x}_{mec} \mathbf{w}_{mec} > 0.75 \frac{\hat{C}}{M}$ $\mathbf{w}_{el} > 1.25 \left(\frac{\hat{r}_2}{sL_2} + \hat{\mathbf{w}}_{op} \right)$	$\mathbf{x}_{mec} \mathbf{w}_{mec} > -1.25 \frac{\hat{C}}{M}$ $\mathbf{w}_{el} > 0.183 \left(\frac{\hat{r}_2}{sL_2} + \hat{\mathbf{w}}_{op} \right)$
$D_1^{\max} = 2$	$\mathbf{x}_{mec} \mathbf{w}_{mec} > 0.75 \frac{\hat{C}}{M}$ $\mathbf{w}_{el} > \left(\frac{\hat{r}_2}{sL_2} + \hat{\mathbf{w}}_{op} \right)$	$\mathbf{x}_{mec} \mathbf{w}_{mec} > -1.25 \frac{\hat{C}}{M}$ $\mathbf{w}_{el} > 1.53 \left(\frac{\hat{r}_2}{sL_2} + \hat{\mathbf{w}}_{op} \right)$

Es decir, los valores mínimos para garantizar estabilidad absoluta en un sistema con estas características serían los siguientes:

$$\mathbf{x}_{mec} \mathbf{w}_{mec} > 0.75 \frac{\hat{C}}{M} \quad (5.39)$$

$$\mathbf{w}_{el} > 1.53 \left(\frac{\hat{r}_2}{\mathbf{s}L_2} + \hat{\mathbf{w}}_{op} \right) \quad (5.40)$$

La condición dada por (5.39) siempre se cumple, puesto que el mínimo valor lógico para los polos mecánicos del sistema en lazo cerrado es el valor estimado del polo mecánico en lazo abierto. La segunda condición (5.40) es perfectamente asumible puesto que no requiere de una excesiva potencia del controlador, y además, en condiciones normales, el valor del polo eléctrico \mathbf{w}_{el} se deseará situar aún más a la izquierda en el plano complejo.

5.2.3 Sensibilidad del control de velocidad

Una vez estudiadas las condiciones de estabilidad del lazo de velocidad es conveniente estudiar la sensibilidad de la respuesta del control ante una incorrecta estimación de los parámetros $r_2/\mathbf{s}L_2$, C y M . Para ello, se ha analizado la variación de los polos del sistema en función de los factores de discrepancia D_1 y D_2 .

Se ha partido de la ecuación característica (5.34), que se rescribe a continuación:

$$\begin{aligned} s^3 + \left(\mathbf{w}_{el} + 2\mathbf{x}_{mec} \mathbf{w}_{mec} + (D_1 D_2 - 1) \left(\frac{\hat{r}_2}{\mathbf{s}L_2} + \hat{\mathbf{w}}_{op} \right) + (D_2^2 - 1) \frac{\hat{C}}{M} \right) s^2 \\ + \left(\mathbf{w}_{mec}^2 + \mathbf{w}_{el} 2\mathbf{x}_{mec} \mathbf{w}_{mec} + \left(D_1 D_2^2 - \frac{1}{D_2} \right) \left(\frac{\hat{r}_2}{\mathbf{s}L_2} + \hat{\mathbf{w}}_{op} \right) \frac{\hat{C}}{M} \right) s \\ + \mathbf{w}_{mec}^2 \mathbf{w}_{el} = 0 \end{aligned} \quad (5.41)$$

Las frecuencias eléctrica y mecánica y el amortiguamiento deseados, y que se han de introducir en el controlador, pueden relacionarse con los parámetros estimados de la siguiente manera.

$$\mathbf{w}_{el} = G_1 \left(\frac{\hat{r}_2}{\mathbf{s}L_2} + \hat{\mathbf{w}}_{op} \right) \quad (5.42)$$

$$2\mathbf{x}_{mec} \mathbf{w}_{mec} = G_2 \frac{\hat{C}}{M} \quad (5.43)$$

Siendo G_1 y G_2 las ganancias de los polos mecánico y eléctrico deseados respecto a los polos del sistema en lazo abierto. La ecuación característica resultante de sustituir (5.42) y (5.43) en (5.41) viene dada por (5.44)

$$s^3 + \left(\frac{D_1 D_2 + G_1 - 1}{G_1} w_{el} + \frac{D_2^2 + G_2 - 1}{G_2} 2x_{mec} w_{mec} \right) s^2 + \left(w_{mec}^2 + w_{el} 2x_{mec} w_{mec} \frac{D_1 D_2^2 + G_1 G_2 - \frac{1}{D_2}}{G_1 G_2} \right) s + w_{mec}^2 w_{el} = 0 \quad (5.44)$$

Por otra parte, si se denomina w'_{el} a la frecuencia eléctrica resultante de la resolución de esta ecuación (5.44), y x'_{mec} y w'_{mec} al amortiguamiento y frecuencia mecánicos, deben darse las siguientes igualdades:

$$\frac{D_1 D_2 + G_1 - 1}{G_1} w_{el} + \frac{D_2^2 + G_2 - 1}{G_2} 2x_{mec} w_{mec} = w'_{el} + 2x'_{mec} w'_{mec} \quad (5.45)$$

$$w_{mec}^2 + w_{el} 2x_{mec} w_{mec} \frac{D_1 D_2^2 + G_1 G_2 - \frac{1}{D_2}}{G_1 G_2} = w'^2_{mec} + w'_{el} 2x'_{mec} w'_{mec} \quad (5.46)$$

$$w_{mec}^2 w_{el} = w'^2_{mec} w'_{el} \quad (5.47)$$

Por identificación de términos en (5.45), y apoyándose en la observación de diferentes simulaciones y ensayos experimentales, se obtiene (5.48), que aproxima muy bien el valor de la frecuencia eléctrica resultante w'_{el} .

$$w'_{el} = \frac{D_1 D_2 + G_1 - 1}{G_1} w_{el} \quad (5.48)$$

Sustituyendo (5.48) en (5.47), se obtiene la expresión de la frecuencia mecánica w'_{mec} .

$$\mathbf{w}'_{mec} = \sqrt{\frac{G_1}{D_1 D_2 + G_1 - 1}} \mathbf{w}_{mec} \quad (5.49)$$

Una vez obtenidos los valores de frecuencia, se sustituyen en (5.46) para obtener el amortiguamiento mecánico resultante \mathbf{x}'_{mec} .

$$\mathbf{x}'_{mec} = \sqrt{\frac{D_1 D_2 + G_1 - 1}{G_1}} \left(\frac{D_1 D_2^2 + G_1 G_2 - \frac{1}{D_2}}{G_2 (D_1 D_2 + G_1 - 1)} + \frac{G_2 (D_1 D_2 - 1)}{(D_1 D_2 + G_1 - 1)^2} \frac{\frac{\hat{C}/M}{4\mathbf{x}_{mec}^2}}{\left(\frac{\hat{r}_2}{sL_2} + \hat{w}_{op}\right)} \right) \mathbf{x}_{mec} \quad (5.50)$$

De nuevo, puede observarse que en el segundo término de (5.50) aparece la relación entre \hat{C}/M y \hat{r}_2/sL_2 , por lo que se puede despreciar, resultando (5.51).

$$\mathbf{x}'_{mec} = \frac{D_1 D_2^2 + G_1 G_2 - \frac{1}{D_2}}{G_2 \sqrt{G_1 (D_1 D_2 + G_1 - 1)}} \mathbf{x}_{mec} \quad (5.51)$$

Así pues, mediante (5.48), (5.49) y (5.51), se puede estimar la sensibilidad del control de velocidad ante la discrepancia de los valores estimados de los parámetros del sistema C/M , r_2/sL_2 y w_{op} respecto a sus valores reales.

5.2.3.1 Ejemplo de aplicación. Sensibilidad de un prototipo de LIM

Para una mejor explicación de este estudio de sensibilidad, se presenta a continuación un ejemplo de la aplicación de estas expresiones a un prototipo real de motor lineal de inducción.

Concretamente, se presentan valores de los coeficientes de sensibilidad $\mathbf{w}'_{el}/\mathbf{w}_{el}$, $\mathbf{w}'_{mec}/\mathbf{w}_{mec}$ y $\mathbf{x}'_{mec}/\mathbf{x}_{mec}$ para valores de discrepancia D_1 y D_2 máximos, obtenidos por el estudio realizado en el capítulo 3, y varias ganancias G_1 y G_2 .

Los valores de discrepancia utilizados vienen dados por los siguientes criterios:

- r_2/sL_2 aumenta hasta un 85% a una velocidad de 4m/s respecto a su valor con velocidad nula y hasta un 25% a 90°C de temperatura respecto a su valor a temperatura ambiente (ver Capítulo 3). Además se ha tenido en cuenta una posible estimación incorrecta del parámetro a la baja de hasta un 50%.
- Variación de M en un +-30% de su valor para tener en cuenta posibles fallos en la identificación de la masa del conjunto que comprende el motor lineal, el carro, y la carga.
- Variación de C de un +-30% de su valor para tener en cuenta posibles variaciones del rozamiento viscoso debido a falta de lubricación de las guías, desgastes, etc..

Así pues los factores de discrepancia utilizados quedan de la siguiente manera:

- $D_1^{\min} = 0.5$
- $D_1^{\max} = 2.31$
- $D_2^{\min} = 0.53$
- $D_2^{\max} = 1.85$

La Tabla 5.2 muestra los coeficientes de sensibilidad w'_{el}/w_{el} , w'_{mec}/w_{mec} y x'_{mec}/x_{mec} para unas ganancias G_1 y G_2 de valor 2, cercanas al límite de estabilidad. Hay que tener en cuenta que el primer valor lógico de G_2 es 2, por cómo está definida en (5.43).

Tabla 5.2. Coeficientes de sensibilidad para $G_1 = 2$ y $G_2 = 2$

$G_1 = 2$ $G_2 = 2$	$D_2^{\min} = 0.53$	$D_2^{\max} = 1.85$
$D_1^{\min} = 0.5$	$\frac{W'_{el}}{W_{el}} = 0.63$ $\frac{W'_{mec}}{W_{mec}} = 1.26$ $\frac{X'_{mec}}{X_{mec}} = 0.71$	$\frac{W'_{el}}{W_{el}} = 0.96$ $\frac{W'_{mec}}{W_{mec}} = 1.02$ $\frac{X'_{mec}}{X_{mec}} = 1.32$
$D_1^{\max} = 2.31$	$\frac{W'_{el}}{W_{el}} = 1.08$ $\frac{W'_{mec}}{W_{mec}} = 0.96$ $\frac{X'_{mec}}{X_{mec}} = 0.62$	$\frac{W'_{el}}{W_{el}} = 2.64$ $\frac{W'_{mec}}{W_{mec}} = 0.62$ $\frac{X'_{mec}}{X_{mec}} = 1.75$

Se aprecia que los coeficientes de sensibilidad son bastante altos para este ajuste del controlador. Sería necesario aumentar las ganancias para que el sistema sea algo menos sensible. La Tabla 5.3 presenta los coeficientes de sensibilidad para $G_1 = 4$ y $G_2 = 4$.

Tabla 5.3. Coeficientes de sensibilidad para $G_1 = 4$ y $G_2 = 4$

$G_1 = 4$ $G_2 = 4$	$D_2^{\min} = 0.53$	$D_2^{\max} = 1.85$
$D_1^{\min} = 0.5$	$\frac{W'_{el}}{W_{el}} = 0.82$ $\frac{W'_{mec}}{W_{mec}} = 1.11$ $\frac{X'_{mec}}{X_{mec}} = 0.98$	$\frac{W'_{el}}{W_{el}} = 0.98$ $\frac{W'_{mec}}{W_{mec}} = 1.01$ $\frac{X'_{mec}}{X_{mec}} = 0.98$
$D_1^{\max} = 2.31$	$\frac{W'_{el}}{W_{el}} = 1.05$ $\frac{W'_{mec}}{W_{mec}} = 0.97$ $\frac{X'_{mec}}{X_{mec}} = 0.9$	$\frac{W'_{el}}{W_{el}} = 1.8$ $\frac{W'_{mec}}{W_{mec}} = 0.75$ $\frac{X'_{mec}}{X_{mec}} = 1.08$

En este caso se puede observar que los coeficientes de sensibilidad se reducen en gran medida, para los factores de discrepancia tan exigentes que se han establecido.

5.3 CONTROL DE POSICIÓN

Se ha diseñado un control de posición para su implementación en motores lineales de inducción junto con el control de flujo electromagnético visto en el capítulo 4. A continuación, se presenta el diseño y ajuste de los lazos de velocidad y posición, así como la robustez y sensibilidad de estos ante la variación de los parámetros electromagnéticos y mecánicos del sistema.

5.3.1 Diseño de los lazos de velocidad y posición

Los criterios que se han tomado para el diseño del control de posición han sido los mismos que para el control de velocidad:

- Minimización de la dinámica de fuerza no-instantánea del conjunto estrategia de control de flujo electromagnético-motor.
- Robustez de funcionamiento.
- Sencillez de implementación y ajuste de parámetros.

Después de un estudio de varias posibilidades, se ha concluido que el mejor diseño para el control de posición consiste en una configuración de dos lazos: uno interno de velocidad con un compensador proporcional-integral-derivativo en realimentación; y otro externo de posición con un compensador proporcional-integral en cascada.

En la Figura 5.5 se muestra la configuración adoptada. $X_m(s)$ y $V_m(s)$ denotan las respuestas de posición y de velocidad del motor, respectivamente; $R_x(s)$ y $R_v(s)$ las referencias de posición y velocidad, respectivamente, y $F_p(s)$ la fuerza perturbadora.

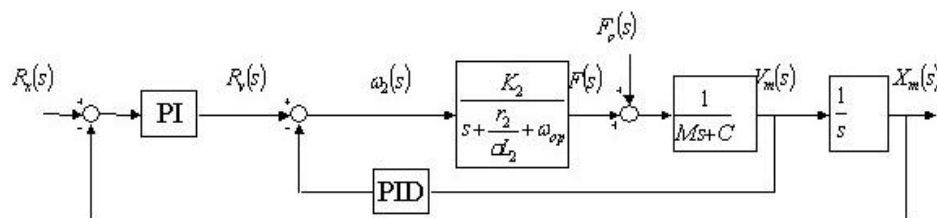


Figura 5.5. Configuración de los lazos de velocidad y posición para el control de posición

Al igual que en el control de velocidad, se ha adoptado la función de transferencia (5.11) para caracterizar la relación entre la fuerza electromagnética $F(s)$ y la entrada de frecuencia de deslizamiento $w_2(s)$. La ecuación mecánica del sistema viene dada por (5.52), y tiene como parámetros la masa del conjunto M y el rozamiento viscoso C .

$$F(t) + F_p(t) = M \frac{d^2 X_m(t)}{dt^2} + C \frac{dX_m(t)}{dt} \quad (5.52)$$

La función de transferencia resultante del sistema en lazo cerrado ante una referencia de posición es la siguiente:

$$\frac{X_m(s)}{R_x(s)} = \frac{\frac{K_2}{M}(K_{dp}s + K_{di})}{s^4 + \left(\frac{r_2}{sL_2} + w_{op} + \frac{C}{M} + \frac{K_2}{M}K_{vd}\right)s^3 + \left(\left(\frac{r_2}{sL_2} + w_{op}\right)\frac{C}{M} + \frac{K_2}{M}K_{vp}\right)s^2 + \frac{K_2}{M}(K_{vi} + K_{dp})s + \frac{K_2}{M}K_{di}} \quad (5.53)$$

donde K_{vd} , K_{vp} y K_{vi} son las ganancias derivativa, proporcional e integral, respectivamente, del compensador PID del lazo de velocidad, y K_{dp} y K_{di} las ganancias proporcional e integral, respectivamente, del compensador PI del lazo de posición.

El error ante una entrada en la referencia de posición se muestra en (5.54). Por otra parte, la desviación en la posición causada por una entrada de fuerza perturbadora viene dada por (5.55).

$$E(s) = \frac{s^4 + \left(\frac{r_2}{sL_2} + w_{op} + \frac{C}{M} + \frac{K_2}{M}K_{vd}\right)s^3 + \left(\left(\frac{r_2}{sL_2} + w_{op}\right)\frac{C}{M} + \frac{K_2}{M}K_{vp}\right)s^2 + \frac{K_2}{M}K_{vi}s}{s^4 + \left(\frac{r_2}{sL_2} + w_{op} + \frac{C}{M} + \frac{K_2}{M}K_{vd}\right)s^3 + \left(\left(\frac{r_2}{sL_2} + w_{op}\right)\frac{C}{M} + \frac{K_2}{M}K_{vp}\right)s^2 + \frac{K_2}{M}(K_{vi} + K_{dp})s + \frac{K_2}{M}K_{di}} R_x(s) \quad (5.54)$$

$$X_m(s) = \frac{\frac{1}{M}\left(s^2 + \left(\frac{r_2}{sL_2} + w_{op}\right)s\right)}{s^4 + \left(\frac{r_2}{sL_2} + w_{op} + \frac{C}{M} + \frac{K_2}{M}K_{vd}\right)s^3 + \left(\left(\frac{r_2}{sL_2} + w_{op}\right)\frac{C}{M} + \frac{K_2}{M}K_{vp}\right)s^2 + \frac{K_2}{M}(K_{vi} + K_{dp})s + \frac{K_2}{M}K_{di}} F_p(s) \quad (5.55)$$

Haciendo el límite de (5.54) y (5.55), se obtienen los errores de posición en estado permanente ante una referencia de posición y ante una entrada de fuerza perturbadora. A continuación se muestran estos errores ante entradas escalón y rampa.

$$R_x(s) = \frac{X}{s} \Rightarrow e(t \rightarrow \infty) = 0$$

$$R_x(s) = \frac{V}{s^2} \Rightarrow e(t \rightarrow \infty) = \frac{K_{vi}}{K_{di}} V$$
(5.56)

$$F_p(s) = \frac{F}{s} \Rightarrow e(t \rightarrow \infty) = 0$$

$$F_p(s) = \frac{F'}{s^2} \Rightarrow e(t \rightarrow \infty) = \left(\frac{r_2}{sL_2} + w_{op} \right) \frac{F'}{K_2 K_{di}}$$
(5.57)

En (5.56), X es el valor del escalón y V la pendiente de la rampa en las señales introducidas como referencia, y en (5.57), F y F' las señales correspondientes al escalón y la rampa introducidos como fuerza perturbadora. Se comprueba que, ante entradas escalón de referencia y de perturbación, el error en régimen permanente es nulo.

Ante entradas de tipo rampa en la referencia de posición, el error puede ser regulado mediante las ganancias K_{di} y K_{vi} , incluso hasta el punto de hacerlo nulo si a esta última ganancia se le da valor cero. Respecto al error generado por una entrada en rampa de fuerza perturbadora, este se puede minimizar mediante la ganancia K_{di} .

El ajuste de las ganancias de los compensadores es sencillo si se utiliza el método de asignación de polos. La ecuación característica del sistema es de cuarto orden, por tanto, se puede establecer una ecuación característica deseada como (5.58).

$$(s^2 + 2x_{el} w_{el} s + w_{el}^2)(s^2 + 2x_{mec} w_{mec} s + w_{mec}^2) = 0$$
(5.58)

Donde x_{el} y w_{el} son el amortiguamiento y la frecuencia de los polos eléctricos, y x_{mec} y w_{mec} el amortiguamiento y la frecuencia de los polos mecánicos. De nuevo, convendrá que los polos eléctricos se encuentren lo más alejados posibles de los polos mecánicos. Los polos mecánicos se establecen en función de la dinámica del motor requerida. Identificando términos, se obtienen las siguientes expresiones:

$$K_{vd} = \frac{M}{K_2} \left(2\mathbf{x}_{el} \mathbf{w}_{el} + 2\mathbf{x}_{mec} \mathbf{w}_{mec} - \left(\frac{r_2}{sL_2} + \mathbf{w}_{op} + \frac{C}{M} \right) \right) \quad (5.59)$$

$$K_{vp} = \frac{M}{K_2} \left(\mathbf{w}_{mec}^2 + \mathbf{w}_{el}^2 + 2\mathbf{x}_{el} \mathbf{w}_{el} 2\mathbf{x}_{mec} \mathbf{w}_{mec} - \left(\frac{r_2}{sL_2} + \mathbf{w}_{op} \right) \frac{C}{M} \right) \quad (5.60)$$

$$K_{vi} + K_{dp} = \frac{M}{K_2} (2\mathbf{x}_{el} \mathbf{w}_{el} \mathbf{w}_{mec}^2 + 2\mathbf{x}_{mec} \mathbf{w}_{mec} \mathbf{w}_{el}^2) \quad (5.61)$$

$$K_{di} = \frac{M}{K_2} \mathbf{w}_{mec}^2 \mathbf{w}_{el}^2 \quad (5.62)$$

Las expresiones (5.59), (5.60) y (5.62) definen unos valores de ganancias de compensador para unos polos del sistema deseados. Sin embargo, (5.61) es función de la suma de K_{vi} y K_{dp} . Esto es una gran ventaja, puesto que es posible definir un error para referencia en rampa de posición mediante K_{vi} (ver (5.56)), y mantener al mismo tiempo la dinámica requerida al motor cumpliendo (5.61).

Como en el control de velocidad, las expresiones para el cálculo de algunas ganancias de los compensadores están en función de los parámetros r_2/sL_2 , C y M . Por tanto, también se ha realizado un estudio de robustez y sensibilidad del control ante una incorrecta estimación de estos parámetros.

5.3.2 Robustez del control de posición

Se ha realizado un estudio analítico de la robustez del control de posición ante la variación de los parámetros del sistema. Al igual que en el control de velocidad, los parámetros que introducen incertidumbre son r_2/sL_2 , C y M . El procedimiento empleado para este análisis del control de posición es análogo al presentado en 5.2.2 para el control de velocidad.

La ecuación característica del sistema en lazo cerrado viene dada por (5.63).

$$s^4 + \left(\frac{r_2}{sL_2} + \mathbf{w}_{op} + \frac{C}{M} + \frac{K_2}{M} K_{vd} \right) s^3 + \left(\left(\frac{r_2}{sL_2} + \mathbf{w}_{op} \right) \frac{C}{M} + \frac{K_2}{M} K_{vp} \right) s^2 + \frac{K_2}{M} (K_{vi} + K_{dp}) s + \frac{K_2}{M} K_{di} = 0 \quad (5.63)$$

Por otro lado, las ganancias de los compensadores son calculadas mediante las siguientes expresiones:

$$K_{vd} = \frac{\hat{M}}{K_2} \left(2\mathbf{x}_{el} \mathbf{w}_{el} + 2\mathbf{x}_{mec} \mathbf{w}_{mec} - \left(\frac{\hat{r}_2}{\mathbf{s}L_2} + \hat{\mathbf{w}}_{op} + \frac{\hat{C}}{M} \right) \right) \quad (5.64)$$

$$K_{vp} = \frac{\hat{M}}{K_2} \left(\mathbf{w}_{mec}^2 + \mathbf{w}_{el}^2 + 2\mathbf{x}_{el} \mathbf{w}_{el} 2\mathbf{x}_{mec} \mathbf{w}_{mec} - \left(\frac{\hat{r}_2}{\mathbf{s}L_2} + \hat{\mathbf{w}}_{op} \right) \frac{\hat{C}}{M} \right) \quad (5.65)$$

$$K_{vi} + K_{dp} = \frac{\hat{M}}{K_2} (2\mathbf{x}_{el} \mathbf{w}_{el} \mathbf{w}_{mec}^2 + 2\mathbf{x}_{mec} \mathbf{w}_{mec} \mathbf{w}_{el}^2) \quad (5.66)$$

$$K_{di} = \frac{\hat{M}}{K_2} \mathbf{w}_{mec}^2 \mathbf{w}_{el}^2 \quad (5.67)$$

Donde:

- $\frac{\hat{r}_2}{\mathbf{s}L_2}$ es el valor estimado de $\frac{r_2}{\mathbf{s}L_2}$.
- $\hat{\mathbf{w}}_{op}$ es el valor empleado como frecuencia de deslizamiento de operación \mathbf{w}_{op} .
- $\frac{\hat{C}}{M}$ es el valor estimado de $\frac{C}{M}$.
- $\frac{\hat{M}}{K_2}$ es el valor estimado de $\frac{M}{K_2}$.

Sustituyendo las expresiones (5.64) a (5.67) en (5.63) se obtiene la siguiente ecuación característica:

$$\begin{aligned}
& s^4 + \left(\frac{r_2}{sL_2} + \mathbf{w}_{op} + \frac{C}{M} + \frac{K_2}{M} \frac{\hat{M}}{K_2} \left(2\mathbf{x}_{el} \mathbf{w}_{el} + 2\mathbf{x}_{mec} \mathbf{w}_{mec} - \left(\frac{\hat{r}_2}{sL_2} + \hat{\mathbf{w}}_{op} + \frac{\hat{C}}{M} \right) \right) \right) s^3 \\
& + \left(\left(\frac{r_2}{sL_2} + \mathbf{w}_{op} \right) \frac{C}{M} + \frac{K_2}{M} \frac{\hat{M}}{K_2} \left(\mathbf{w}_{mec}^2 + \mathbf{w}_{el}^2 + 2\mathbf{x}_{el} \mathbf{w}_{el} 2\mathbf{x}_{mec} \mathbf{w}_{mec} - \left(\frac{\hat{r}_2}{sL_2} + \hat{\mathbf{w}}_{op} \right) \frac{\hat{C}}{M} \right) \right) s^2 \\
& + \frac{K_2}{M} \frac{\hat{M}}{K_2} (2\mathbf{x}_{el} \mathbf{w}_{el} \mathbf{w}_{mec}^2 + 2\mathbf{x}_{mec} \mathbf{w}_{mec} \mathbf{w}_{el}^2) s + \frac{K_2}{M} \frac{\hat{M}}{K_2} \mathbf{w}_{mec}^2 \mathbf{w}_{el}^2 = 0
\end{aligned} \tag{5.68}$$

Se han establecido las mismas relaciones entre parámetros estimados y parámetros reales que se han utilizado en el control de velocidad, y que se describen a continuación.

$$\frac{r_2}{sL_2} + \mathbf{w}_{op} = D_1 \left(\frac{\hat{r}_2}{sL_2} + \hat{\mathbf{w}}_{op} \right) \tag{5.69}$$

$$\frac{C}{M} = D_2 \frac{\hat{C}}{M} \tag{5.70}$$

$$\frac{M}{K_2} = D_3 \frac{\hat{M}}{K_2} \tag{5.71}$$

De la misma manera, también se ha adoptado la simplificación efectuada en el apartado 5.2.2 respecto al factor de discrepancia D_3 .

$$D_3 = \frac{1}{D_2} \tag{5.72}$$

Con lo que la ecuación característica queda de la siguiente forma:

$$\begin{aligned}
& s^4 + \left(2\mathbf{x}_{el} \mathbf{w}_{el} + 2\mathbf{x}_{mec} \mathbf{w}_{mec} + (D_1 D_2 - 1) \left(\frac{\hat{r}_2}{sL_2} + \hat{\mathbf{w}}_{op} \right) + (D_2^2 - 1) \frac{\hat{C}}{M} \right) s^3 \\
& + \left(\mathbf{w}_{mec}^2 + \mathbf{w}_{el}^2 + 2\mathbf{x}_{el} \mathbf{w}_{el} 2\mathbf{x}_{mec} \mathbf{w}_{mec} + \left(D_1 D_2^2 - \frac{1}{D_2} \right) \left(\frac{\hat{r}_2}{sL_2} + \hat{\mathbf{w}}_{op} \right) \frac{\hat{C}}{M} \right) s^2 \\
& + (2\mathbf{x}_{el} \mathbf{w}_{el} \mathbf{w}_{mec}^2 + 2\mathbf{x}_{mec} \mathbf{w}_{mec} \mathbf{w}_{el}^2) s + \mathbf{w}_{mec}^2 \mathbf{w}_{el}^2 = 0
\end{aligned} \tag{5.73}$$

En un primer intento por obtener unas condiciones mínimas de estabilidad del control de posición, se aplica directamente el criterio de Routh-Hurwitz a (5.73). Sin embargo, la gran complejidad de las ecuaciones a tratar hace replantear el método de resolución del problema.

En lugar de buscar las condiciones mínimas de estabilidad se ha tratado de encontrar las condiciones de estabilidad para el rango lógico de operación del sistema. Para ello se ha fijado de partida la parte real de los polos deseados para el sistema en lazo cerrado en el mínimo lugar lógico de operación, tal y como se muestra en (5.74) y (5.75).

$$\mathbf{x}_{el} \mathbf{W}_{el} = \frac{\hat{r}_2}{sL_2} + \hat{\mathbf{w}}_{op} \quad (5.74)$$

$$\mathbf{x}_{mec} \mathbf{W}_{mec} = \frac{\hat{C}}{M} \quad (5.75)$$

Es decir, se establece que la posición de los polos en lazo abierto estimados sea la mínima posición que tenga la parte real de los polos deseados. Esta es la posición más restrictiva, desde el punto de vista de la estabilidad, que es coherente con el control. La ecuación característica (5.73) queda así de la siguiente manera:

$$\begin{aligned} & s^4 + \left((D_1 D_2 + 1) \left(\frac{\hat{r}_2}{sL_2} + \hat{\mathbf{w}}_{op} \right) + (D_2^2 + 1) \frac{\hat{C}}{M} \right) s^3 \\ & + \left(\left(D_1 D_2^2 - \frac{1}{D_2} + 4 \right) \left(\frac{\hat{r}_2}{sL_2} + \hat{\mathbf{w}}_{op} \right) \frac{\hat{C}}{M} + \frac{\left(\frac{\hat{C}}{M} \right)^2}{\mathbf{x}_{mec}^2} + \frac{\left(\frac{\hat{r}_2}{sL_2} + \hat{\mathbf{w}}_{op} \right)^2}{\mathbf{x}_{el}^2} \right) s^2 \\ & + \left(2 \left(\frac{\hat{r}_2}{sL_2} + \hat{\mathbf{w}}_{op} \right) \frac{\left(\frac{\hat{C}}{M} \right)^2}{\mathbf{x}_{mec}^2} + 2 \frac{\hat{C}}{M} \frac{\left(\frac{\hat{r}_2}{sL_2} + \hat{\mathbf{w}}_{op} \right)^2}{\mathbf{x}_{el}^2} \right) s \\ & + \frac{\left(\frac{\hat{C}}{M} \right)^2}{\mathbf{x}_{mec}^2} \frac{\left(\frac{\hat{r}_2}{sL_2} + \hat{\mathbf{w}}_{op} \right)^2}{\mathbf{x}_{el}^2} = 0 \end{aligned} \quad (5.76)$$

Es a esta ecuación característica (5.76) a la que se le ha aplicado el criterio de Routh-Hurwitz, y se han encontrado las condiciones que deben cumplir \mathbf{x}_{el} y \mathbf{x}_{mec} para garantizar la estabilidad del sistema.

Las expresiones (5.77), (5.78) y (5.79) son las tres condiciones mínimas que garantizan la estabilidad del sistema, y que no dependen de los parámetros del motor.

$$2(D_1 D_2 + 1) \left(D_1 D_2^2 - \frac{1}{D_2} + 4 \right) \mathbf{x}_{mec}^2 + 2(D_2^2 - 1) \frac{\mathbf{x}_{mec}^2}{\mathbf{x}_{el}^2} - (D_1 D_2 + 1)^2 > 0 \quad (5.77)$$

$$2(D_2^2 + 1) \left(D_1 D_2^2 - \frac{1}{D_2} + 4 \right) \mathbf{x}_{el}^2 + 2(D_1 D_2 + 1) \frac{\mathbf{x}_{el}^2}{\mathbf{x}_{mec}^2} - (D_2^2 + 1)^2 > 0 \quad (5.78)$$

$$2(D_1 D_2 + 1) \left(D_1 D_2^2 - \frac{1}{D_2} + 4 \right) \mathbf{x}_{el}^2 + 2(D_2^2 + 1) \left(D_1 D_2^2 - \frac{1}{D_2} + 4 \right) \mathbf{x}_{mec}^2 + 2(D_2^2 - 1) + 2(D_1 D_2 - 1) - 2(D_1 D_2 + 1)(D_2^2 + 1) > 0 \quad (5.79)$$

Así que, si se cumplen (5.77), (5.78) y (5.79), y bajo las condiciones (5.80) y (5.81), la estabilidad del sistema está garantizada para cualquier factor de discrepancia.

$$\mathbf{x}_{el} \mathbf{w}_{el} \geq \frac{\hat{r}_2}{sL_2} + \hat{\mathbf{w}}_{op} \quad (5.80)$$

$$\mathbf{x}_{mec} \mathbf{w}_{mec} \geq \frac{\hat{C}}{M} \quad (5.81)$$

Como ejemplo, para un valor de $\mathbf{x}_{mec} = 1$, el valor mínimo previsto para \mathbf{w}_{mec} sería \hat{C}/M , por lo que podría adoptar todos los valores mayores que el valor del polo mecánico en lazo abierto.

Por otro lado, se evalúan las tres condiciones dadas por (5.77), (5.78) y (5.79) para hallar un valor mínimo de \mathbf{x}_{el} a introducir en el controlador. Los resultados se muestran en la Tabla 5.4 para diversos valores de los factores de discrepancia D_1 y D_2 .

Tabla 5.4. Valores mínimos de \mathbf{x}_{el} para $\mathbf{x}_{mec} = 1$

	$D_2^{\min} = 0.5$	$D_2^{\max} = 1.5$
$D_1^{\min} = 0.5$	$(5.77) \rightarrow \mathbf{x}_{el} > 0.63$ $(5.78) \rightarrow \mathbf{x}_{el} > 0.39$ $(5.79) \rightarrow \mathbf{x}_{el} > 0.63$	$(5.77) \rightarrow \mathbf{x}_{el} > 0$ $(5.78) \rightarrow \mathbf{x}_{el} > 0.57$ $(5.79) \rightarrow \mathbf{x}_{el} > 0$
$D_1^{\max} = 2$	$(5.77) \rightarrow \mathbf{x}_{el} > 0.5$ $(5.78) \rightarrow \mathbf{x}_{el} > 0.39$ $(5.79) \rightarrow \mathbf{x}_{el} > 0.16$	$(5.77) \rightarrow \mathbf{x}_{el} > 0.42$ $(5.78) \rightarrow \mathbf{x}_{el} > 0$ $(5.79) \rightarrow \mathbf{x}_{el} > 0.42$

El caso más problemático sería el de los dos valores de discrepancia con valor de 0.5, en el cual \mathbf{x}_{el} presenta su valor máximo. Viendo la Tabla 5.4, en este caso, una solución muy razonable podría ser dar valor 1 para el amortiguamiento eléctrico deseado y así \mathbf{w}_{el} podría establecerse en cualquier valor desde $\hat{r}_2 / \mathbf{s}L_2 + \hat{\mathbf{w}}_{op}$ en adelante.

5.3.3 Sensibilidad del control de posición

Al igual que en el control de velocidad, se ha realizado un análisis de la sensibilidad del control de posición ante la incorrecta estimación de los parámetros necesarios para el control. El objetivo del estudio es ver la variación de los polos del sistema resultantes frente a los polos deseados en función de los factores de discrepancia D_1 y D_2 .

Se parte de la ecuación característica (5.73), que se rescribe a continuación.

$$\begin{aligned}
& s^4 + \left(2\mathbf{x}_{el} \mathbf{w}_{el} + 2\mathbf{x}_{mec} \mathbf{w}_{mec} + (D_1 D_2 - 1) \left(\frac{\hat{r}_2}{sL_2} + \hat{\mathbf{w}}_{op} \right) + (D_2^2 - 1) \frac{\hat{C}}{M} \right) s^3 \\
& + \left(\mathbf{w}_{mec}^2 + \mathbf{w}_{el}^2 + 2\mathbf{x}_{el} \mathbf{w}_{el} 2\mathbf{x}_{mec} \mathbf{w}_{mec} + \left(D_1 D_2^2 - \frac{1}{D_2} \right) \left(\frac{\hat{r}_2}{sL_2} + \hat{\mathbf{w}}_{op} \right) \frac{\hat{C}}{M} \right) s^2 \\
& + (2\mathbf{x}_{el} \mathbf{w}_{el} \mathbf{w}_{mec}^2 + 2\mathbf{x}_{mec} \mathbf{w}_{mec} \mathbf{w}_{el}^2) s + \mathbf{w}_{mec}^2 \mathbf{w}_{el}^2 = 0
\end{aligned} \quad (5.82)$$

Los valores de \mathbf{w}_{el} , \mathbf{x}_{el} , \mathbf{w}_{mec} y \mathbf{x}_{mec} pueden relacionarse con los parámetros estimados de la siguiente manera.

$$2\mathbf{x}_{el} \mathbf{w}_{el} = G_1 \left(\frac{\hat{r}_2}{sL_2} + \hat{\mathbf{w}}_{op} \right) \quad (5.83)$$

$$2\mathbf{x}_{mec} \mathbf{w}_{mec} = G_2 \frac{\hat{C}}{M} \quad (5.84)$$

Siendo G_1 y G_2 las ganancias de los polos mecánico y eléctrico deseados respecto a los polos del sistema en lazo abierto. Es necesario recalcar que el valor mínimo de G_1 y G_2 para un ajuste normal es 2, puesto que introducir en el controlador un valor menor supondría imponer los polos deseados más a la derecha del plano complejo que los polos del sistema en lazo abierto.

Sustituyendo (5.83) y (5.84) en la ecuación característica,

$$\begin{aligned}
& s^4 + \left(\frac{D_1 D_2 + G_1 - 1}{G_1} 2\mathbf{x}_{el} \mathbf{w}_{el} + \frac{D_2^2 + G_2 - 1}{G_2} 2\mathbf{x}_{mec} \mathbf{w}_{mec} \right) s^3 \\
& + \left(\mathbf{w}_{mec}^2 + \mathbf{w}_{el}^2 + 2\mathbf{x}_{el} \mathbf{w}_{el} 2\mathbf{x}_{mec} \mathbf{w}_{mec} \frac{D_1 D_2^2 + G_1 G_2 - \frac{1}{D_2}}{G_1 G_2} \right) s^2 \\
& + (2\mathbf{x}_{el} \mathbf{w}_{el} \mathbf{w}_{mec}^2 + 2\mathbf{x}_{mec} \mathbf{w}_{mec} \mathbf{w}_{el}^2) s + \mathbf{w}_{mec}^2 \mathbf{w}_{el}^2 = 0
\end{aligned} \quad (5.85)$$

Se pueden relacionar los parámetros de los polos deseados para el sistema \mathbf{w}_{el} , \mathbf{x}_{el} , \mathbf{w}_{mec} y \mathbf{x}_{mec} , con los resultantes de esta ecuación característica (5.85), \mathbf{w}'_{el} , \mathbf{x}'_{el} , \mathbf{w}'_{mec} y \mathbf{x}'_{mec} .

$$\frac{D_1 D_2 + G_1 - 1}{G_1} 2\mathbf{x}_{el} \mathbf{w}_{el} + \frac{D_2^2 + G_2 - 1}{G_2} 2\mathbf{x}_{mec} \mathbf{w}_{mec} = 2\mathbf{x}'_{el} \mathbf{w}'_{el} + 2\mathbf{x}'_{mec} \mathbf{w}'_{mec} \quad (5.86)$$

$$\mathbf{w}_{mec}^2 + \mathbf{w}_{el}^2 + 2\mathbf{x}_{el} \mathbf{w}_{el} 2\mathbf{x}_{mec} \mathbf{w}_{mec} \frac{D_1 D_2^2 + G_1 G_2 - 1}{G_1 G_2} = \quad (5.87)$$

$$\mathbf{w}'_{mec}{}^2 + \mathbf{w}'_{el}{}^2 + 2\mathbf{x}'_{el} \mathbf{w}'_{el} 2\mathbf{x}'_{mec} \mathbf{w}'_{mec}$$

$$2\mathbf{x}_{el} \mathbf{w}_{el} \mathbf{w}_{mec}^2 + 2\mathbf{x}_{mec} \mathbf{w}_{mec} \mathbf{w}_{el}^2 = 2\mathbf{x}'_{el} \mathbf{w}'_{el} \mathbf{w}'_{mec}{}^2 + 2\mathbf{x}'_{mec} \mathbf{w}'_{mec} \mathbf{w}'_{el}{}^2 \quad (5.88)$$

$$\mathbf{w}_{mec}^2 \mathbf{w}_{el}^2 = \mathbf{w}'_{mec}{}^2 \mathbf{w}'_{el}{}^2 \quad (5.89)$$

Como ha sucedido también para el análisis de estabilidad, no resulta sencillo, ni práctico, obtener directamente las expresiones generales de los coeficientes de sensibilidad de cada uno de los parámetros $\mathbf{w}'_{el}/\mathbf{w}_{el}$, $\mathbf{x}'_{el}/\mathbf{x}_{el}$, $\mathbf{w}'_{mec}/\mathbf{w}_{mec}$ y $\mathbf{x}'_{mec}/\mathbf{x}_{mec}$, a partir de las ecuaciones (5.86) a (5.89).

No obstante, la observación de resultados de simulaciones y ensayos experimentales, ha llevado a obtener unos coeficientes de sensibilidad muy próximos a los reales bajo una condición de funcionamiento: que la parte real de los polos eléctricos deseados sea mayor o igual que unas 50 veces la parte real de los polos mecánicos deseados, es decir, que se cumpla la siguiente condición:

$$\mathbf{x}_{el} \mathbf{w}_{el} \geq 50 \mathbf{x}_{mec} \mathbf{w}_{mec} \quad (5.90)$$

Bajo esta condición, se observa que las frecuencias mecánica y eléctrica de los polos prácticamente no varían, y sí lo hacen los amortiguamientos eléctrico y mecánico. Las expresiones de los coeficientes de sensibilidad son las siguientes

$$\frac{\mathbf{w}'_{el}}{\mathbf{w}_{el}} = 1 \quad (5.91)$$

$$\frac{\mathbf{w}'_{mec}}{\mathbf{w}_{mec}} = 1 \quad (5.92)$$

$$\frac{\mathbf{x}'_{el}}{\mathbf{x}_{el}} = \frac{D_1 D_2 + G_1 - 1}{G_1} \quad (5.93)$$

$$\frac{\mathbf{x}'_{mec}}{\mathbf{x}_{mec}} = \frac{\mathbf{w}_{el}}{\mathbf{w}_{el} - \mathbf{w}_{mec}} - \frac{\mathbf{w}_{mec}}{\mathbf{w}_{el} - \mathbf{w}_{mec}} \left(\frac{D_2^2 + G_2 - 1}{G_2} - \frac{D_1 D_2 - 1}{G_1} \frac{\mathbf{x}_{el}}{\mathbf{x}_{mec}} \right) \quad (5.94)$$

La condición (5.90) es la más habitual porque a la hora de ajustar el control de posición siempre se tiende a separar polos eléctricos y mecánicos. Por tanto, estos coeficientes son válidos para estudiar la sensibilidad del algoritmo.

5.3.3.1 Ejemplo de aplicación. Sensibilidad de un prototipo de LIM

A continuación se presenta un ejemplo de aplicación de los coeficientes de sensibilidad a un caso real, tal y como se ha hecho en el apartado de sensibilidad del control de velocidad.

Se han calculado los coeficientes de sensibilidad $\mathbf{w}'_{el}/\mathbf{w}_{el}$, $\mathbf{w}'_{mec}/\mathbf{w}_{mec}$, $\mathbf{x}'_{el}/\mathbf{x}_{el}$ y $\mathbf{x}'_{mec}/\mathbf{x}_{mec}$ para unas ganancias G_1 y G_2 de valor 2 y una relación de amortiguamientos de consigna $\mathbf{x}_{el}/\mathbf{x}_{mec}$ igual a la unidad.

Los factores de discrepancia máximos y mínimos utilizados son los mismos que los empleados en el apartado 5.2.3. Los coeficientes de sensibilidad en estas condiciones se muestran en la Tabla 5.5.

Así como el coeficiente de sensibilidad del amortiguamiento eléctrico en algunos casos presenta unos valores algo lejanos a la unidad, el amortiguamiento mecánico mantiene un valor siempre muy cercano a su valor de consigna. Esto es muy importante, porque supone que tanto la frecuencia como el amortiguamiento de los polos dominantes es muy poco sensible a la variación de los parámetros del sistema.

Tabla 5.5. Coeficientes de sensibilidad para $G_1 = 2$ y $G_2 = 2$

$G_1 = 2$ $G_2 = 2$	$D_2^{\min} = 0.53$	$D_2^{\max} = 1.85$
$D_1^{\min} = 0.5$	$\frac{W'_{el}}{W_{el}} = 1$ $\frac{W'_{mec}}{W_{mec}} = 1$ $\frac{X'_{el}}{X_{el}} = 0.62$ $\frac{X'_{mec}}{X_{mec}} = 1.02$	$\frac{W'_{el}}{W_{el}} = 1$ $\frac{W'_{mec}}{W_{mec}} = 1$ $\frac{X'_{el}}{X_{el}} = 0.96$ $\frac{X'_{mec}}{X_{mec}} = 0.99$
$D_1^{\max} = 2.31$	$\frac{W'_{el}}{W_{el}} = 1$ $\frac{W'_{mec}}{W_{mec}} = 1$ $\frac{X'_{el}}{X_{el}} = 1.08$ $\frac{X'_{mec}}{X_{mec}} = 1.03$	$\frac{W'_{el}}{W_{el}} = 1$ $\frac{W'_{mec}}{W_{mec}} = 1$ $\frac{X'_{el}}{X_{el}} = 2.64$ $\frac{X'_{mec}}{X_{mec}} = 0.93$

5.4 CONCLUSIONES DEL CAPÍTULO

En este capítulo se han presentado, por un lado, funciones de transferencia del sistema motor – estrategia de control de flujo electromagnéticos, que han servido para el diseño de los controles de velocidad y posición.

Por otro lado, se han descrito los lazos de velocidad y posición diseñados para el control de los motores lineales de inducción, así como un

método de ajuste de las ganancias de los compensadores. Los controles resultantes poseen las siguientes características:

- Son capaces de minimizar la respuesta no-instantánea de fuerza introducida por el control del flujo electromagnético.
- Se garantiza su estabilidad de manera sencilla.
- Son poco sensibles a la variación de los parámetros que afectan al cálculo de las ganancias.
- Es posible un ajuste automático de las ganancias de los compensadores a partir de la dinámica deseada para el motor.

CAPÍTULO 6

ENSAYOS EXPERIMENTALES

En este capítulo se presentan los resultados experimentales que validan los algoritmos diseñados para el control en velocidad y posición de los motores lineales de inducción con secundario de pletina conductora.

En primer lugar, se describe el prototipo de motor lineal de inducción ensayado y la instrumentación utilizada para el estudio experimental.

A continuación, se presentan los resultados de los ensayos efectuados para evaluar los controles de velocidad y posición. Se muestran respuestas del motor ante consignas tanto de tipo escalón como rampa, bajo condiciones de operación normales y bajo saturación de la fuente de alimentación, y también con diferentes cargas sobre el motor. Además, se ha realizado un estudio experimental de la sensibilidad de los controles, que refuerza el estudio analítico ya mostrado en el capítulo anterior.

Por último, se presenta un estudio comparativo del control propuesto frente a las estrategias de control más utilizadas para este tipo de motores.

6.1 PROTOTIPO E INSTRUMENTACIÓN UTILIZADA EN LOS ENSAYOS

Para la realización de los ensayos de velocidad y posición se ha desarrollado un banco de pruebas consistente en: un prototipo de motor lineal de inducción, instrumentación para la sensorización del mismo, y electrónica de potencia y de control.

6.1.1 Prototipo de motor lineal de inducción

El prototipo de motor lineal de inducción se ha diseñado y construido en el Laboratorio de Investigación en Máquinas Eléctricas de Tecnum. Se trata de un motor plano, de primario simple y con pletina conductora en el secundario, tal y como se aprecia en el esquema de la Figura 6.1.



Figura 6.1. Esquema del prototipo de motor lineal de inducción

En la Tabla 6.1 se presentan las características fundamentales de primario del motor lineal de inducción.

Tabla 6.1. Características principales del primario del motor lineal de inducción

Voltaje de alimentación	220V/380V
Corriente máxima	5A
Pares de polos	4
Paso polar	50mm
Nº de espiras por bobina	225
Refrigeración natural	

Las dimensiones geométricas fundamentales del primario y de las ranuras del primario vienen dadas por la Figura 6.2.

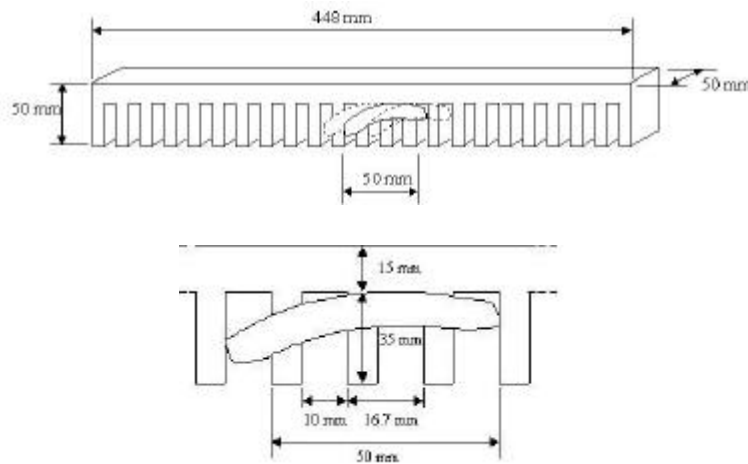


Figura 6.2. Dimensiones principales del primario y de las ranuras del primario

El devanado está dispuesto en doble capa y con paso de bobina completo, como se aprecia en la Figura 6.3.

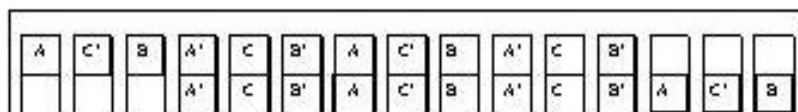


Figura 6.3. Disposición del devanado del primario (un par de polos)

El secundario está compuesto por una pletina de hierro de 15mm de grosor sobre la cual se dispone una pletina de cobre de espesor 4mm. La anchura de la pletina de cobre es mayor que la del área efectiva del primario para una mejor conducción de la corriente de secundario. La Figura 6.4 muestra las dimensiones principales del secundario. El entrehierro de aire entre el primario y el secundario es de 0,5mm, por lo que el entrehierro total es de 4,5mm, dado que el cobre es un material no magnético.

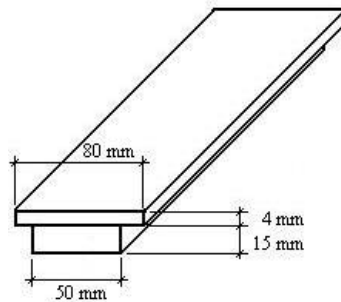


Figura 6.4. Dimensiones del secundario

Con esta configuración, los parámetros electromagnéticos del motor lineal de inducción son los expuestos en la Tabla 6.2. Se han incluido parámetros necesarios para el control del motor.

Tabla 6.2. Parámetros electromagnéticos del motor lineal de inducción

r_1	41,2 Ω
L_{l1}	0,34H
L_m	0,443H
r_2	44,86 Ω
L_{l2}	0,004H
$L_1 = L_m + L_{l1}$	0,783H
$L_2 = L_m + L_{l2}$	0,447H
$s = 1 - \frac{L_m^2}{L_1 L_2}$	0,439
$\frac{r_2}{sL_2}$	228,6 $\frac{rad}{s}$

El valor del parámetro r_2/sL_2 resulta mucho más pequeño que lo habitual para motores lineales de inducción. Esto es debido a que, en este prototipo, los bobinados llenan solamente la mitad del volumen dispuesto en las ranuras del primario. Por tanto, el valor de la inductancia de dispersión del primario es muy alto, y así, el parámetro σ también presenta un valor inusualmente alto.

La razón por la cual los bobinados del primario no llenan las ranuras es que no se disponía en el momento de construir el prototipo de otro hierro primario. No obstante, el hecho de que el parámetro r_2/sL_2 de este prototipo tenga un valor inferior al habitual en motores lineales de inducción resulta una dificultad añadida a la hora de implementar el control presentado y reforzará las conclusiones de este estudio.

El carro de sustentación del primario está guiado por un sistema de 4 patines de dos hileras de rodamientos de bolas modelo KUVÉ 15 de la casa INA. En la Figura 6.5 se muestra una fotografía del sistema completo.

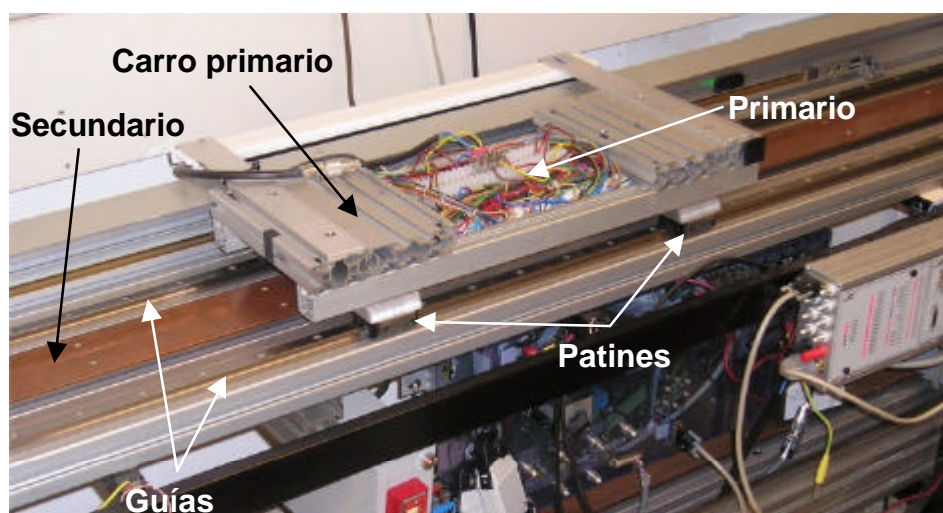


Figura 6.5. Prototipo de motor lineal de inducción en bancada

6.1.2 Sensorización del prototipo y electrónica de potencia

Para el control del motor lineal de inducción es necesario conocer las señales de posición y velocidad del elemento móvil, las corrientes que recorren las tres fases y las tensiones que se introducen en el motor.

Para obtener las señales de posición y velocidad se ha dispuesto un encoder lineal óptico LIDA 175 de la casa Heidenhain que proporciona señal de posición con una precisión de $5\mu\text{m}$ y una resolución de $2\mu\text{m}$. La señal de velocidad se obtiene por derivación de la señal de posición. En la Figura 6.6 puede observarse el encoder lineal montado en el banco de ensayos.

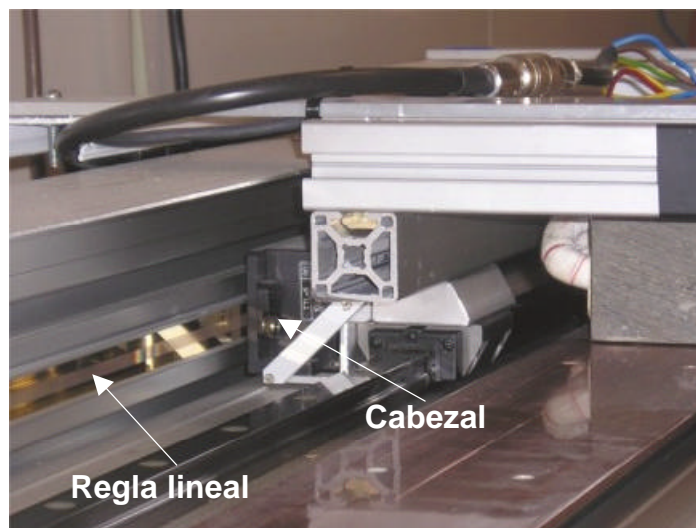


Figura 6.6. Detalle del montaje del cabezal y regla del encoder lineal

El cabezal óptico se monta sobre un patín del sistema de guiado a una distancia de $0,15\text{mm}$ de la regla lineal, consiguiendo un funcionamiento óptimo del sistema de medida según las especificaciones del fabricante.

Las señales de corriente se obtienen colocando de dos pinzas amperimétricas PR-30 de la marca LEM en dos de las fases del motor. Las pinzas proporcionan una señal analógica con una resolución de 1mA y un tiempo de respuesta de $1\mu\text{s}$. La medida de la tercera fase viene dada, puesto que la suma de las corrientes de las tres fases debe ser igual a cero.

Con respecto a la medida de las tensiones que se introducen en el motor, se han estudiado dos maneras diferentes de obtenerla.

- La primera es mediante un circuito electrónico de medición de tensiones diseñado y construido en el Laboratorio de Investigación en Máquinas Eléctricas de Tecnum. Este circuito electrónico integra los pulsos introducidos en cada una de las fases y escala el valor final de esa integral para proporcionar una señal analógica de tensión. Tanto el fondo de escala como la resolución son ajustables para cada aplicación.
- La segunda es utilizando las señales de consigna (los duty-cycles) que entran en el inversor y conformando las señales de tensión de referencia con estas señales y el valor de tensión continua. Para una correcta estimación de los valores de tensión es necesario introducir un algoritmo que compense los tiempos muertos introducidos por los drivers del inversor. Este algoritmo es muy sencillo y se basa en el signo de la señal de corriente instantánea que circula por cada fase.

El estudio detallado de estos dos métodos de obtención de las tensiones, así como la comparación de los resultados de cada uno, se encuentra en el artículo presentado en el congreso IEMDC de 2003 en Madison (USA) [56].

La conclusión obtenida, y reflejada en dicho artículo, es que los dos métodos son igual de efectivos, pero el segundo de ellos es más sencillo de implementar, más robusto e insensible al ruido electromagnético. Por estas razones es el utilizado para estos ensayos.

No obstante el circuito electrónico de medida de tensiones también presenta buenos resultados, y puede ser muy útil en aplicaciones donde no se conozcan de manera fiable las señales de referencia de tensión. Por esta razón, se ha solicitado la patente de invención de este aparato de medida, con referencia P200302787 [57].

La etapa de potencia está compuesta por un convertidor AC/AC indirecto con circuito intermedio de tensión de SEMIKRON. El convertidor consta de un rectificador AC/DC de tiristores alimentado por la red trifásica. Un regulador de tiristores proporciona la tensión deseada. El inversor trifásico DC/AC consiste en un puente completo de IGBTs, con una frecuencia máxima de conmutación de 20KHz. En la Figura 6.7 puede verse el convertidor, con las pinzas amperimétricas, el interruptor de potencia y el módulo de salidas de la tarjeta de control, que se explica más adelante.

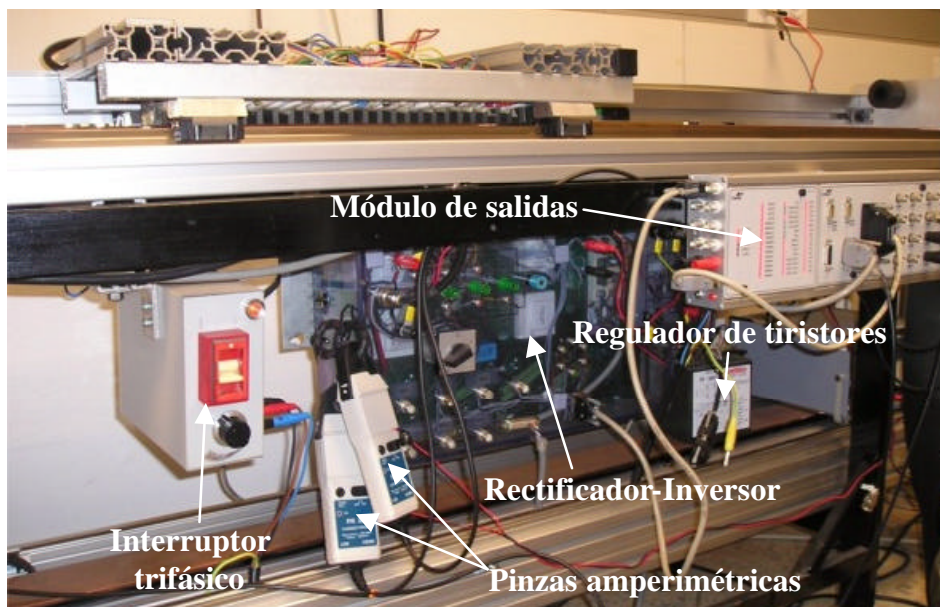


Figura 6.7. Vista de la etapa de potencia.

6.1.3 Electrónica de control

Para el control del prototipo de motor lineal de inducción se ha utilizado una tarjeta de control y adquisición de datos DS1104R&D de la firma Dspace. Esta tarjeta dispone de varios módulos de entradas y salidas, tanto analógicas como digitales (ver Figura 6.7), así como de un microprocesador PowerPC y un DSP para la ejecución en tiempo real de los algoritmos de control.

Estos algoritmos de control se programan en el entorno del programa de cálculo Matlab-Simulink, bien en su propia programación basada en bloques, bien integrando programas de C mediante s-functions. Esta programación es compilada a un lenguaje de bajo nivel utilizando la toolbox de Matlab llamada Real Time Workshop. Este lenguaje es cargado en la tarjeta de control para su ejecución en tiempo real.

A su vez, el programa de software Controldesk, proporcionado por la misma compañía Dspace, permite la visualización en tiempo real desde el PC tanto de las entradas de corriente y posición, como de las señales de control. Además, también es posible actuar sobre las variables del controlador en tiempo real.

6.2 ENSAYOS DE VELOCIDAD

Se han realizado varios ensayos para validar el control en velocidad propuesto. En primer lugar se presentan ensayos de velocidad bajo condiciones normales de operación, introduciendo entradas escalón y rampa.

Posteriormente, se evalúa la respuesta del control bajo saturación de la fuente de alimentación, para varias entradas de consigna.

Por último, se presenta un estudio experimental de la sensibilidad del control de velocidad ante variaciones de los parámetros eléctricos y mecánicos necesarios para el funcionamiento del control.

6.2.1 Ensayos de velocidad en operación normal

En primer lugar, se va a presentar los resultados conseguidos por el control en velocidad propuesto cuando no existe saturación en la fuente de alimentación ni error en la estimación de los parámetros.

Los parámetros utilizados en el controlador son los mostrados en la Tabla 6.3.

Tabla 6.3. Parámetros del controlador

r_1	41,2 Ω
$\frac{r_2}{sL_2}$	228,6 $\frac{rad}{s}$
C	1 $\frac{N}{m/s}$
M	10 Kg

El prototipo del laboratorio, que ha sido presentado en el subcapítulo anterior, no tiene mucha potencia, por lo que, para evitar que la fuente de alimentación se sature se ha diseñado un ensayo que no requiere una dinámica fuerte.

Por tanto, se ha dispuesto una entrada escalón de velocidad de 0,1m/s con un tiempo de establecimiento t_s de 0,2s. Para este tiempo t_s , y con un amortiguamiento $\mathbf{x}_{mec} = 1$, la frecuencia natural de los polos mecánicos \mathbf{w}_{mec} necesaria se puede aproximar utilizando (6.1).

$$\mathbf{w}_{mec} \approx \frac{4}{\mathbf{x}_{mec} t_s} = 20 \frac{rad}{s} \quad (6.1)$$

La frecuencia de operación \mathbf{w}_{op} utilizada es la correspondiente a velocidad nula, y la frecuencia del polo eléctrico \mathbf{w}_{el} se ha dispuesto como sigue:

$$\mathbf{w}_{el} = 3 \left(\frac{r_2}{sL_2} + \mathbf{w}_{op} \right) = 685,8 \frac{rad}{s} \quad (6.2)$$

Con este ajuste, las ganancias del PID de velocidad según (5.20), (5.21) y (5.22) toman los siguientes valores:

$$\begin{aligned} K_{vd} &= 21,43 \\ K_{vp} &= 1469,5 \\ K_{vi} &= 14364 \end{aligned} \quad (6.3)$$

La respuesta del motor es la mostrada por la Figura 6.8.

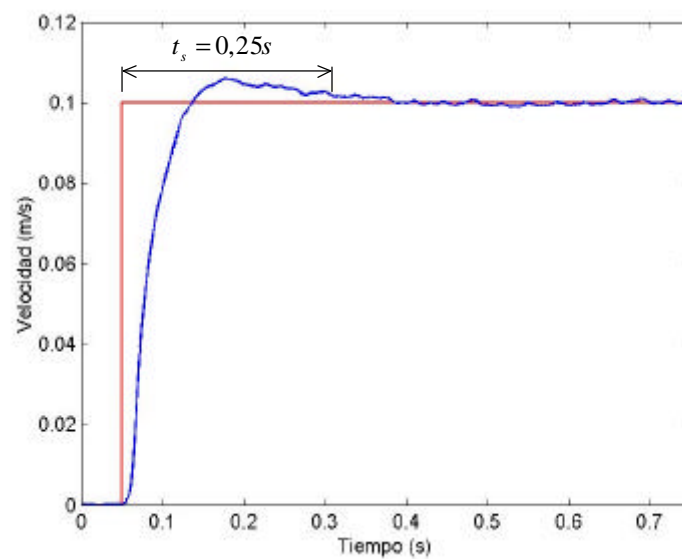


Figura 6.8. Respuesta a una entrada escalón de velocidad de 0,1m/s

Como se puede observar en la figura, el tiempo de establecimiento t_s es similar al de consigna, aunque la respuesta presente un sobreimpulso por la situación de un cero próximo a los polos mecánicos del sistema.

Las tensiones y corrientes compuestas presentes en el motor son las mostradas en la Figura 6.9.

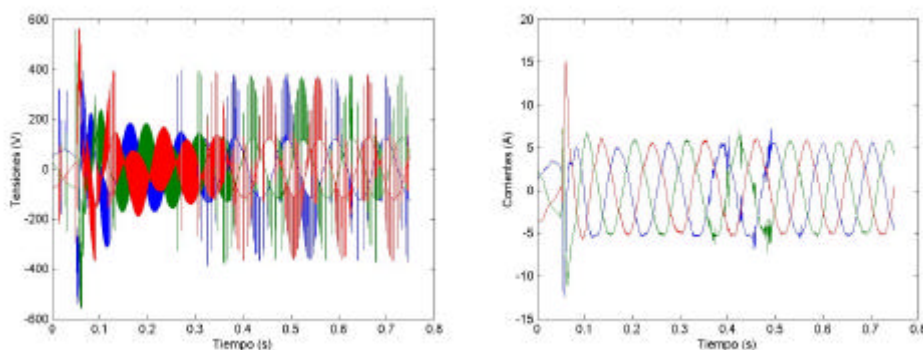


Figura 6.9. Tensiones y corrientes para una entrada escalón de velocidad de 0,1m/s

Se puede observar que existe un instante de saturación de la fuente de alimentación en el momento de entrar la consigna, lo cual es lógico tratándose de una entrada escalón. No obstante, la repercusión de esta saturación es mínima.

Tratando de un control en velocidad de motores lineales es muy común el empleo de consignas de velocidad en rampa. En la Figura 6.10 se muestra el resultado de un ensayo con una entrada rampa de velocidad con pendiente de 1m/s^2 hasta llegar a 0,6m/s. El ajuste utilizado es el mismo que en el ensayo anterior.

Teóricamente, según lo visto en 5.2.1, el error en estado permanente a entrada rampa viene dado por (6.4).

$$e = \left(\frac{r_2}{sL_2} + w_{op} \right) \frac{C}{M} \frac{M}{K_2 K_{vi}} A = 1,25 \cdot 10^{-4} \frac{m}{s} \quad (6.4)$$

Este error es demasiado pequeño para poder ser determinado experimentalmente. Sin embargo, la Figura 6.11, que es una ampliación de la Figura 6.10, puede dar una idea de que el error es prácticamente nulo.

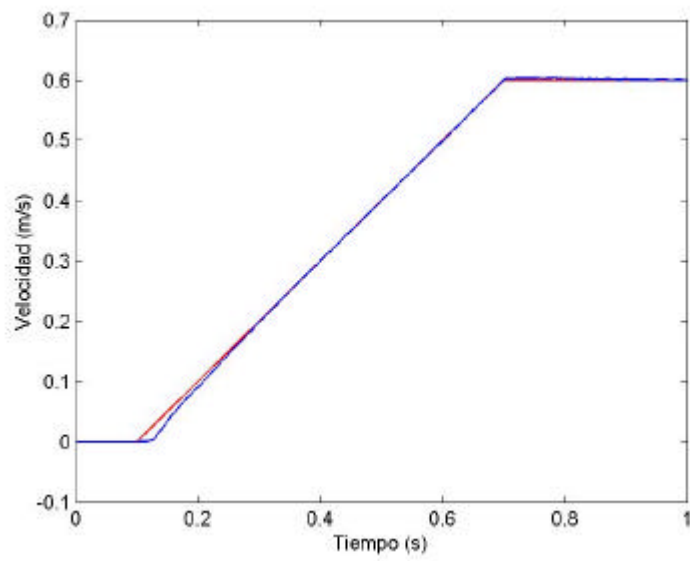


Figura 6.10. Respuesta a una rampa de velocidad de pendiente 1m/s^2 hasta $0,6\text{m/s}$

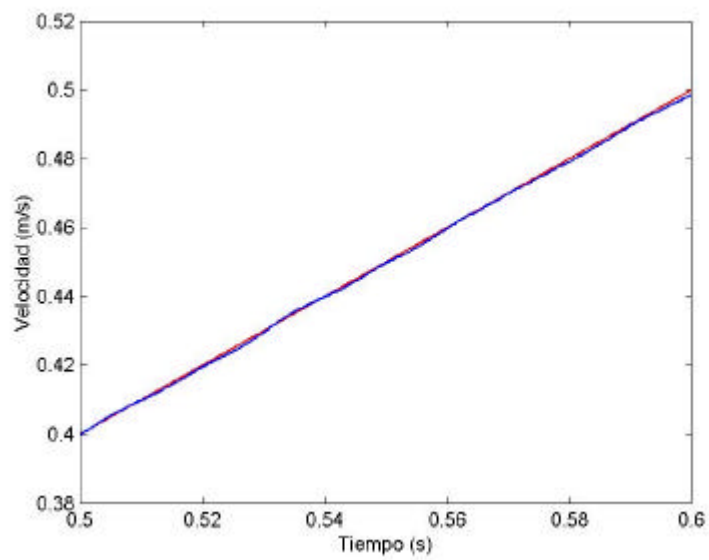


Figura 6.11. Ampliación de la Figura 6.10 entre $0,4\text{m/s}$ y $0,5\text{m/s}$

En la Figura 6.11 se puede ver cómo la señal de velocidad va prácticamente solapada a la de consigna. Existe una pequeña oscilación que impide cuantificar el error en régimen permanente. Esta probablemente esté causada por variaciones en el rozamiento de las guías o por oscilaciones en la fuerza ejercida por el motor debido a ruido en la medición de corrientes. En cualquier caso por fenómenos no predecibles en el funcionamiento del motor.

En este caso no se satura en ningún momento la fuente de alimentación, como se puede ver en la Figura 6.12.

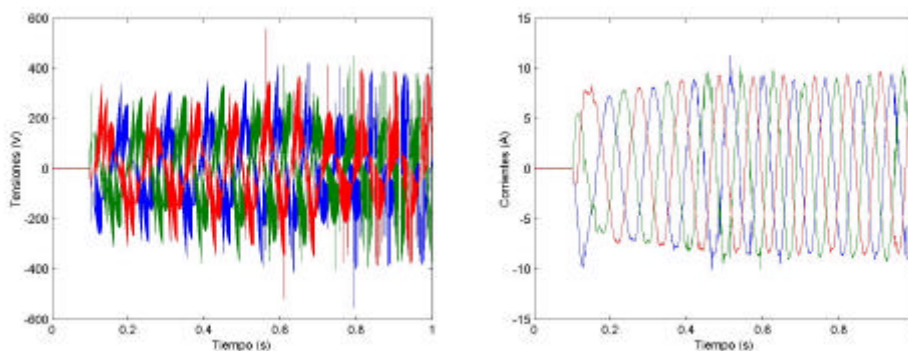


Figura 6.12. Tensiones y corrientes para una rampa de velocidad de pendiente 1m/s^2 hasta $0,6\text{m/s}$

6.2.2 Ensayos de velocidad en operación bajo saturación de la fuente de alimentación

En este subapartado se presenta el caso en el que la consigna introducida al control de flujo electromagnético es tal que no es posible cumplirla con el nivel de tensión disponible en la fuente de alimentación.

En este caso, el control de flujo electromagnético se limita a mantener el flujo del estator constante con la máxima frecuencia de deslizamiento que la fuente es capaz de proporcionar, es decir, con la máxima fuerza que el motor es capaz de desarrollar. El algoritmo para el control en caso de saturación de la fuente de alimentación ha sido detallado en el apartado 4.2.2.

Para mostrar el funcionamiento de esta variante del algoritmo se presenta la respuesta del motor a una entrada escalón de velocidad de 0,6m/s cuando se le coloca una masa adicional de 15Kg. El ajuste es idéntico al del caso anterior, con $x_{mec} = 1$, $w_{mec} = 20 \text{ rad/s}$ y $w_{el} = 685,8 \text{ rad/s}$, solamente que ahora, introduciendo el dato de la nueva masa, las constantes del PID quedan como sigue.

$$\begin{aligned} K_{vd} &= 53,6 \\ K_{vp} &= 3676,4 \\ K_{vi} &= 35911 \end{aligned} \quad (6.5)$$

La respuesta en velocidad del motor se muestra en la siguiente gráfica:

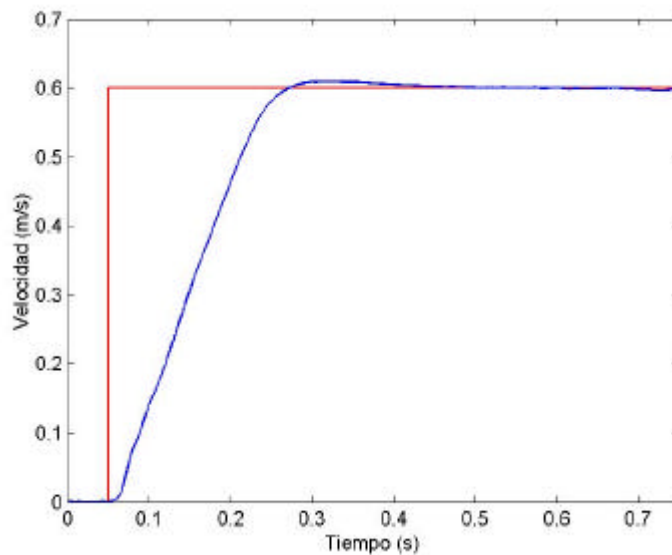


Figura 6.13. Respuesta a una entrada escalón de velocidad de 0,6m/s con masa de 15Kg adicional

A pesar de que el tiempo de establecimiento t_s es muy parecido a los 0,2s que se habían dispuesto para el ajuste, es evidente que la dinámica seguida por el motor no es la misma que en el caso en el que no existe saturación. El sobreimpulso es mucho menor, dado que, en los instantes en

que la fuente se satura, la constante integral del PID se inutiliza para evitar el wind-up. El momento de la saturación se ve claramente en la siguiente figura, donde se presentan las tensiones y corrientes del ensayo.

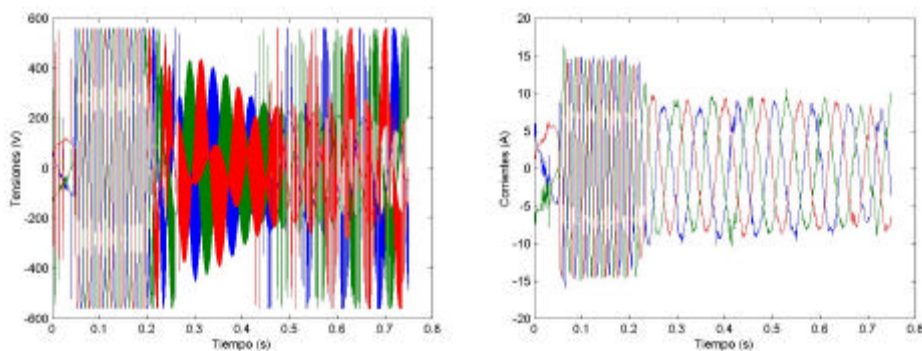


Figura 6.14. Tensiones y corrientes para un escalón de velocidad de 0,6m/s con masa de 15Kg adicional

El algoritmo de control está en modo de saturación de la fuente de alimentación a partir del instante 0,05s hasta los 0,2s, aproximadamente. Como se ha dicho, en este intervalo de tiempo la constante integral del PID está anulada, y es a partir de 0,2s cuando empieza a actuar de nuevo para llegar a la consigna con la dinámica requerida.

6.2.3 Ensayos de sensibilidad del control de velocidad

En el capítulo anterior (ver 5.2.3) se ha presentado un estudio analítico de la sensibilidad del control de velocidad ante la variación de los parámetros eléctricos y mecánicos del motor. No obstante, se ha considerado necesario presentar algunos ensayos experimentales para validar este estudio previo, y para mostrar de forma palpable la sensibilidad del algoritmo en un motor real.

A continuación se presentan ensayos experimentales del control en velocidad cuando el algoritmo actúa con parámetros de control diferentes a los parámetros reales del sistema. Concretamente los parámetros estudiados han sido: el parámetro r_2/sL_2 , el cociente del coeficiente de amortiguamiento

viscoso C entre la masa del conjunto motor-carga M y la resistencia de los bobinados del primario r_1 .

6.2.3.1 Sensibilidad ante la variación del parámetro r_2/sL_2

Para estudiar la sensibilidad se ha variado el parámetro r_2/sL_2 del controlador para simular una incorrecta estimación del mismo. Se han utilizado factores de discrepancia $D_1 = 1$, que supone la estimación correcta, $D_1 = 0,5$ y $D_1 = 2$. Se recuerda que el factor de discrepancia D_1 viene dado por (5.28). Por lo tanto, se realiza el ensayo con valores de r_2/sL_2 doble y mitad que el valor real.

Se ha establecido un ensayo a entrada escalón igual que el utilizado en el apartado 6.2.1 para no saturar la fuente de alimentación. Se trata de un ensayo en velocidad a entrada escalón de 0,1m/s con un ajuste de $\mathbf{x}_{mec} = 1$, $\mathbf{w}_{mec} = 20 \text{ rad/s}$ y $\mathbf{w}_{el} = 685,8 \text{ rad/s}$ sin masa adicional en el motor, es decir, en vacío. Los resultados se presentan en la Figura 6.15.

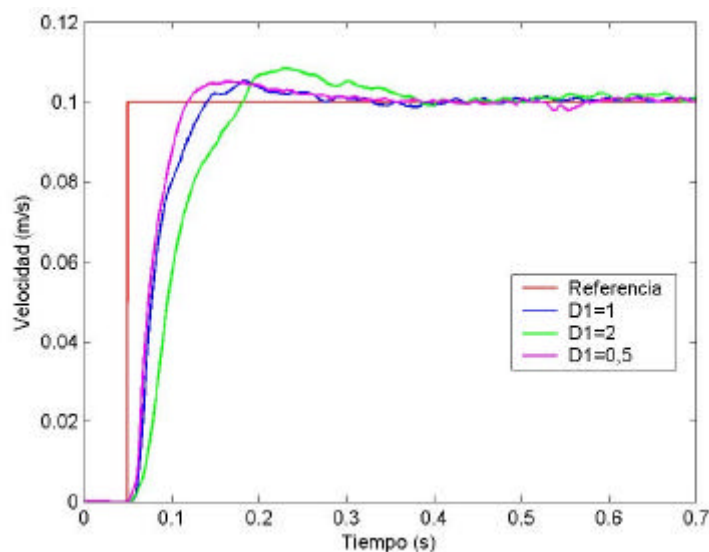


Figura 6.15. Respuesta a una entrada escalón de 0,1m/s para diferentes valores del parámetro r_2/sL_2

Merece la pena detenerse en la discusión de estos resultados. Como se ha visto en el apartado 5.2.3, el estudio analítico de la sensibilidad del control de velocidad permite conocer aproximadamente el grado de desviación de los polos del sistema, dependiendo del error que se cometa en la estimación del parámetro r_2/sL_2 . Las ecuaciones se repiten a continuación:

$$\mathbf{w}'_{el} = \frac{D_1 D_2 + G_1 - 1}{G_1} \mathbf{w}_{el} \quad (6.6)$$

$$\mathbf{w}'_{mec} = \sqrt{\frac{G_1}{D_1 D_2 + G_1 - 1}} \mathbf{w}_{mec} \quad (6.7)$$

$$\mathbf{x}'_{mec} = \frac{D_1 D_2^2 + G_1 G_2 - \frac{1}{D_2}}{G_2 \sqrt{G_1 (D_1 D_2 + G_1 - 1)}} \mathbf{x}_{mec} \quad (6.8)$$

Las constantes G_1 y G_2 son las ganancias de los polos deseados respecto a los polos en lazo abierto y vienen dadas por (5.42) y (5.43). En este caso sus valores son $G_1 = 3$ y $G_2 = 400$.

Para $D_1 = 1$, obviamente, los polos del sistema se encontrarán en el lugar de consigna, es decir, se cumple (6.9).

$$\begin{aligned} \mathbf{w}'_{el} = \mathbf{w}_{el} &= 685,8 \frac{\text{rad}}{\text{s}} \\ \mathbf{w}'_{mec} = \mathbf{w}_{mec} &= 20 \frac{\text{rad}}{\text{s}} \\ \mathbf{x}'_{mec} = \mathbf{x}_{mec} &= 1 \end{aligned} \quad (6.9)$$

Por tanto, y a pesar del sobreimpulso, el tiempo de establecimiento es cercano a 0,2s, que era el tiempo de consigna que ha establecido el ajuste (ver apartado 6.2.1). Concretamente, el tiempo de establecimiento es de 0,25s.

Para $D_1 = 2$, según las ecuaciones, los parámetros del sistema quedan de la siguiente manera:

$$\begin{aligned}
 \mathbf{w}'_{el} &= 1,33\mathbf{w}_{el} = 914,4 \frac{rad}{s} \\
 \mathbf{w}'_{mec} &= 0,866\mathbf{w}_{mec} = 17,32 \frac{rad}{s} \\
 \mathbf{x}'_{mec} &= 0,867\mathbf{x}_{mec} = 0,867
 \end{aligned}
 \tag{6.10}$$

Según estos resultados, el polo eléctrico se desplaza aún más hacia la izquierda en el plano complejo, y los polos mecánicos hacia la derecha. Los polos mecánicos son claramente dominantes, por lo que el sistema se hace más lento. Además disminuye el amortiguamiento, aumentando así el sobreimpulso en la respuesta. Estos fenómenos se distinguen claramente en la Figura 6.15. El tiempo de establecimiento teórico puede aproximarse según (6.11).

$$t_s \approx \frac{4}{\mathbf{x}'_{mec} \mathbf{w}'_{mec}} = 0,266s
 \tag{6.11}$$

En la figura se puede comprobar que el tiempo de establecimiento es aproximadamente de 0,3s.

Por último, en el caso en el que $D_1 = 0,5$, los parámetros reales del sistema según las ecuaciones de sensibilidad son los siguientes:

$$\begin{aligned}
 \mathbf{w}'_{el} &= 0,83\mathbf{w}_{el} = 571,25 \frac{rad}{s} \\
 \mathbf{w}'_{mec} &= 1,095\mathbf{w}_{mec} = 21,91 \frac{rad}{s} \\
 \mathbf{x}'_{mec} &= 1,095\mathbf{x}_{mec} = 1,095
 \end{aligned}
 \tag{6.12}$$

En este caso, el polo eléctrico se desplaza hacia la derecha en el plano complejo y los polos mecánicos se disponen en $-33,76rad/s$ y $-14,22rad/s$. El tiempo de establecimiento teórico es el siguiente:

$$t_s \approx \frac{4}{\mathbf{x}'_{mec} \mathbf{w}'_{mec}} = 0,167s
 \tag{6.13}$$

Se observa en la Figura 6.15 que, aunque el tiempo de establecimiento real de la respuesta es parecido al del caso en que $D_1 = 1$, la respuesta sí es más rápida. No obstante, se comprueba en la siguiente figura que, en este caso, la fuente de alimentación se satura, lo que hace que el tiempo de establecimiento sea mayor que el que sería sin saturación.

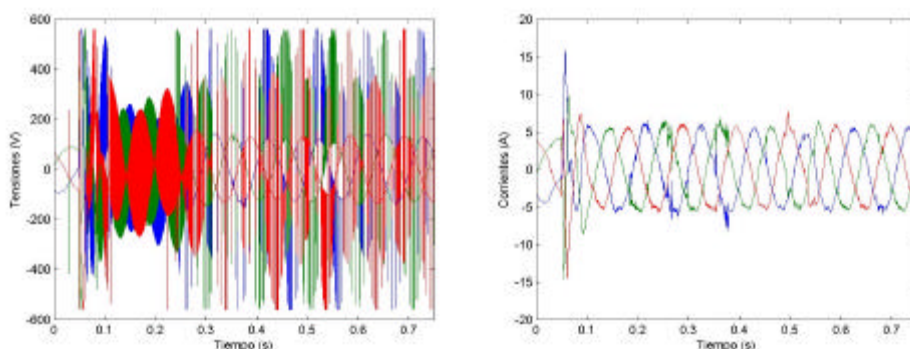


Figura 6.16. Tensiones de alimentación en el caso en que $D_1 = 0,5$

6.2.3.2 Sensibilidad ante la variación de la masa M o el amortiguamiento viscoso C

Se ha estudiado también la sensibilidad del control de velocidad con respecto a los parámetros mecánicos del sistema: la masa M y el amortiguamiento viscoso C . Para ello, se ha ensayado el motor variando estos parámetros en el controlador.

En primer lugar, se estudia la sensibilidad ante una estimación incorrecta del cociente C/M en su conjunto. El factor de discrepancia D_2 se definía en el apartado 5.2.2 como sigue:

$$\frac{C}{M} = D_2 \frac{\hat{C}}{M} \quad (6.14)$$

El ensayo experimental es exactamente el mismo que se viene utilizando para el estudio de sensibilidad. Se trata de un ensayo en velocidad con una

entrada escalón de 0,1m/s con el ajuste ya conocido de $x_{mec} = 1$, $w_{mec} = 20 \text{ rad/s}$ y $w_{el} = 685,8 \text{ rad/s}$.

Utilizando las ecuaciones de sensibilidad (6.6) a (6.8) se puede aproximar cómo será esta respuesta para $D_2 = 2$ y para $D_2 = 0,5$.

Para $D_2 = 0,5$, los resultados son los siguientes:

$$\begin{aligned} w'_{el} &= 0,83w_{el} = 571,25 \frac{\text{rad}}{\text{s}} \\ w'_{mec} &= 1,095w_{mec} = 21,91 \frac{\text{rad}}{\text{s}} \\ x'_{mec} &= 1,093x_{mec} = 1,093 \end{aligned} \quad (6.15)$$

Para $D_2 = 2$, los resultados son los siguientes:

$$\begin{aligned} w'_{el} &= 1,33w_{el} = 914,4 \frac{\text{rad}}{\text{s}} \\ w'_{mec} &= 0,866w_{mec} = 17,32 \frac{\text{rad}}{\text{s}} \\ x'_{mec} &= 0,868x_{mec} = 0,868 \end{aligned} \quad (6.16)$$

Es decir, para una estimación incorrecta del parámetro C/M de valor doble a la real, es decir, para $D_2 = 0,5$ la respuesta del motor será algo más rápida que la respuesta cuando la estimación es correcta. Por otro lado, cuando el factor de discrepancia vale 2, la respuesta del sistema será más lenta.

Los resultados se presentan en la Figura 6.17.

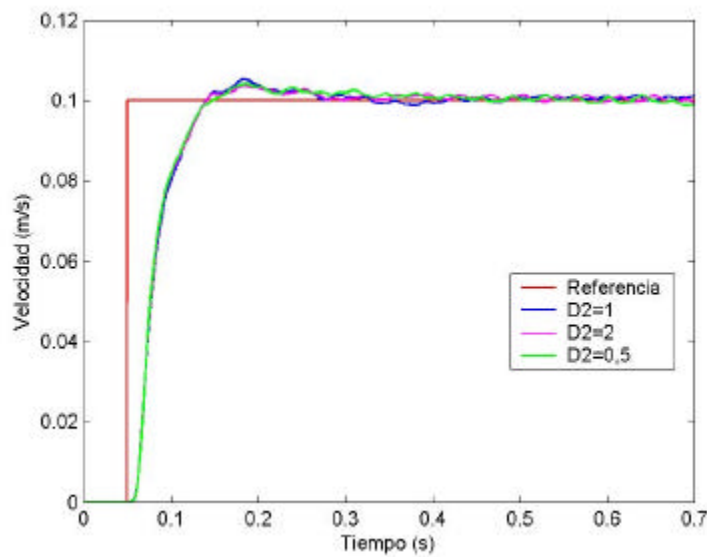


Figura 6.17. Respuesta a una entrada escalón de 0,1m/s para diferentes valores del parámetro C/M

A pesar de que las ecuaciones de sensibilidad muestran una diferencia en el comportamiento de los tres casos, en la práctica se aprecia que la dinámica es muy parecida, como se puede observar en la Figura 6.17.

Por otro lado, se ha realizado un ensayo para obtener la sensibilidad del control de posición ante una estimación incorrecta únicamente de la masa del sistema M . Esto es necesario porque este parámetro no sólo afecta a los polos del sistema, sino que también afecta a su ganancia.

Se ha realizado el mismo ensayo con el mismo ajuste pero con diferentes valores del parámetro M , concretamente con el valor real, el valor doble del real y el valor mitad del real. La Figura 6.18 muestra los resultados.

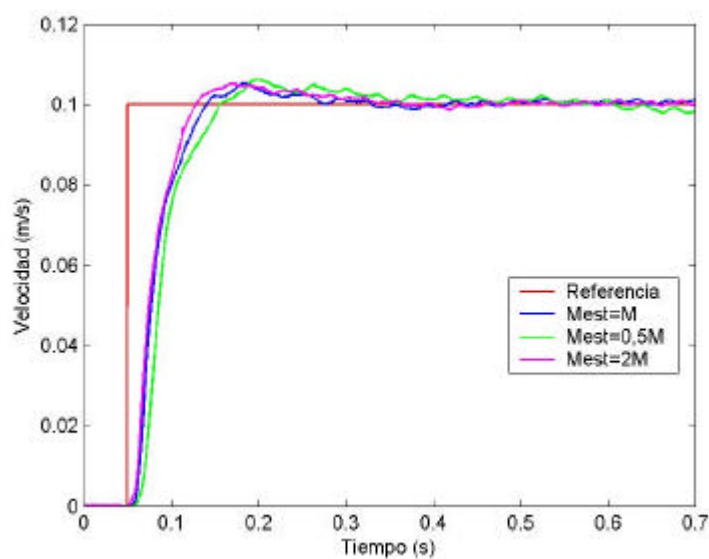


Figura 6.18. Respuesta a una entrada escalón de 0,1m/s para diferentes valores de M

Como se observa, la sensibilidad del sistema no es demasiado grande para los valores que se han introducido en el controlador.

6.2.3.3 Sensibilidad ante la variación de las resistencias del primario

Además del estudio de sensibilidad de los parámetros utilizados para el cálculo de las ganancias del compensador, es necesario evaluar la sensibilidad del sistema ante una incorrecta estimación de las resistencias del primario. Para ello se ha ensayado el motor con la entrada escalón de velocidad y el ajuste ya conocido de $\mathbf{x}_{mec} = 1$, $\mathbf{w}_{mec} = 20 \text{ rad/s}$ y $\mathbf{w}_{el} = 685,8 \text{ rad/s}$, para valores estimados de las resistencias del primario $\hat{r}_1 = r_1$, $\hat{r}_1 = 0,8r_1$ y $\hat{r}_1 = 0,5r_1$.

Estos valores están tomados de manera que se simule un calentamiento del motor, y por tanto un aumento de la resistencia de los bobinados, no compensado de ninguna manera. No se tratan valores estimados de resistencia mayores que el valor real puesto que, como se ha visto en el apartado 4.3, conllevan que el sistema se vuelva inestable.

La Figura 6.19 muestra los resultados experimentales obtenidos.

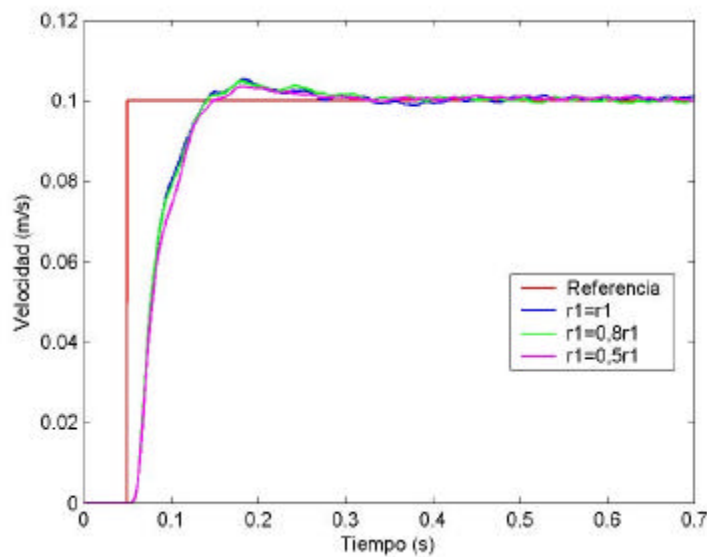


Figura 6.19. Respuesta a una entrada escalón de 0,1m/s para diferentes valores de resistencia del primario \hat{r}_1

Se comprueba que el comportamiento es prácticamente el mismo. Ahora bien, el utilizar un valor de resistencia de primario menor que el valor real supone una reducción del flujo electromagnético en el motor, con lo que esto conlleva de reducción de potencia y fuerza. En la Tabla 6.4 se pueden ver los resultados de energía consumida en este ensayo.

Tabla 6.4. Energía consumida en el ensayo de velocidad para diferentes valores de \hat{r}_1

Resistencia utilizada en el ensayo	Energía consumida en el ensayo (J)
$\hat{r}_1 = r_1$	701,8
$\hat{r}_1 = 0,8r_1$	654
$\hat{r}_1 = 0,5r_1$	624,6

A la vista de los valores de energía consumida, se comprueba que cuanto menor es el valor estimado de resistencia utilizado en el control, menos flujo electromagnético existe en el motor, y por tanto se consume menos energía. Ahora bien, también es menor la capacidad de generar fuerza del accionamiento.

6.3 ENSAYOS DE POSICIÓN

A continuación se presentan los ensayos experimentales realizados para la validación del control de posición diseñado, y descrito en el apartado 5.3 de esta memoria.

Como en el caso del control de velocidad, en primer lugar se presentan los resultados cuando no existe saturación de la fuente de alimentación, tanto para entradas tipo escalón como tipo rampa.

Posteriormente, se muestra la respuesta del sistema en el caso de saturación de la fuente de alimentación, para terminar con un estudio experimental de la sensibilidad del control ante la incorrecta estimación de los parámetros utilizados en el algoritmo.

6.3.1 Ensayos de posición en operación normal

Los parámetros para el control de la posición del motor son los mismos que los utilizados en el control de velocidad, y se recogen en la Tabla 6.3.

El primer ensayo que se presenta es un ensayo a entrada escalón de 0,1m de posición. Se ha establecido un tiempo de establecimiento de valor alto, e igual a 2s, para no saturar la fuente de alimentación en el momento del escalón. También se ha procurado que no exista sobreimpulso en el ajuste. Para cumplir con estos requisitos, la frecuencia natural de los polos mecánicos se dispone en $\omega_{mec} = 2rad/s$ y el amortiguamiento en $\zeta_{mec} = 1$.

Los polos eléctricos se fijan sobre el eje real a la distancia del valor de r_2/sL_2 , que es más que suficiente para que no afecten a la respuesta en posición del sistema.

$$\begin{aligned} \mathbf{w}_{el} &= 2 \left(\frac{r_2}{sL_2} + \mathbf{w}_{op} \right) = 457,2 \frac{rad}{s} \\ \mathbf{x}_{el} &= 1 \end{aligned} \quad (6.17)$$

Con estos parámetros se calculan las ganancias de los compensadores mediante las expresiones (5.59) a (5.62):

$$\begin{aligned} K_{vd} &= 18,3 \\ K_{vp} &= 3842,6 \\ K_{vi} + K_{dp} &= 14945 \\ K_{di} &= 14802 \end{aligned} \quad (6.18)$$

Como se ha comentado en el apartado 5.3.1, es necesario definir los valores de K_{vi} y K_{dp} de manera que cumplan la condición que se muestra en (6.18). Existen dos criterios para hacerlo: para entradas tipo escalón se trata de que no exista sobreimpulso en la respuesta, para entradas tipo rampa se puede fijar atendiendo al error en estado permanente que se requiera.

En este caso se han dispuesto los valores de estas ganancias con el fin de que no exista sobreimpulso en la respuesta de posición. Para ello se ha encontrado una relación que es muy válida para cualquier ajuste en el prototipo del laboratorio.

$$\begin{aligned} K_{vi} &= \frac{K_{di}}{\mathbf{w}_{mec}} = \frac{14082}{2} = 7401 \\ K_{dp} &= 14945 - K_{vi} = 7544 \end{aligned} \quad (6.19)$$

Esta relación se ha encontrado sobre la base de la experiencia y no se ha demostrado que sea válida para cualquier motor lineal de inducción.

La respuesta en posición se muestra en la Figura 6.20.

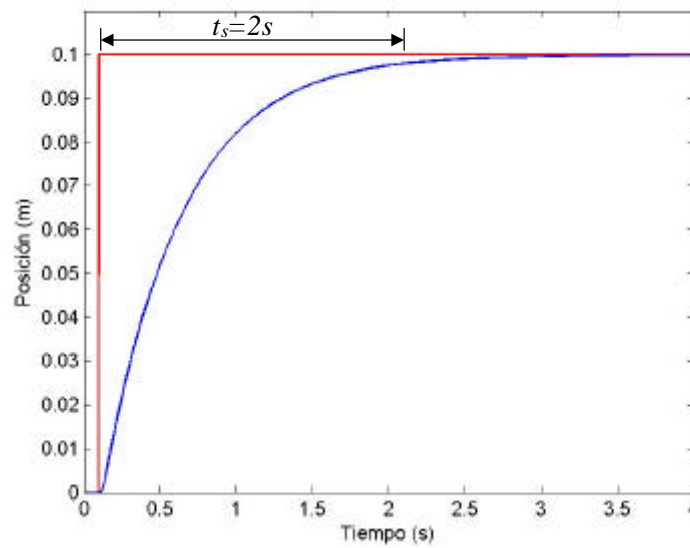


Figura 6.20. Respuesta a una entrada escalón de posición de 0,1m

El tiempo de establecimiento t_s es igual a 2s, exactamente el mismo que el de consigna. Las tensiones y corrientes del ensayo se muestran en la Figura 6.21.

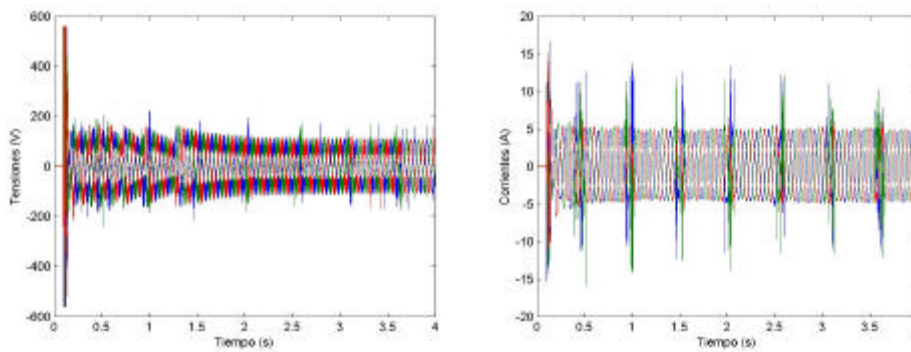


Figura 6.21. Tensiones y corrientes para una entrada escalón de posición de 0,1m

Como se puede apreciar en la gráfica de tensiones, el control satura la fuente de alimentación durante un breve intervalo de tiempo en el momento en

el que se aplica la referencia escalón. No obstante, esto no afecta de manera sensible a la respuesta del motor.

También se ha querido comprobar el funcionamiento del control de posición ante consignas en rampa. Para ello, se ha introducido una referencia de posición de 1m, con una rampa de pendiente 0,25m/s.

Las referencias en rampa permiten un ajuste más fuerte del control, por lo que se han dispuesto los polos mecánicos en -5rad/s . Así pues, los valores de frecuencia y amortiguamiento mecánicos son $\mathbf{w}_{mec} = 5\text{rad/s}$ y $\mathbf{x}_{mec} = 1$. Los valores de la frecuencia y amortiguamiento eléctricos se mantienen como en el ensayo anterior: $\mathbf{w}_{el} = 457,2\text{rad/s}$ y $\mathbf{x}_{el} = 1$. Para estos valores de referencia, las ganancias son las siguientes:

$$\begin{aligned} K_{vd} &= 18,81 \\ K_{vp} &= 4059,9 \\ K_{vi} + K_{dp} &= 37902 \\ K_{di} &= 92510 \end{aligned} \tag{6.20}$$

En este caso, para calcular las ganancias K_{vi} y K_{dp} se va a utilizar un criterio diferente. El objetivo ahora es establecer el error de seguimiento en régimen permanente para la rampa de referencia de posición. El error viene dado por (6.21).

$$e(t \rightarrow \infty) = \frac{K_{vi}}{K_{di}} V \tag{6.21}$$

Por lo que, como K_{di} ya está calculada, podemos obtener la ganancia K_{vi} para el error deseado. En este caso se ha establecido en 0,05m.

$$K_{vi} = \frac{eK_{di}}{V} = \frac{0,05 \cdot 92510}{0,25} = 18502 \tag{6.22}$$

Con el valor obtenido de K_{vi} se pasa a calcular la ganancia K_{dp} que falta:

$$K_{dp} = 37902 - K_{vi} = 19400 \quad (6.23)$$

Con estos valores de las ganancias de los compensadores, la respuesta en posición es la mostrada por la Figura 6.22.

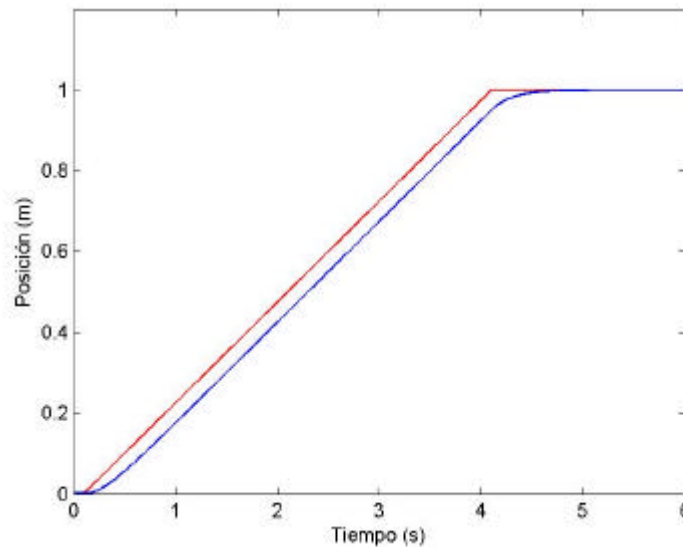


Figura 6.22. Respuesta a una entrada rampa de 1m con pendiente 0,25m/s

Como se aprecia en la figura, la respuesta entra rápidamente en régimen permanente y se mantiene un error en la rampa con respecto a la referencia. Se han tomado valores numéricos del error en 3 puntos diferentes de la trayectoria: en el instante 2s, 3s y 4s. Los resultados se muestran en la Tabla 6.5.

Tabla 6.5. Error cometido en régimen permanente ante una entrada en rampa

Instante del ensayo	Error cometido respecto a referencia
$t = 2s$	0,050025m
$t = 3s$	0,050031m
$t = 4s$	0,049991m

Se observa que los valores del error cometido son muy próximos a los de la consigna de 0,05m establecida. A continuación se muestran las tensiones y corrientes del ensayo.

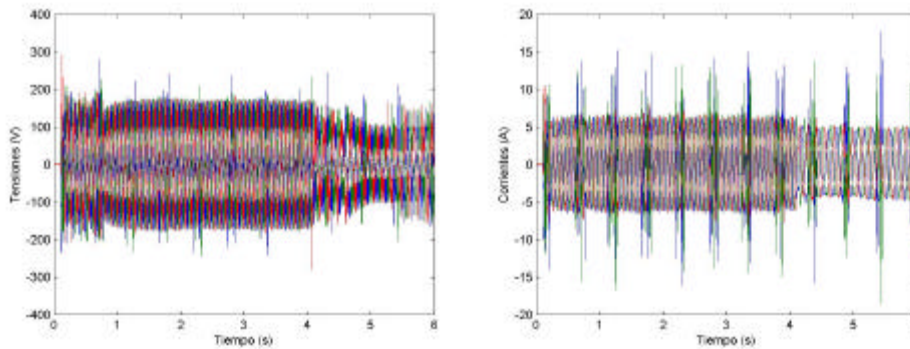


Figura 6.23. Tensiones y corrientes para una entrada rampa de 1m con pendiente 0,25m/s

En la Figura 6.23 se aprecia que la fuente de alimentación no se satura en ningún momento.

6.3.2 Ensayos de posición en operación bajo saturación de la fuente de alimentación

Para mostrar el funcionamiento del algoritmo de control cuando se produce la saturación de la fuente de alimentación se ha diseñado un ensayo con una referencia de tipo escalón de posición de 0,2m. El ajuste es el siguiente:

$$\begin{aligned}
 \mathbf{w}_{mec} &= 5 \frac{rad}{s} \\
 \mathbf{x}_{mec} &= 1 \\
 \mathbf{w}_{el} &= 457,2 \frac{rad}{s} \\
 \mathbf{x}_{el} &= 1
 \end{aligned}
 \tag{6.24}$$

Según los valores de los parámetros mostrados en (6.24), las ganancias de los compensadores tienen los siguientes valores:

$$\begin{aligned}K_{vd} &= 18,81 \\K_{vp} &= 4059,9 \\K_{vi} + K_{dp} &= 37902 \\K_{di} &= 92510\end{aligned}\tag{6.25}$$

Y, aplicando (6.19) para evitar el sobreimpulso, las ganancias K_{vi} y K_{dp} toman los siguientes valores.

$$\begin{aligned}K_{vi} &= 18502 \\K_{dp} &= 19400\end{aligned}\tag{6.26}$$

Con estos valores, la respuesta del motor es la siguiente:

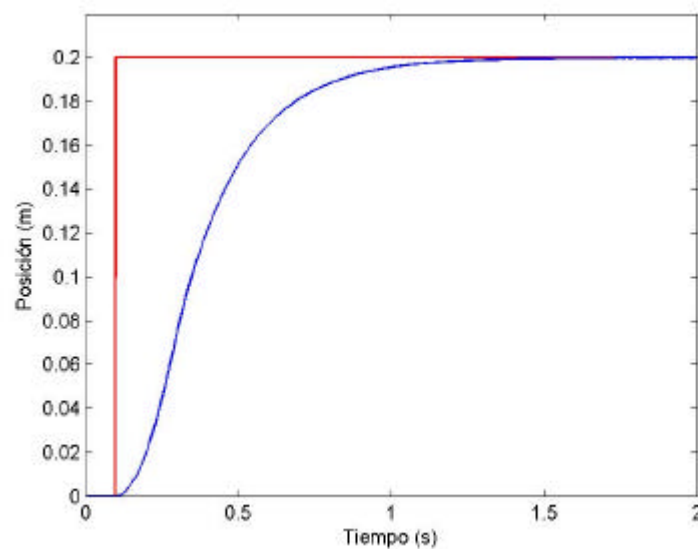


Figura 6.24. Respuesta a una entrada escalón de posición de 0,2m

En la siguiente figura se observa el intervalo de tiempo en el que se satura la fuente de alimentación:

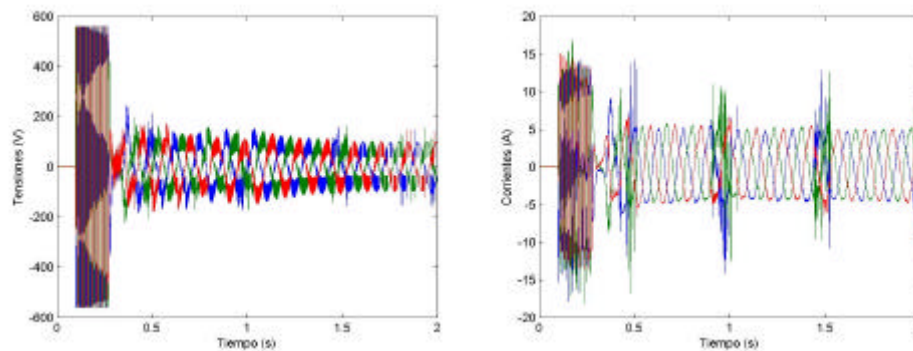


Figura 6.25. Tensiones y corrientes para una entrada escalón de 0,2m

La saturación de la fuente de alimentación comienza en el momento del escalón (instante 0,1s) y se mantiene aproximadamente hasta el instante 0,27s. La transición del algoritmo de modo saturación a modo de no-saturación es excelente, como se puede comprobar en las ampliaciones de las gráficas de posición y tensiones que se muestran en la Figura 6.26.

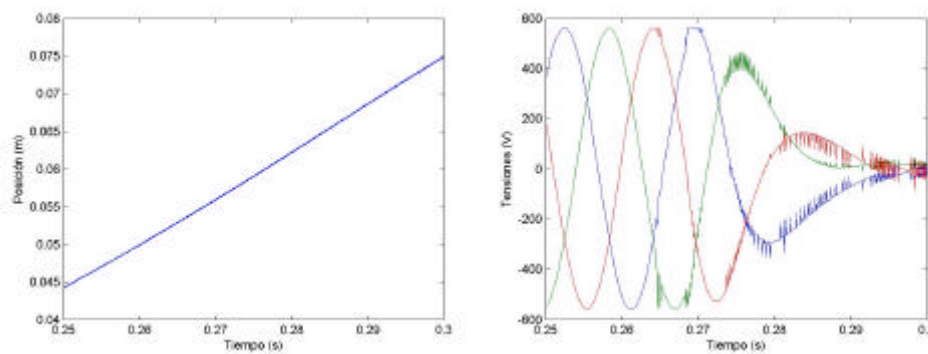


Figura 6.26. Ampliación de la Figura 6.25 en el momento de transición de saturación de la fuente de alimentación a no-saturación

6.3.3 Ensayos de sensibilidad del control de posición

A continuación se presenta un estudio experimental de la sensibilidad del control de posición cuando el algoritmo actúa con parámetros de control diferentes a los parámetros reales del sistema. Concretamente los parámetros estudiados han sido: el parámetro r_2/sL_2 , el cociente del coeficiente de amortiguamiento viscoso C entre la masa del conjunto motor-carga M y la resistencia de los bobinados del primario r_1 .

6.3.3.1 Sensibilidad ante la variación del parámetro r_2/sL_2

En primer lugar, se ha ensayado el motor con una entrada escalón de posición de 0,1m para, para diferentes valores del parámetro de control r_2/sL_2 . Concretamente para valores del factor de discrepancia $D_1 = 1$, que es cuando el parámetro toma el valor correcto, $D_1 = 2$, que es cuando toma un valor mitad que el real, y $D_1 = 0,5$, que es cuando toma un valor doble que el valor real.

El ajuste es el mismo que el utilizado en el apartado 6.3.1. Es decir, se toma un tiempo de establecimiento de consigna de $t_s = 2s$. Por tanto, los parámetros son los siguientes:

$$\begin{aligned}
 \mathbf{w}_{mec} &= 2 \frac{rad}{s} \\
 \mathbf{x}_{mec} &= 1 \\
 \mathbf{w}_{el} &= 457,2 \frac{rad}{s} \\
 \mathbf{x}_{el} &= 1
 \end{aligned} \tag{6.27}$$

Las ganancias de los compensadores se calculan mediante las expresiones (5.59) a (5.62). Y el reparto de los valores de K_{vi} y K_{dp} se realiza con el fin de que no exista sobreimpulso, aplicando (6.19). Los resultados de los ensayos se muestran en la Figura 6.27.

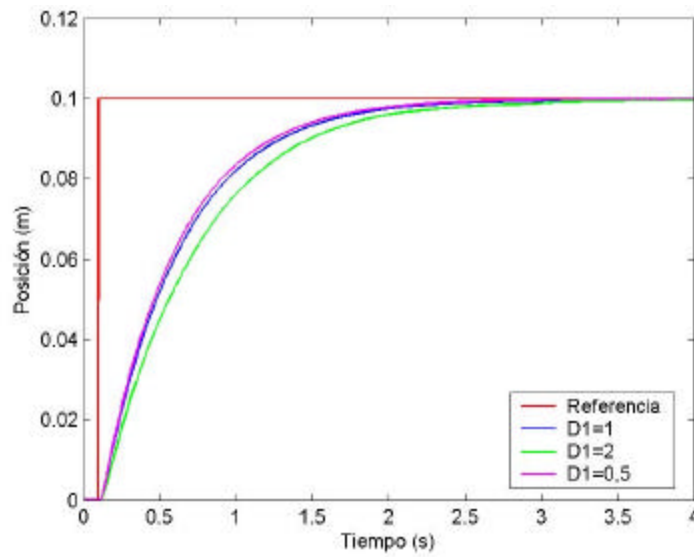


Figura 6.27. Respuesta a una entrada escalón de 0,1m para diferentes valores del parámetro r_2/sL_2

Como se aprecia en la figura, las respuestas son bastante similares. El tiempo de establecimiento es similar, con $t_s = 2s$ para $D_1 = 1$, $t_s = 1,9s$ para $D_1 = 0,5$ y $t_s = 2,3s$ para $D_1 = 2$.

Atendiendo al análisis teórico de sensibilidad desarrollado en el apartado 5.3.3, se observa que, según el estudio analítico, las frecuencias naturales tanto eléctrica como mecánica se conservan, mientras que los que varían son los amortiguamientos. Para $D_1 = 0,5$, los parámetros tendrían los siguientes valores:

$$\begin{aligned}
 \mathbf{w}_{mec} &= 2 \frac{rad}{s} \\
 \mathbf{x}_{mec} &= 0,999 \\
 \mathbf{w}_{el} &= 457,2 \frac{rad}{s} \\
 \mathbf{x}_{el} &= 0,875
 \end{aligned}
 \tag{6.28}$$

Es decir, el amortiguamiento mecánico disminuye, lo que tendería a disminuir el tiempo de establecimiento y también el tiempo de subida, como se puede apreciar en la Figura 6.27.

Por otro lado, para $D_1 = 2$, los valores de sus parámetros serían los mostrados en (6.29):

$$\begin{aligned}w_{mec} &= 2 \frac{rad}{s} \\x_{mec} &= 1,001 \\w_{el} &= 457,2 \frac{rad}{s} \\x_{el} &= 1,25\end{aligned}\tag{6.29}$$

En este caso, el amortiguamiento mecánico aumenta, confirmando la tendencia que se aprecia en la Figura 6.27.

No obstante, hay que apuntar que existe una discrepancia evidente entre la variación de amortiguamiento que se aprecia en la gráfica, con los valores calculados analíticamente. Según el estudio analítico, la variación supone únicamente un $\pm 0,1\%$ del amortiguamiento mecánico. A la vista del ensayo experimental, se puede comprobar que esta variación es mayor.

Por otra parte, se obtienen resultados muy interesantes en los ensayos de sensibilidad con entrada tipo rampa de posición. Se han realizado ensayos aplicando $D_1 = 1$, $D_1 = 2$ y $D_1 = 0,5$ ante una entrada rampa de 1m con pendiente de 0,25m/s.

El ajuste es idéntico al realizado en el apartado 6.3.1, con un reparto de las ganancias K_{vi} y K_{dp} de manera que se obtenga un error en régimen permanente de 0,05m. La Figura 6.28 muestra los resultados del ensayo.

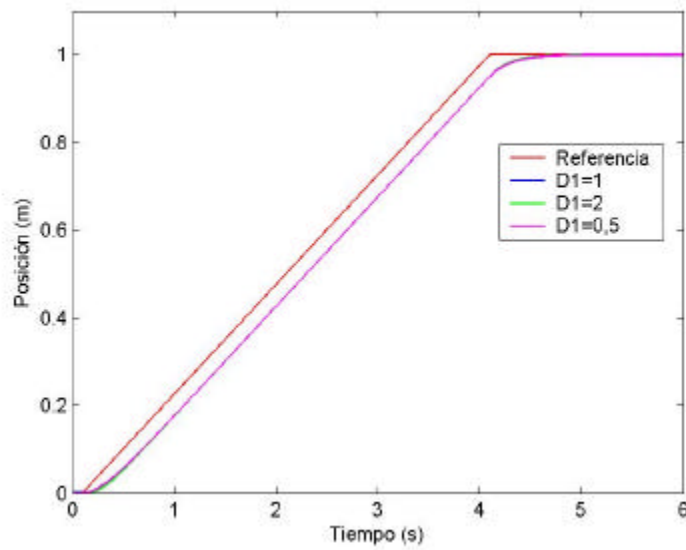


Figura 6.28. Respuesta a una entrada rampa de posición 1m y pendiente 0,25m/s para diferentes valores del parámetro r_2/sL_2

Como se puede apreciar, solamente existe discrepancia en las respuestas en el transitorio. En régimen permanente, las tres curvas se solapan manteniendo el error de consigna de 0,05m. Esto se puede apreciar mejor en la siguiente ampliación.

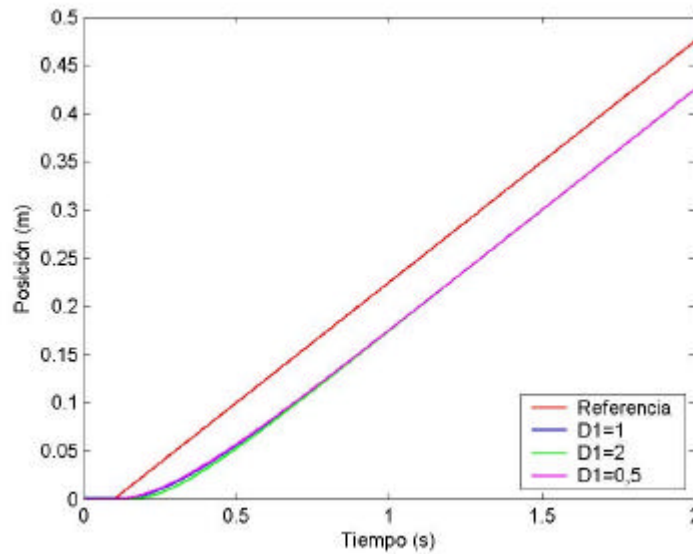


Figura 6.29. Ampliación del intervalo 0 a 2s de la Figura 6.28

Esto es debido a que la configuración de los lazos de velocidad y posición hace que el error en estado permanente sólo dependa de las ganancias K_{vi} y K_{di} , como se ha visto en el apartado 5.3.1, y cuya expresión se reescribe a continuación:

$$e = \frac{K_{vi}}{K_{di}} V \tag{6.30}$$

Las expresiones para el cálculo de estas ganancias son (5.61) y (5.62). Tanto K_{vi} como K_{di} son proporcionales al parámetro M/K_2 , por lo que, simplificando, el error en régimen permanente no depende de ningún parámetro del sistema, y solamente es función de las frecuencias y amortiguamientos de consigna.

6.3.3.2 Sensibilidad ante la variación de la masa M o el amortiguamiento viscoso C

Se ha estudiado también la sensibilidad del control en posición con respecto a una estimación incorrecta de la masa M y el amortiguamiento

viscoso C . Para ello se han realizado ensayos variando el coeficiente C/M , tanto a entrada escalón como a entrada rampa, y también variando solamente la masa del sistema M para ver cómo afecta el cambio de ganancia.

En primer lugar, se presenta el estudio realizado aplicando una estimación incorrecta del parámetro C/M . Para ello, se ha diseñado un ensayo a entrada escalón de 0,1m con el ajuste ya utilizado en el apartado anterior, y que se describen a continuación:

$$\begin{aligned} \mathbf{w}_{mec} &= 2 \frac{rad}{s} \\ \mathbf{x}_{mec} &= 1 \\ \mathbf{w}_{el} &= 457,2 \frac{rad}{s} \\ \mathbf{x}_{el} &= 1 \end{aligned} \tag{6.31}$$

Se han aplicado los siguientes valores al factor de discrepancia D_2 : 1, 2 y 0,5.

Según las expresiones derivadas en el estudio analítico de sensibilidad (5.91) a (5.94), los parámetros reales cuando $D_2 = 2$ serán los siguientes:

$$\begin{aligned} \mathbf{w}_{mec} &= 2 \frac{rad}{s} \\ \mathbf{x}_{mec} &= 1,0008 \\ \mathbf{w}_{el} &= 457,2 \frac{rad}{s} \\ \mathbf{x}_{el} &= 1,25 \end{aligned} \tag{6.32}$$

Es decir, el amortiguamiento mecánico aumenta, pero de manera prácticamente despreciable. Para $D_2 = 0,5$, los parámetros serían los siguientes:

$$\begin{aligned}
 \omega_{mec} &= 2 \frac{rad}{s} \\
 x_{mec} &= 0,9995 \\
 \omega_{el} &= 457,2 \frac{rad}{s} \\
 x_{el} &= 0,875
 \end{aligned}
 \tag{6.33}$$

En este caso, el amortiguamiento mecánico disminuye, pero también de manera prácticamente imperceptible. Los resultados experimentales mostrados en la Figura 6.30 vienen a avalar los resultados analíticos.

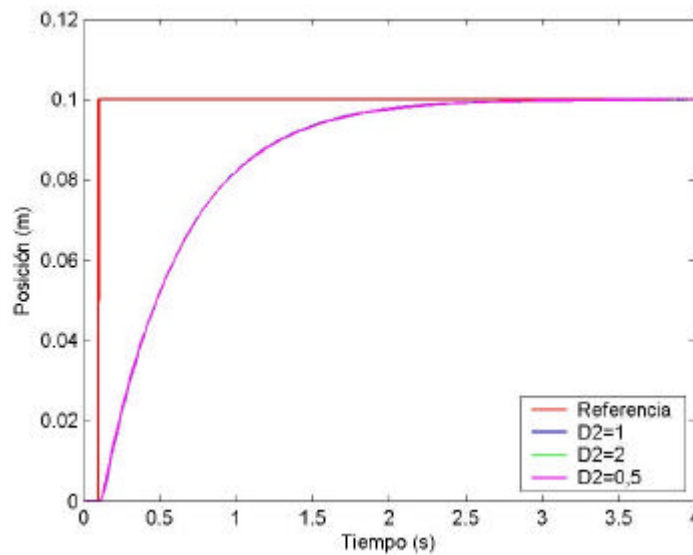


Figura 6.30. Respuesta a una entrada escalón de 0,1m para diferentes valores del parámetro C/M

Por otro lado, también se ha realizado un ensayo experimental de sensibilidad con entrada en rampa de posición. Los resultados, como era de esperar, son iguales que para entrada escalón.

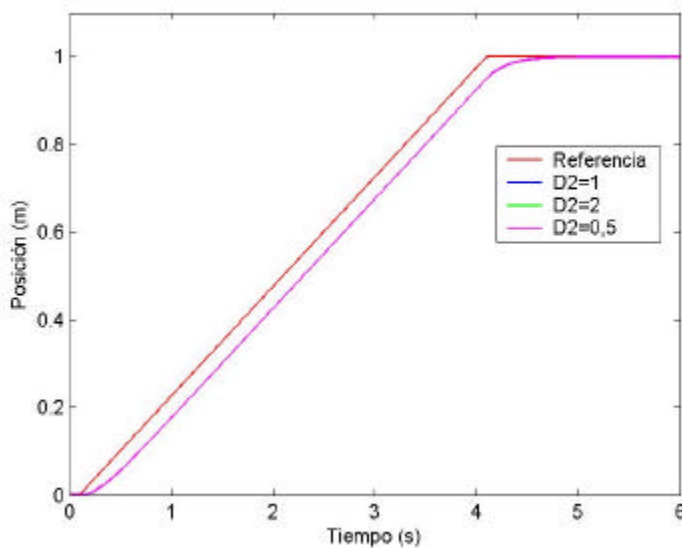


Figura 6.31. Respuesta a una entrada rampa de posición 1m y pendiente 0,25m/s para diferentes valores del parámetro C/M

Como se observa en la Figura 6.30 y en la Figura 6.31, el control de posición es prácticamente insensible a las variaciones de C/M introducidas.

Por otro lado, se ha realizado el mismo estudio para una incorrecta estimación únicamente de la masa del sistema M . Como se ha comentado anteriormente, esto es necesario porque este parámetro influye tanto en la correcta asignación de los polos del sistema como en su ganancia.

Se ha sometido el motor a ensayos idénticos a los anteriores con entrada escalón y entrada rampa, aunque, en este caso, introduciendo en el algoritmo valores de M doble y mitad del valor real. La Figura 6.32 muestra los resultados del ensayo a entrada escalón.

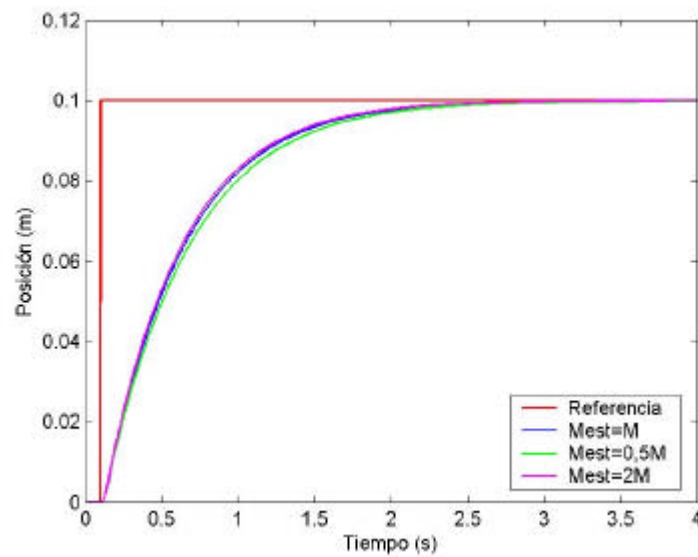


Figura 6.32. Respuesta a una entrada escalón de 0,1m para diferentes valores de M

Se aprecia que sí existe discrepancia en las respuestas, pero esta es bastante pequeña con respecto a las variaciones tan grandes que se están introduciendo en el parámetro de la masa.

Como era de esperar, una estimación de la masa por debajo de la masa real del sistema hace que se introduzca menos potencia en el motor y por tanto su respuesta sea más lenta. Lo contrario ocurre cuando el valor estimado es mayor que el valor real.

Para concluir, se presentan los resultados obtenidos al introducir una entrada en rampa de posición.

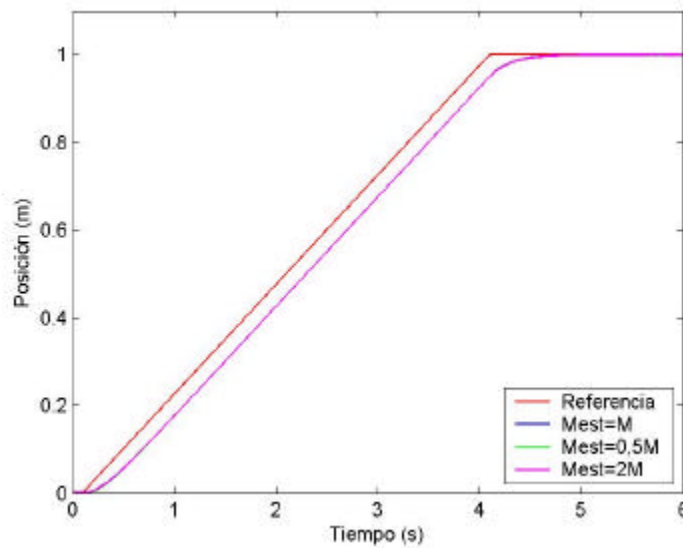


Figura 6.33. Respuesta a una entrada rampa de posición 1m y pendiente 0,25m/s para diferentes valores de M

Las curvas de posición de los tres ensayos van prácticamente solapadas y se unen en el régimen permanente tanto de la zona en rampa como de la zona de consigna continua de 1m. Esto es debido a que el valor del error en régimen permanente a entrada rampa no es función de ningún parámetro del sistema (ver apartado 6.3.3.1).

Las zonas en régimen transitorio pueden verse de manera más clara en la Figura 6.34.

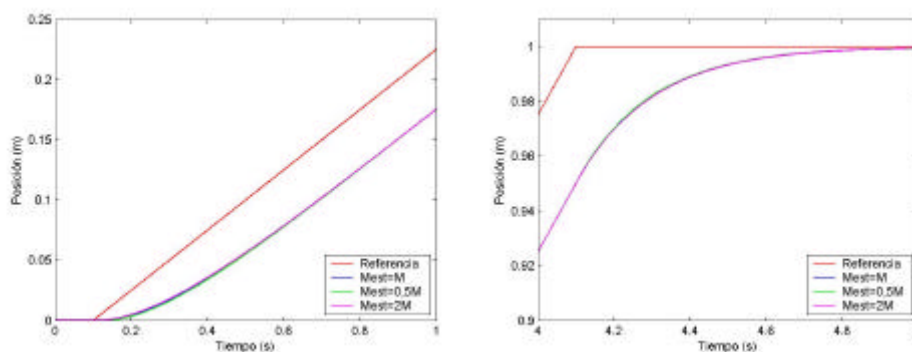


Figura 6.34. Ampliaciones en los intervalos 0 a 2s y 4 a 5s de la Figura 6.33

6.3.3.3 Sensibilidad ante la variación de las resistencias del primario

Se ha realizado el estudio de la sensibilidad del control de posición ante valores incorrectos de las resistencias del primario utilizadas en el algoritmo. Para ello se han dispuesto valores estimados de resistencia $\hat{r}_1 = r_1$, $\hat{r}_1 = 0,8r_1$ y $\hat{r}_1 = 0,5r_1$, y se ha ensayado el motor tanto a entrada escalón como a entrada rampa.

Como se ha comentado anteriormente tratando el control de velocidad, no se tratan valores estimados de resistencia mayores que el valor real puesto que, como se ha visto en el apartado 4.3, conllevan inestabilidad en el sistema.

Los ajustes de los ensayos son los mismos que en el apartado 6.3.1. La Figura 6.35 muestra los resultados de aplicar una entrada escalón de 0,1m con los diferentes valores de resistencia en el control.

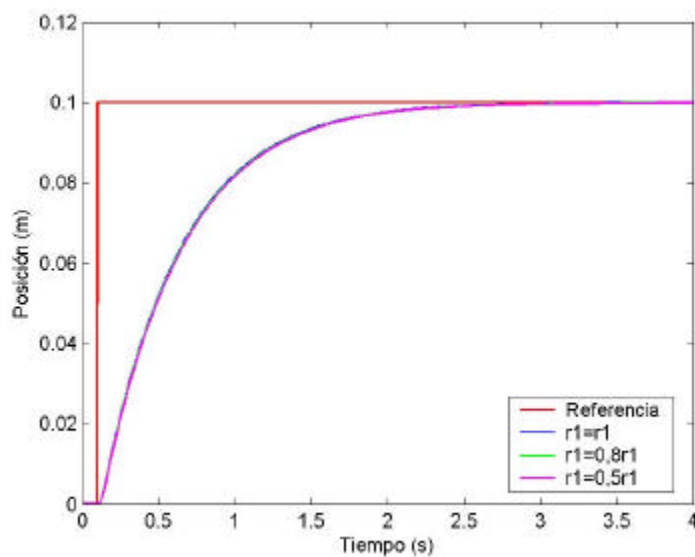


Figura 6.35. Respuesta a una entrada escalón de 0,1m para diferentes valores de \hat{r}_1

La respuesta del control es prácticamente idéntica en los tres casos. La única variación es en el flujo electromagnético creado por el motor. Esto se puede ver analizando los consumos del ensayo. Estos se muestran en la Tabla 6.6.

Tabla 6.6. Energía consumida en el ensayo escalón de posición para diferentes valores de \hat{r}_1

Resistencia utilizada en el ensayo	Energía consumida en el ensayo (J)
$\hat{r}_1 = r_1$	3027,7
$\hat{r}_1 = 0,8r_1$	2947,7
$\hat{r}_1 = 0,5r_1$	2864

También se ha realizado el ensayo a entrada rampa, donde se aprecia que el control en posición es muy poco sensible a la variación del valor de resistencia de primario introducida en el control. La Figura 6.36 muestra las respuestas en posición y la Tabla 6.7 la energía consumida en cada caso.

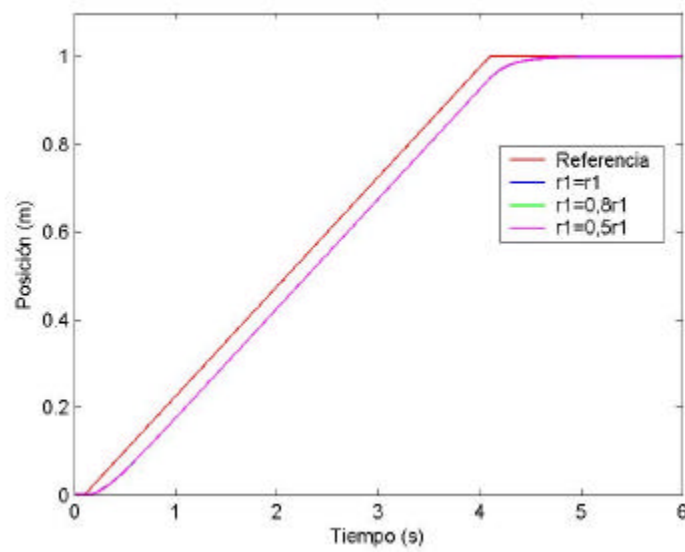


Figura 6.36. Respuesta a una entrada rampa de posición 1m y pendiente 0,25m/s para diferentes valores de \hat{r}_1

Tabla 6.7. Energía consumida en el ensayo rampa de posición para diferentes valores de \hat{r}_1

Resistencia utilizada en el ensayo	Energía consumida en el ensayo (J)
$\hat{r}_1 = r_1$	5837,4
$\hat{r}_1 = 0,8r_1$	5565,6
$\hat{r}_1 = 0,5r_1$	5472,9

6.4 COMPARACIÓN CON OTROS CONTROLES

Por último, se ha considerado necesario realizar una comparación de los resultados obtenidos con el método de control propuesto frente a resultados conseguidos mediante otros métodos de control ya existentes en bibliografía.

Las estrategias de control elegidas son el control vectorial orientado al flujo del secundario, tanto su método directo como el indirecto, y el control directo de fuerza. Estas tres estrategias de control ya han sido descritas en el capítulo 2 de esta memoria, y, como ya se ha comentado anteriormente, son la base para la gran mayoría de las estrategias de control para motores lineales de inducción propuestas en la bibliografía.

Para realizar esta comparación, se han aplicado las diferentes estrategias al prototipo de motor lineal de inducción, y se han realizado diversos ensayos experimentales. A continuación, se presentan diferentes ensayos experimentales que muestran de manera clara las diferencias entre los métodos de control.

6.4.1 Comparación con el control orientado al flujo del secundario

Como ya se ha comentado en el capítulo 2, los controles orientados al flujo del secundario, tanto en su versión directa como indirecta, presentan dos ventajas importantes: respuesta de fuerza instantánea y eficiencia. No obstante, para su funcionamiento es necesario conocer el valor del parámetro L_2/r_2 , que es susceptible de variar durante la operación del motor.

Para realizar una comparación lo más ajustada posible a la realidad, se ha ensayado el motor empleando consignas de velocidad y posición, y también se ha comparado la sensibilidad de los controles ante variaciones de los parámetros de control.

En primer lugar, para realizar la comparación con los controles orientados al flujo del secundario, directo e indirecto, se han realizado algunos

ensayos experimentales para establecer qué nivel de flujo del secundario es equivalente al nivel de flujo del primario utilizado para el control propuesto.

Una vez comprobado que el flujo total en el motor es igual para todos los casos se han realizado ensayos tanto de velocidad como de posición, y se ha evaluado la sensibilidad de los dos tipos de control.

Los compensadores de los controles orientados al flujo del secundario se han ajustado de forma que el tiempo de establecimiento resultante en el ensayo sea igual al tiempo de establecimiento conseguido por el control propuesto. De esta manera, a igual flujo e igual respuesta, el motor está igualmente exigido.

6.4.1.1 Control de velocidad

En la Figura 6.37 se muestra el primero de los ensayos. Se trata de un escalón de velocidad de 0,1m/s, que no requiere de saturación de la fuente de alimentación. En la leyenda se utiliza la abreviatura FOC (de Flux Oriented Control) para los controles orientados al flujo del secundario.

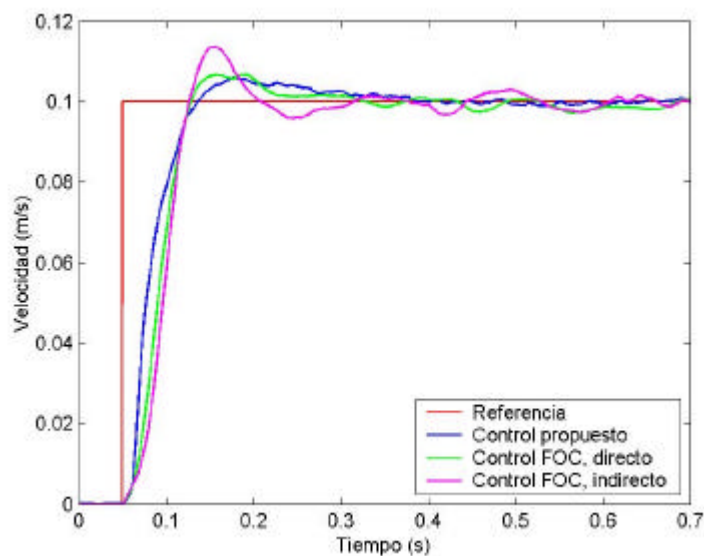


Figura 6.37. Respuesta a una entrada escalón de velocidad de 0,1m/s utilizando el control propuesto, y los controles FOC directo e indirecto

Como se puede observar, el tiempo de establecimiento es muy parecido en los tres casos, no así el tiempo de subida, que es mayor en el caso del control propuesto.

La potencia instantánea utilizada en cada uno de los ensayos está representada en la Figura 6.38.

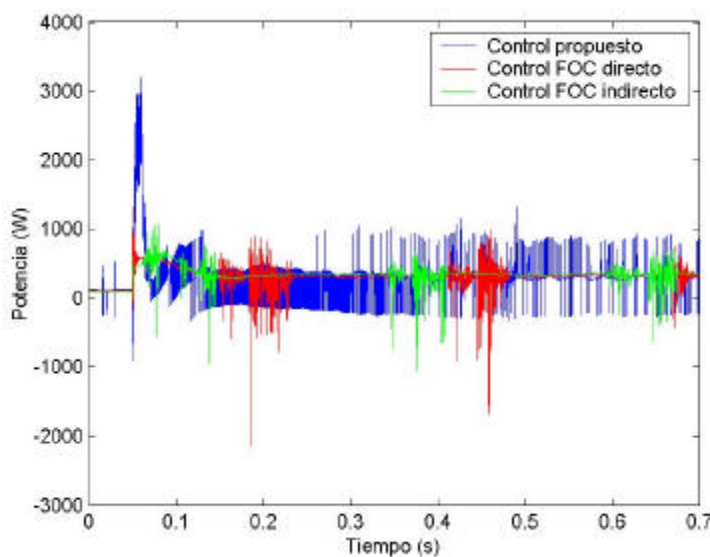


Figura 6.38. Potencia instantánea del ensayo utilizando el control propuesto, y los controles FOC directo e indirecto

En la gráfica de potencia, se observa que el control propuesto necesita mayor potencia en el arranque que los controles orientados al flujo del secundario. Esto es coherente con lo visto anteriormente, puesto que, al no poseer de un lazo de flujo electromagnético que proporcione respuesta instantánea de fuerza, introduce más potencia para compensarlo. Además, tal y como muestra la Figura 6.37, la aceleración obtenida es mayor que en el caso de los controles FOC.

Integrando respecto al tiempo la potencia se obtiene la energía consumida para cada uno de los ensayos (Tabla 6.8).

Tabla 6.8. Energía consumida en el ensayo utilizando el control propuesto, y los controles FOC directo e indirecto

Estrategia de control	Energía consumida en el ensayo (J)
Control propuesto	243,4
Control FOC, directo	234,9
Control FOC, indirecto	233,8

La energía consumida utilizando los controles orientados al flujo del secundario es alrededor de un 4% menor que la energía consumida utilizando el control propuesto.

Se han realizado ensayos de sensibilidad de los tres tipos de control utilizando esta misma entrada escalón. Como ya se ha descrito en el capítulo 2, los controles orientados al flujo de secundario utilizan el valor del parámetro L_2/r_2 para el cálculo del ángulo del fasor de flujo del secundario.

Los experimentos se han efectuado variando el valor estimado de este parámetro en los controles FOC y variando el valor estimado del parámetro r_2/sL_2 en el control propuesto. Dada la semejanza de los dos parámetros se considera que el estudio de sensibilidad se hace en las mismas condiciones.

La Figura 6.39, la Figura 6.40 y la Figura 6.41, muestran los resultados obtenidos para el control propuesto, para el control FOC directo y para el control FOC indirecto, respectivamente. Las leyendas de las figuras corresponden a la siguiente clave:

- West corresponde al valor estimado de r_2/sL_2 , y W a su valor real.
- Test corresponde al valor estimado de L_2/r_2 , y T a su valor real.

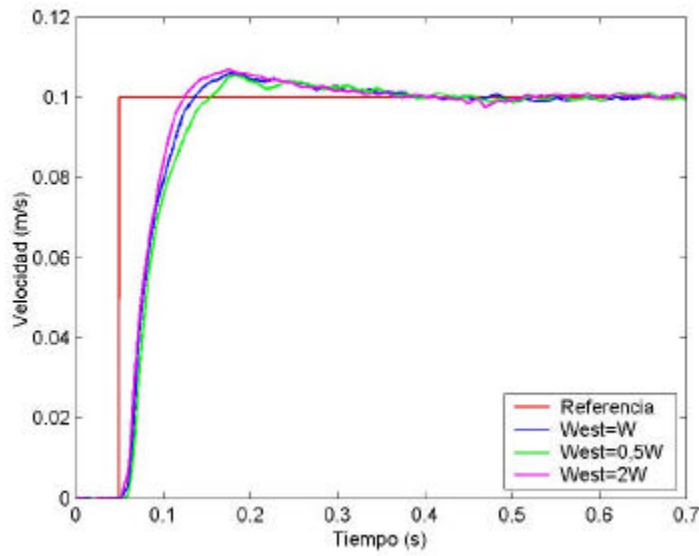


Figura 6.39. Respuesta del control propuesto para diferentes valores estimados del parámetro r_2/sL_2 (en la figura W)

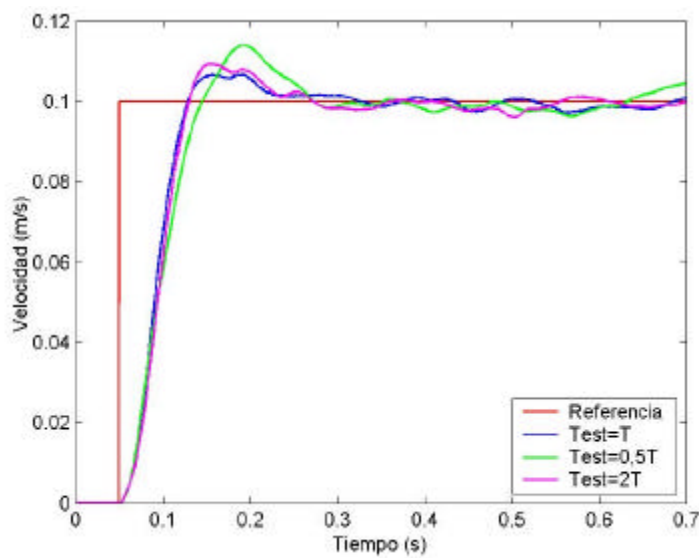


Figura 6.40. Respuesta del control FOC directo para diferentes valores estimados del parámetro L_2/r_2 (en la figura T)

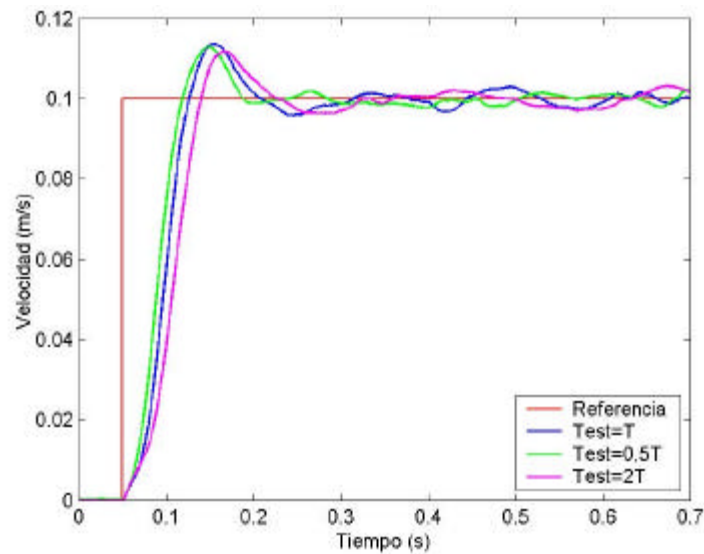


Figura 6.41. Respuesta del control FOC indirecto para diferentes valores estimados del parámetro L_2/r_2 (en la figura T)

La sensibilidad del control propuesto no es muy grande, y responde a lo que ya se ha presentado en el estudio del apartado 6.2.3.1.

Por otro lado, el método directo del control orientado al flujo del secundario es mucho menos sensible que el método indirecto. Esto es lógico, puesto que la única diferencia entre los dos métodos es que el directo utiliza un lazo cerrado de flujo del secundario, mientras que el indirecto utiliza un lazo abierto. Con respecto al control propuesto, el método directo se comporta de manera parecida.

No obstante, si se presta atención a la energía consumida en los ensayos las diferencias aumentan. La Tabla 6.9 recoge los consumos de los tres controles en cada uno de los casos.

Tabla 6.9. Energía consumida en los ensayos de sensibilidad del control propuesto, y de los controles FOC directo e indirecto

Control propuesto	Energía (J)	Control FOC directo	Energía (J)	Control FOC indirecto	Energía (J)
$\frac{\hat{r}_2}{sL_2} = \frac{r_2}{sL_2}$	243,3	$\frac{\hat{L}_2}{r_2} = \frac{L_2}{r_2}$	234,9	$\frac{\hat{L}_2}{r_2} = \frac{L_2}{r_2}$	233,8
$\frac{\hat{r}_2}{sL_2} = 0,5 \frac{r_2}{sL_2}$	234,8	$\frac{\hat{L}_2}{r_2} = 0,5 \frac{L_2}{r_2}$	217,2	$\frac{\hat{L}_2}{r_2} = 0,5 \frac{L_2}{r_2}$	196,2
$\frac{\hat{r}_2}{sL_2} = 2 \frac{r_2}{sL_2}$	255,4	$\frac{\hat{L}_2}{r_2} = 2 \frac{L_2}{r_2}$	296,3	$\frac{\hat{L}_2}{r_2} = 2 \frac{L_2}{r_2}$	306,9

El control FOC directo presenta unas variaciones de energía de $-7,5\%$, por un lado, y $+26,1\%$ por otro lado, respecto al valor obtenido cuando el parámetro es correctamente estimado. El control FOC indirecto tiene unas variaciones de -16% y $+31,3\%$ y el control propuesto varía la energía requerida en $-3,5\%$ y 5% .

Como se puede apreciar, la variación del valor estimado del parámetro de control afecta mucho más a los controles orientados al flujo de secundario que al control propuesto.

La razón es que la incorrecta estimación de L_2/r_2 en los controles FOC, conlleva una mala estimación de la posición de fásor del flujo del secundario. Así, según se ha descrito en el apartado 3.2.3, además de una dinámica de fuerza no-instantánea se produce una reducción o aumento del módulo del flujo electromagnético en el motor.

Por el contrario, la utilización de una estimación incorrecta de r_2/sL_2 en el control propuesto, solamente lleva a un cálculo no adecuado de las ganancias del compensador de velocidad. En un caso son exageradas y en otro no son suficientes para la dinámica exigida, pero en ningún caso se ve afectado el control de flujo electromagnético.

Otro caso interesante de analizar es el del control de velocidad cuando existe saturación de la fuente de alimentación.

Se ha sometido el motor a entradas escalón de 0,6m/s de velocidad utilizando el control propuesto y utilizando el control orientado al flujo de secundario directo. El método indirecto no se ha implementado porque, en el caso de saturación de la fuente, el funcionamiento es idéntico al método directo. La razón es que, aunque en principio utiliza corrientes de consigna en el estimador, si la fuente de alimentación no es capaz de proporcionarlas, pasa a utilizar las corrientes medidas, al igual que en el método directo.

La Figura 6.42 muestra los resultados de los dos tipos de control.

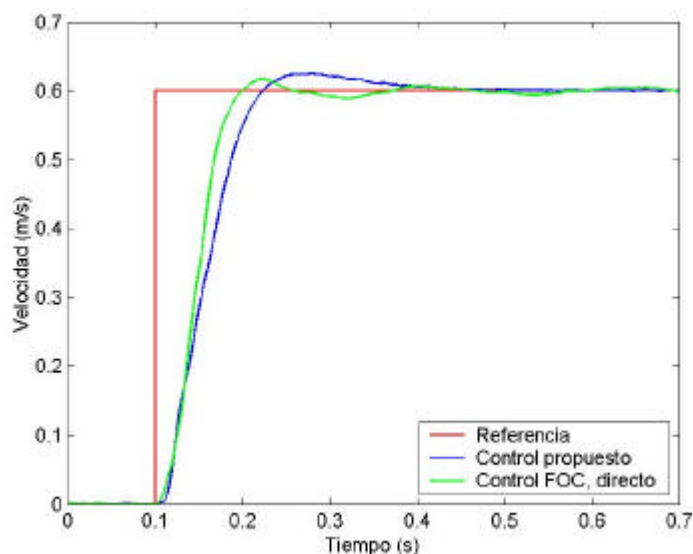


Figura 6.42. Respuesta a una entrada escalón de velocidad de 0,6m/s utilizando el control propuesto y el control FOC directo

El control orientado al flujo del secundario es más eficiente que el control propuesto. Esto es lógico, puesto que este último necesita introducir potencia en el motor para minimizar la respuesta de fuerza no-instantánea que proporciona el control de flujo electromagnético.

En la Figura 6.43 se puede ver la potencia instantánea de cada uno de los ensayos. Se observa que los dos controles saturan la fuente de

alimentación, introduciendo la máxima potencia en el motor. Sin embargo, el control propuesto requiere saturar la fuente durante más tiempo.

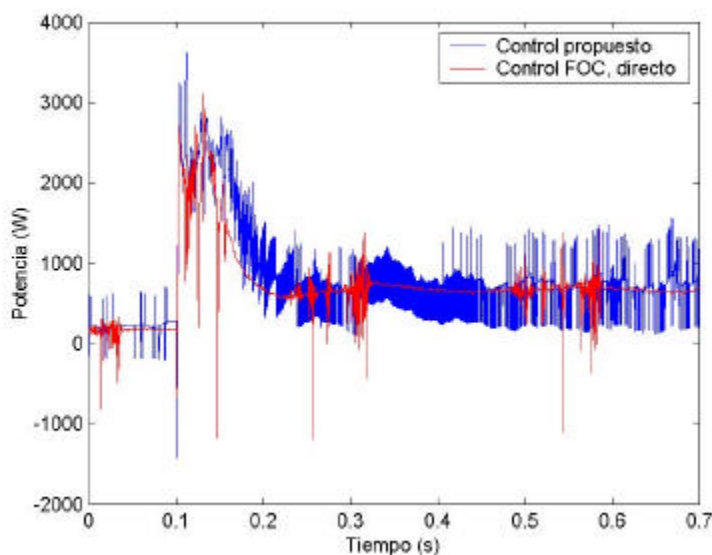


Figura 6.43. Potencia instantánea del ensayo utilizando el control propuesto y el control FOC directo

La energía requerida en cada uno de los casos se muestra en la Tabla 6.10.

Tabla 6.10. Energía consumida en el ensayo utilizando el control propuesto y el control FOC directo

Estrategia de control	Energía consumida en el ensayo (J)
Control propuesto	565,5
Control FOC, directo	495,5

Claramente se comporta mejor el control orientado al flujo de secundario que el control propuesto. No obstante, esto cambia cuando la estimación de

parámetro de control no es la correcta. A continuación se presentan los ensayos de sensibilidad de los dos tipos de control.

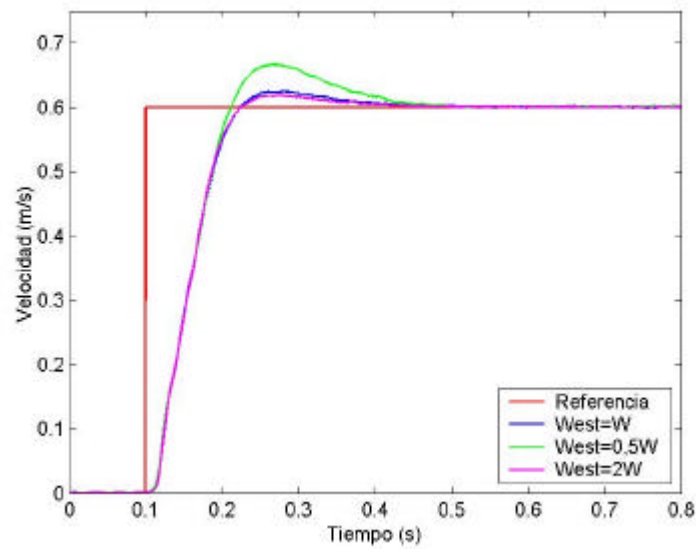


Figura 6.44. Respuesta del control propuesto para diferentes valores estimados del parámetro r_2/SL_2 (en la figura W)

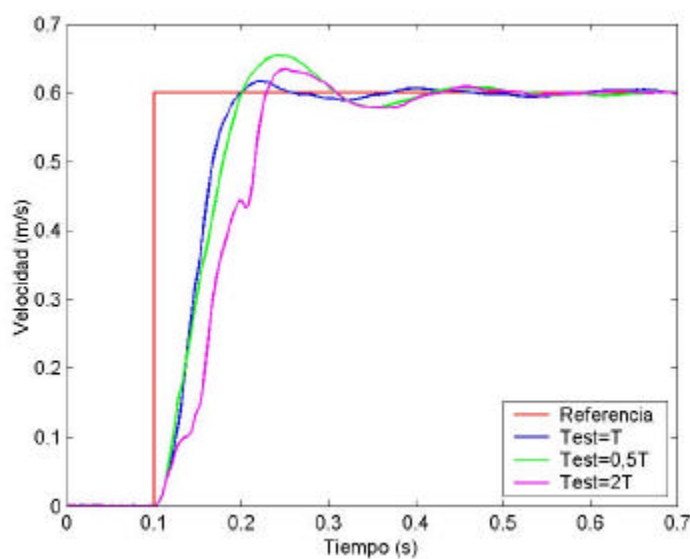


Figura 6.45. Respuesta del control FOC directo para diferentes valores estimados del parámetro L_2/r_2 (en la figura T)

Como se puede comprobar en la Figura 6.44, en el intervalo en el que la fuente de alimentación se satura, no afecta en absoluto una mala estimación de r_2/sL_2 , porque se anula el compensador y sólo actúa el control de flujo electromagnético.

Por el contrario, el control FOC directo no es capaz de mantener el flujo de secundario constante en el motor, y por tanto se producen las respuestas de velocidad de pendiente variable que muestra la Figura 6.45.

Respecto al consumo de energía sucede lo mismo que en el ensayo anterior. La Tabla 6.11 muestra los valores para cada uno de los controles.

Tabla 6.11. Energía consumida en los ensayos de sensibilidad del control propuesto y del control FOC directo

Control propuesto	Energía (J)	Control FOC directo	Energía (J)
$\frac{\hat{r}_2}{sL_2} = \frac{r_2}{sL_2}$	565,5	$\frac{\hat{L}_2}{r_2} = \frac{L_2}{r_2}$	495,5
$\frac{\hat{r}_2}{sL_2} = 0,5 \frac{r_2}{sL_2}$	561,9	$\frac{\hat{L}_2}{r_2} = 0,5 \frac{L_2}{r_2}$	442,8
$\frac{\hat{r}_2}{sL_2} = 2 \frac{r_2}{sL_2}$	570,8	$\frac{\hat{L}_2}{r_2} = 2 \frac{L_2}{r_2}$	684,8

El control orientado al flujo de secundario directo sufre unas variaciones de energía del $-10,6\%$ y $38,2\%$ respecto a la energía consumida cuando la estimación de L_2/r_2 es la correcta. Por el contrario, el control propuesto solamente presenta variaciones de $\pm 1\%$, debido a que la mayor parte del arranque se produce bajo saturación de la fuente, y además se mantiene el módulo del flujo del primario constante durante todo el ensayo.

6.4.1.2 Control de posición

Se han realizado algunos ensayos para comparar el control de posición propuesto con los controles vectoriales orientados al flujo del secundario.

La Figura 6.46 muestra la respuesta en posición de los tres controles ante una entrada escalón de $0,1m$.

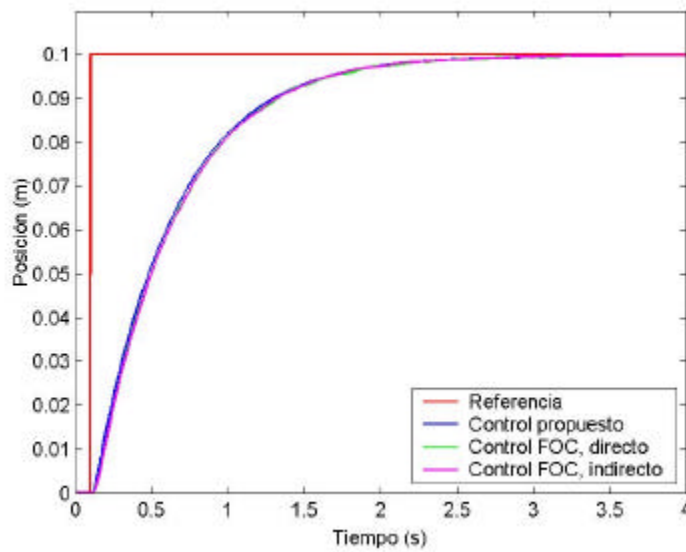


Figura 6.46. Respuesta a una entrada escalón de posición de 0,1m utilizando el control propuesto, y los controles FOC directo e indirecto

Como se aprecia en la Figura 6.46, el tiempo de establecimiento es el mismo para los tres tipos de control, si bien el control propuesto puede tener un tiempo de subida algo menor que los otros dos. En la Figura 6.47 se muestra la potencia instantánea en el ensayo para cada uno de los casos.

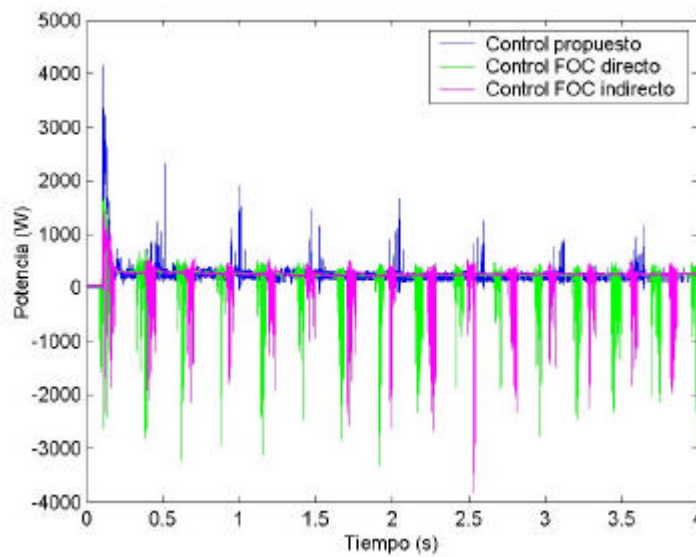


Figura 6.47. Potencia instantánea del ensayo utilizando el control propuesto, y los controles FOC directo e indirecto

Se observa que la potencia instantánea es la misma para cada uno de los controles, excepto en el momento del arranque, donde el control propuesto introduce mayor potencia que los controles orientados al flujo del secundario. La energía total consumida en los ensayos se detalla en la Tabla 6.12.

Tabla 6.12. Energía consumida en el ensayo utilizando el control propuesto, y los controles FOC directo e indirecto

Estrategia de control	Energía consumida en el ensayo (J)
Control propuesto	1029,8
Control FOC, directo	978,6
Control FOC, indirecto	949,5

Como se había visto anteriormente, el control propuesto necesita algo más de energía, sobre todo para el momento del arranque.

Se ha realizado un estudio de sensibilidad con este mismo ensayo de posición. De nuevo, se han variado los parámetros estimados utilizados en los algoritmos de control para ver la respuesta del control. Los resultados se muestran en la Figura 6.48, para el control propuesto, en la Figura 6.49, para el control FOC directo, y en la Figura 6.50 para el control FOC indirecto.

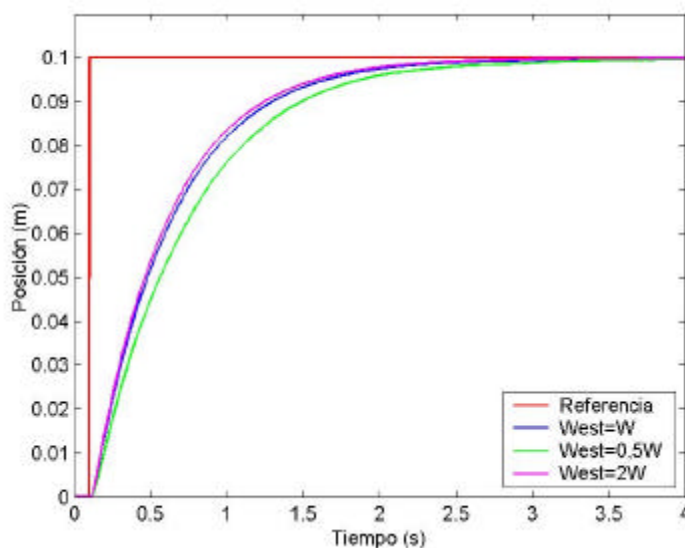


Figura 6.48. Respuesta del control propuesto para diferentes valores estimados del parámetro r_2/sL_2 (en la figura W)

En este caso, sí se aprecia una mayor sensibilidad a la variación del parámetro r_2/sL_2 por parte del control propuesto. El tiempo de establecimiento es muy parecido en los tres casos pero se aprecia que el tiempo de subida varía claramente.

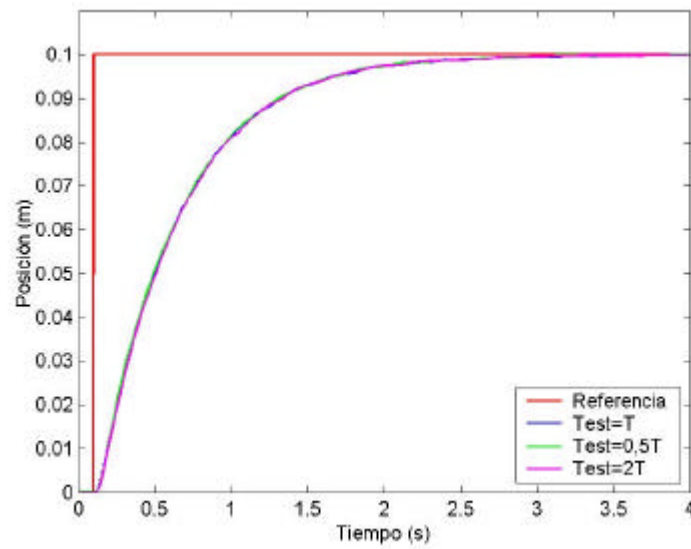


Figura 6.49. Respuesta del control FOC directo para diferentes valores estimados del parámetro L_2/r_2 (en la figura T)

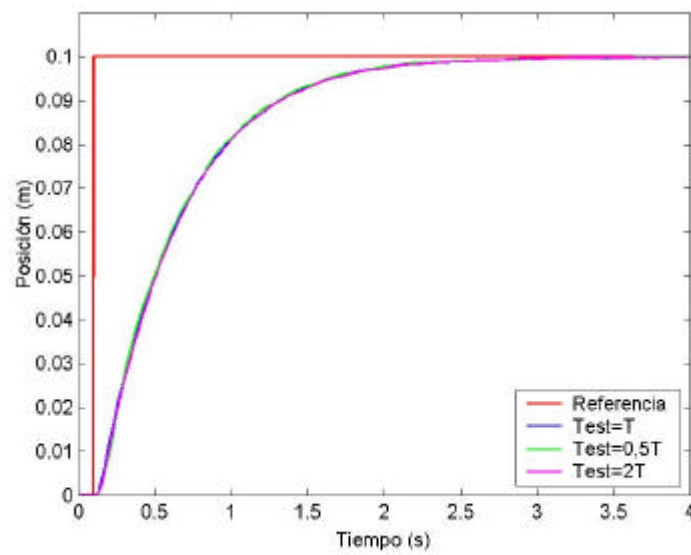


Figura 6.50. Respuesta del control FOC indirecto para diferentes valores estimados del parámetro L_2/r_2 (en la figura T)

Como muestran la Figura 6.49 y la Figura 6.50, la respuesta de los controles orientados al flujo del secundario varía muy poco con la estimación incorrecta del parámetro L_2/r_2 .

Sin embargo, siguen produciéndose variaciones importantes en el módulo del flujo de secundario, tal y como demuestran los valores de la energía consumida en el ensayo (Tabla 6.13).

Tabla 6.13. Energía consumida en los ensayos de sensibilidad del control propuesto, y de los controles FOC directo e indirecto

Control propuesto	Energía (J)	Control FOC directo	Energía (J)	Control FOC indirecto	Energía (J)
$\frac{\hat{r}_2}{sL_2} = \frac{r_2}{sL_2}$	1029,8	$\frac{\hat{L}_2}{r_2} = \frac{L_2}{r_2}$	978,6	$\frac{\hat{L}_2}{r_2} = \frac{L_2}{r_2}$	949,4
$\frac{\hat{r}_2}{sL_2} = 0,5 \frac{r_2}{sL_2}$	968,8	$\frac{\hat{L}_2}{r_2} = 0,5 \frac{L_2}{r_2}$	874,8	$\frac{\hat{L}_2}{r_2} = 0,5 \frac{L_2}{r_2}$	915,8
$\frac{\hat{r}_2}{sL_2} = 2 \frac{r_2}{sL_2}$	1056,6	$\frac{\hat{L}_2}{r_2} = 2 \frac{L_2}{r_2}$	1240,3	$\frac{\hat{L}_2}{r_2} = 2 \frac{L_2}{r_2}$	1176,2

El control propuesto varía entre un -5% y un 2,6%, el control FOC directo entre un -10,6% y un 26,7%, y el control FOC indirecto entre un -3,5% y un 23,8%.

Por último, se presentan ensayos de posición con entrada rampa de pendiente 0,25m/s, hasta 1m. La Figura 6.51 muestra el comportamiento de los tres controles. Como se puede comprobar la respuesta del motor utilizando los tres controles es muy parecida. La potencia instantánea introducida en el motor por cada uno de los controles se muestra en la Figura 6.52

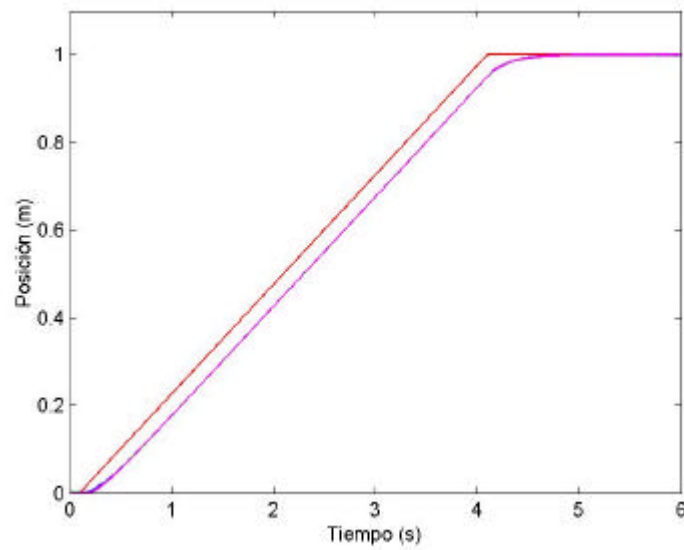


Figura 6.51. Respuesta a una entrada rampa de posición de 1m utilizando el control propuesto, y los controles FOC directo e indirecto

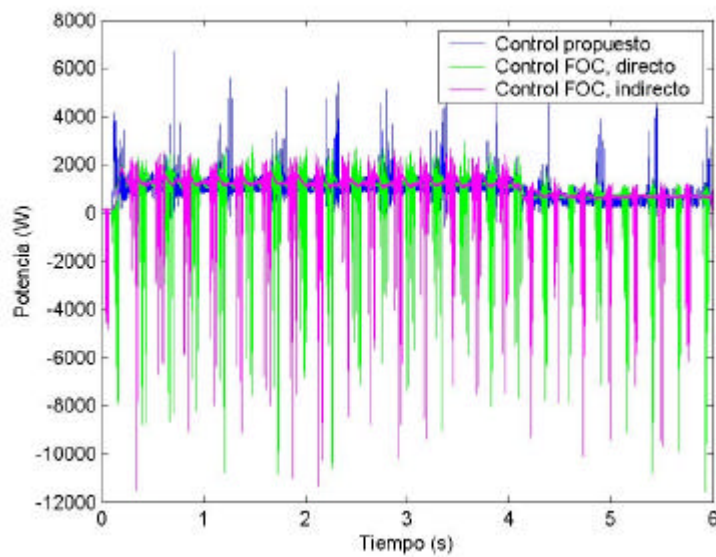


Figura 6.52. Potencia instantánea del ensayo utilizando el control propuesto, y los controles FOC directo e indirecto

De nuevo, se observa una mayor introducción de potencia en el arranque por parte del control propuesto. La energía consumida en el ensayo está reflejada en la Tabla 6.14.

Tabla 6.14. Energía consumida en el ensayo utilizando el control propuesto, y los controles FOC directo e indirecto

Estrategia de control	Energía consumida en el ensayo (J)
Control propuesto	1945,8
Control FOC, directo	1925,1
Control FOC, indirecto	1927,3

Se aprecia que la energía consumida por los tres controles es prácticamente la misma.

Es decir, en condiciones normales, ante una entrada rampa de posición, los tres controles se comportan de manera parecida. A continuación, se presenta el mismo ensayo pero variando los parámetros de control de cada uno de ellos.

La Figura 6.53 muestra la respuesta del motor cuando se aplica el control propuesto, la Figura 6.54 corresponde al control FOC directo, y la Figura 6.55 al control FOC indirecto.

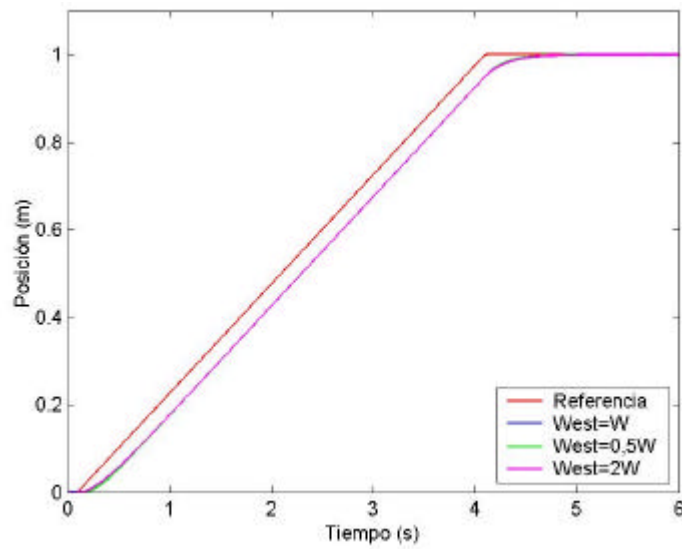


Figura 6.53. Respuesta del control propuesto para diferentes valores estimados del parámetro r_2/sL_2 (en la figura W)

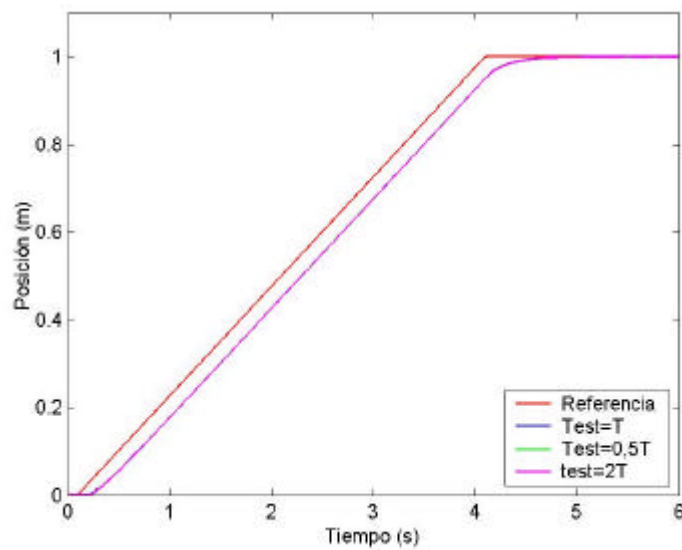


Figura 6.54. Respuesta del control FOC directo para diferentes valores estimados del parámetro L_2/r_2 (en la figura T)

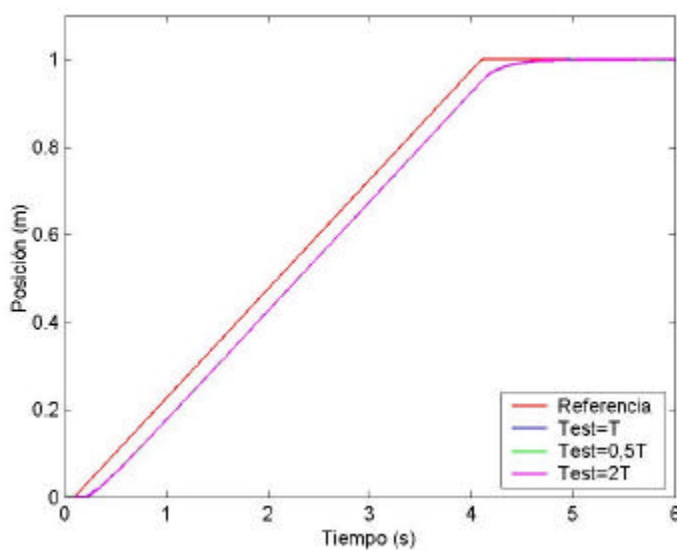


Figura 6.55. Respuesta del control FOC indirecto para diferentes valores estimados del parámetro L_2/r_2 (en la figura T)

La respuesta en posición de los tres controles resulta ser prácticamente insensible a la variación de los parámetros de control cuando se aplica este tipo de consigna. Sin embargo, no sucede así con la energía consumida.

Tabla 6.15. Energía consumida en los ensayos de sensibilidad del control propuesto, y de los controles FOC directo e indirecto

Control propuesto	Energía (J)	Control FOC directo	Energía (J)	Control FOC indirecto	Energía (J)
$\frac{\hat{r}_2}{sL_2} = \frac{r_2}{sL_2}$	1945,8	$\frac{\hat{L}_2}{r_2} = \frac{L_2}{r_2}$	1925,1	$\frac{\hat{L}_2}{r_2} = \frac{L_2}{r_2}$	1927,3
$\frac{\hat{r}_2}{sL_2} = 0,5 \frac{r_2}{sL_2}$	1949,5	$\frac{\hat{L}_2}{r_2} = 0,5 \frac{L_2}{r_2}$	2028,6	$\frac{\hat{L}_2}{r_2} = 0,5 \frac{L_2}{r_2}$	2190,5
$\frac{\hat{r}_2}{sL_2} = 2 \frac{r_2}{sL_2}$	2018,9	$\frac{\hat{L}_2}{r_2} = 2 \frac{L_2}{r_2}$	2387,3	$\frac{\hat{L}_2}{r_2} = 2 \frac{L_2}{r_2}$	2360,9

De nuevo, como se ha comprobado en anteriores ensayos, una variación del valor estimado de L_2/r_2 supone una variación grande de la energía consumida por el motor. Concretamente, en este ensayo el control FOC directo presenta unas variaciones de energía del 5,4% y 24% en cada caso, respecto al valor de energía cuando la estimación es correcta. El control FOC indirecto presenta variaciones del 13,6% y 22,5% en cada caso. Por el contrario, el control propuesto presenta unas variaciones de energía del 0,3% y el 3,6%, puesto que mantiene el módulo del flujo electromagnético.

6.4.2 Comparación con el control directo de fuerza

El control directo de fuerza es un método simple y eficaz para el control de los motores lineales de inducción. No necesita compensadores de corriente y depende exclusivamente de la resistencia del primario. Sin embargo, el hecho de ser un método basado en una tabla de control discreta, y de aplicar solamente seis vectores de tensión al motor, hace que este tenga problemas de rizado en la fuerza proporcionada, sobre todo a bajas velocidades.

Para comprobar las diferencias entre el control directo de fuerza y el control propuesto, se ha ensayado el motor con consignas de velocidad y posición. Además, se ha comparado también la sensibilidad de los dos controles ante una variación de la resistencia del primario.

6.4.2.1 Control de velocidad

En primer lugar, se presenta un ensayo con entrada escalón de velocidad de 0,6m/s. La Figura 6.56 muestra la respuesta de cada uno de los controles.

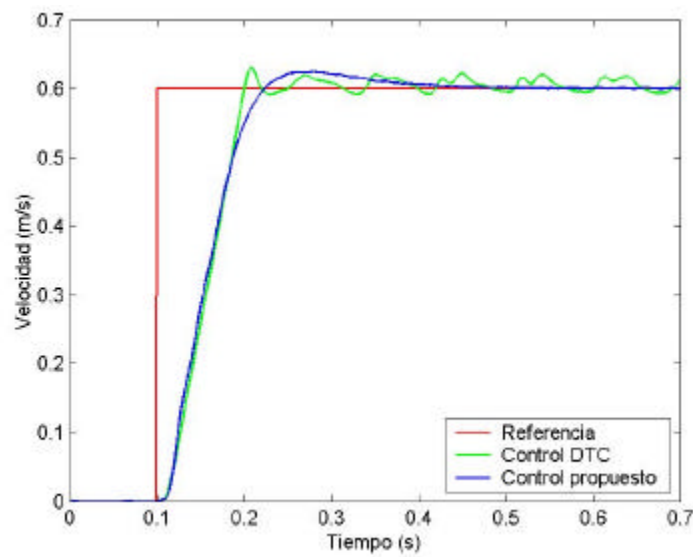


Figura 6.56. Respuesta a una entrada escalón de velocidad de 0,6m/s utilizando el control propuesto y el control directo de fuerza

Se puede apreciar que, durante la rampa de aceleración, la respuesta de los dos controles es muy similar. Sin embargo, en el seguimiento de la consigna, el control directo de fuerza presenta un rizado importante en la velocidad.

La potencia instantánea utilizada en el ensayo por cada uno de los controles puede observarse en la siguiente figura.

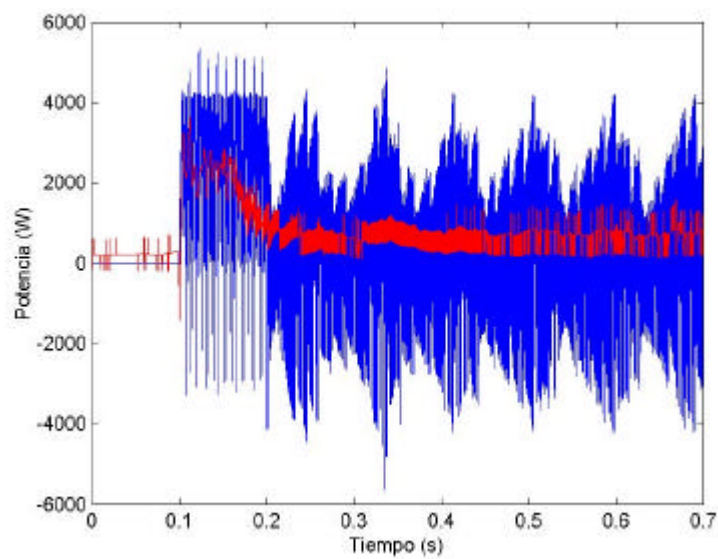


Figura 6.57. Potencia instantánea del ensayo utilizando el control propuesto y el control directo de fuerza

En la Figura 6.57 llama la atención el enorme rizado existente en la señal de la potencia introducida en el motor por el control directo de fuerza. Esto es debido a que este método aplica al motor vectores de tensión de valor máximo, es decir, del valor de la tensión de salida del rectificador (en este caso 560V).

Los valores de energía consumida en los ensayos se muestran en la Tabla 6.16.

Tabla 6.16. Energía consumida en el ensayo utilizando el control propuesto y el control directo de fuerza

Estrategia de control	Energía consumida en el ensayo (J)
Control propuesto	547,5
Control directo de fuerza	557,7

Los consumos de energía son muy parecidos. Es interesante destacar que el control directo de fuerza consume algo más que el control propuesto, incluso sin mantener el flujo electromagnético en los instantes iniciales, cuando no existe requerimiento de fuerza (ver Figura 6.57).

Esto es porque, aunque los dos controles persiguen el mismo objetivo, que es obtener fuerza acelerando el fasor del flujo del primario, el control propuesto lo hace de manera más precisa, aplicando la tensión necesaria en cada instante de tiempo. Por el contrario, el control directo de fuerza introduce tensiones discretas que, si bien consiguen acelerar el fasor del flujo, lo hacen de manera menos eficiente.

Para esta misma referencia de velocidad y con el mismo ajuste, se ha estudiado la sensibilidad de las dos estrategias de control ante una variación de la resistencia del primario. La Figura 6.58 muestra los resultados obtenidos para el control propuesto y la Figura 6.59 los del control directo de fuerza.

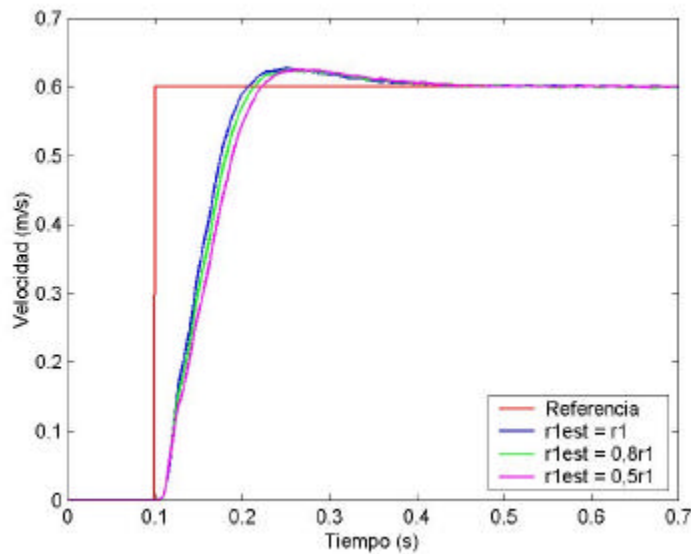


Figura 6.58. Respuesta del control propuesto para diferentes valores estimados de r_1

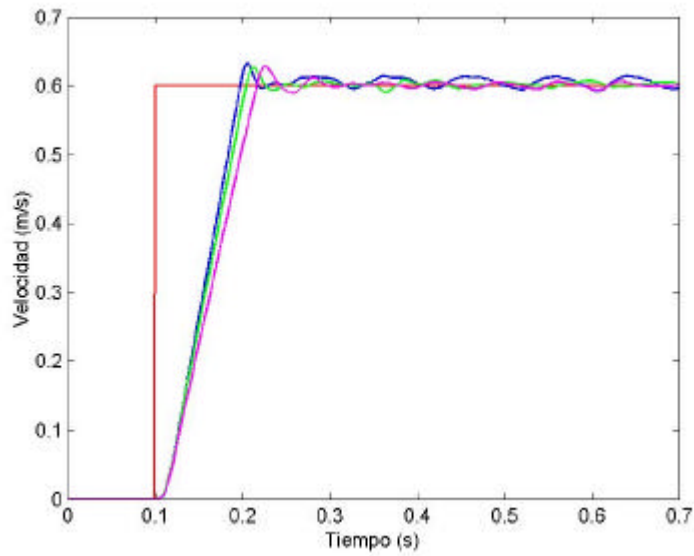


Figura 6.59. Respuesta del control directo de fuerza para diferentes valores estimados de r_1

Se observa en las figuras que la respuesta de velocidad no varía demasiado utilizando ambos controles. La señal de velocidad resulta más tendida cuanto menor es la resistencia del primario estimada con respecto a la real. La razón es que una estimación de r_1 por debajo de su valor real produce una disminución del flujo del primario en el motor, y por tanto, una disminución de la fuerza producida por este. Los valores de energía consumida muestran de manera clara esta disminución del flujo del primario en el motor.

Tabla 6.17. Energía consumida en el ensayo de sensibilidad utilizando el control propuesto y el control directo de fuerza

Control propuesto	Energía (J)	Control directo de fuerza	Energía (J)
$\hat{r}_1 = r_1$	547,5	$\hat{r}_1 = r_1$	557,7
$\hat{r}_1 = 0,8r_1$	519,3	$\hat{r}_1 = 0,8r_1$	476,1
$\hat{r}_1 = 0,5r_1$	501,5	$\hat{r}_1 = 0,5r_1$	449,7

En los valores mostrados por la Tabla 6.17, se aprecia que la energía consumida disminuye conforme se utiliza un valor más pequeño de resistencia de primario.

Además, es destacable que la variación de energía utilizando el control directo de fuerza es mucho mayor que utilizando el control propuesto. Concretamente, el control directo de fuerza presenta unas variaciones del 14,6% y 19,4% respecto al valor cuando la estimación es correcta. Mientras, el control propuesto presenta variaciones del 5,2% y 8,4%.

La razón por la cual, con el mismo error en la estimación, el control propuesto es más robusto que el control directo de fuerza podría ser la siguiente:

Por un lado, el control directo de fuerza utiliza el valor de r_1 en el estimador de flujo electromagnético y fuerza. El valor estimado del módulo del flujo electromagnético se compara con el valor de consigna, para obtener la referencia de entrada a la tabla de control. Por tanto, una incorrecta estimación de r_1 afecta a la entrada de consigna de la tabla de control y, por tanto, existe una realimentación del error cometido.

Por otro lado, el control propuesto utiliza r_1 para el cálculo de la tensión a introducir en el motor, por lo que una mala estimación resulta en unas tensiones menores en el motor. Sin embargo, la diferencia está en que no afecta a la consigna del flujo del primario, por lo que no existe realimentación del error, y la disminución de flujo en el motor es menor.

Finalmente, se ha considerado necesario realizar un ensayo a velocidad muy baja para evaluar el comportamiento de los dos controles. La Figura 6.60 muestra los resultados obtenidos en un ensayo a velocidad de 1mm/s.

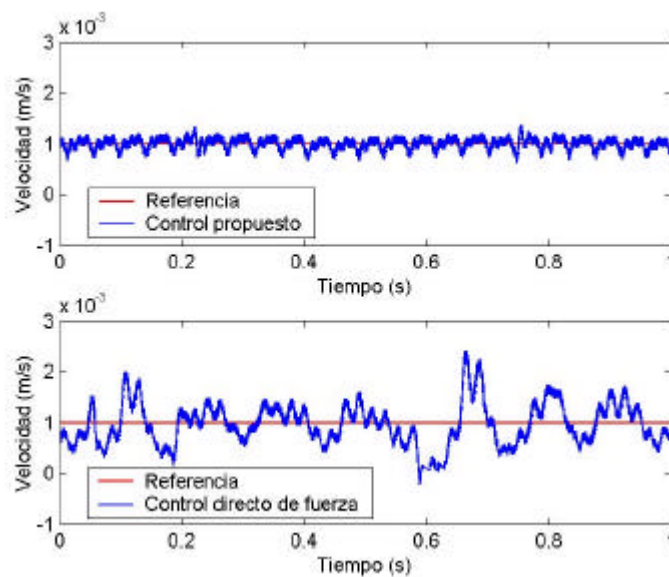


Figura 6.60. Ensayo de velocidad de 1mm/s utilizando el control propuesto (arriba) y el control directo de fuerza (abajo)

Mientras con el control propuesto se consigue un seguimiento de consigna con un error máximo de únicamente 0,37mm/s, el control directo de fuerza se va a errores de hasta 2,4mm/s.

6.4.2.2 Control de posición

Para evaluar las diferencias entre las dos estrategias de control de posición se han efectuado dos ensayos experimentales. Uno ante una entrada escalón de 0,1m, y otro ante una entrada rampa de posición de 1m con pendiente de 0,25m/s. La Figura 6.61 muestra el primero de los ensayos.

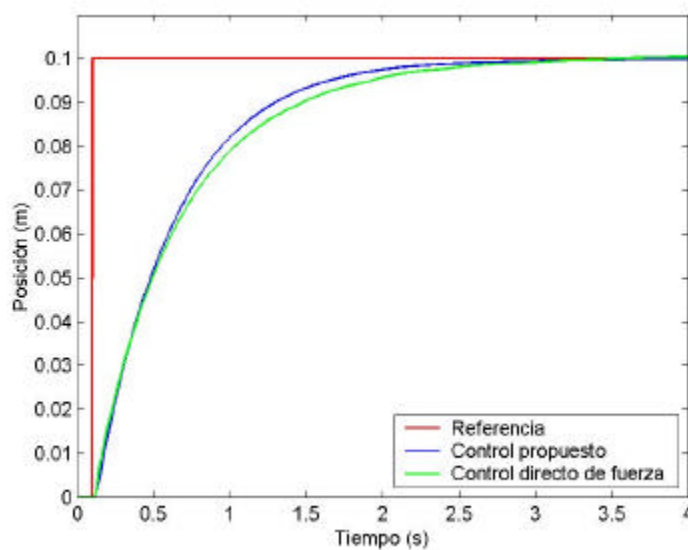


Figura 6.61. Respuesta a una entrada escalón de posición de 0,1m utilizando el control propuesto y el control directo de fuerza

Se observa que cuando se utiliza el control directo de fuerza, al motor le cuesta algo más llegar a consigna que con el control propuesto. Los valores de energía consumida en los ensayos se muestran en la Tabla 6.18. Como ocurría en el ensayo de velocidad, el motor consume algo más de energía utilizando el control directo de fuerza que la que consume utilizando el control propuesto.

Tabla 6.18. Energía consumida en el ensayo utilizando el control propuesto y el control directo de fuerza

Estrategia de control	Energía consumida en el ensayo (J)
Control propuesto	1030,3
Control directo de fuerza	1050

A continuación, se presentan las figuras correspondientes a ensayos escalón de 0,1m pero con diferentes valores de la resistencia de primario estimada.

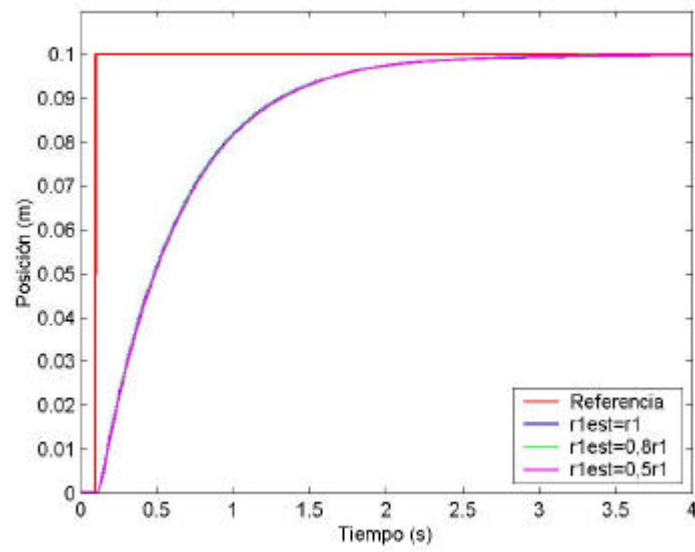


Figura 6.62. Respuesta del control propuesto para diferentes valores estimados de r_1

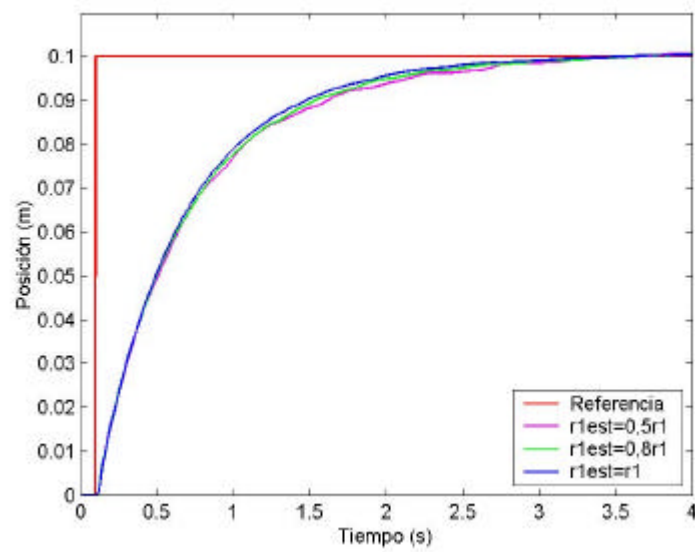


Figura 6.63. Respuesta del control directo de fuerza para diferentes valores estimados de r_1

Comparando las respuestas que se observan en la Figura 6.62 y Figura 6.63, se comprueba que el control directo de fuerza es más sensible a una estimación incorrecta de la resistencia del primario que el control propuesto.

A continuación, se presentan los valores de energía consumida para cada uno de los ensayos:

Tabla 6.19. Energía consumida en el ensayo de sensibilidad utilizando el control propuesto y el control directo de fuerza

Control propuesto	Energía (J)	Control directo de fuerza	Energía (J)
$\hat{r}_1 = r_1$	1030,3	$\hat{r}_1 = r_1$	1050
$\hat{r}_1 = 0,8r_1$	983,1	$\hat{r}_1 = 0,8r_1$	576
$\hat{r}_1 = 0,5r_1$	955	$\hat{r}_1 = 0,5r_1$	222,8

Los valores mostrados en la Tabla 6.19 confirman lo que se había visto en el control de velocidad. La variación del consumo de energía del control directo de fuerza en los casos de estimación incorrecta de la resistencia del primario es muy alta respecto a la del control propuesto. El control directo de fuerza presenta variaciones del 45,1% y 78,8%, mientras que el control propuesto presenta variaciones de energía solamente del 4,6% y 7,3% respecto a su valor cuando la estimación de r_1 es correcta.

CAPÍTULO 7

CONCLUSIONES Y FUTURAS LÍNEAS DE INVESTIGACIÓN

De acuerdo con lo expuesto en la memoria, se recogen en este capítulo las conclusiones más relevantes a las que se ha llegado con este trabajo de investigación. Además, se proponen algunas líneas de investigación que sería conveniente tratar en el futuro para completar este estudio.

El objetivo global marcado al comienzo de este trabajo fue obtener el mejor método posible para el control de la velocidad y la posición de los motores lineales de inducción con secundario de pletina conductora. Para ello, se ha realizado un estudio previo de cuáles son los problemas fundamentales cuando se trata de controlar estas máquinas. Posteriormente, con esta información, se han definido especificaciones y criterios de diseño para una nueva estrategia de control. Se ha diseñado una estrategia de control de flujo electromagnético, y también los lazos de velocidad y posición para un control adecuado de los motores. Además, se ha propuesto un método de ajuste de los compensadores de velocidad y posición.

A continuación, se presentan las conclusiones y aportaciones novedosas a las que ha dado lugar cada etapa de este trabajo. Las conclusiones globales se presentan posteriormente.

7.1 CONCLUSIONES

7.1.1 Con respecto al estudio de las características de los motores lineales de inducción

En primer lugar, con respecto al estudio realizado para conocer la variación de los parámetros electromagnéticos con la velocidad y la temperatura, descrito en el apartado 3.1, se presentan las siguientes aportaciones:

- Se ha diseñado y construido un banco de ensayos específico para la identificación de parámetros de los motores lineales de inducción. Este banco de ensayos, de configuración sencilla, se muestra eficaz para ensayar los motores con velocidades altas, algo muy difícil de conseguir de otra manera en una instalación de laboratorio.
- Además, se ha desarrollado un método propio para la identificación de los parámetros electromagnéticos de los motores lineales de inducción, a partir de las ecuaciones diferenciales de máquinas asíncronas. Este procedimiento, basado en el método de los mínimos cuadrados, permite un cálculo rápido y eficaz de los parámetros más importantes para el control de estas máquinas.

Este método de identificación de parámetros, aplicado a un prototipo de motor lineal de inducción en el banco de ensayos mencionado, ha permitido obtener unos resultados de los cuales se puede concluir lo siguiente:

- La resistencia de los bobinados del primario es una magnitud cuyo valor tiene una variación con la temperatura fácilmente predecible. Además la constante de tiempo de la variación de las resistencias es igual a la de la variación de la temperatura en los bobinados, por lo tanto es una constante de tiempo grande, lo que permite diseñar, e implementar, sistemas de estimación o captación del valor de las resistencias robustos y sencillos.

- Por otro lado, no se puede decir lo mismo de la resistencia del secundario. El primario puede operar sobre distintas zonas del secundario con diferente temperatura en intervalos de tiempo muy cortos. Esto hace que sea muy complicado implementar estimadores de la resistencia de secundario, puesto que tendrían que tener una velocidad de estimación muy alta.
- Se ha demostrado que los valores de las inductancias de acoplamiento entre fases de un motor lineal de inducción son diferentes entre sí. Por lo tanto, es necesario utilizar modelos de este tipo de motores que puedan trabajar considerando el desequilibrio entre las fases.
- Otro resultado del estudio muestra que los valores de las inductancias de magnetización y dispersión del secundario disminuyen a medida que aumenta la velocidad del primario con respecto al secundario. Aunque el banco de ensayos no corresponda exactamente con una bancada para un movimiento rectilíneo, que es lo habitual para un motor lineal, y por tanto los porcentajes de variación puedan ser mayores, sí se demuestra que la tendencia a disminuir es clara y los rangos de variación obtenidos pueden servir como acotación.
- Con respecto al estudio de la sensibilidad de los controles convencionales frente a la variación de las diferentes resistencias e inductancias del motor, la importante conclusión obtenida es que las estrategias de control basadas en la ecuación de voltaje del secundario son mucho más sensibles que las estrategias basadas en la ecuación de voltaje del primario. Este punto ha sido demostrado en el apartado 3.2.

Estos resultados han servido para establecer los criterios de diseño de la nueva estrategia de control del flujo electromagnético de los motores lineales de inducción, que se presenta en el capítulo 1.

7.1.2 En lo que se refiere método propuesto para el control del flujo electromagnético

- Los fenómenos electromagnéticos no predecibles y específicos de estos motores no afectan al funcionamiento del algoritmo de control. La estrategia propuesta para el control de flujo electromagnético está basada en la ecuación de voltaje del primario, y por tanto, es independiente de las inductancias y resistencia del secundario.
- Al contrario que los controles orientados a flujo, esta estrategia de control calcula directamente las tensiones exactas a introducir en el motor, por lo que no necesita de compensadores de corriente. Esto supone eliminar los retrasos que estos compensadores introducen en el lazo de flujo electromagnético, además de un ahorro de coste de implementación y tiempo de ajuste.
- Otra característica del control de flujo electromagnético presentado es que mantiene el módulo del flujo de primario constante, no sólo ante la ausencia de requerimiento de fuerza, sino incluso ante la saturación de la fuente de alimentación.
- La respuesta de fuerza del control de flujo electromagnético propuesto no es instantánea, pero es mucho más rápida que si se utilizara con otro tipo de motores de inducción. De la expresión característica de fuerza del motor lineal de inducción cuando se le aplica el algoritmo de control de flujo electromagnético se deduce que esta es dependiente del parámetro r_2/sL_2 . Este parámetro tiene un valor generalmente alto en los motores lineales de inducción con pletina conductora en el secundario, con respecto a otros tipos de motores de inducción.
- Por último, es importante reseñar que se ha demostrado que está garantizada la estabilidad del algoritmo, siempre y cuando los valores de las resistencias de las fases del primario estimadas, y utilizadas en los cálculos, sean iguales o menores que los valores reales, lo que es fácilmente realizable.

7.1.3 Con respecto al control de velocidad y posición

En el capítulo 5, se presentan los lazos de control propuestos para la regulación de la velocidad y la posición de los motores lineales de inducción. Los resultados y conclusiones más relevantes son los siguientes:

- Se ha derivado una función de transferencia que modeliza la respuesta del motor cuando se le aplica el control de flujo electromagnético. Esta función es útil, no sólo para el diseño del control, sino también para el diseño y la optimización de la configuración electromagnética de los motores.

A partir de una simplificación de esta función de transferencia, que se demuestra válida, se han diseñado los lazos de control de velocidad y posición.

- El control de velocidad propuesto consta de un solo compensador proporcional-integral-derivativo. No presenta error a entrada escalón de consigna ni de fuerza perturbadora. Es capaz de minimizar la respuesta no-instantánea de fuerza del control de flujo electromagnético.
- El control de posición se asegura con un doble lazo: un lazo de velocidad con un compensador PID en realimentación y un lazo de posición con un compensador PI en cascada. No presenta error a entrada escalón ni de consigna ni de fuerza perturbadora. También consigue minimizar la respuesta no-instantánea de fuerza dada por el control de flujo electromagnético.
- La estabilidad de los dos algoritmos se garantiza de manera sencilla incluso cuando las estimaciones de r_2/sL_2 y los parámetros mecánicos son incorrectas.
- Resultan robustos a la variación de estos parámetros. Además poseen una ventaja fundamental respecto a los controles orientados a flujo, que es que al utilizar el valor estimado de r_2/sL_2 solamente para calcular las ganancias de los compensadores, es posible realizar un reajuste manual de los lazos cuando el valor estimado es incorrecto.

- Por último, el algoritmo de control de la posición posee una característica muy importante, que es su capacidad de mantener el error en estado permanente de consigna cuando se introduce una rampa de posición, incluso aunque varíen los parámetros mecánicos y electromagnéticos del sistema.

7.1.4 Resultados experimentales y comparación con otras estrategias de control

Tanto el control de velocidad como el control de posición se han implementado en un prototipo de motor lineal de inducción, y este se ha ensayado bajo todo tipo de condiciones: consignas escalón y rampa, operación normal y bajo saturación de la fuente de alimentación, utilizando valores correctos de los parámetros de control y utilizando valores incorrectos. Los resultados de estos ensayos experimentales han confirmado el buen funcionamiento de los controles propuestos.

- En condiciones ideales de conocimiento de los parámetros de control, el control propuesto se comporta de manera muy similar que los controles orientados al flujo del secundario, tanto el método directo, como el indirecto. Como se puede observar en el apartado 6.4.1, las respuestas en velocidad y posición de los tres controles son semejantes, con un consumo de energía de alrededor de un 4% mayor por parte del control descrito.
- En estas mismas condiciones, el control propuesto presenta un rizado considerablemente menor que el control directo de fuerza en las respuestas de velocidad y posición. Además, resulta ser más eficiente, con un consumo de energía menor, de alrededor de un 3% (ver apartado 6.4.2).
- Por otro lado, cuando existe una estimación incorrecta de los parámetros electromagnéticos del secundario del motor, el control propuesto no sufre apenas variaciones en la energía consumida, puesto que mantiene el módulo de flujo de primario de consigna. No así los controles orientados al flujo del secundario, que varían el flujo en el motor (ver apartado 6.4.1).

- Asimismo, el control propuesto presenta mejores resultados que el control directo de fuerza cuando se produce una variación de los valores de las resistencias de los bobinados del primario, tanto en la respuesta de velocidad o posición, como en la energía consumida (ver apartado 6.4.2).

7.1.5 Conclusiones globales y aportación de la tesis

Como conclusión global de la tesis doctoral se puede decir que la utilización del algoritmo de control de flujo electromagnético presentado, junto con los lazos de velocidad y posición, y el método de ajuste de los compensadores propuesto, reúne las siguientes características:

- Se trata de un control sencillo de implementar.
- Es muy poco sensible a la variación de los parámetros electromagnéticos del secundario y de los parámetros mecánicos del sistema. Además, al afectar las variaciones de estos parámetros solamente a las ganancias de los lazos de velocidad y posición, el control de flujo electromagnético se comporta siempre correctamente.
- Mantiene el flujo electromagnético del primario del motor constante bajo cualquier condición de operación, ya sea cuando no hay requerimiento de par, ya sea cuando existe saturación de la fuente de alimentación.
- Permite un ajuste sencillo en función de la dinámica deseada para el motor mediante el método de asignación de polos del sistema.
- Proporciona un control preciso de la velocidad y la posición de los motores lineales de inducción con pletina conductora en el secundario, prácticamente sin rizados en las respuestas.

7.2 FUTURAS LÍNEAS DE INVESTIGACIÓN

En este trabajo de investigación se ha diseñado e implementado una nueva estrategia de control para motores lineales de inducción con pletina en el secundario. Sin embargo, existen todavía varios aspectos por desarrollar si consideramos como objetivo a más largo plazo el uso industrial de la estrategia de control propuesta.

- En primer lugar, habría que establecer un criterio de elección del nivel de flujo electromagnético del primario en función de los valores nominales del motor, y también un criterio de reducción de este nivel de flujo para conseguir velocidades más altas que la velocidad de sincronismo. Ya se han dado los primeros pasos para la consecución de esta primera mejora.
- Por otro lado, sería necesario estudiar la mejor manera de implementar la estrategia de control en un procesador comercial de bajo costo. Para esto, se debe considerar la posibilidad de simplificar algunas de las ecuaciones presentadas, incluso asumiendo algunos errores poco representativos en la operación del motor, si esto contribuye a mejorar la prestación global del controlador.
- En este mismo sentido, el análisis del comportamiento de la estrategia de control utilizando diferentes frecuencias de muestreo y conmutación aclararía la posibilidad de utilizar procesadores de gama más baja para la implementación del control. Además, en el hipotético caso de funcionar correctamente con frecuencias de conmutación bajas permitiría pensar en el uso de esta estrategia en aplicaciones que requieren media tensión.
- Otro estudio que sería conveniente realizar es el de la obtención de los valores de las resistencias de los bobinados del primario a utilizar en el algoritmo. Habría que evaluar la conveniencia de implementar técnicas de estimación de las resistencias, ya sean basadas en la medida de un sensor de temperatura en los bobinados, ya sean en función de los valores medidos de corriente y tensión en el motor.

-
- Los ensayos experimentales que se presentan en esta memoria para validar la estrategia de control se han hecho utilizando un prototipo de motor lineal de inducción de baja potencia y de baja eficiencia, que fue diseñado para experimentar en el laboratorio. Sería importante evaluar el comportamiento de la estrategia de control utilizando un motor lineal de inducción de mayor potencia y eficiencia.
 - Por último, a pesar de que la estrategia de control ha sido diseñada teniendo en cuenta las características de los motores lineales, el algoritmo resultante, así como algunas pruebas ya realizadas, hacen pensar que puede ser perfectamente válida para el control de motores rotativos. Sería conveniente probar la validez de la estrategia en este tipo de motores.

BIBLIOGRAFÍA

- [1] Bose, B.K., Power Electronics and Variable Frequency Drives, IEEE Press, New York, 1997.
- [2] Vas, P. Vector control of ac machines, Oxford University Press, 1990.
- [3] Blaschke, F., "The principle of field orientation as applied to the new Transvektor closed-loop control system for rotating-field machines", Siemens Review 34, pp. 217-220, 1972.
- [4] Hasse, "Control of cycloconverters for feeding asynchronous machines", IFAC Conference on Control in Power Electronics and Drives, Düsseldorf, pp.537-546, 1977.
- [5] Leonhard, W., Control of electrical drives, Springer-Verlag, Berlin, 1985.
- [6] Yamamura, S., Spiral Vector Theory of AC Circuits and Machines, Oxford University Press, 1992.
- [7] Vas, P., Sensorless Vector and Direct Torque Control, Oxford University Press, 1998.
- [8] Takahashi, I., Noguchi, T., "A New Quick-Response and High-Efficiency Control Strategy of an Induction Motor", IEEE Trans. on Industry Applications, IA-22(5), pp. 820-827, September/October 1986.
- [9] Depenbrock, M., "Direct Self-Control of Inverter-Fed Induction Machine", IEEE Trans. on Power Electronics, Vol.3, no.4, pp.420-429, 1988.

- [10] Lee, K.B., Song, J.H., Choy, I., Yoo, J.Y., "Improvement of Low Speed Operation Performance of DTC for Three-Level Inverter-Fed Induction Motors", IEEE Trans. on Industrial Electronics, Vol.48, no.5, pp. 1006-1014, October 2001.
- [11] Nash, J.N. "Direct Torque Control, induction motor vector control without an encoder", IEEE Trans. on Industry Applications, Vol.33, pp.333-341, Mar./Apr. 1997.
- [12] Casadei, D., Serra, G., Tani, A. "Steady State and Transient Performance Evaluation of a DTC Scheme in the Low Speed Range", IEEE Trans. on Power Electronics, vol. 16, no. 6, pp. 846-851, November 2001.
- [13] Marino, P., D'Incecco, M., Visciano, N., "A comparison of Direct Torque Control Methodologies for Induction Motor", Proceedings of IEEE Powertech Conference, Porto (Portugal), September 2001.
- [14] Kang, J.K., Sul, S.K., "New Direct Torque Control of Induction Motor for Minimum Torque Ripple and Constant Switching Frequency", IEEE Trans. on Industry Applications, Vol.35, no.5, pp.1076-1082, Sept./Oct. 1999.
- [15] Chapuis, Y.A., Kosaka, T., Matsui N., "Performance Improvement in Start-Up Condition for DSP-Based Direct Torque Control of an Induction Machine", Proceedings of International Power Electronics Conference (IPEC), Vol.3, Tokyo (Japan). April 2000.
- [16] Maes, J., Melkebeek, J., "Discrete time Direct Torque Control of induction motors using back-emf measurement", Conf. Rec. IAC, IEEE Annual Meeting, USA, pp. 407-414, Oct. 1998.
- [17] Habetler, T., Profumo, F., Pastorelli, M., Tolbert, L.M., "Direct Torque Control of Induction Machines Using Space Vector Modulation", IEEE Trans. on Industry Applications, Vol.28, no.5, pp. 1045-1052, Oct.1992.
- [18] Weh, H., "Linear electromagnetic Drives in Traffic systems and industry", Proceedings of the 1st International Symposium on Linear Drives for Industry Applications, Nagasaki (Japan), pp. 1-8, 1995.
- [19] Masada, E., "Linear Drives for Industry Applications in Japan – history, existing state and future prospect", Proceedings of the 1st International Symposium on Linear Drives for Industry Applications, Nagasaki (Japan), pp. 9-16, 1995.

- [20] Im, D.H., Hong, J.P., "Present Status of the research on Linear Electric Motors in Korea", Proceedings of the 1st International Symposium on Linear Drives for Industry Applications, Nagasaki (Japan), pp. 17-20, 1995.
- [21] Lipo T.A., Nondhal T.A., "Pole by pole d-q model of a linear induction machine", Trans. on Power Apparatus and Systems, vol. PAS-98., nº 2, 1979, pp. 629-642.
- [22] Lipo T.A., Nondhal T.A., "Transient analysis of a linear induction machine using the pole by pole d-q model", Trans. on Power Apparatus and Systems, vol. PAS-98., 1979, pp. 1366-1373.
- [23] Balchin M.J., Eastham J.F., "Model for Transients in Linear Induction machines", IEEE trans on Magn., vol.33, nº 5, 1997, pp. 4191-4193.
- [24] Eastham J.F., Balchin M.J., "Pole change windings for linear induction motors", Proc. IEE, vol. 122, nº 2, Feb 1975, pp. 154-160.
- [25] Ooi, B.T., "A generalised machine theory of the linear induction motor", IEEE Trans. on Power Apparatus and Systems, vol. PAS-92, 1973, pp. 1252-1259.
- [26] North, G.G., "Harmonic analysis of a short stator linear induction machine using a transformation technique", IEEE Trans. on Power Apparatus and Systems.
- [27] Gieras J.F., *Linear induction drives*, Monographs in Electrical and Electronic Engineering. Oxford University Press (1994).
- [28] Nasar S.A., Boldea I., *Linear electric actuators and generators*, Cambridge University Press, 1997
- [29] Celentano, G., Gentile, G., Meo, S., Pagano, E., " Vectorial feeding techniques for Asynchronous linear motor", Proceedings of the 1st International Symposium on Linear Drives for Industry Applications, Nagasaki (Japan), pp. 279-282, 1995.
- [30] Gentile, G., Isastia, V., Meo S., Ometto M., Scarano, M., Rotorndale, N., "Vectorial control of LIMs taking into account end effect", Proceedings of the 2nd International Symposium on Linear Drives for Industry Applications, Tokyo (Japan), pp. 159-162, 1998.

- [31] Gentile, G., Meo, S., "Optimal Control of Linear Induction Machines taking into account end effects", Proceedings of the 4th International Symposium on Linear Drives for Industry Applications, Birmingham (UK), pp.335-338.
- [32] Amirkhani, H., Shoulaie, A., "Online control of thrust and flux in linear induction motors", IEE Proc.-Electric Power Application, Vol.150, no.5, , pp. 515-520, September 2003.
- [33] Im, D.H., Kwon B.I, Lee, J.H., Kim, C.E., Jung, Y.B., Proceedings of the 1st International Symposium on Linear Drives for Industry Applications, Nagasaki (Japan), pp. 307-310, 1995.
- [34] Kwon B.I, Woo, K.I., Kim, S., Oh, W.S., "High Performance Direct Thrust Control of Linear induction Motors", Proceedings of the 2nd International Symposium on Linear Drives for Industry Applications, Tokyo (Japan), pp. 130-133, 1998.
- [35] Morizane, T., Rufer, A., Kimura, N., Taniguchi, K., "Sensorless Control of Linear Induction Motor Considering its Asymmetric Parameters", Proc. of international Conference on Magnetically Levitated Systems and Linear Drives, Rio de Janeiro (Brazil), June 2000.
- [36] Ye, Y., Jia, H., Shi, J., "Control of an elevator drive with a tubular linear induction motor", Proceedings of the 4th International Symposium on Linear Drives for Industry Applications, Birmingham (UK), pp.335-338, 2003.
- [37] Atencia J., "Diseño, Modelización, Construcción y Control de Motor Lineal de Inducción". Tesis Doctoral. TECNUN. Universidad de Navarra. San Sebastián. Abril 2002.
- [38] Atencia J., Martínez-Iturralde M., García Rico A., Flórez J., "Modelling of linear induction motors as linear drives", Proceedings of the IEEE Porto Powertech Conference, Porto (Portugal), September 2001.
- [39] Martínez-Iturralde M., Atencia J., García Rico A., Flórez J., "Analysis of different models of linear induction drives", Proceedings of the IEEJ LDIA Conference, Nagano (Japan), October 2001
- [40] Takahashi, I., Ide, Y., "Decoupling Control of Thrust and Attractive Force of a LIM Using a Space Vector Control Inverter", IEEE Trans. on Industry Applications, Vol. 29, no. 1, pp. 161-167, Jan./Feb. 1993.

- [41] Delli Colli, V. Marignetti, F., Scarano, M., Radulescu, M., "Implementation of an improved Direct Thrust and Flux Control for Linear Induction Motors", Proc. of IEEE International Electric Machines and Drives Conference, Madison (WI) (USA), pp. 488-493, June 2003.
- [42] Gastli, A., "improved Field oriented Control of a LIM Having joints in its Secondary Conductors", IEEE Trans. on Energy Conversion, Vol. 17, no. 3, pp. 349-355, September 2002.
- [43] Janke, C., Berger, G., Gens, W., "Linear induction drive system for high precision processing", Proceedings of the 1st International Symposium on Linear Drives for Industry Applications, Nagasaki (Japan), pp. 291-294, 1995.
- [44] www.baldor.com .
- [45] www.force.co.uk .
- [46] Cancelliere, P., Delli Colli, V., Marignetti, F., "Sliding mode speed sensorless control of linear induction motor drives", Proceedings of the 4th International Symposium on Linear Drives for Industry Applications, Birmingham (UK), pp. 327-330, 2003.
- [47] Cancelliere, P., Delli Colli, V., Marignetti, F., "Nonlinear feedback control for linear induction motor using a speed insensitive sliding-mode state observer", Proceedings of the 4th International Symposium on Linear Drives for Industry Applications, Birmingham (UK), pp. 323-326, 2003.
- [48] Luenberger, D.G., "Observers for multivariable systems", IEEE Trans. on Automatic Control, AC-11, pp. 190-197, 1966.
- [49] Wai, R.J., Liu, W.K., "Nonlinear decoupled control for linear induction motor servo-drive using the sliding-mode technique", IEE Proc.-Electric Power Applications, Vol. 148, no. 3, pp. 217-231, May 2001.
- [50] Lin, F.J., Shen, P.H., Hsu, S.P., "Adaptive backstepping sliding mode control for linear induction motor drive", IEE Proc.-Electric Power Applications, Vol. 149, no. 3, pp. 184-194, May 2002.
- [51] Lin, F.J., Wai, R.J., Chou, W.D., Hsu, S.P., "Adaptive backstepping Control using recurrent neural network for linear induction motor drive", IEEE Trans. on Industrial Electronics, Vol. 49, no. 1, pp. 134-146, February 2002.

- [52] Flaquer, J., Olaizola, J., Olaizola, J. "Curso de Álgebra Lineal ", EUNSA, 564 pp, 2004
- [53] Martínez-Iturralde M., Simón I, García Rico A., Flórez J., (2002) "Parameter identification of vector controlled linear induction motor", Proceedings of the IEE MEDPower Conference, Athens (Greece), November 2002
- [54] Kim, K.T., Son, Y.D., "Variable Structure Vector Controller design for position control of single sided linear induction motor", Proceedings of the 1st International Symposium on Linear Drives for Industry Applications, Nagasaki (Japan), pp. 287-290, 1995.
- [55] Kalman, R. E. 1960. "A New Approach to Linear Filtering and Prediction Problems", Transactions of the ASME—Journal of Basic Engineering, pp. 35-45, March 1960.
- [56] Martínez-Iturralde M., Martínez G., Atencia J., García Rico A., Flórez J., "Analysis of voltage measurement techniques for Direct Torque Control of induction motors", Proceedings of the IEEE IEMDC Conference, Madison, Wisconsin (USA), June 2003.
- [57] García Rico, A., Flórez Esnal, J., Martínez Díez, G., Martínez-Iturralde Maiza, M., "Circuito electrónico para medida de tensión generada mediante técnicas de modulación de anchura de pulsos (PWM)", O.E.P.M., 27 de noviembre de 2003, nº de solicitud: P200302787. (I.C.T. S.A.)
- [58] Park, R.H., "Two-reaction theory of synchronous machines - generalized method of analysis", AIEE Trans., pt.I, vol.48, pp. 343-346, July 1929.

ANEJO 1

***TEORÍA DE FASORES Y
TRANSFORMACIÓN DE
COORDENADAS***

En este anejo se presenta, en primer lugar, una breve descripción de la teoría de fasores espaciales, necesaria para la comprensión de varios aspectos del control de flujo electromagnético propuesto en la memoria.

En segundo lugar, se presentan las ecuaciones necesarias para la transformación de coordenadas de los ejes solidarios a las fases del motor a los ejes dq , y viceversa, mediante la llamada transformación de Park.

A1.1 TEORÍA DE FASORES

Las ecuaciones que describen el comportamiento electromagnético de una máquina eléctrica rotativa son expresadas normalmente en unos ejes de coordenadas ABC para el estator (o primario) y abc para el rotor (o secundario), dados por la disposición física de los bobinados.

En una máquina trifásica, las magnitudes eléctricas correspondientes a cada una de las fases están desfasadas 120° en el espacio. Cualquiera de estas magnitudes, ya sean tensiones, corrientes o flujos electromagnéticos, se pueden representar mediante la resultante de una combinación de ellas en el espacio.

La forma más común de representar esta resultante en el espacio, o fasor espacial, como se llamará a partir de ahora, es la mostrada por la Figura A1.1. Esta muestra de manera gráfica el fasor espacial de una magnitud genérica f expresada en los ejes ABC del estator.

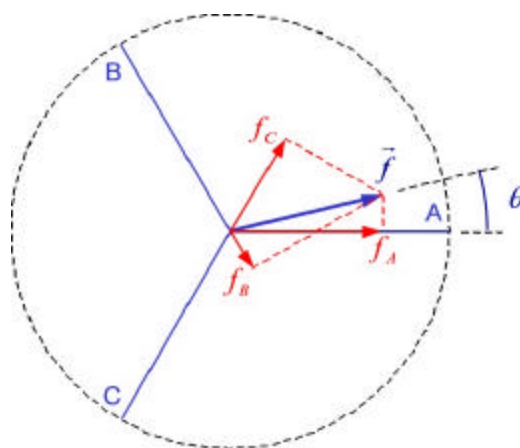


Figura A1.1. Fasor espacial a partir de las magnitudes expresadas en ABC

Utilizando notación compleja, e identificando el eje real con el eje A , la representación matemática de lo expuesto en la figura es la siguiente,

$$\vec{f} = |\vec{f}| e^{jq} = \frac{2}{3} (f_A + a f_B + a^2 f_C) \quad (\text{A1.1})$$

siendo,

$$a = e^{j\frac{2p}{3}} \quad (\text{A1.2})$$

$$a^2 = e^{j\frac{4p}{3}} \quad (\text{A1.3})$$

Desarrollando (A1.1), se llega a la siguiente expresión,

$$\vec{f} = \frac{2}{3} \left[\left(f_A - \frac{1}{2} f_B - \frac{1}{2} f_C \right) + j \left(\frac{\sqrt{3}}{2} f_B - \frac{\sqrt{3}}{2} f_C \right) \right] \quad (\text{A1.4})$$

En la bibliografía, se suele denominar al eje real como eje directo d , y el eje imaginario como eje en cuadratura q . Así, la expresión (A1.4) suele aparecer de la siguiente manera,

$$\vec{f} = f_d + j f_q \quad (\text{A1.5})$$

siendo,

$$f_d = \frac{2}{3} \left(f_A - \frac{1}{2} f_B - \frac{1}{2} f_C \right) \quad (\text{A1.6})$$

$$f_q = \frac{2}{3} \left(\frac{\sqrt{3}}{2} f_B - \frac{\sqrt{3}}{2} f_C \right) \quad (\text{A1.7})$$

Estas dos expresiones conforman la transformación de los ejes ABC a los ejes dq fijos con el estator (o primario) de la máquina. Esta transformación también es conocida como transformación de Park [58], también particularizada para este caso.

A1.2 TRANSFORMACIÓN DE PARK

Las expresiones más generales de la transformación de Park son las siguientes,

$$f_d = \frac{2}{3} \left(f_A \cos \mathbf{a} + f_B \cos \left(\mathbf{a} - \frac{2\mathbf{p}}{3} \right) + f_C \cos \left(\mathbf{a} + \frac{2\mathbf{p}}{3} \right) \right) \quad (\text{A1.8})$$

$$f_q = \frac{2}{3} \left(-f_A \sin \mathbf{a} - f_B \sin \left(\mathbf{a} - \frac{2\mathbf{p}}{3} \right) - f_C \sin \left(\mathbf{a} + \frac{2\mathbf{p}}{3} \right) \right) \quad (\text{A1.9})$$

donde los ejes dq y el ángulo \mathbf{a} son los mostrados en la Figura A1.2.

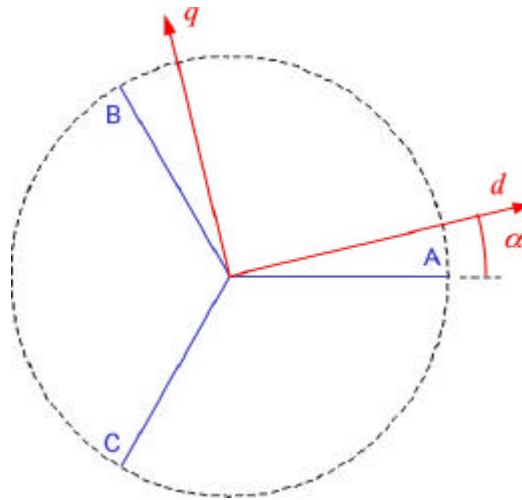


Figura A1.2. Eje dq genérico en la transformación de Park

La inversa de la transformación dada por (A1.8) y (A1.9) se consigue mediante las siguientes expresiones,

$$f_A = f_d \cos \mathbf{a} - f_q \sin \mathbf{a} \quad (\text{A1.10})$$

$$f_B = f_d \cos \left(\mathbf{a} - \frac{2\mathbf{p}}{3} \right) - f_q \sin \left(\mathbf{a} - \frac{2\mathbf{p}}{3} \right) \quad (\text{A1.11})$$

$$f_c = f_d \cos\left(a + \frac{2p}{3}\right) - f_q \sin\left(a + \frac{2p}{3}\right) \quad (\text{A1.12})$$

Puesto que aparece en varias ocasiones en la memoria, es conveniente particularizar para el caso de la transformación de los ejes compuestos AB , BC y CA , a los ejes directo y en cuadratura dq fijos y con el eje d solapado con la fase A del estator de la máquina.

La Figura A1.3 muestra los sistemas de coordenadas, más el sistema ABC para una mejor comprensión.

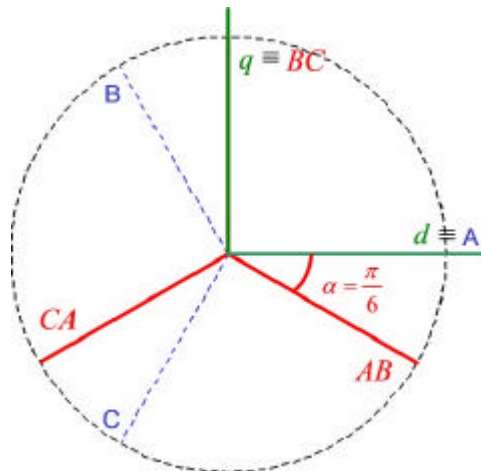


Figura A1.3. Ejes de coordenadas de las fases simples, compuestas y ejes dq

De esta manera, mediante la transformación de Park,

$$f_d = \frac{1}{\sqrt{3}}(f_{AB} - f_{CA}) \quad (\text{A1.13})$$

$$f_q = \frac{2}{3}\left(f_{BC} - \frac{1}{2}f_{AB} - \frac{1}{2}f_{CA}\right) \quad (\text{A1.14})$$

Y la transformación inversa, que viene dada por,

$$f_{AB} = \frac{\sqrt{3}}{2} f_d - \frac{1}{2} f_q \quad (\text{A1.15})$$

$$f_{BC} = f_q \quad (\text{A1.16})$$

$$f_{CA} = -\frac{\sqrt{3}}{2} f_d - \frac{1}{2} f_q \quad (\text{A1.17})$$

ANEJO 2

SIMULACIÓN DEL MOTOR LINEAL DE INDUCCIÓN

En este anejo se presentan las ecuaciones y programas utilizados para la simulación del comportamiento del motor lineal de inducción.

En primer lugar, se presentan las ecuaciones diferenciales, tanto eléctricas como mecánicas, que describen el comportamiento de los motores asíncronos en general, particularizados para el caso del motor lineal de inducción.

Posteriormente, se describe el método utilizado para resolver estas ecuaciones y efectuar las simulaciones.

A2.1 ECUACIONES DEL MOTOR ASÍNCRONO

A la hora de realizar el estudio transitorio de la máquina asíncrona trifásica, se la puede considerar como un conjunto de seis bobinados. Tres de ellos se encuentran en el estator, y los tres restantes en el rotor.

Los bobinados de cada una de las fases poseen inductancia de dispersión, inductancia principal y resistencia. Estos parámetros son los calculados a partir de los resultados de los ensayos de estas máquinas.

Se considera la máquina mediante circuitos equivalentes referidos a un mismo nivel de tensión, en los que los parámetros se obtienen partiendo de los correspondientes al circuito equivalente en régimen permanente.

A2.1.1 Ecuaciones de tensión y corriente

Las ecuaciones que rigen el comportamiento de la máquina asíncrona trifásica simétrica son las siguientes,

$$\begin{aligned} v_{AN} &= r_1 i_A + \frac{d}{dt}(\mathbf{y}_A) \\ v_{BN} &= r_1 i_B + \frac{d}{dt}(\mathbf{y}_B) \end{aligned} \quad (\text{A2.1})$$

$$\begin{aligned} v_{CN} &= r_1 i_C + \frac{d}{dt}(\mathbf{y}_C) \\ v_{an} &= r_2 i_a + \frac{d}{dt}(\mathbf{y}_a) \\ v_{bn} &= r_2 i_b + \frac{d}{dt}(\mathbf{y}_b) \\ v_{cn} &= r_2 i_c + \frac{d}{dt}(\mathbf{y}_c) \end{aligned} \quad (\text{A2.2})$$

siendo,

- v_{AN} , v_{BN} y v_{CN} las tensiones simples de cada fase del primario.
- v_{an} , v_{bn} y v_{cn} las tensiones simples de cada fase del secundario.

- r_1 la resistencia de una fase del primario y r_2 la resistencia de una fase del secundario.
- i_A, i_B e i_C , las corrientes en cada fase del primario.
- i_a, i_b e i_c , las corrientes en cada fase del secundario.
- $\mathbf{y}_A, \mathbf{y}_B$ y \mathbf{y}_C , el flujo electromagnético total de cada fase del primario.
- $\mathbf{y}_a, \mathbf{y}_b$ y \mathbf{y}_c , el flujo electromagnético total de cada fase del secundario.

Si se desarrollan (A2.1) y (A2.2), se puede conformar la siguiente ecuación matricial,

$$\mathbf{v} = \mathbf{R}\mathbf{i} + \frac{d(\mathbf{L}\mathbf{i})}{dt} \quad (\text{A2.3})$$

siendo \mathbf{v} el vector de tensiones, que viene dado por,

$$\mathbf{v} = [v_{AN} \quad v_{BN} \quad v_{CN} \quad v_{an} \quad v_{bn} \quad v_{cn}]^T \quad (\text{A2.4})$$

La matriz \mathbf{R} de resistencias se define como,

$$\mathbf{R} = \begin{bmatrix} r_1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & r_1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & r_1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & r_2 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & r_2 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & r_2 \end{bmatrix} \quad (\text{A2.5})$$

El vector de corrientes \mathbf{i} viene dado por,

$$\mathbf{i} = [i_A \quad i_B \quad i_C \quad i_a \quad i_b \quad i_c]^T \quad (\text{A2.6})$$

Y finalmente, la matriz de inductancias \mathbf{L} , que se define mediante la siguiente expresión,

$$\mathbf{L} = \begin{bmatrix} L_{1m} + L_{l1} & -\frac{L_{1m}}{2} & -\frac{L_{1m}}{2} & L_{l2} \cdot \cos q & L_{l2} \cdot \cos(q + \frac{2p}{3}) & L_{l2} \cdot \cos(q + \frac{4p}{3}) \\ -\frac{L_{1m}}{2} & L_{1m} + L_{l1} & -\frac{L_{1m}}{2} & L_{l2} \cdot \cos(q + \frac{4p}{3}) & L_{l2} \cdot \cos q & L_{l2} \cdot \cos(q + \frac{2p}{3}) \\ -\frac{L_{1m}}{2} & -\frac{L_{1m}}{2} & L_{1m} + L_{l1} & L_{l2} \cdot \cos(q + \frac{2p}{3}) & L_{l2} \cdot \cos(q + \frac{4p}{3}) & L_{l2} \cdot \cos q \\ L_{l2} \cdot \cos q & L_{l2} \cdot \cos(q + \frac{4p}{3}) & L_{l2} \cdot \cos(q + \frac{2p}{3}) & L_{2m} + L_{l2} & -\frac{L_{2m}}{2} & -\frac{L_{2m}}{2} \\ L_{l2} \cdot \cos(q + \frac{2p}{3}) & L_{l2} \cdot \cos q & L_{l2} \cdot \cos(q + \frac{4p}{3}) & -\frac{L_{2m}}{2} & L_{2m} + L_{l2} & -\frac{L_{2m}}{2} \\ L_{l2} \cdot \cos(q + \frac{4p}{3}) & L_{l2} \cdot \cos(q + \frac{2p}{3}) & L_{l2} \cdot \cos q & -\frac{L_{2m}}{2} & -\frac{L_{2m}}{2} & L_{2m} + L_{l2} \end{bmatrix} \quad (\text{A2.7})$$

en la que,

- L_{1m} es la autoinductancia de las fases de primario.
- L_{2m} es la autoinductancia de las fases de secundario.
- L_{l1} es la inductancia de dispersión de las fases de primario.
- L_{l2} es la inductancia de dispersión de las fases de secundario.
- L_{l2} es la inductancia de acoplamiento entre una fase de primario con una de secundario, o viceversa, cuando ambas están alineadas.
- q es el ángulo relativo entre las fases del primario y las fases del secundario.

Como se ve, la matriz de inductancias \mathbf{L} varía con el tiempo, ya que existe un movimiento relativo entre primario y secundario, y por lo tanto el ángulo q varía con el tiempo. Desarrollando la ecuación matricial (A2.3),

$$\mathbf{v} = \mathbf{R}\mathbf{i} + \mathbf{L} \frac{d(\mathbf{i})}{dt} + \frac{d(\mathbf{L})}{dt} \mathbf{i} = \mathbf{R}\mathbf{i} + \mathbf{L} \frac{d(\mathbf{i})}{dt} + \frac{d(\mathbf{L})}{dq} \frac{dq}{dt} \mathbf{i} \quad (\text{A2.8})$$

Llamando \mathbf{w} a dq/dt , queda la siguiente ecuación,

$$\mathbf{v} = \mathbf{R}\mathbf{i} + \mathbf{L} \frac{d(\mathbf{i})}{dt} + \mathbf{w} \frac{d(\mathbf{L})}{dq} \mathbf{i} \quad (\text{A2.9})$$

donde la matriz $d\mathbf{L}/dq$ viene dada por,

$$\frac{d\mathbf{L}}{dq} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & -L_{12} \cdot \sin q & -L_{12} \cdot \sin(q + \frac{2p}{3}) & -L_{12} \cdot \sin(q + \frac{4p}{3}) \\ 0 & 0 & 0 & -L_{12} \cdot \sin(q + \frac{4p}{3}) & -L_{12} \cdot \sin q & -L_{12} \cdot \sin(q + \frac{2p}{3}) \\ 0 & 0 & 0 & -L_{12} \cdot \sin(q + \frac{2p}{3}) & -L_{12} \cdot \sin(q + \frac{4p}{3}) & -L_{12} \cdot \sin q \\ -L_{12} \cdot \sin q & -L_{12} \cdot \sin(q + \frac{4p}{3}) & -L_{12} \cdot \sin(q + \frac{2p}{3}) & 0 & 0 & 0 \\ -L_{12} \cdot \sin(q + \frac{2p}{3}) & -L_{12} \cdot \sin q & -L_{12} \cdot \sin(q + \frac{4p}{3}) & 0 & 0 & 0 \\ -L_{12} \cdot \sin(q + \frac{4p}{3}) & -L_{12} \cdot \sin(q + \frac{2p}{3}) & -L_{12} \cdot \sin q & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{A2.10})$$

Por lo tanto, ya definidas todas las matrices y vectores, se puede conformar la siguiente expresión,

$$\frac{d(\mathbf{i})}{dt} = \mathbf{L}^{-1} \left(\mathbf{v} - \left(\mathbf{R} + \mathbf{w} \frac{d(\mathbf{L})}{dq} \right) \mathbf{i} \right) \quad (\text{A2.11})$$

La expresión (A2.11) se utiliza para obtener las corrientes generadas en el motor asíncrono bajo cualquier condición de operación y cualquier entrada de tensión.

A2.1.2 Ecuación de fuerza

La fuerza electromagnética instantánea F_e que desarrolla el motor viene dada por la siguiente expresión,

$$F_e = \frac{p}{2} \frac{\mathbf{p}}{\mathbf{t}} \mathbf{i}^T \frac{d\mathbf{L}}{dq} \mathbf{i} \quad (\text{A2.12})$$

Donde p es el número de pares de polos del motor y t es el paso polar. A su vez, la fuerza electromagnética desarrollada por la máquina debe estar continuamente en equilibrio con la fuerza que exige el movimiento mecánico F_m , que se define de la siguiente manera,

$$F_m = M \frac{dv_m}{dt} + C v_m \quad (\text{A2.13})$$

Siendo M el valor de la masa del sistema, C el coeficiente de rozamiento dinámico y v_m la velocidad mecánica del motor. En las simulaciones no se ha tenido en cuenta el rozamiento estático. Así pues, se ha de cumplir,

$$\frac{p}{2} \frac{\mathbf{p}}{\mathbf{t}} \mathbf{i}^T \frac{d\mathbf{L}}{dq} \mathbf{i} = M \frac{dv_m}{dt} + Cv_m \quad (\text{A2.14})$$

Teniendo en cuenta que, en un motor lineal, se cumple la siguiente expresión,

$$\mathbf{w} = \frac{\mathbf{t}}{\mathbf{p}} v_m \quad (\text{A2.15})$$

la expresión (A2.14) se puede describir de la siguiente manera,

$$\frac{d\mathbf{w}}{dt} = \frac{1}{M} \frac{p}{2} \mathbf{i}^T \frac{d\mathbf{L}}{dq} \mathbf{i} - \frac{C}{M} \mathbf{w} \quad (\text{A2.16})$$

Así pues, las ecuaciones (A2.11) y (A2.16) forman el sistema de ecuaciones diferenciales que definen el comportamiento del motor lineal de inducción, y que está compuesto por seis ecuaciones eléctricas y una ecuación mecánica.

7.3 A2.2 IMPLEMENTACIÓN DE LAS ECUACIONES

Para la resolución de las ecuaciones se ha utilizado el programa Matlab-Simulink. El diagrama de bloques básico para la simulación se observa en la Figura A2.1.

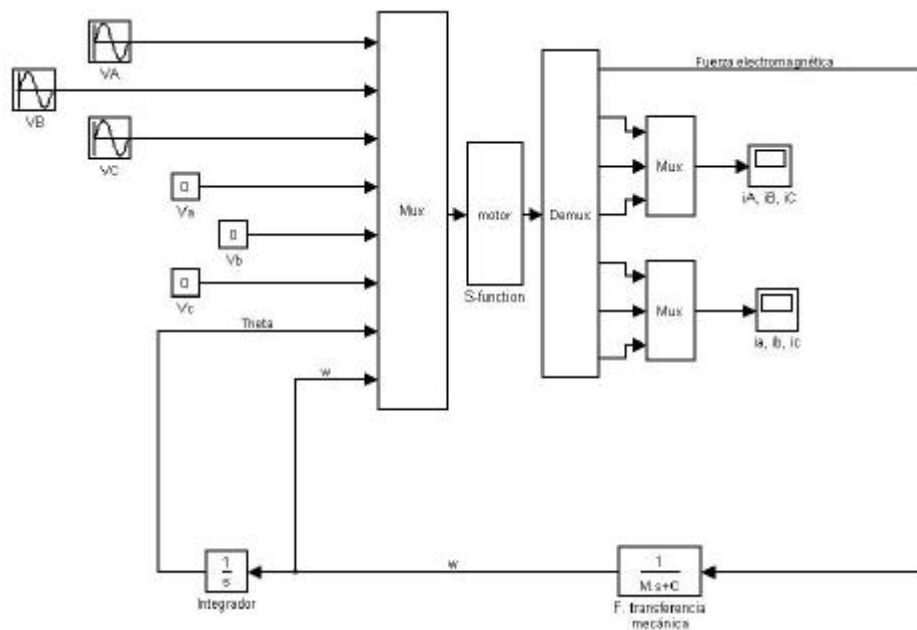


Figura A2.1. Esquema básico de simulación en Matlab-Simulink

El sistema de ecuaciones eléctricas se resuelve mediante una s-function, programada en código de Matlab, o bien en código C. La ecuación mecánica se ha sacado fuera de la s-function, como se puede ver en la figura, con el fin de poder cambiar los parámetros de manera más rápida.

El método utilizado para la resolución de las ecuaciones es el método de Euler. El paso de resolución de las ecuaciones es fijo y de valor 0,1ms para equipararlo al tiempo de actuación habitual en los ensayos experimentales.

ANEJO 3

ECUACIONES DE CORRIENTE DEL CAPÍTULO 4

En este anejo se presentan las ecuaciones de corriente resultantes del sistema de ecuaciones diferenciales (4.53) presentado en el apartado 4.2.4 del capítulo 4.

$$\begin{aligned}
i_{1d} = & \frac{\frac{|\tilde{\Psi}_1|}{L_1}}{\left[\left(\frac{r_2}{sL_2} \right)^2 + w_m^2 + w_1^2 \right]^2} \left[\left(-w_m \frac{r_2}{sL_2} \left(\left(\frac{r_2}{sL_2} \right)^2 + w_m^2 - w_1^2 \right) - 2 \frac{r_2}{sL_2} \frac{w_1 - w_m}{s} w_1 w_m + \right. \right. \\
& \frac{r_2}{sL_2} w_1 \left(\left(\frac{r_2}{sL_2} \right)^2 - w_m^2 + w_1^2 \right) - \frac{w_1 - w_m}{s} \frac{r_2}{sL_2} \left(\left(\frac{r_2}{sL_2} \right)^2 + w_m^2 + w_1^2 \right) \left. \right) \sin(w_1 t) + \\
& \left(2 \left(\frac{r_2}{sL_2} \right)^2 w_1 w_m - w_m \frac{w_1 - w_m}{s} \left(\left(\frac{r_2}{sL_2} \right)^2 + w_m^2 - w_1^2 \right) + \left(\frac{r_2}{sL_2} \right)^2 \left(\left(\frac{r_2}{sL_2} \right)^2 + w_m^2 + w_1^2 \right) + \right. \\
& \left. w_1 \frac{w_1 - w_m}{s} \left(\left(\frac{r_2}{sL_2} \right)^2 - w_m^2 + w_1^2 \right) \right) \cos(w_1 t) + \left(w_1 \frac{r_2}{sL_2} \left(\left(\frac{r_2}{sL_2} \right)^2 - w_m^2 + w_1^2 \right) + \right. \\
& \left. \frac{w_1 - w_m}{s} \frac{r_2}{sL_2} \left(\left(\frac{r_2}{sL_2} \right)^2 + w_m^2 + w_1^2 \right) + \frac{r_2}{sL_2} w_m \left(\left(\frac{r_2}{sL_2} \right)^2 + w_m^2 - w_1^2 \right) + \right. \\
& \left. 2 \frac{r_2}{sL_2} \frac{w_1 - w_m}{s} w_1 w_m \right) \sin(w_m t) e^{-\frac{r_2}{sL_2} t} + \left(2 \left(\frac{r_2}{sL_2} \right)^2 w_1 w_m + w_m \frac{w_1 - w_m}{s} \left(\left(\frac{r_2}{sL_2} \right)^2 + w_m^2 - w_1^2 \right) - \right. \\
& \left. \left(\frac{r_2}{sL_2} \right)^2 \left(\left(\frac{r_2}{sL_2} \right)^2 + w_m^2 + w_1^2 \right) - \frac{w_1 - w_m}{s} w_1 \left(\left(\frac{r_2}{sL_2} \right)^2 - w_m^2 + w_1^2 \right) \right) \cos(w_m t) e^{-\frac{r_2}{sL_2} t} \left. \right] + \\
& i_{1d0} \cos(w_m t) e^{-\frac{r_2}{sL_2} t} - i_{1q0} \sin(w_m t) e^{-\frac{r_2}{sL_2} t}
\end{aligned}
\tag{A3.1}$$

$$\begin{aligned}
i_{1q} = & \frac{\frac{|\tilde{\Psi}_1|}{L_1}}{\left[\left(\frac{r_2}{sL_2} \right)^2 + w_m^2 + w_1^2 \right]^2} \left[\left(w_m \frac{r_2}{sL_2} \left(\left(\frac{r_2}{sL_2} \right)^2 + w_m^2 - w_1^2 \right) + 2 \frac{r_2}{sL_2} \frac{w_1 - w_m}{s} w_1 w_m - \right. \right. \\
& \left. \frac{r_2}{sL_2} w_1 \left(\left(\frac{r_2}{sL_2} \right)^2 - w_m^2 + w_1^2 \right) + \frac{w_1 - w_m}{s} \frac{r_2}{sL_2} \left(\left(\frac{r_2}{sL_2} \right)^2 + w_m^2 + w_1^2 \right) \right] \cos(w_1 t) + \\
& \left(2 \left(\frac{r_2}{sL_2} \right)^2 w_1 w_m - w_m \frac{w_1 - w_m}{s} \left(\left(\frac{r_2}{sL_2} \right)^2 + w_m^2 - w_1^2 \right) + \left(\frac{r_2}{sL_2} \right)^2 \left(\left(\frac{r_2}{sL_2} \right)^2 + w_m^2 + w_1^2 \right) + \right. \\
& \left. w_1 \frac{w_1 - w_m}{s} \left(\left(\frac{r_2}{sL_2} \right)^2 - w_m^2 + w_1^2 \right) \right) \sin(w_1 t) + \left(w_1 \frac{r_2}{sL_2} \left(\left(\frac{r_2}{sL_2} \right)^2 - w_m^2 + w_1^2 \right) - \right. \\
& \left. \frac{w_1 - w_m}{s} \frac{r_2}{sL_2} \left(\left(\frac{r_2}{sL_2} \right)^2 + w_m^2 + w_1^2 \right) - \frac{r_2}{sL_2} w_m \left(\left(\frac{r_2}{sL_2} \right)^2 + w_m^2 - w_1^2 \right) - \right. \\
& \left. 2 \frac{r_2}{sL_2} \frac{w_1 - w_m}{s} w_1 w_m \right) \cos(w_m t) e^{\frac{r_2}{sL_2} t} + \left(-2 \left(\frac{r_2}{sL_2} \right)^2 w_1 w_m + w_m \frac{w_1 - w_m}{s} \left(\left(\frac{r_2}{sL_2} \right)^2 + w_m^2 - w_1^2 \right) - \right. \\
& \left. \left(\frac{r_2}{sL_2} \right)^2 \left(\left(\frac{r_2}{sL_2} \right)^2 + w_m^2 + w_1^2 \right) - \frac{w_1 - w_m}{s} w_1 \left(\left(\frac{r_2}{sL_2} \right)^2 - w_m^2 + w_1^2 \right) \right) \sin(w_m t) e^{\frac{r_2}{sL_2} t} \Bigg] + \\
& i_{1d0} \sin(w_m t) e^{\frac{r_2}{sL_2} t} + i_{1q0} \cos(w_m t) e^{\frac{r_2}{sL_2} t}
\end{aligned}
\tag{A3.2}$$

ANEJO 4

OBTENCIÓN DE LA FUNCIÓN DE TRANSFERENCIA

En este anejo se describen los pasos dados para la obtención de una función de transferencia que define el comportamiento del conjunto que comprenden el motor lineal de inducción y la estrategia de control de flujo electromagnético.

Para obtener esta función de transferencia se parte de la ecuación que relaciona la fuerza electromagnética del motor con la frecuencia de deslizamiento, ya derivada en el apartado 4.2.4.

$$\begin{aligned}
 F(t) = & \frac{3pP}{2t} \frac{|\bar{\Psi}_1|^2 \left[\left(\frac{r_2}{sL_2} \right)^2 + (\mathbf{w}_m + \mathbf{w}_1)^2 \right]}{L_1 \left[\left(\frac{r_2}{sL_2} \right)^2 + \mathbf{w}_m^2 + \mathbf{w}_1^2 \right]^2} \\
 & \left[\left(\frac{r_2}{sL_2} \right) \mathbf{w}_2 \frac{1-s}{s} \left(1 - \cos(\mathbf{w}_2 t) \cdot e^{-\frac{r_2}{sL_2} t} \right) + \left(\left(\frac{r_2}{sL_2} \right)^2 + \frac{\mathbf{w}_2^2}{s} \right) \sin(\mathbf{w}_2 t) \cdot e^{-\frac{r_2}{sL_2} t} \right] + \\
 & + \frac{3pP}{2t} |\bar{\mathbf{y}}_1| \left[i_{1d0} \sin(\mathbf{w}_2 t) - i_{1q0} \cos(\mathbf{w}_2 t) \right] \cdot e^{-\frac{r_2}{sL_2} t}
 \end{aligned} \tag{A4.1}$$

En primer lugar es necesario linealizar esta expresión con respecto a la frecuencia de deslizamiento w_2 ,

$$F(t) = F(t)_{w_2=w_{op}} + \left. \frac{dF}{dw_2} \right|_{w_2=w_{op}} \cdot \Delta w_2 \quad (A4.2)$$

De la expresión (A4.2), se puede derivar la siguiente expresión,

$$\frac{\Delta F}{\Delta w_2} = \left. \frac{dF}{dw_2} \right|_{w_2=w_{op}} \quad (A4.3)$$

El resultado de (A4.3) viene dado por la siguiente expresión,

$$\begin{aligned} \frac{\Delta F}{\Delta w_2} = & \frac{3p\rho}{2t} \frac{|\tilde{\Psi}_1|^2}{L_1} \frac{4w_m + 2w_{op} - (4w_m + 4w_{op}) \left(1 + \frac{2w_m(w_m + w_{op})}{\left(\frac{r_2}{sL_2}\right)^2 + w_m^2 + (w_m + w_{op})^2} \right)}{\left[\left(\frac{r_2}{sL_2}\right)^2 + w_m^2 + (w_m + w_{op})^2 \right]^2} \\ & \left[\frac{r_2}{sL_2} \frac{1-s}{s} w_{op} \left(1 - \cos(w_{op}t) e^{-\frac{r_2-t}{sL_2}} + \left(\left(\frac{r_2}{sL_2}\right)^2 + \frac{w_{op}^2}{s} \right) \sin(w_{op}t) e^{-\frac{r_2-t}{sL_2}} \right) \right] + \\ & \frac{3p\rho}{2t} \frac{|\tilde{\Psi}_1|^2}{L_1} \frac{\left(\frac{r_2}{sL_2}\right)^2 + (2w_m + w_{op})^2}{\left[\left(\frac{r_2}{sL_2}\right)^2 + w_m^2 + (w_m + w_{op})^2 \right]^2} \left[\frac{r_2}{sL_2} \frac{1-s}{s} \left(1 - \cos(w_{op}t) e^{-\frac{r_2-t}{sL_2}} \right) + \right. \\ & \left. \frac{r_2}{sL_2} \frac{1-s}{s} w_{op} t \sin(w_{op}t) e^{-\frac{r_2-t}{sL_2}} + \frac{2w_2}{s} \sin(w_{op}t) e^{-\frac{r_2-t}{sL_2}} + \left(\left(\frac{r_2}{sL_2}\right)^2 + \frac{w_{op}^2}{s} \right) t \cos(w_{op}t) e^{-\frac{r_2-t}{sL_2}} \right] - \\ & \frac{3p\rho}{2t} \frac{|\tilde{\Psi}_1|^2}{L_1} t \cos(w_{op}t) e^{-\frac{r_2-t}{sL_2}} \end{aligned} \quad (A4.4)$$

A continuación, es necesario aplicar la transformada de Laplace a la expresión (A4.4). No se ha realizado directamente, debido a la gran complejidad de la expresión resultante. Por tanto, en primer lugar, se ha aplicado la transformada de Laplace a (A4.4) particularizada para el caso en que la velocidad del motor es nula, es decir, $w_m = 0$. La expresión es la siguiente:

$$\frac{\Delta F(s)}{\Delta w_2(s)} = \frac{3 p p}{2 t} \frac{|\bar{\Psi}_1|^2}{L_1} \frac{1-s}{s} \left(\frac{r_2}{sL_2} \right)^2 \frac{\left(s + \frac{r_2}{sL_2} \right) \left(\left(s + \frac{r_2}{sL_2} \right)^2 - w_{op}^2 \right)}{\left(\left(\frac{r_2}{sL_2} \right)^2 + w_{op}^2 \right) \left(\left(s + \frac{r_2}{sL_2} \right)^2 + w_{op}^2 \right)} \quad (A4.5)$$

Esta función de transferencia (A4.5) es exacta y bastante compacta. Para obtener una función de transferencia que sea simple y que tenga en cuenta la velocidad del motor w_m , es necesario simplificar la ecuación (A4.4).

Partiendo de nuevo de (A4.1), se ha suprimido el término concerniente a los valores iniciales de corriente, quedando la siguiente expresión:

$$F(t) = \frac{3 p p}{2 t} \frac{|\bar{\Psi}_1|^2}{L_1} \frac{\left(\frac{r_2}{sL_2} \right)^2 + (w_m + w_1)^2}{\left[\left(\frac{r_2}{sL_2} \right)^2 + w_m^2 + w_1^2 \right]^2} \quad (A4.6)$$

$$\left[\left(\frac{r_2}{sL_2} \right) w_2 \frac{1-s}{s} \left(1 - \cos(w_2 t) \cdot e^{-\frac{r_2 t}{sL_2}} \right) + \left(\left(\frac{r_2}{sL_2} \right)^2 + \frac{w_2^2}{s} \right) \sin(w_2 t) \cdot e^{-\frac{r_2 t}{sL_2}} \right]$$

Esto es aceptable, puesto que este término transitorio presentaba una amplitud baja con respecto al término transitorio que se mantiene en (A4.6). El suprimir este término supone que el valor de w_m no influya en los ceros y polos de la función de transferencia que se está buscando. Linealizando se obtiene la siguiente expresión,

$$\begin{aligned}
\frac{\Delta F}{\Delta w_2} = & \frac{3pp}{2t} \frac{|\bar{\Psi}_1|^2}{L_1} \frac{4w_m + 2w_{op} - (4w_m + 4w_{op}) \left(1 + \frac{2w_m(w_m + w_{op})}{\left(\frac{r_2}{sL_2}\right)^2 + w_m^2 + (w_m + w_{op})^2} \right)}{\left[\left(\frac{r_2}{sL_2}\right)^2 + w_m^2 + (w_m + w_{op})^2 \right]^2} \\
& \left[\frac{r_2}{sL_2} \frac{1-s}{s} w_{op} \left(1 - \cos(w_{op}t) e^{-\frac{r_2}{sL_2}t} + \left(\left(\frac{r_2}{sL_2}\right)^2 + \frac{w_{op}^2}{s} \right) \sin(w_{op}t) e^{-\frac{r_2}{sL_2}t} \right) \right] + \\
& \frac{3pp}{2t} \frac{|\bar{\Psi}_1|^2}{L_1} \frac{\left(\frac{r_2}{sL_2}\right)^2 + (2w_m + w_{op})^2}{\left[\left(\frac{r_2}{sL_2}\right)^2 + w_m^2 + (w_m + w_{op})^2 \right]^2} \left[\frac{r_2}{sL_2} \frac{1-s}{s} \left(1 - \cos(w_{op}t) e^{-\frac{r_2}{sL_2}t} \right) + \right. \\
& \left. \frac{r_2}{sL_2} \frac{1-s}{s} w_{op} t \sin(w_{op}t) e^{-\frac{r_2}{sL_2}t} + \frac{2w_2}{s} \sin(w_{op}t) e^{-\frac{r_2}{sL_2}t} + \left(\left(\frac{r_2}{sL_2}\right)^2 + \frac{w_{op}^2}{s} \right) t \cos(w_{op}t) e^{-\frac{r_2}{sL_2}t} \right] \\
& \tag{A4.7}
\end{aligned}$$

En esta expresión (A4.7), se puede hacer una segunda simplificación. Considerando lo siguiente,

$$\frac{2w_m(w_m + w_{op})}{\left(\frac{r_2}{sL_2}\right)^2 + w_m^2 + (w_m + w_{op})^2} \ll 1 \tag{A4.8}$$

Al tener r_2/sL_2 un valor muy grande, se cumple (A4.8), por lo que el término de la fracción se desprecia. Así, la expresión (A4.7) queda de la siguiente manera,

$$\begin{aligned}
\frac{\Delta F}{\Delta w_2} &= \frac{3pp}{2t} \frac{|\bar{\Psi}_1|^2}{L_1} \frac{-2w_{op}}{\left[\left(\frac{r_2}{sL_2} \right)^2 + w_m^2 + (w_m + w_{op})^2 \right]^2} \\
&\left[\frac{r_2}{sL_2} \frac{1-s}{s} w_{op} \left(1 - \cos(w_{op}t) e^{-\frac{r_2}{sL_2}t} + \left(\frac{r_2}{sL_2} \right)^2 + \frac{w_{op}^2}{s} \right) \sin(w_{op}t) e^{-\frac{r_2}{sL_2}t} \right] + \\
&\frac{3pp}{2t} \frac{|\bar{\Psi}_1|^2}{L_1} \frac{\left(\frac{r_2}{sL_2} \right)^2 + (2w_m + w_{op})^2}{\left[\left(\frac{r_2}{sL_2} \right)^2 + w_m^2 + (w_m + w_{op})^2 \right]^2} \left[\frac{r_2}{sL_2} \frac{1-s}{s} \left(1 - \cos(w_{op}t) e^{-\frac{r_2}{sL_2}t} \right) + \right. \\
&\left. \frac{r_2}{sL_2} \frac{1-s}{s} w_{op} t \sin(w_{op}t) e^{-\frac{r_2}{sL_2}t} + \frac{2w_2}{s} \sin(w_{op}t) e^{-\frac{r_2}{sL_2}t} + \left(\frac{r_2}{sL_2} \right)^2 + \frac{w_{op}^2}{s} \right] t \cos(w_{op}t) e^{-\frac{r_2}{sL_2}t} \Big] \\
&\hspace{15em} (A4.9)
\end{aligned}$$

Aplicando la transformada de Laplace a la expresión (A4.9), se obtiene la función de transferencia simplificada de todo el sistema.

$$\frac{\Delta F(s)}{\Delta w_2(s)} = K \cdot \frac{\left(s + \frac{r_2}{sL_2} \right) \left(\left(s + \frac{r_2}{sL_2} \right)^2 - w_{op}^2 \right)}{\left(\left(s + \frac{r_2}{sL_2} \right)^2 + w_{op}^2 \right)^2} \quad (A4.10)$$

Donde K es la ganancia del sistema, y viene dada por (A4.11).

$$K = \frac{3p}{2t} \frac{|\bar{\Psi}_1|^2}{L_1} \frac{1-s}{s} \left(\frac{r_2}{sL_2} \right)^2 \frac{\left(\frac{r_2}{sL_2} \right)^2 + (2w_m + w_{op})^2}{\left(\left(\frac{r_2}{sL_2} \right)^2 + w_m^2 + (w_m + w_{op})^2 \right)^2} \quad (A4.11)$$

A continuación, se presenta el resultado de unas entradas escalón tanto para la función de fuerza original (A4.1), como para su función de transferencia simplificada (A4.10). Los parámetros utilizados se muestran en la Tabla 4.1.

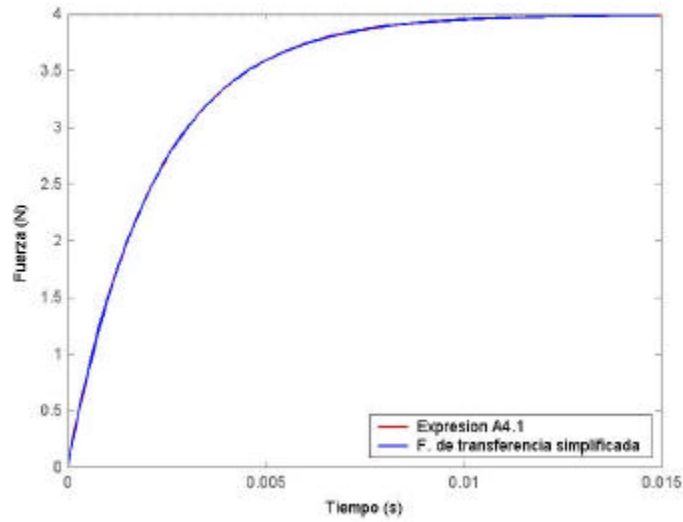
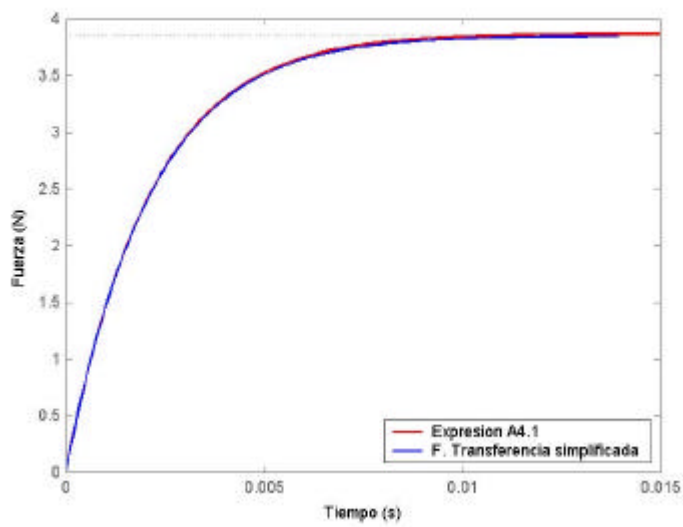
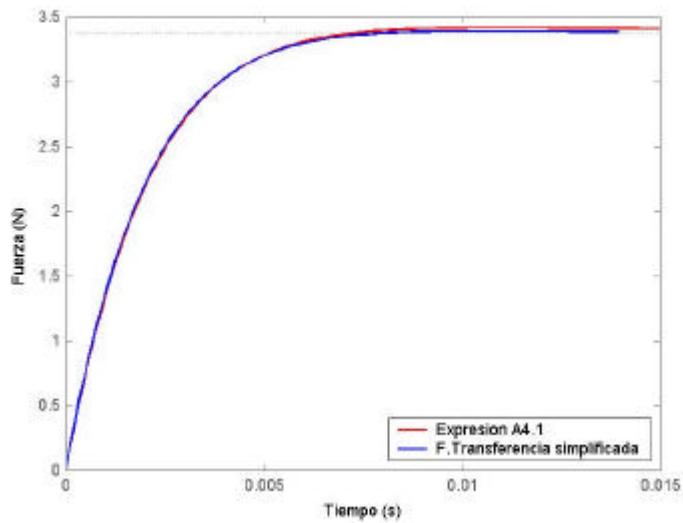


Figura A4.1. Comparación para $w_m = 0$ y $w_{op} = 0$.

Figura A4.2. Comparación para $\omega_m = 127,7 \text{ rad/s}$ y $\omega_{op} = 51 \text{ rad/s}$.Figura A4.3. Comparación para $\omega_m = 255,4 \text{ rad/s}$ y $\omega_{op} = 102 \text{ rad/s}$.

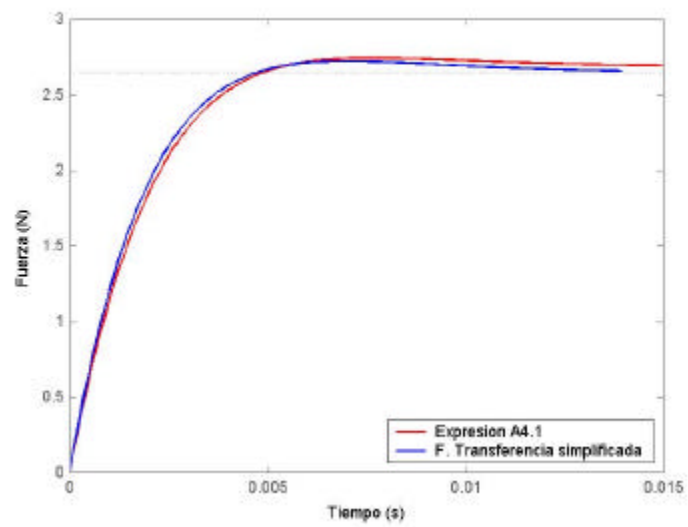


Figura A4.4. Comparación para $\omega_m = 383,1 \text{ rad/s}$ y $\omega_{op} = 153 \text{ rad/s}$.

ANEJO 5

***PUBLICACIONES Y
COMUNICACIONES EN
CONGRESOS***

En este anejo se presentan las publicaciones y comunicaciones en congresos a las que ha dado lugar el trabajo del doctorando durante la realización de esta tesis.

Se citan las referencias de todos ellos. Los artículos que tienen que ver directamente con el trabajo presentado en esta memoria se presentan íntegros, mientras que sólo se adjunta la primera página de los artículos de carácter más divulgativo, o que tratan sobre algún otro tipo de motor. Las publicaciones se han dispuesto en el mismo orden que sus referencias.

Publicaciones técnicas directamente relacionadas con este trabajo

- Atencia J., Martínez-Iturralde M., García Rico A., Flórez J., (2001) "Modeling of linear induction motors as linear drives", Proceedings of the IEEE Porto Powertech Conference, Porto (Portugal), September 2001. ISBN: 0-7803-7139-9.
- Martínez-Iturralde M., Atencia J., García Rico A., Flórez J., (2001) "Analysis of different models of linear induction drives", Proceedings of the IEEE LDIA Conference, Nagano (Japan), October 2001. ISBN: 84-699-3253-5. Premio a la excelencia por parte de el IEEJ, organizadores de la conferencia.
- Martínez-Iturralde M., Simón I, García Rico A., Flórez J., (2002) "Parameter identification of vector controlled linear induction motor", Proceedings of the IEE MEDPower 2002 Conference, Athens(Greece), November 2002.
- Martínez-Iturralde M., Martínez G., Atencia J., García Rico A., Flórez J., (2003) "Analysis of voltage measurement techniques for Direct Torque Control of induction motors", Proceedings of the IEEE IEMDC 2003 Conference, Madison, Wisconsin (USA), June 2003. ISBN 0 7803-7818-0.
- Atencia J., Martínez-Iturralde M., Martínez G., García Rico A., Flórez J., (2003) "Control strategies for positioning of Linear Induction Motors: tests and discussion", Proceedings of the IEEE IEMDC 2003 Conference, Madison, Wisconsin (USA), June 2003. ISBN 0 7803-7818-0.
- Martínez-Iturralde M., García Rico A., Flórez J. (2003) "Control strategies for linear induction motors", Proceedings of the LDIA 2003 Conference, Birmingham (UK), September 2003. ISBN 0-9535228-1-4.

Publicaciones técnicas no directamente relacionadas con este trabajo o de carácter más general

- Flórez J., García Rico A., Martínez G., Martínez-Iturralde M. (2003) "Estrategias de control para accionamientos eléctricos lineales", Ponencia invitada en la Conferencia Anual de ISA España, Madrid (España), Junio 2003.
- Martínez G., Atencia J., Martínez-Iturralde M., García Rico A., Flórez J., (2003) "Reduction of detent force in flat Permanent Magnet Linear Synchronous Machines by means of three different methods", Proceedings of the IEEE IEMDC 2003 Conference, Madison, Wisconsin (USA), June 2003. ISBN 0 7803-7818-0.
- Martínez, G., Martínez-Iturralde, M., García Rico, A., Flórez, J., "Motores lineales en Máquina – Herramienta. Tipología y características electromagnéticas y dinámicas", XV Congreso de Máquinas – Herramienta y Tecnologías de Fabricación, vol. 1, pp. 381 - 400 San Sebastián, 20,21 y 22 de octubre de 2004. ISBN 931828-7-7.

Paper accepted for presentation at PPT 2001
2001 IEEE Porto Power Tech Conference
10th - 13th September, Porto, Portugal

Modeling of Linear Induction Motors as Linear Drives

J. Atencia, M. Martínez-Iturralde, A. García Rico and J. Flórez

Abstract— There is a large bibliography in simulation models for Linear Induction Motors (LIMs). However, most of them only consider steady state performance. LIMs working as Linear Drives generally operate under transient conditions. The aim of this paper is to investigate the suitability of different mathematical models to simulate LIMs as Linear Drives. An study of most major techniques of calculating lumped parameters is provided. The most representative models capable of simulating transient of LIMs are described and applied to a laboratory prototype. Finally, the results obtained are compared to experimental data.

Index Terms—Linear Induction Motors, Electric Drives, Transient Models

I. INTRODUCTION

NOWADAYS, Linear Induction Motors (LIM) are finding new applications in industry, as linear drives. Their particular geometry allows them to perform special tasks, sometimes simplifying considerably the process [5] and some other times offering high dynamic performance, difficult for rotary machines [8][7].

There is a need of mathematical models of LIMs capable of predicting the transient performance, because linear actuators work with great accelerations, constantly changing their operating point. Hence, they operate in transient conditions.

In the '70s and '80s much work was published in which steady state operation with balanced sinusoidal stator currents in LIMs were assumed [12][18].

Several authors attempted to find more general equations using "space harmonics"[16][17]. This means using an artificial periodicity of the machine length, that allows a Fourier series approach for electromagnetic modeling. Among the several models, Balchin and Eastham [4][2](1997) achieved a formulation that has the advantage of requiring only a small number of data to characterize the transient performance of a particular machine.

Lipo and Nondhal (1979) introduced the "Pole by Pole" method of analyzing a LIM[10][11]. It works with conventional parameters, and takes into account the entry and exit effects, which belong exclusively to LIMs, and do not depend on the balanced sinusoidal supply.

TECNUN (Escuela Superior de Ingenieros) Universidad de Navarra. Paseo Manuel de Lardizabal 13. Código postal: 20018 San Sebastián, SPAIN. E-mail: jatencia@ceit.es

There are some other researchers who rely on "per phase" conventional equivalent circuit, and that try to find relations between the lumped parameters with the geometry of the LIMs [3][15][6]. However, these approaches to the modeling of the LIMs do not take into account their special electromagnetic effects.

The present study was prompted by the need to clarify the importance of using simple or more elaborated models, for simulating LIMs working as linear drives, and also for the design and implementation of more specific control systems. For this purpose, a laboratory prototype of linear induction motor, single sided and with an aluminum sheet in the secondary (Fig. 1), has been tested and the experimental results compared to the results obtained through the simulation of three models with different levels of complexity.

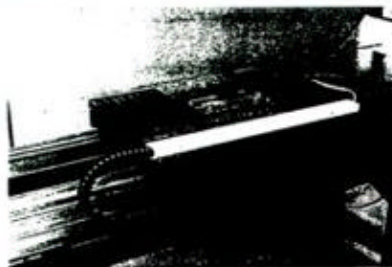


Fig. 1 Linear Induction Motor (LIM) prototype

II. PARAMETERS FOR CONVENTIONAL EQUIVALENT CIRCUIT

The lumped parameters of the conventional equivalent circuit have been calculated by:

- applying standard formulas for the design of rotary machines to the geometry of the linear prototype [13];
- using relationships obtained from the solution of the electromagnetic field in the airgap of a linear machine, and approximated with Taylor series [14][15];
- applying equations obtained from the solution of the electromagnetic field in different layers of the airgap of the linear machine [6]; and
- testing the linear machine.

The experimental lumped parameters of the prototype were obtained through the conventional stand still test and a modified no-load test [1]. All the parameters were determined, by measuring the stator voltage and currents, and the induced voltage on a searching winding, introduced inside the airgap (see Fig. 2).

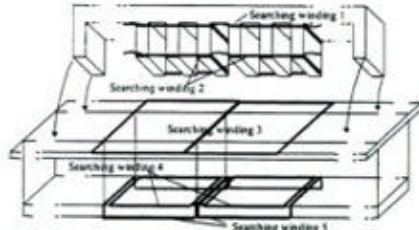


Fig. 2 Searching windings for the determination of the lumped parameters of the prototype.

Each method was applied to the prototype, and the calculated and tested resultant lumped parameters can be seen in Table I.

method	$R_1(\Omega)$	$X_1(\Omega)$	$R_2(\Omega)$	$X_2(\Omega)$	$R_s(\Omega)$	$X_s(\Omega)$	τ_r
a)	55	190	-	156	240	0	0.0020
b)	70	175	-	176	124	66	0.0062
c)	-	-	-	121	997	3.30	0.0029
d)	47	43	338	116	201	32	0.0023

R_1 and X_1 are the primary resistance and reactance, R_2 is the iron losses resistance, X_m is the magnetizing inductance, R_s and X_s are the secondary resistance and reactance referred to the primary and τ_r is the rotor time constant.

III. ANALYSIS OF MODELS

Three different models have been tested and analyzed in order to study their suitability for being used to simulate a linear actuator.

The first model is the conventional transient model for rotary machines. It does not take into account any specific effect due to the linear configuration of a LIM. However, several authors have used it, and LIMs have been controlled using its equations [7][5]. The lumped parameters used with the rotary model were those obtained by the experimental method.

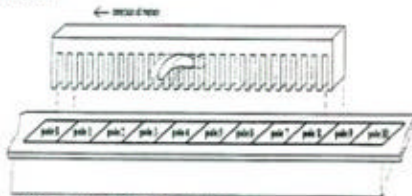


Fig. 3 Pole by pole model of the prototype.

The second model considered, is the so-called "Pole by pole model"[10]. The conventional machine equations are developed assuming that the secondary currents under each pole are independent. Hence, the model takes into account the non-uniform distribution of the magnetic flux in the airgap. Moreover, additional secondary poles are disposed at the entry and exit ends of the machine in order to model the magnetic flux not confined under the primary (see Fig. 3).

Winding functions for each pole are defined in order to calculate pole inductances. The linkage inductance between two windings (L_{ij}) can be easily calculated by (1). The rest of the parameters used by this model, as resistances and leakage inductances, were obtained through the experimental method.

$$L_{i,j} = \frac{\mu_0 w}{g} \int_0^{\pi} N_i(x) N_j(x) dx \quad (1)$$

being x the longitudinal coordinate of the machine, $N_i(x)$ the winding inductance of the k winding, μ_0 the permeability of vacuum, w the primary width and g the airgap.

The third model is a "Space harmonics model" based on those developed by Balchin and Eastham[4][2], North [16] and Ooi [17]. It is a differential equation model capable of predicting the electromagnetic relations in the airgap through a Fourier series approach. In symmetrical rotary machines, the electromagnetic field in the airgap can be calculated using a Fourier series approach of the conductor's distribution. The Fourier series approach is based on the perfect periodicity of the conductor's distribution along the airgap. However, linear machines have no periodicity of the magnetic poles of the machine, because of their finite length.

In order to express the windings of the machine as Fourier series, an artificial periodicity has been introduced by using a model with a wound part and a not-wound part (see Fig. 4).

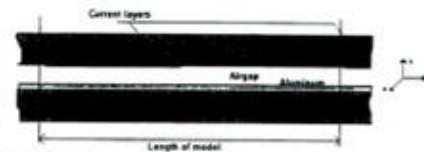


Fig. 4 Space harmonics model

This model is infinitely repeated along the direction of motion. Every primary phase is considered separately as a conductor distribution to permit modeling of unbalanced primary currents, and resolved in FS (Fourier Series) form. The FS coefficients are then introduced into the machine equations [2]. Fig. 5 shows the Fourier approach of each primary phase using 50 harmonics.

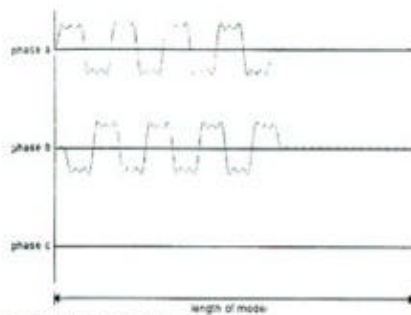


Fig. 5 Primary windings Fourier approach

IV. TESTS

Two different tests were performed to investigate the validity of these models.

The first one consists of a switch-on transient with the prototype locked. The three-phase, sinusoidal voltage supply was measured with a power analyzer (PZ-4000) in order to use the very same test conditions for every model.

Fig. 6 shows the thrust developed at standstill. It can be seen that at steady state, there is a good correlation between the tested force and the simulated ones by the three models. Though the rotary (conventional) model force is slightly higher than the experimental force, the difference is not significant.

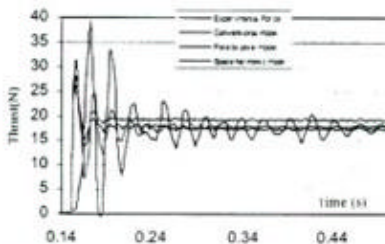


Fig. 6 Transient of thrust at a switch-on supply of the LIM prototype

Fig. 7 shows a detail of the transient of Fig. 6. The three models show a very similar transient response of the thrust, and with some differences with the experimental force.

The first difference is the delay of the tested force. This difference isn't likely to be an error of the models: the three models show very similar results, and the frequency between the first and second peaks is 43 Hz for the tested thrust, and 50 Hz for the models. 50 Hz was expected because it is the periodicity of the currents transient.

The delay on the measured thrust may arise due to the transmission of the force through the mechanical components involved in the test machine, with their elasticity and dumping.

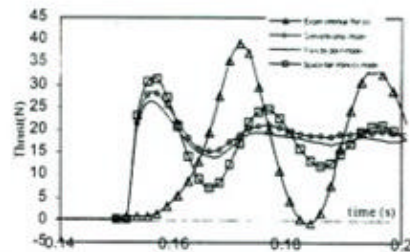


Fig. 7 Detail of the thrust transient at standstill

The second difference is in the amplitude of the peaks of the transient. The peaks of the measured force are clearly higher than the peaks calculated by the models. This effect may occur because of a variation of the airgap during the transient. During the switch-on, there is a great attraction force between the two irons of the machine. A variation in the airgap implies the creation of larger fields, and hence stronger thrust.

Fig. 8 shows the phase A currents obtained by simulation with the three models and from the experimental test.

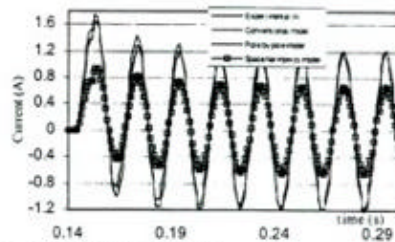


Fig. 8 Switch-on IA transient at standstill

The currents simulated by the "pole by pole" model and the "conventional rotary" model are very close to the one measured. However the "Space harmonics" model shows a significant error in the simulated current.

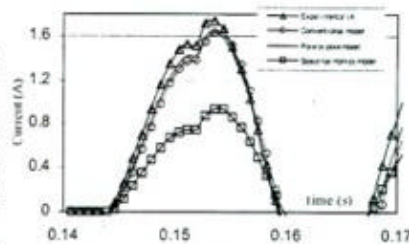


Fig. 9 Detail of IA transient at standstill

It can be seen in Fig. 9 the close similarity between the current calculated by the two first models with the one measured. It also corroborates the idea that the difference of times for the force transients is not due to a bad modelization of the linear machine.

The second test considers the low slip performance, where the end effects are more relevant. There is no experimental data for this test. However, it can be useful to discuss the coherence of the models.

Fig. 10 shows the simulated thrust at a switch on supply with free moving prototype.

The thrust values at synchronous speed are 0 for the conventional model, 0.44 N for the "space harmonics" model, and 0.41 N for the "pole by pole" model

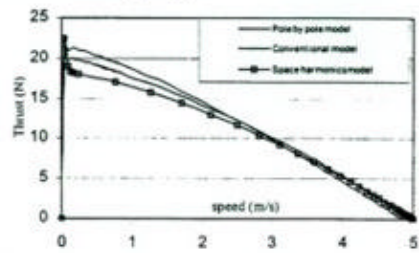


Fig. 10 Thrust vs. speed at a no-load switch on supply

The three models were simulated using SIMULINK with a 64Mb 200MHz Pentium processor. A comparison of CPU time for the three LIM models is presented in Table II.

model	time per second of the conventional model
Conventional	1 s
Pole by pole	5 s
Space harmonics	180 s

These differences in the CPU time of each model are related with the order of the matricial system to solve. The conventional model is a 6 order equation system, the "pole by pole" model is a 24 order equation system and the "space harmonics" model is a 200 order equation system (50 harmonics considered).

V. CONCLUSIONS

Some conclusions may be extracted from the calculations performed to find the lumped parameters for the prototype:

- The first method used for calculating the lumped parameters of the prototype shows good agreement with the measured values. The difference in the primary reactance may be due to the uncertainty introduced by the small width of the machine [12]. Nasar and Boldea [13] propose to neglect the secondary reactance (Table I), but in order to simulate the transient performance of the

machine, a value of the secondary inductance is needed. It must be highlighted that with this method a reasonable value of the rotor time constant τ_r is obtained (Table II), interesting for Field Oriented Control implementation.

- The second method used gives similar values to the first method, but fails in the prediction of the τ_r this prototype.
- The third method doesn't agree very well with the values tested. However, it was used in the references [14][15] as an approach of a more accurate model, in order to analyze the relationships between the lumped parameters and geometry variations.

And in relation with the simulation models,

- The force measured with a loading cell is only reliable on steady-state performance, because there are mechanical propagation delays.
- Fig. 8 and Fig. 9 show the excellent correlation between the measured current and the currents calculated by the conventional model and the "pole by pole" model.
- In the case of the standstill test, the "pole by pole" model provides the best global approach to the measured data. The "Space harmonics" model is too slow (Table II) and complex to develop, in comparison with its poor results.
- Surprisingly, both the "pole by pole" model and the "space harmonics" model provide a positive value of the force at synchronous speed. This is not coherent with the known peculiarity of LIMs that force is negative at this speed. This result is particularly strange in the case of the "pole by pole" model because it has been demonstrated in reference [10] that this kind of model shows very good results for another prototype of linear machine (it takes into account the end effects correctly) simulated at high speed. Finally, as expected, the conventional model speed at zero-thrust is exactly the prototype synchronous speed (4.92m/s), because it doesn't take into account the end effects.
- For transient operation at low speeds, it can be concluded that a conventional rotary model, or a pole by pole model are appropriate for simulating the performance of the linear induction machine.

VI. ACKNOWLEDGEMENTS

The authors wish to express their gratitude to the Basque Government for the financial support of the project EL00198 and to the "Ministerio de Ciencia y Tecnología" for the financial support referenced DPI2000-1271 about linear machines.

VII. REFERENCES

- [1] Alencia J., García Rico A., Flórez J., (2001) "A low-cost Linear Induction Motor for Laboratory Experiments" IEEE vol 38, issue 2, pp.117-124.
- [2] Balchin M.J., Eastham J.F., (1997) "Model for Transients in linear Induction machines". IEEE Trans on Magn., vol.33, n°5, pp. 4191-4193.

- [3] Boldea I., Nasar S.A. "Linear electric actuators and generators", Cambridge University Press, 1997.
- [4] Eastham J.F., Balchin M.J. "Pole change windings for linear induction motors", Proc. IEE, vol. 122, n° 2, Feb 1975, pp. 154-160.
- [5] Gastli A., (1998) "Compensation for the effect of joints in the secondary conductors of a linear induction motor" IEEE Trans. on Magns. , vol. 13, n°2, pp. 111-116.
- [6] Gieras J.F., "Linear induction drives" Monographs in Electrical and Electronic Engineering, Oxford University Press (1994)
- [7] Hahn H.S., Sanders J.L., "Performance analysis of a LIM-based high-speed tool delivery system for machining", INT. J. PROD. RES., vol. 32, n° 1, pp. 179-207 (1994)
- [8] Iiso Takahashi, Yuji Ide, (1990) "Decoupling control of thrust and attractive force of a LIM using a space vector control inverter.", IEEE- IAS, 1990 Annual meeting 1990.
- [9] Laithwaite, E.R., "Induction Machines for Special Purposes", Butterworth & Co. (Publishers) Ltd. London, 1966.
- [10] Lipo T.A., Nondahl T.A., (1979) "Pole by pole d-q model of a linear induction machine", IEEE Trans. on Power Apparatus and Systems, vol.PAS-98, n°2, pp.629-642.
- [11] Lipo T.A., Nondahl T.A., (1979) "Transient analysis of a linear induction machine using the d-q pole-by-pole model", IEEE Trans. on Power Apparatus and Systems, vol.PAS-98, pp.1366-1373.
- [12] Mc. Lean G.W., (1988) "Review of recent progress in linear motors", IEE Proceedings Pt. B, vol.135, n° 6, pp. 380-416.
- [13] Nasar S.A., Boldea I., (1997) "Linear electric actuators and generators" Cambridge University Press.
- [14] Nonaka S., (1996), "Equations for calculation of equivalent circuit parameters of single-sided linear induction motors", ICEM96 Proceedings, International Conference on Electrical Machines, 10-12 Sept 1996, Vigo, Spain, Vol.2, pp. 172-174.
- [15] Nonaka S., (1996), "Investigation on equations for calculation of secondary resistance and secondary leakage reactance of single-sided induction motors", Electr. Eng. Japan (USA), vol 122, n°1, pp.60-67.
- [16] North G.G., (1973) "Harmonic analysis of a short stator linear induction machine using a transformation technique", IEEE Trans. on Power Apparatus and Systems, vol. PAS-92, pp. 1733-1743
- [17] Ooi B.T., (1973) "A generalized machine theory of the linear induction motor" IEEE Trans. on Power Apparatus and Systems, vol. PAS-92, pp. 1252-1259
- [18] Yamamura S., (1971) "Theories of the linear induction motor and compensated linear induction motor", IEEE-PES Winter Power Meeting, pp1700-1710, Dec. 1971.

ANALYSIS OF DIFFERENT MODELS OF LINEAR INDUCTION DRIVES

MARTÍNEZ-ITURRALDE, M., ATENCIA, J., GARCÍA RICO, A., FLÓREZ, J.
 TECNUN (Escuela Superior de Ingenieros), Universidad de Navarra.
 Paseo Manuel de Lardizabal 13. Código postal: 20018 San Sebastián, SPAIN
 Phone number: 00 34 943-219877 Ext. 445
 E-mail address: mmiturralde@tecnun.es jatencia@tecnun.es

Key Words: Linear Induction Motors, Electric Drives, Transient models

Abstract—Many authors have developed different models to simulate Linear Induction Motors (LIMs). Nonetheless, these models usually only focus on the steady state performance of the machine. The increasing demand for LIMs in industry, working as linear drives, makes it necessary to use models capable of simulating LIMs under transient conditions. The objective of this paper is to draw some conclusions about the suitability of different mathematical models to simulate LIMs as linear drives.

Three representative models are described and applied to a laboratory prototype. Finally, the results obtained are compared to experimental data.

1. Introduction

Nowadays, there is an increasing demand for Linear Induction Motors (LIM) in industry, to be used as linear drives. Power electronic devices that are increasingly fast and reliable facilitate the development of better control systems thus rendering LIMs suitable for performing special tasks with high dynamic performance.

Drives work constantly changing their operating point, with great accelerations. Therefore, it is necessary to predict the transient performance of LIMs in a simple and reliable way.

In the 70s and 80s most of the literature only considered steady state operation with balanced sinusoidal stator currents [10][15].

In order to study the general case, Lipo and Nondhal(1978) introduced the "Pole by Pole" method of analyzing a LIM[8][9]. It works with conventional parameters, and takes into account the entry and exit end effects, which belong exclusively to LIMs, and does not depend on the balanced sinusoidal supply.

Other authors also attempted to find more general equations using "space harmonics"[12][13]. That means using an artificial periodicity of the machine length, that allows a Fourier series approach for electromagnetic modeling. Among the various models, Balchin and Eastham [4][2](1997) have achieved a formulation that has the advantage of requiring only a small number of data to characterize the transient performance of a particular machine.

There are also some other researchers who rely on the conventional rotary machine model to simulate LIMs at low speed. These approaches to the modeling of LIMs do not take into account their special electromagnetic effects.

It is well known that simulation of electrical machines is essential to optimize the design processes and control systems. The present study was prompted by the need for clarifying the importance of using simple or more elaborated models to simulate LIMs working as linear drives. With this aim in mind, a laboratory prototype has been tested (Fig. 1) and the experimental results have been compared to the results obtained through the simulation of three models with different level of complexity.

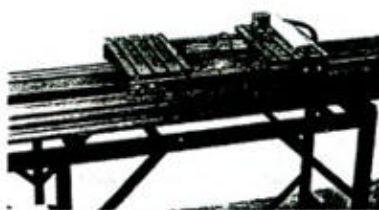


Fig. 1. Linear Induction Motor (LIM) prototype

2. Parameters for conventional equivalent circuit

The lumped parameters were obtained through the conventional standstill test and a modified no-load test[1]. All parameters were determined by measuring the stator voltage and currents, and also the induced voltage on a searching winding introduced inside the airgap (see Fig. 2).

This measurement permits to calculate all the lumped parameters of the equivalent circuit.

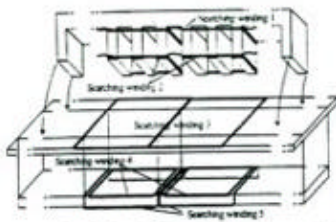


Fig. 2. Searching windings for the determination of the lumped parameters of the prototype.

The resultant lumped parameters can be seen in Table I.

Table I. Lumped parameters of the prototype

R_1 (Ω)	X_1 (Ω)	R_2 (Ω)	X_2 (Ω)	R_s (Ω)	X_s (Ω)
47.24	43.25	338.27	115.96	201.15	31.8

R_1 and X_1 are the primary resistance and leakage reactance, respectively, R_2 is the iron losses resistance, X_s the magnetizing reactance, and R_s and X_s are the secondary resistance and leakage reactance, respectively.

3. Description of Models

Although there is a large bibliography on simulation models for Linear Induction Motors, only a few of these models are capable of characterizing the transient performance. This paper describes and applies to a laboratory prototype the three more representative models.

The first model is the conventional transient model for rotary machines. It has been chosen for this study because it is the simplest one and several authors have used it for simulating and controlling LIMs at low speed [3][5][11]. This model does not take into account any specific effect due to the linear topology.

The second model considered is the so-called "Pole by pole model", developed by T.A. Lipo and T.A. Nondhal in 1978 [8][9]. It is soundly based on the conventional rotary machine theory since all the parameters required can be established by this theory. The point is that the conventional machine equations are applied separately to every secondary pole of the machine, thus, the secondary currents under each pole are independent. Hence, it takes into account the non-uniform distribution of the magnetic flux in the airgap. Moreover, additional secondary poles are disposed at the entry and exit ends of the machine (see Fig. 3). These additional poles are mutually coupled with their adjacent secondary poles circuits but not with the primary windings. This way it is possible to model the magnetic flux not confined under the primary part.

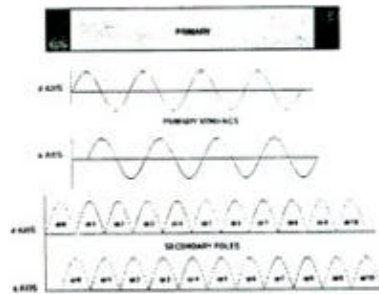


Fig. 3. "Pole by pole" model of a 4 pole pair LIM.

As it can be seen in Fig. 3, the d - q - 0 transformation has been used in order to reduce the order of the matricial system to be solved.

The third model is a "Space harmonics model" based on the method developed by M.J. Balchin and J.F. Eastham [2] in 1998. This model is able to take into account the effects due to the finite length of the machine by introducing an artificial periodicity in machine length (primary length). This configuration of the model allows to solve the electromagnetic relations in the airgap through a Fourier series (FS) approach. The model is infinitely repeated along the direction of motion. Every primary phase is considered separately as a conductor distribution to permit modeling of unbalanced primary currents, and resolved in FS form. The FS coefficients are then introduced into the machine equations[2].

It was necessary to make some changes to the original model in order to obtain coherent results in the application to the laboratory prototype. The main concept of the method finally applied is detailed in the Appendix.

4. Tests

The laboratory prototype tested was built with an educational purpose. It was not designed for any specific application, so its nominal level of flux density in the airgap is quite low. This explains the behavior of the machine subject to testing.

The first test consists of a switch-on test with a 220V-50Hz supply, with the prototype locked. The three phase, sinusoidal voltage supply was measured with a power analyzer (PZ-4000) referenced to the neutral of the machine and not to the supply ground. This is important in order to introduce the very same test conditions to the models in the simulations.

Fig. 4 shows the thrust at this first simulation. The steady state thrust value of the three models is very close to the experimental, presenting an insignificant discrepancy (less than 1%).

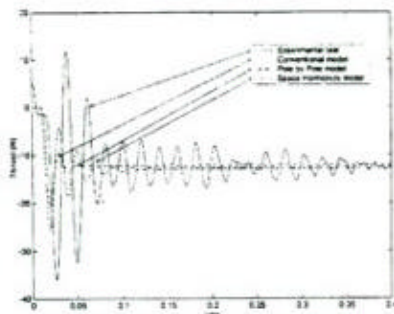


Fig. 4. Switch on thrust transient at standstill.

With regard to the transient behavior, it can be seen that the three models and the experimental test provide a similar thrust characteristic, as the signal frequency is 50Hz in all cases. The delay of the experimental thrust can be attributed to the amplification of the load-cell signal.

High peaks appear in the experimental thrust measurement and are most probably due to a lack of rigidity of the machine stand structure. This produces variations in the airgap length, and, in consequence, an instantaneous strengthening of the machine flux density in the airgap.

Fig. 5 shows the three phase currents generated by the real machine and by the three models. The excellent correlation between the measured currents and those generated by the simulation of conventional and "pole by pole" models is remarkable. It is also important to notice the bad results obtained by the "space harmonics" model.

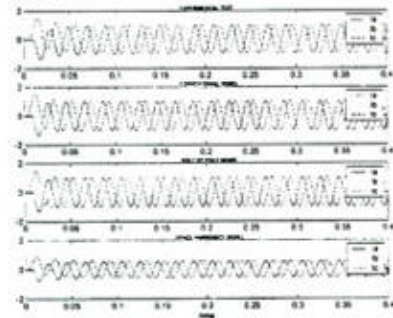


Fig. 5. Switch on current transient at standstill.

A second test was performed to test the models behavior when the prototype is moving. A Flux Oriented Control (FOC) was implemented to the LIM prototype, in order to make it move at a reference speed. Specifically, a Rotor FOC was used. Fig. 6 shows the control scheme.

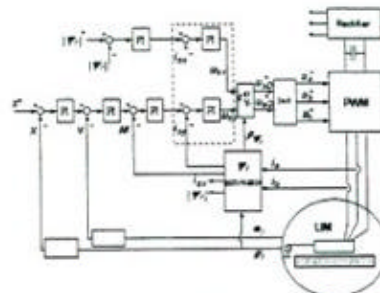


Fig. 6. Rotor Flux Oriented Control scheme.

First of all, the simulations have been performed introducing the very same voltage supply as the one measured in the Field Oriented controlled prototype. This point is important because only the machine is simulated, but not the control.

The correspondence between results of the simulations and results of the tests are not as good as in the first test. As it can be seen in Fig. 7, the conventional model is the best approach to the experimental test, the "pole by pole" model does not reach the speed reference, and the "space harmonics" model gives a speed value which is too high.

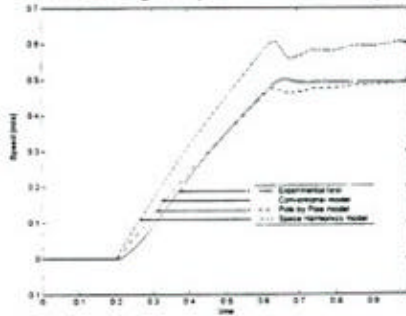


Fig. 7. Speed transient.

A constant value of the friction coefficient has been used. It has been obtained by a friction test made at a medium speed (0.3m/s). It is expected that a more accurate friction model, with a friction coefficient variable with the speed value, will yield better results.

For the current values, shown in Fig. 8, it is very interesting that both, conventional and "pole by pole" models present a good approach to the experimental measurement.

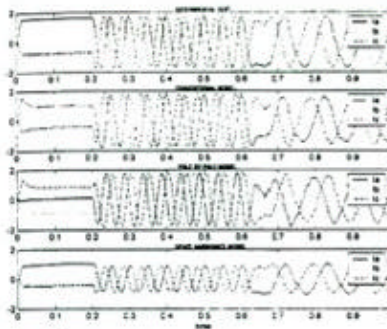


Fig. 8. Current transient.

Another simulation has been performed to compare to the experimental results of this test.

The Flux Oriented Control has been applied to the three models, and this time, the whole system with the control has been simulated. The same speed reference is introduced in the simulations. The results obtained can be seen in Fig. 9.

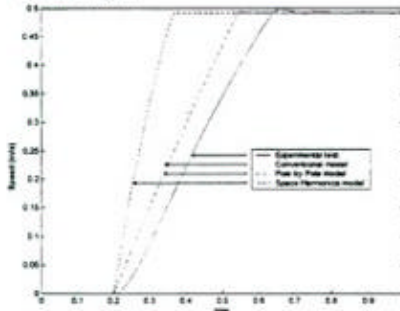


Fig. 9. Speed transient.

The results show that the models have a more vigorous response than in the previous simulation. There are two reasons for this discrepancy. The first and more evident is that the simulation that uses the real voltage supply from the PWM inverter suffers the effects of the harmonics introduced by this power device. The second reason is also related to this fact: when the machine has been simulated with its control, the star-point of the machine has been supposed to be connected to ground. This allows the model to make use of all the power of the supply. On the other hand, the neutral of the real machine constantly varies with regard to the real power supply neutral because of unbalanced phase currents. Nonetheless, the three models tend to perform in the same way.

Fig. 10 shows the current values for these simulations.

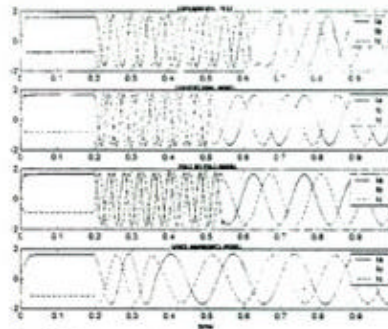


Fig. 10. Current transient

The three models have been simulated using SIMULINK with a 512Mb 1.7GHz Pentium IV processor. A comparison of CPU time for the three LIM models is presented in Table 2.

Table 2 CPU required time comparison

model	CPU time
Conventional	0.2 ms
Pole by pole	0.43 ms
Space harmonics	61.7 ms

The CPU time shown corresponds to the time required to make one step of the solver of the simulation. This time is related to the order of the system equation to solve. While the conventional model is a 6 order equation system, "pole by pole" model is a 24 equation system and "space harmonics" model is a 200 equation system (50 harmonics considered).

Moreover, it is important to remark that the "space harmonics" model needs a previous determination of the conductor distribution functions of the machine and their decomposition in Fourier series. The other two models only need the conventional characterization of the machine through the lumped parameters of the equivalent circuit.

5. Conclusions

- The best model to simulate LIMs at low speed is the rotary machine conventional model. It is the simplest one and it provides the best approach to the experimental data at steady state and also at transient state.
- The "pole by pole" model also provides good results, and is very interesting in the case of working at higher speed[8][9].
- The results obtained by the "space harmonics" model are not good at all. In addition, it is too complex to develop and too slow to simulate. It can be concluded that it is not an adequate model to be used in strategies oriented to the control of this kind of LIMs.

Appendix

The conductor distribution functions of each phase of the machine primary windings are defined in order to treat them separately, thus taking into account unbalanced phase currents. The functions have been defined as shown in Fig. 11, neglecting the effect of the slots.

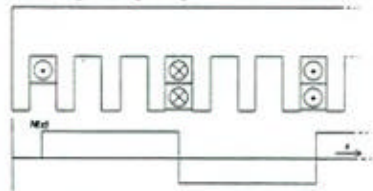


Fig. 11. Definition of the conductor distribution function. The function $N(x)$ of the figure corresponds to one phase of a single sided flat LIM.

The conductor distribution functions are then modified to complete the total length of the model, adding the not wound part at the end of the machine length, and resolved into Fourier series form. Fig. 12 shows the Fourier function obtained for each phase of the 4 pole pair LIM prototype (50 harmonics considered).

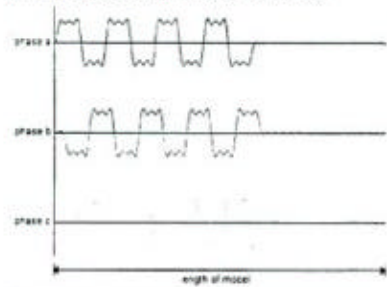


Fig. 12. $N(x)$ Fourier series approach

The Fourier coefficients are used to define the conductor distribution matrix (1).

$$N = \begin{bmatrix} N_{\alpha\beta} & N_{\alpha\gamma} & 0 & 0 \\ N_{\beta\alpha} & N_{\beta\beta} & 0 & 0 \\ N_{\gamma\alpha} & N_{\gamma\beta} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (1)$$

$N_{\alpha\beta}$ is the Fourier coefficient. The subscript α refers to the phase, α to the cosine component (β refers to the sine component) and r is the harmonic number.

The total coupling impedance of the machine is defined in (2).

$$Z = V^T z N \quad (2)$$

Where z is the matrix shown in (3).

$$z = \begin{bmatrix} l_{\sigma} p & 0 & l_{\sigma} p & 0 \\ 0 & l_{\sigma} p & 0 & l_{\sigma} p \\ l_{\sigma} p & l_{\sigma} w_r & l_{\sigma} p & l_{\sigma} w_r \\ -l_{\sigma} w_r & l_{\sigma} p & -l_{\sigma} w_r & l_{\sigma} p \end{bmatrix} \quad (3)$$

where $l_{\sigma} w_r = \mu_0 l g$, $p = d/dt$ and w_r is the rotor electric angular speed.

Addition of resistance and leakage inductance gives the matrix equation for all harmonics (4).

$$v = Ri + L_p i + Zi \quad (4)$$

Acknowledgments

The authors wish to express their gratitude to the Basque Government for the financial support of the project EL00198 and to the "Ministerio de Ciencia y Tecnología" of Spain for the financial support referenced DPI2000-1271 about linear machines.

Miguel Martínez-Iruralde also wishes to express his gratitude to the "Asociación de Amigos de la Universidad de Navarra" for his scholarship.

References

- [1] Azeitia J., García-Roa A., Flores J., (2001) "A low-cost Linear Induction Motor for Laboratory Experiments" IEEE vol 38, issue 2, pp.117-124.
- [2] Bakchin M.J., Eastham J.F., (1997) "Model for Transients in linear induction machines", IEEE Trans on Magn., vol.33, n°5, pp. 4191-4193.
- [3] Boldes I., Nasar S.A., "Linear electric actuators and generators", Cambridge University Press, 1997.
- [4] Eastham J.F., Bakchin M.J., "Pole change windings for linear induction motors", Proc. IEE, vol. 122, n° 2, Feb 1975, pp. 154-160.
- [5] Gieras J.F., "Linear induction drives" Monographs in Electrical and Electronic Engineering, Oxford University Press (1994)
- [6] Iao Takahashi, Yoji Ido, (1990) "Decoupling control of thrust and attractive force of a LIM using a space vector control inverter", IEEE-IAS, 1990 Annual meeting, 1990.
- [7] Lathwani, E.R., "Induction Machines for Special Purposes", Butterworth & Co (Publishers) Ltd, London, 1966.
- [8] Lipo T.A., Nondahl T.A., (1979) "Pole by pole d-q model of a linear induction machine", IEEE Trans. on Power Apparatus and Systems, vol. PAS-98, n°2, pp.629-642.
- [9] Lipo T.A., Nondahl T.A., (1979) "Transient analysis of a linear induction machine using the d-q pole-by-pole model", IEEE Trans. on Power Apparatus and Systems, vol. PAS-98, pp.1266-1273.
- [10] Mc. Lean G.W., (1988) "Review of recent progress in linear motors", IEE Proceedings Pt. B, vol.135, n° 6, pp. 389-416.
- [11] Nasar S.A., Boldes I., (1997) "Linear electric actuators and generators" Cambridge University Press.
- [12] North G.G., (1972) "Harmonic analysis of a short stator linear induction machine using a transformation technique", IEEE Trans. on Power Apparatus and Systems, vol. PAS-92, pp. 1733-1743.
- [13] Ooi B.T., (1973) "A generalized machine theory of the linear induction motor" IEEE Trans. on Power Apparatus and Systems, vol. PAS-92, pp. 1252-1259.
- [14] Sang-Baeck Jin, Dong-Sook, (1997) "A method of optimal Design of single-Sided Linear Induction Motor for Transit", IEEE Trans on Magn., vol. 33, n°5, pp.4215-4217.
- [15] Yamamura S., (1971) "Theories of the linear induction motor and compensated linear induction motor", IEE 7th Winter Power Meeting, pp1700-1710, Dec. 1971.

LDIA 2001 Nagano

The Third International Symposium
on Linear Drives for Industry Applications (LDIA2001)
Nagano, Japan, 17-19, October, 2001

Excellent Paper of the Poster Session

Awarded to

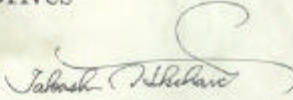
J. Atencia

Universidad de Navarra, Spain

for the Paper entitled

(Paper No. P1-8)

**Analysis of Different Models of
Linear Induction Drives**



Prof. TAKASHI HIKIHARA
Chairperson
LDIA2001 Program Committee

Parameter identification of vector controlled linear induction motors

M. Martínez-Iturralde*, I. Simón, A. García Rico, J. Flórez

Escuela Superior de Ingenieros (TECNUN), Universidad de Navarra,
Paseo Manuel de Lardizábal 13, 20018. San Sebastián, Spain.
Tel: +34 943 219877, Fax: +34 943 311442. E-mail: mmaiturralde@tecnun.es

The special geometry of Linear Induction Motors (LIMs) produces some specific effects (i.e. end effects and asymmetric field distribution) that affect the value of their lumped parameters. Because of this, it is usual to control LIMs by means of scalar control, instead of using the more efficient vector control techniques.

The aim of this paper is to test the influence of the LIMs specific effects in the lumped parameters of the machine and, therefore, in their vector control. A parameter identification technique based on the Least Squares method was developed and applied to a LIM prototype under various operating conditions. Moreover, the influence of vector control parameters variation in the LIM performance was evaluated. Rotor Field Oriented Control (RFOC) was applied to a laboratory prototype. Different experimental tests were performed.

Keywords: Linear induction motor, parameter identification, vector control.

I. INTRODUCTION

Flux Oriented Control (FOC) of induction motors has achieved high dynamic performance. However, it needs an accurate estimation of the flux magnitude and angle, and this estimation is very sensitive to some machine parameters [1]-[2]. Particularly, rotor flux oriented control strongly depends on:

- The rotor time constant τ_r , for correct torque dynamics.
- The magnetizing inductance L_m , for flux and torque scaling.

These parameters are altered by temperature, magnetic saturation or skin effect, and vary during the operation of the machine. Therefore, parameter identification is indispensable in order to achieve a proper vector control of induction motors.

In the case of Linear Induction Motors, some specific effects [3]-[4]-[5] add up more uncertainty to the real value of these parameters.

- Local heatings in the conducting secondary plate tend to modify rotor time constant value.

- The static end effects due to the open character of the magnetic circuit of the machine affect the value of the magnetizing inductance.
- The dynamic end effects that appear at high speeds weaken the magnetic field in some parts of the airgap, and thus the L_m value decreases.

A considerably amount of literature exists about parameter identification of rotary induction machines [6]-[7]-[8]. However, there is no study about identification of LIM parameters and how the specific effects change their values.

In this paper, an off-line parameter identification method based on the Least Squares (LS) technique is applied to a laboratory prototype [9] (Fig. 1) under various operating conditions. τ_r and L_m are identified.

Moreover, the sensivity of the rotor flux oriented control strategy to the variation of both parameters is evaluated. FOC is applied to the LIM prototype in order to validate the study with experimental results.

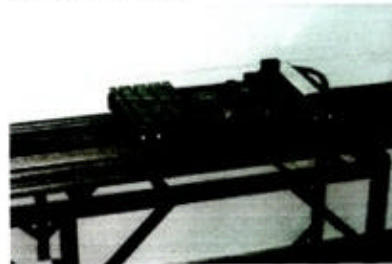


Fig. 1. LIM prototype

II. PARAMETER IDENTIFICATION

The conventional rotary machine model was used for the identification [10],[11].

$$\hat{v}_s = r_s \cdot \hat{i}_s + \frac{d\hat{\Psi}_s}{dt} \quad (1)$$

$$0 = r_r \cdot \hat{i}_r + \frac{d\hat{\Psi}_r}{dt} - j \cdot \omega_r \cdot \hat{\Psi}_r \quad (2)$$

where $\hat{\Psi}_s = L_s \hat{i}_s + L_m \hat{i}_r$ and $\hat{\Psi}_r = L_m \hat{i}_s + L_r \hat{i}_r$.

The notation adopted is the following: v_s is the primary voltage; i_s and i_r the primary and secondary currents; r_s and r_r the primary and secondary resistances; L_s , L_r and L_m represent the primary self inductance, the secondary self inductance and the magnetizing inductance, respectively; and ω_s is the motor electrical speed.

At a first stage, the primary resistance r_s , the primary magnetizing inductance L_m , the rotor time constant τ_r , the primary self inductance L_s and the resultant leakage factor σ were obtained. All these parameters can be used to calculate the magnetizing inductance L_m for every test condition.

A. Identification of stator resistance (r_s)

The objective of the first test is to identify the primary resistance r_s . For this purpose, the secondary part was removed, and only the primary part was tested. The electrical governing equation is given by (3).

$$\tilde{v}_s = r_s \cdot \tilde{i}_s + L \cdot \frac{d\tilde{i}_s}{dt} \quad (3)$$

where L is the primary self inductance without secondary part.

The regression model used for the LS identification is given by (4), in dq axis.

$$\begin{bmatrix} v_{sd}(1) \\ v_{sd}(2) \\ \vdots \\ v_{sd}(m) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_{sd}(1) & \frac{di_{sd}(1)}{dt} \\ i_{sd}(2) & \frac{di_{sd}(2)}{dt} \\ \vdots & \vdots \\ i_{sd}(m) & \frac{di_{sd}(m)}{dt} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \tilde{r}_s \\ \tilde{L} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e(1) \\ e(2) \\ \vdots \\ e(m) \end{bmatrix} \quad (4)$$

where $e(i)$ is the error component at the i th observation and \tilde{r}_s and \tilde{L} the estimations of r_s and L .

B. Identification of stator magnetizing inductance (L_m)

An off-line test was developed to estimate the coupling inductances of each primary phase. It consists of supplying only one phase of the primary part and measuring the induced voltage in the terminals of the other two phases. This method is explained in Fig. 2.

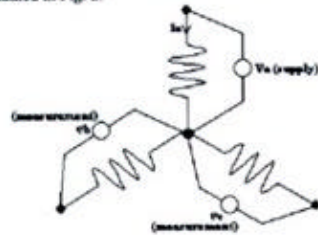


Fig. 2. Stator magnetizing inductance identification scheme.

This scheme can be modeled by the equations (5) and (6).

$$e_b = -L_{ab} \frac{di_a}{dt} = -\frac{1}{2} L_{sm} \frac{di_a}{dt} \quad (5)$$

$$e_c = -L_{ac} \frac{di_a}{dt} = -\frac{1}{2} L_{sm} \frac{di_a}{dt} \quad (6)$$

where e_b , e_c are the induced voltages in phases b and c ; L_{ab} , L_{ac} are the coupling inductances between phases b , c and phase a ; i_a is the current value in phase a ; and L_{sm} is the self inductance of every primary phase if we consider balanced phases. The regression model for equation (5) is given by (7).

$$\begin{bmatrix} e_b(1) \\ e_b(2) \\ \vdots \\ e_b(m) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{2} \frac{di_a}{dt}(1) \\ -\frac{1}{2} \frac{di_a}{dt}(2) \\ \vdots \\ -\frac{1}{2} \frac{di_a}{dt}(m) \end{bmatrix} \cdot L_{sm} + \begin{bmatrix} e(1) \\ e(2) \\ \vdots \\ e(m) \end{bmatrix} \quad (7)$$

C. Identification of rotor time constant, stator self-inductance and resultant leakage constant (τ_r , L_s , σ)

From equations (1),(2), considering the motor speed ω_r as a constant, equation (8) can be obtained, in dq axes.

$$\begin{bmatrix} -\frac{dv_{sd}}{dt} + r_s \frac{di_{sd}}{dt} - \omega_r (v_{sq} - r_s \cdot i_{sq}) \\ -\frac{dv_{sq}}{dt} + r_s \frac{di_{sq}}{dt} - \omega_r (v_{sd} - r_s \cdot i_{sd}) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sigma \cdot \tilde{L}_s \\ \frac{1}{\tilde{\tau}_r} \\ \frac{L_s}{\tilde{\tau}_r} \end{bmatrix} \quad (8)$$

where $\sigma = 1 - L_m^2 / L_s L_r$ and $\tau_r = L_r / r_r$. This model was resolved by the least squares method considering the values of r_s , obtained in Section II-A.

D. Test design

In order to perform the tests, a special test bench was used (Fig. 3, Fig. 4). It consists of a circular shaped iron core with an aluminum sheet over it and fixed to a rotary electrical motor.

The tests were performed at different temperatures. For the last identification method (Section II-C), the machine was also tested at different speed values. The rotary engine permits to drive the linear motor at constant high speed.

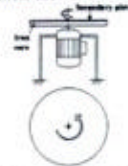


Fig. 3. Rotary test bench scheme



Fig. 4. Rotary test bench

A 220V-50Hz supply was used for every test.

E. Identification results

The variation of the magnetizing inductance with speed at different values of temperature of the stator windings is shown in Fig. 5. It can be seen that it presents a nearly linear characteristic, with an average reduction of a 40% at 4m/s from the standstill value. As it was expected, the variation due to the temperature is negligible (aprox. ±3%).

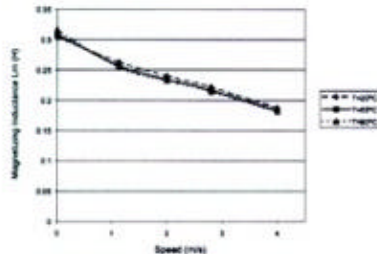


Fig. 5. Magnetizing Inductance L_m vs. speed and temperature

Fig. 6 shows the rotor time constant values at the same operating conditions as before.

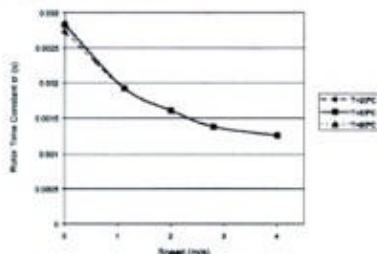


Fig. 6. Rotor Time Constant τ_r vs. speed and temperature

τ_r is nearly proportional to the magnetizing inductance and inversely proportional to the secondary resistance ($\tau_r = L_m / r_r$). While the L_m value tends to decrease at high speeds, secondary resistance is also expected to become smaller.

The reason is that secondary currents pulse at smaller frequencies and skin effect disappears. Therefore, rotor time constant is not expected to vary as much as L_m value. However, τ_r value decreases up to a 55% at 4m/s from the standstill value.

A plausible explanation is that the electrical equations used for the identification, (1)(2), do not take into account the iron losses and in this case they could be quite important because secondary iron core is not laminated.

III. ANALYSIS OF PARAMETER SENSIVITY IN FOC

It is well known that field oriented control typically utilizes an observer to calculate the rotor flux module and its angle with respect to the stator MMF. The observer is usually based on (9) and (10).

$$T_r \frac{d}{dt}(i_{mr}) + i_{mr} = i_s \tag{9}$$

$$\omega_{\psi_r} = \omega_r + \frac{i_{sy}}{T_r i_{mr}} \tag{10}$$

where i_{mr} represents the rotor magnetizing current and $|\Psi_r| = L_m \cdot i_{mr}$, ω_{ψ_r} is the rotor flux angular speed and i_{sr} , i_{sy} the components of the stator currents in the reference frame fixed to the rotor flux phasor.

From this equations it can be inferred that a bad estimation of L_m or τ_r affects directly the observed variables. More precisely, a variation in the rotor time constant value of the observer with respect to the real value produces a bad estimation of the rotor flux angle. On the other hand, if the magnetizing inductance value used in the observer does not match with the real one, both the magnitude and angle of the rotor flux estimation are affected.

Both cases were studied: an observer with a wrong value of τ_r and an observer with a wrong value of L_m .

A. Incorrect τ_r value in the flux observer

If (10) is integrated with time, (11) is obtained.

$$\theta_{\psi_r}(t) = \int \left(\omega_r(t) + \frac{i_{sy}(t)}{T_r i_{mr}(t)} \right) dt \tag{11}$$

From equation (11) can be inferred that,

- An overestimation of τ_r produces a delay of the calculated rotor flux position with respect to the real one.
- A subestimation of τ_r produces an advancement of the calculated rotor flux position with respect to the real one.

These statements can be observed in Fig. 7.

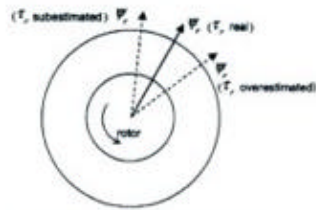
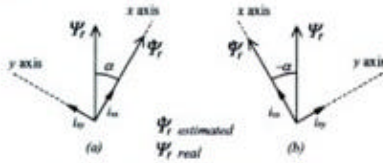


Fig. 7. Delay and advancement of the rotor flux phasor

The incorrect estimation of the rotor flux position makes flux producing current reference i_{sx} and torque producing current reference i_{sy} have a torque producing component and a flux producing component, respectively. This effect is shown in Fig. 8.

Fig. 8. i_{sx} and i_{sy} for an incorrect flux estimation

The repercussion of these non-desirable components on the performance of the machine can be studied from the thrust equation (12).

$$F = \frac{L_m^2}{L_r} \frac{3\pi p}{2\tau} i_{sx}^* \cdot i_{sy}^* \quad (12)$$

where i_{sx}^* and i_{sy}^* are the primary current components on the reference frame fixed to the real rotor flux phasor. In the case of Fig. 8 a) they can be transformed, resulting equations (13) and (14).

$$i_{sx}^* = i_{sx} \cos(\alpha) + i_{sy} \sin(\alpha) \quad (13)$$

$$i_{sy}^* = i_{sy} \cos(\alpha) - i_{sx} \sin(\alpha) \quad (14)$$

In the case of Fig. 8 b) the value of α must be changed to $-\alpha$. Combining equations (12), (13) and (14), and taking into account that for small angles $\cos \alpha = 1$ and $\sin \alpha = \alpha$,

$$F = \frac{L_m^2}{L_r} \frac{3\pi p}{2\tau} \left[i_{sx} \cdot i_{sy} + (i_{sy}^2 - i_{sx}^2) \alpha - i_{sx} \cdot i_{sy} \cdot \alpha^2 \right] \quad (15)$$

$$F = \frac{L_m^2}{L_r} \frac{3\pi p}{2\tau} \left[i_{sx} \cdot i_{sy} + (i_{sx}^2 - i_{sy}^2) \alpha - i_{sx} \cdot i_{sy} \cdot \alpha^2 \right] \quad (16)$$

Note that for a given flux level i_{sx} is a positive constant and, depending on the thrust requirements, i_{sy} value can be positive or negative.

Therefore, examination of equations (15) and (16) shows that, for a given flux level, the thrust performed by the machine with respect to the thrust that should perform with a correct identification responds to Table 1.

Table 1. Thrust response for a incorrect τ_r identification.

τ_r	Ψ_r	F requirement	F response
Subestimated	Advanced	High	Weakened
		Low	Intensified
Overestimated	Delayed	High	Intensified
		Low	Weakened

B. Incorrect L_m value in the flux observer

As previously mentioned, the magnetizing inductance L_m affects both the angle and module of the rotor flux. The rotor time constant is proportional L_m , and, therefore, L_m affects the operation of the motor the very same way as τ_r (Table 1). The flux and thrust module variation can be studied from equations (17) and (18).

$$|\psi_r| = L_m i_{mr} \quad (17)$$

$$F = \frac{3\pi p}{2\tau} \frac{L_m^2}{L_r} i_{sx} i_{sy} \quad (18)$$

A subestimation of L_m in the observer makes the control to introduce a higher i_{mr} reference, so the real rotor flux of the machine becomes higher than the estimated one. On the other hand, overestimating L_m produces the opposite effect. Table 2 shows the relationship between Ψ_r , thrust response and L_m inferred from equation (18), and taking into account that, at steady state, $i_{mr} = i_{sx}$. It presents the effect of the incorrect estimation of Ψ_r module on the thrust response with respect to the thrust that should perform the machine with a good identification.

Table 2. Thrust response for a incorrect Ψ_r module identification.

L_m	Ψ_r module	F response
Subestimated	Higher	Intensified
Overestimated	Lower	Weakened

A bad identification of the magnetizing inductance leads to the combined effects shown by Table 1 and Table 2.

C. Experimental validation

In order to validate this analytical study, some tests were performed. Direct Rotor Flux Oriented Control was developed and applied to the LIM prototype. The tests consisted of introducing a speed step reference of 0.8m/s and registering the performance of the machine for several values of the control parameters: the real values, values 30% and 60% smaller than the real value and values 30% and 60% higher than the real value. Fig. 9 shows the general scheme of the control strategy.

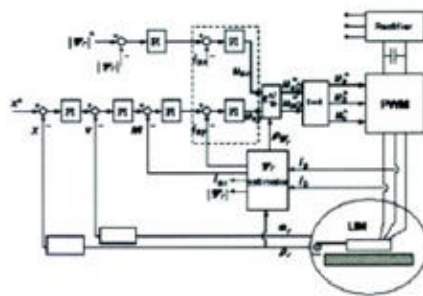


Fig. 9. DFOC scheme

Fig. 10 shows the speed response of the LIM prototype for different values of τ_r .

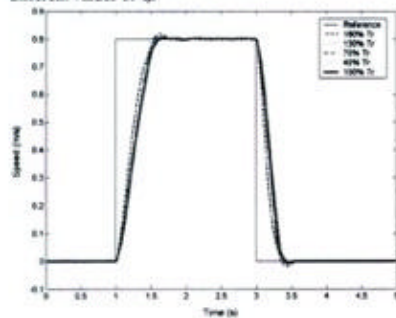


Fig. 10. Speed response for several values of τ_r .

Thrust requirement reaches to its highest value at starting and braking, and decreases when speed value reaches to the speed reference. The same test is shown in more detail in Fig. 11.

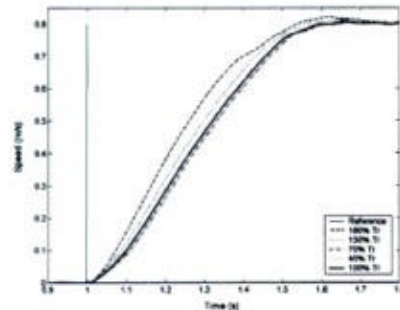


Fig. 11. Speed response for several values of τ_r (in more detail)

The speed characteristic for every rotor time constant value responds to Table 1. When τ_r is subestimated, the response is weaker at starting than with the correct estimation. On the contrary, it is more forceful when reaching to the speed reference.

On the other hand, when the rotor time constant is overestimated, the speed response is more forceful at starting and weaker at reference speed. That is the reason why they present an overshoot.

Fig. 12 and Fig. 13 shows the results of the speed test for several values of L_m .

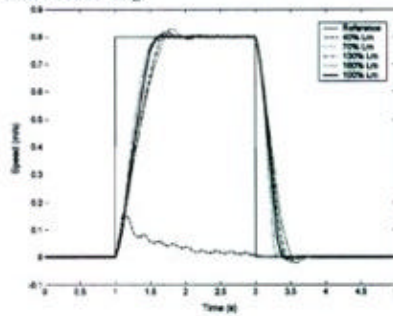


Fig. 12. Speed response for several values of L_m

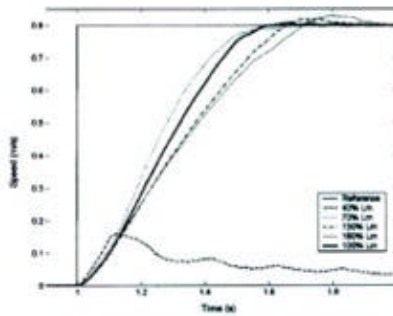


Fig. 13. Speed response for several values of L_m (in more detail)

In this case the speed value responds to the effects that result from the combination of both, an incorrect rotor flux angle and module estimation.

When LIM prototype is reaching to reference speed (low thrust demand), the effects of a subestimation and overestimation present the same direction (Table 1 and Table 2). In the case of a subestimation of L_m , the response is strengthened, and weakened for an overestimation.

At starting, both effects are opposite. However, it can be seen that the effect of the badly scaled rotor flux module is stronger than the effect of the incorrect flux angle.

IV. CONCLUSIONS

This paper has presented a study of the influence of Linear Induction Motors specific effects on the field oriented control parameters and on the performance of the machine.

On one hand, it has been demonstrated that temperature is not a critical variable to the rotor time constant and magnetizing inductance values. However, speed value affects in great manner these parameters (up to 55% of reduction in the case of the rotor time constant). Moreover, the iron losses are susceptible to vary the parameter values because the electric model used for this identification is the typically used for the vector control of LIMs.

On the other hand, an analytical methodology has been presented to study the influence of the field oriented control parameter variation on the thrust performance of LIMs. This methodology has been validated by experimental tests.

V. ACKNOWLEDGMENTS

The authors wish to express their gratitude to the Basque Government for the financial support of project EL00201 and to the "Ministerio de Ciencia y Tecnología" of Spain, for the financial support of project DPI2000-1271, both on linear electric machines.

Miguel Martínez-Iturraide also wishes to express his gratitude to the "Fundación Empresa-Universidad de Navarra" for his scholarship.

VI. REFERENCES

- [1] F.Vas, *Vector control of AC machines*, Clarendon Press, Oxford, 1990.
- [2] B.K. Bose, *Power electronics and variable frequency drives*, IEEE Press, New York, 1997.
- [3] E.R. Laithwaite, *Induction Machines for Special Purposes*, Butterworth & Co. (Publishers) Ltd. London, 1966.
- [4] I. Boldea, S.A. Nasar, *Linear electric actuators and generators*, Cambridge University Press, 1997.
- [5] J.F. Gieras, *Linear induction drives*. Monographs in Electrical and Electronic Engineering. Oxford University Press (1994)
- [6] C. Wang, D.W. Novotny, T.A. Lipo, "An automated rotor time constant measurement system for indirect field-oriented drives", *IEEE Trans. on Industry Applications*, Vol. 24, No.1, pp.151-159, January-February 1988.
- [7] C. Moons, B. De Moor, "Parameter Identification of Induction Motor Drives", *Automatica*, Vol.31, No.8, pp. 1137-1147, 1995.
- [8] L.A.S. Ribeiro, C.B. Jacobina, A.M.N. Lima, "Parameter Estimation of Induction Machines Under Sinusoidal PWM Excitation", *IEEE Trans. On Energy Conversion*, Vol.14, No.4, pp. 1218-1223, December 1999.
- [9] J. Atencia, A. Garcia Rico, J. Flórez, "A low-cost Linear Induction Motor for Laboratory Experiments", *IEEE (UK)*, vol.38, n°2, April 2001, pp. 117-134.
- [10] M. Martínez-Iturraide, J. Atencia, A. García Rico, J. Flórez, "Analysis of different models of linear induction drives", *Linear Drives for Industry Applications LDIA*, Nagano, Japan, October 2001, pp. 135-139.

- [11] M. Martínez-Iturraide, J. Atencia, A. García Rico, J. Flórez, "modeling linear induction motors as linear drives", *IEEE Powertech*, Porto, Portugal, September 2001.

VII. BIOGRAPHIES

Miguel Martínez-Iturraide received his M.Sc. degree in Industrial Engineering from the Universidad de Navarra in 2001. At present, he is working towards his Ph.D. degree in the field of linear induction motors identification and control, at the Electric Machinery Research Laboratory, in Tecnum (Universidad de Navarra).

Ignacio Simón received his M.Sc. degree in Industrial Engineering from the Universidad de Navarra in 2002. At present he is studying towards his M.Sc. degree in Electric, Electronic and Control Engineering at the same university.

Dr. Andrés García Rico received his M.Sc. degree in Electrical Engineering from the University of Barcelona in 1970, and the Ph.D. degree from the Universidad de Navarra in 1978. He is currently working as Associated Professor of Electric Machinery and Industrial Projects at the School of Industrial Engineering in San Sebastian (Universidad de Navarra). He also is the Principal Researcher of the Electric Machinery Research Laboratory, in Tecnum (Universidad de Navarra).

Dr. Julián Flórez received his M.Sc. degree in Industrial Engineering from the Universidad de Navarra (1980), and obtained his Ph.D. in the University of Manchester, Institute of Science and Technology UMIST (1985), in the field of Adaptive Control. From 1985 to 1997 he worked as Researcher in the Center of Study and Technical Research of Gipuzkoa (CEIT), where he collaborated in several research projects related to Electrical and Industrial Engineering with a marked industrial focus. Since 1985 he has been working as Associated Professor in the School of Industrial Engineering of the Universidad de Navarra. Since 2001, he is Principal Researcher and General Manager of VICOMTech, an applied research institute on Computer Graphics. He holds some industrial patents and has written more than 50 research papers in different areas of Industrial and Electrical Engineering.

Analysis of voltage measurement techniques for direct torque control of induction motors

M. Martínez-Iturralde, G. Martínez, J. Atencia, A. García Rico, J. Flórez
 TECNUN (Escuela Superior de Ingenieros). Universidad de Navarra.
 Paseo Manuel de Lardizabal 13.
 20018 Donostia-San Sebastián (Gipuzkoa), SPAIN

Abstract - The knowledge of the real stator voltages is basic for a correct estimation of stator flux and torque in Direct Torque Controlled induction motors. In this paper, two different low-cost and effective techniques are presented for stator voltage acquisition: one based on an electronic circuit and the other based on software programming. Both of them have been developed and applied to a direct torque control (DTC) scheme. Experimental tests demonstrate their suitability when controlling an induction motor. A comparative of the two mentioned techniques is presented.

I. INTRODUCTION

Inverter-fed induction motors have been thoroughly studied in the past few years and great amount of control strategies have been presented. Among them, Direct Torque Control (DTC) has appeared as the simplest to implement, while provides good torque and flux dynamic performance at high-speed operation [1].

However, several authors have pointed out the difficulties of this control strategy to calculate the stator flux value at low speed operation [2]. The algorithm turns to be very sensitive to stator resistance and to stator current and voltage measurements.

Generally, the stator voltage measurement problem has not been taken into account, since the three phase voltage values are usually taken from the reference voltages, or from the DC value and the inverter switching states. Nevertheless, these techniques are not precise enough for high performance operation, and it is known that at high switching frequencies the inverter dead time causes remarkable errors in the real values with regard to the reference values [3]-[4].

Traditional voltage sensors are expensive and, usually, do not provide good resolution. On the other hand, some authors have proposed software based solutions capable of calculating the instantaneous voltage values taking into account the dead time.

In this paper two different methods of acquiring the voltage values are presented: a novel low-cost hardware based method and a software based method. The advantages and drawbacks of each solution are shown and experimental results are presented in order to compare their accuracy and effectiveness.

Moreover, both methods have been applied to a direct torque controlled induction motor in order to evaluate their suitability for this control strategy and determine which is the best choice.

II. INDUCTION MOTOR MODEL AND CONTROL STRATEGY

In an arbitrary reference frame, the induction motor model is described by the following equations:

$$\vec{v}_s = R_s \vec{i}_s + \frac{\partial \vec{\Phi}_s}{\partial t} \quad (1)$$

$$0 = R_r \vec{i}_r + \frac{\partial \vec{\Phi}_r}{\partial t} - j\omega_r \vec{\Phi}_r \quad (2)$$

$$\vec{\Phi}_s = L_s \vec{i}_s + L_m \vec{i}_r \quad (3)$$

$$\vec{\Phi}_r = L_m \vec{i}_s + L_r \vec{i}_r \quad (4)$$

The notation adopted is the following:

- \vec{v}_s is the primary voltage phasor,
- \vec{i}_s and \vec{i}_r are the primary and secondary current phasors;
- R_s and R_r are the primary and secondary resistances;
- L_s , L_r and L_m represent the primary self inductance, the secondary self inductance and the magnetizing inductance, respectively;
- and ω_s is the motor electrical speed.

The Direct Torque Control strategy adopted is the proposed by Takahashi and Noguchi in 1986 [1]. It is based on two independent controllers for stator flux ($\vec{\Phi}_s$) and torque (T_e). The stator flux phasor is obtained by integrating (1).

$$\vec{\Phi}_s = \int (\vec{v}_s - R_s \vec{i}_s) dt \quad (5)$$

The electromagnetic torque (T_e) is computed as the dot product of $\vec{\Phi}_s$ and \vec{i}_r (6).

$$T_e = \frac{3}{2} \frac{p}{2} (\vec{i}_s \bullet j\vec{\Phi}_s) \quad (6)$$

The stator and flux control is achieved by applying an appropriate voltage vector chosen from a look-up table. There are eight possible voltage vectors depending on the switching states of the inverter (Fig. 1). Fig. 2 shows the control strategy simplified scheme.

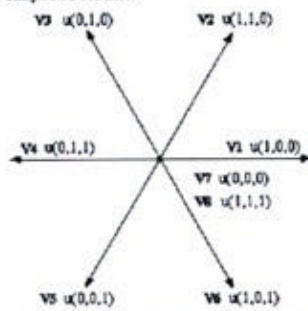


Fig. 1. Voltage vectors and inverter switching states

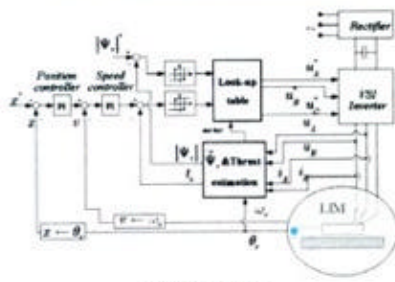


Fig. 2. DTC scheme

III. STATOR VOLTAGE ACQUISITION

Two different techniques to obtain the stator voltages have been developed and applied to a linear induction motor. The first one consists of an electronic circuit designed and constructed by the authors. The second is a software based solution capable of predicting the disturbances introduced by the drivers and the inverter.

A. Voltage measuring circuit

The first technique employs an electronic circuit. Its simplified scheme is shown in Fig. 3.

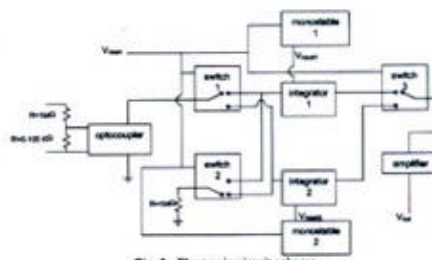


Fig. 3. Electronic circuit scheme

The first element in the circuit is a voltage reducer. It consists of a resistor and a potentiometer. The value of the potentiometer depends on the DC link voltage. Its function is reducing the phase voltage pulse to a suitable voltage level to be processed.

The circuit integrates the voltage pulses at each switching period. As the control board samples at an unknown instant into the periods, the result of each integration is held during the next period. Once the value is detected, the integrator is reset to zero at the beginning of the following period. While the result of an integration (i.e. integrator 1) is being held, another integrator (integrator 2) is acting so as to make the sampling frequency equal to the switching frequency. Switches 1 and 2 permit the signal alternation. Switch 3 is synchronized to obtain the signal to be sampled. This concept is shown in Fig. 4 for a constant voltage input.

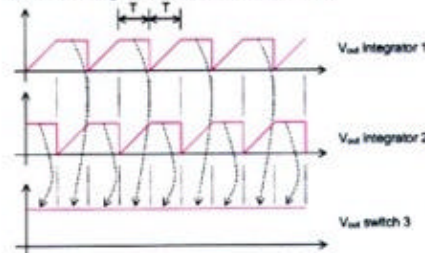


Fig. 4. Integrator 1, integrator 2 and switch 3 outputs

B. Instantaneous voltage calculation

The calculation of the phase voltage values from the DC link voltage value and the inverter switching states is a very common technique. However it is necessary to take into account the dead time of the inverter.

It is well known that the dead time adds or subtracts duty cycle depending on the direction of the phase current [5]. Normally, the driver sets the dead time.

For a given reference, the voltage output is widened or narrowed a constant value depending on the current sign. This is shown in Fig. 5 and Fig. 6.

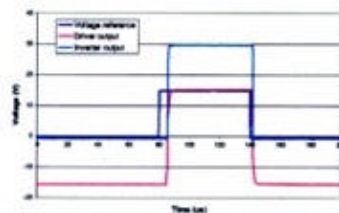


Fig. 5. Voltage reference, driver output and inverter output with positive phase current

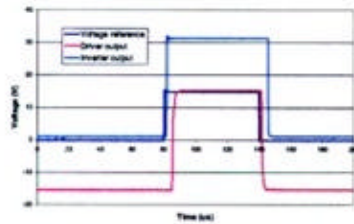


Fig. 6. Voltage reference, driver output and inverter output with negative phase current

This phenomenon appears for every switching frequency or DC link voltage, so it can be predicted by only sampling the phase current sign.

The method has been programmed in C language and included in the control algorithm.

IV. EXPERIMENTAL TESTS AND RESULTS

Both methods of obtaining phase voltages have been applied to an induction motor. The test bench consists of a dSpace DS1104R&D control board, a Semikron IGBT based voltage source inverter and a 0.75HP induction motor. A Yokogawa PZ4000 power analyzer has been used to acquire the data considered as real voltage. The setup scheme is shown in Fig. 7.

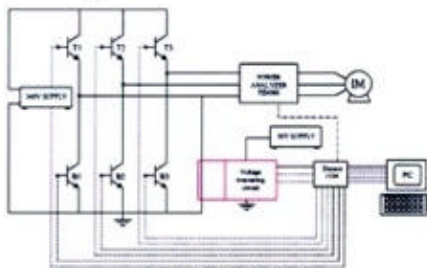


Fig. 7. Test bench scheme

The first tests performed were designed to evaluate the accuracy of both the measurement and calculation techniques results with regard to real voltages. Fig. 8 shows the results of a 340V 50Hz test applied to an induction motor.

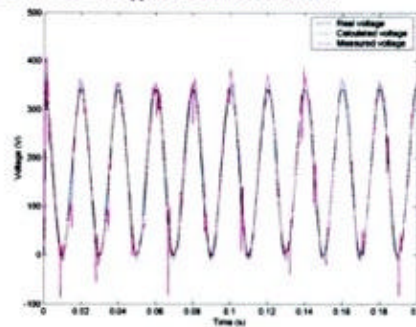


Fig. 8. 340V 50Hz test

Both techniques show good approach to the real voltage. Calculated voltage signal presents a 5% amplitude error and a 1% phase delay with regard to real voltage, while measured signal presents 4.3% amplitude and 0.5% phase typical errors.

It is also remarkable the smooth signal achieved by the calculation technique with regard to the irregularity of the measured values. This point can be more clearly seen in the 340V 10Hz test shown in Fig. 9.

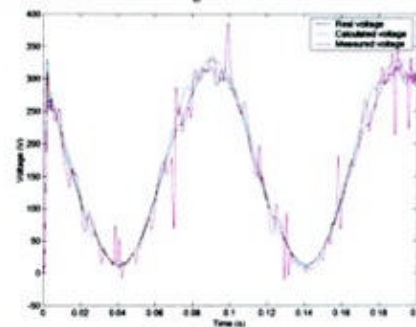


Fig. 9. 340V 10Hz test

The voltage peaks of the figure are due to the noise from the power inverter that affects, not only the final voltage signal, but also the inner work of the electronic circuit.

At a second stage, the performance of a Direct Torque Controlled induction motor using the voltages acquired through the two techniques has been evaluated.

Fig. 10 shows the response of a speed test under 10% of nominal load.

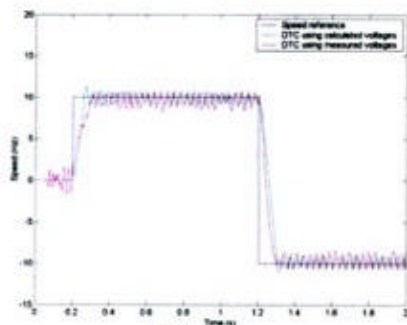


Fig. 10. Speed test

The response is similar in both cases, but there are some differences to remark.

The response of the machine controlled by DTC using measured voltage values is slightly faster than using calculated voltages. The reason is the smaller phase error seen in previous tests.

On the other hand, the irregularities of the values obtained by the measurement technique make the ripple and the irregularity in the speed response higher than using the calculation technique.

These differences can be noticed when observing the stator flux performance. Fig. 11 and Fig. 12 show this performance during the whole speed test.

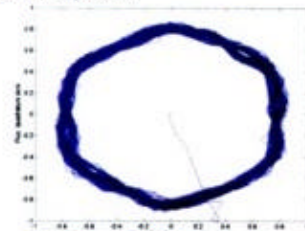


Fig. 11. Stator flux in DTC with measured voltages

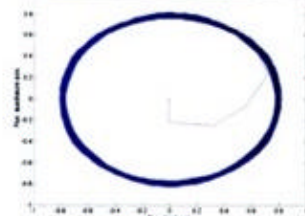


Fig. 12. Stator flux in DTC with calculated voltages

Fig. 13 and Fig. 14 compare the DTC flux estimation by means of both techniques and the flux calculated from the real voltage values. These values correspond to the first 0.2s of the speed test.

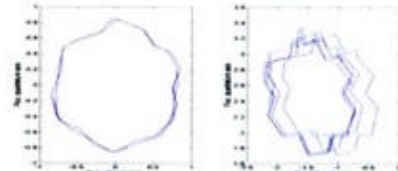


Fig. 13. Stator flux in DTC estimated with measured voltages and with real voltages

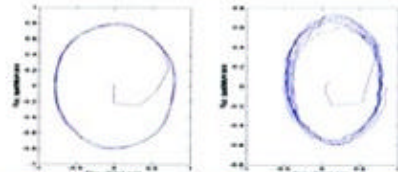


Fig. 14. Stator flux estimated in DTC with calculated voltages and with real voltages

The flux values calculated from the measured voltage values are much more irregular. Moreover, the difference between estimated and real flux is higher. However, as shown in Fig. 10 the speed response is not excessively affected.

V. CONCLUSIONS

This paper proposes two different methods of acquiring the voltage values for estimating stator flux and torque of Direct Torque Controlled induction motors. The first one is based on a novel electronic circuit scheme capable of integrating the voltage pulses from the power inverter. The other one is based on the concept of predicting the voltage output taking into account the dead time of the drivers on the basis of software programming. Both have been developed, applied to an induction motor and contrasted.

Both techniques obtain good results in voltage acquisition, as present an amplitude error not higher than 5% and phase error not higher than 1% of the period. Moreover, it is demonstrated that both techniques are suitable to be applied to Direct Torque Controlled induction motors.

Regarding to which technique is more suitable to be applied to DTC, it can be concluded that, although the hardware based method make the motor have slightly better dynamic performance, the software based method is not affected by noise or other outer phenomena, thus is more reliable and achieves smaller torque ripple in the motor performance.

In addition, there are some other aspects to take into account when choosing one method or the other, as resolution, computational effort, cost, etc... The main conclusions drawn about these items are presented in Table 1.

TABLE I
COMPARATIVE OF THE TWO METHODS

	Measuring voltage circuit	Voltage calculation method
Resolution	Moderate	Very good
Accuracy	Good	Good
Computational effort	None	High
User friendship level	Low	Good
Cost	Low	Very low

ACKNOWLEDGMENTS

The authors wish to express their gratitude to the Basque Government for the financial support of the project EL00201 and to the "Ministerio de Ciencia y Tecnología" for the financial support referenced DPI2000-1271.

Miguel Martínez-Iturralde also wishes to express his gratitude to the Basque Government for his scholarship.

REFERENCES

- [1]- Takahashi I, Noguchi T, 'A New Quick-Response and High-Efficiency Control Strategy of an Induction Motor', IEEE Trans. on Industry Applications, IA-22(5): 820-827, September/October 1986.
- [2]- P.Vas, *Sensorless Vector and Direct Torque Control*, Clarendon Press, Oxford, 1998.
- [3]- Jeong S.G., Park M.H., 'The analysis and compensation of dead-time effects in PWM inverters', IEEE Trans. on Industrial Electronics, Vol.38, no. (1991), pp. 108-114.
- [4]- Jung J., Nam K., 'A PI-type Dead Time Compensation Method for vector controlled GTO inverters', IEEE Trans. on Industrial Electronics, Vol.38, no. (1991), pp. 108-114.
- [5]- Leggate D., Kerkman R.J., 'Pulse-based dead time compensator for PWM voltage inverters', IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol.44, no.2, April 1997, pp. 191-197.

Control Strategies for positioning of Linear Induction Motor: tests and discussion

Atencia J., Martínez-Iturralde M., Martínez G., García Rico A., Flórez J.,
Escuela Superior de Ingenieros de San Sebastian, Universidad de Navarra
Paseo Manuel de Lardizabal 13
280024 San Sebastian, Guipuzcoa, Spain

Abstract— The target of this paper is to establish the main problems and goals of the four most popular control strategies for induction motor drives, applied to the special case of Linear Motors: Scalar Control, Direct field-oriented control (direct FOC), indirect Field-oriented Control (indirect FOC) and Direct Torque Control (DTC). We introduce the peculiarities of the implementation of the different strategies for Linear Induction Motors, the results of experimental tests of the speed controller and position controller, and a discussion of the experiments.

I. INTRODUCTION

LINEAR Induction Motors (LIMs) have a geometry that makes them more suitable than their rotary counterparts for performing special tasks. However, special machines have problems that may require special control strategies.

Control of LIMs may be achieved by developing new control schemes based on complex models of LIMs (usually they take into account end effects) or just by implementing control schemes used for rotary machines, particularized to the special characteristics of LIMs.

In a previous paper [8] we discussed the best way of modeling a LIM as a Linear Drive (almost always operating in transient conditions). One conclusion of the paper was that the symmetric conventional three-phase model of rotary induction machines was very good suited for describing the electromagnetic behavior of the LIM prototype considered [7], Fig. 1.

Based on this conclusion, we have neglected the end effects of the linear motor, and have compared the main control strategies used for rotary machines, applied to linear motors.

Furthermore, most papers of LIM control consider only the simulations of a particular control strategy, like DTC [12] direct FOC [4] [5] and indirect FOC [10] or a comparison between strategies based also in simulation [3] [9]. There are also some papers that present experimental implementation of Control Strategies but usually they just consider a speed controller, and no positioning [1] [6].

In this paper we present the main induction motor control strategies implemented to a Linear Induction Motor prototype, for both speed and position control. This work serves for introducing the main problems of implementation and performance comparison of the different schemes for the particular case of Linear Drives.

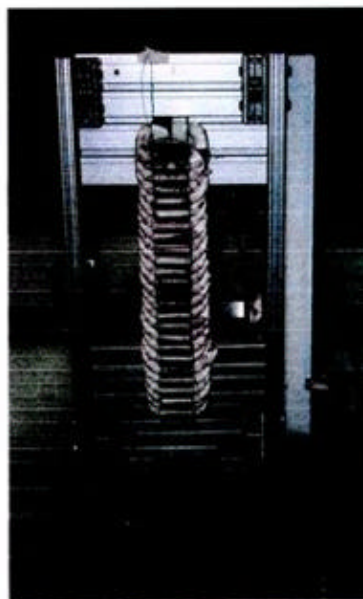


Fig. 1 Linear Induction Motor prototype

II. CONTROL STRATEGIES

A. Scalar Control

Scalar Control and Vector Control operates based on the steady state equations. The constraint (1) keeps constant the RMS value of the airgap flux.

$$u / f = K \quad (1)$$

with u simple one-phase voltage and f frequency of the one-phase voltage

Different values of V/f have been used in order to select the optimal curve thrust/speed at steady-state.

Fig. 2 shows that maximum thrust is achieved with a field traveling-wave of 1.5 m/s at stand still ($v=0$). However, the black curve of Fig. 2 has been used in order to have a higher average acceleration until a steady-state velocity of 1m/s is reached with the scalar control.

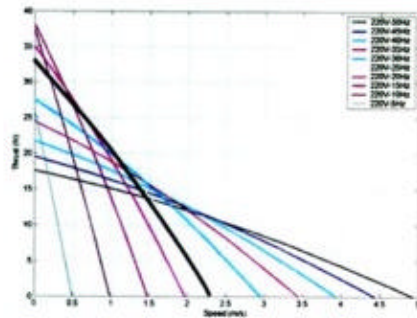


Fig. 2 Voltage-frequency

Fig. 3 shows a scheme of the Scalar control employed. It has an open loop velocity gain in order to have a robust response, and a PI controller to bring to zero the error between the speed reference and monitored speed.

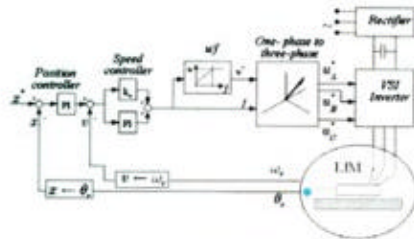


Fig. 3 Scalar Control Scheme

No slip regulator has been used because the maximum thrust operation at constant voltage takes place with slip greater than 1 ($s>1$)

Other types of scalar control were also considered, but they require the RMS values of currents, which is only reasonable for steady-state control.

B. Direct Field Oriented Control

Rotor direct Field Oriented Control utilizes rotor flux and torque feedback, obtained through direct sensing or an estimator.

The rotor flux angle permits the decoupling of primary current into its force-producing component and its rotor-flux component. Thus, a cascade structure with thrust, control and position control is achieved, Fig. 4, by maintaining constant the rotor flux module.

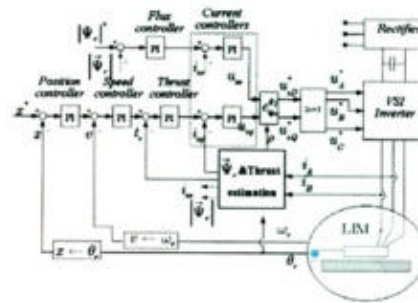


Fig. 4 Direct Field Oriented Control Scheme

C. Indirect Field Oriented Control

The concept of Rotor indirect FOC is similar to the direct FOC. The main difference is that no feedback of thrust or rotor flux is used. Instead of it, the monitored slip is used to estimate the rotor flux position, Fig. 5.

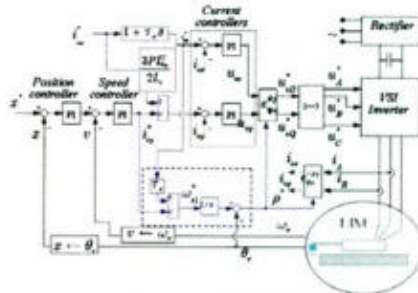


Fig. 5 Indirect Field Oriented Control Scheme

D. Direct Torque Control

This method, Fig. 6, uses the errors between the references of Stator flux and the Force and their estimated values, for determining the optimal switching configuration of the IGBTs every sample time.

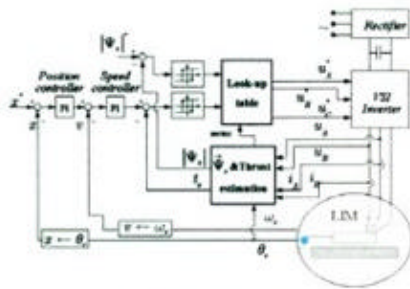


Fig. 6 DTC Control Scheme

The switching configuration for the different states is summarized in a look-up table, which allows avoiding the reference transformations and the need of a decoupling circuit for force and flux [11].

The stator flux has been estimated with (2).

$$\Psi_s = \int (\vec{u}_s - R_s \vec{i}_s) dt \quad (2)$$

In order to avoid the error produced by the integration of offsets, we used two high-pass filters before and after (2).

The DTC has been implemented with a constant PWM switching period with variable duty-cycle dependent on the modulus of the errors of Force and Flux [11].

III. TESTS

A. Test bench

All the control strategies have been implemented with software, in a ds1102 control board from dSPACE, Fig. 7.

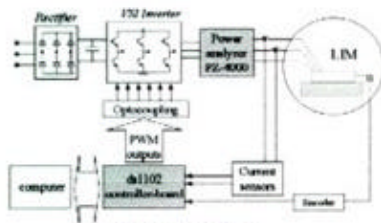


Fig. 7 Test bench scheme

The sample time was the same for all the strategies, 0.2 ms, and the switching-period of the centered PWM signals was 5Khz with a DC-link voltage of 330V.

- The external variables needed in the control schemes were
- Primary currents, measured with LEM sensors which have a range of measurement from DC to 100Khz
 - Primary voltages, calculated from the PWM signals that the DSP board gives to the drivers and IGBTs.
 - Position, measured with a system based on a rotary encoder [7] with a resolution of 0.025 mm.
 - Speed, calculated by deriving the position and by introducing a low pass filter.

B. Prototype parameters

The parameters used in the control systems were obtained by some modified no-load test and locked test [7], and have been validated by numerical calculation and experimental tests [8].

C. Criteria for the selection of flux levels

Direct and indirect FOC operate with a constant rotor flux, and DTC and Scalar Control operate with a constant Stator Flux.

In order to compare the different controls in similar operating conditions, we settled the same Stator Flux at stand still for all controls. This value has been held constant in DTC and Scalar control all over their operation, and in the case of FOC, it has just served to calculate the corresponding rotor flux at stand-still, value which has been held constant all over its operation. This criterion means that attraction forces are the same in the worst case, when stator flux has the lowest frequency relative to the secondary.

D. Description of the tests and discussion

All the strategies were tested with both a position reference and a speed reference.

Fig. 8 shows the speed response of the linear machine with the different strategies at 0.5m/s.

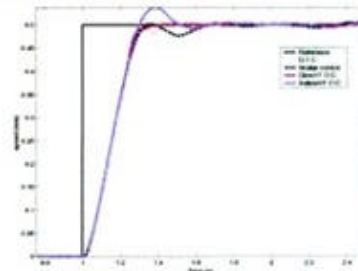


Fig. 8 Speed controller: 0.5m/s step reference

It can be seen that Direct FOC has the best performance, as it reaches the reference faster and without oscillations.

In order to analyze the performance at low speeds, a second speed step of 0.01m/s has been applied to the speed controller.

Fig. 9 shows the results. FOC and DTC achieve the fastest responses, but DTC fails to follow correctly the reference. This failure is due to the high pass filters used with (2).

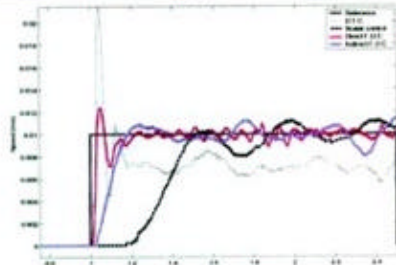


Fig. 9 Speed controller: 0.01 m/s step of speed reference

Fig. 10 shows the response of the position controllers with a 0.4m step reference.

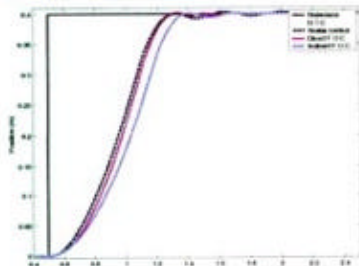


Fig. 10 Position controller: 0.4m step reference

Fig. 11 shows a detail of Fig. 10. It can be seen that with direct and indirect FOC the motor reaches the reference, while with DTC the motor fails to reach it. On the other hand, with Scalar control there are great oscillations.

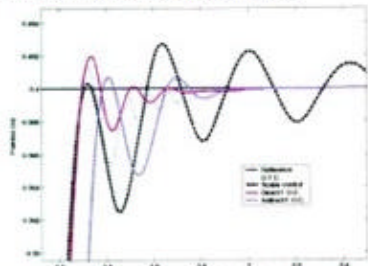


Fig. 11 Detail of the position controller with a 0.4m step reference

With direct FOC the motor has its best performance though Fig. 12 shows that maximum acceleration is achieved with DTC and Scalar Control. FOC have a smaller initial acceleration because with "space vectors", a circular saturation algorithm was used, and the flux is not properly maintained.

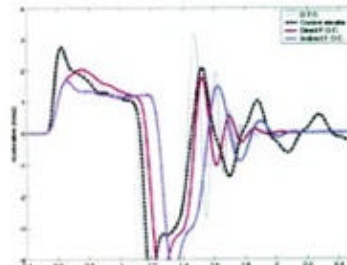


Fig. 12 Acceleration in a 0.4m step of position reference

IV. FURTHER CONSIDERATIONS

A. Attraction/repulsion forces.

Another aspect of the special characteristics of Linear Induction Motors is that there are also attraction/repulsion forces, dependant on the primary field [2]. As Direct Torque Control focuses on the stator field, it permits the control of the attraction forces, which is not possible in conventional rotor field oriented control. The Scalar control focuses on the RMS of the Stator flux, thus it does not guarantee the instantaneous control of attractive forces.

B. Complexity of the implementations.

The easiest control scheme to implement is the DTC control because it just requires knowing the value of the primary resistance.

Scalar control requires the simulation of the different thrust/speed curves at steady state, which means knowing all the parameters of the one-phase equivalent circuit.

The main problem of FOC is the amount of parameters of the LIM that are required for a good performance. There are also some implementation problems because it is not evident with "space vectors" to make the control maintain the flux level when the PI controllers of current are saturated. A solution to this problem requires a more complex function in order to avoid singular mathematical points of performance (more computation time).

C. Optimal magnetic field

Due to the peculiar curves Thrust/speed it can be inferred that for optimal accelerations and performance, it might be good to use optimal level of flux at every speed. This means choosing a different curve of Fig. 2 with maximum thrust at every speed.

V. CONCLUSIONS

The main objective of this paper was to show real implementations of position control with the main control strategies focused in a linear induction motor.

The tests have shown that DTC is the easiest control to implement because it only requires the notion of the primary resistance. However though it is possible a position control, its accuracy is limited due to the estimation of the flux level at low speeds.

With FOC a good performance of the motor is achieved. Specially direct FOC gets the more accuracy both in the speed controller and position controller, though it presents some problems in maintaining the flux with "space vectors", when great accelerations are required. However, the thrust and flux controllers help to correct these problems.

Indirect FOC lacks of flux and thrust controllers, which means a bad response when the rotor flux angle is not properly estimated due to the use of the circular saturation algorithm.

Scalar Control is also feasible, though it is not able to achieve the same dynamics as DTC or FOC.

REFERENCES

- [1] A. Casaliotti, V. Mangigetta, A. Picardi and E. Pagano "A Field Oriented Control for a People Mover System with Linear Induction Motor Drives", Proceedings of the 2nd International Symposium on Linear Drives for Industry Applications, 8-10 April, 1998 Tokyo, Japan, pp. 163-166
- [2] Boldoa I., Nasar S.A. "Linear electric actuators and generators", Cambridge University Press, 1997
- [3] Dal-Ho Im, Byung-II "Dynamic Characteristics Analysis of LIM's Vector Control Using FEM", Proceedings of the 1st International Symposium on Linear Drives for Industry Applications, 31 May-2 June 1995 Nagasaki, Japan, pp. 307-310
- [4] G. Gentile, V. Isastia, S. Moo, A. Ornetto, M. Scarano, N. Rotundale, "Vectorial control of LIMs taking into account *emf* effect", Proceedings of the 2nd International Symposium on Linear Drives for Industry Applications, 8-10 April, 1998 Tokyo, Japan, pp.159-162
- [5] Gastli A. (1998) "Compensation for the effect of joints in the secondary conductors of a linear induction motor", IEEE transactions on Energy Conversion, Vol 13, n°2, pp. 111-116
- [6] Inae Takahashi, Yaju Ide, (1990) "Decoupling control of thrust and attractive force of a LIM using a space vector control inverter.", IEEE-IAS, 1990 Analysis of vector Controlled LIM by Finite Element Method and experiment", Conference record of IEEE Industry Applications Conference 33rd Annual Meeting, St. Louis USA 12-15 Oct, pp.799-806
- [7] J. Atencia, A. Garcia Rico and J. Flores "A low cost linear induction motor for laboratory experiments," *Int. J. Electr. Eng. Educ.*, vol. 38, n°2, pp. 117-14, Apr. 2001.
- [8] J. Atencia, M. Martinez-Irujo, A. Garcia Rico and J. Flores, "Modeling of linear induction motors as linear drives," in *Proc. 2001 IEEE Porto PowerTech Conf.*
- [9] Kwon, Byung-II, Kim, Sol, Oh, Won-Seok, "High Performance Direct Thrust Control of Linear Induction Motor", Proceedings of the 2nd International Symposium on Linear Drives for Industry Applications, 8-10 April, 1998 Tokyo, Japan, pp. 130-133
- [10] Kyu-Tak Kim, Young-Dae Son, "Variable Structures Vector Controller Design for Position Control of Single-sided Linear Induction Motor", Proceedings of the 1st International Symposium on Linear Drives for Industry Applications, 31 May-2 June 1995 Nagasaki, Japan, pp. 287-290
- [11] P. Vas, *Sensorless Vector and Direct Torque Control*, Oxford University Press, 1998, pp.521-522
- [12] Yoshida K., Shi L., Hyoshida T., "A proposal of decoupled control of attractive normal and thrust forces", Proceedings of the 6th International Conference Electrimas'99, Modeling and Simulation of Electric Machines Converters and systems, Lisbon, Portugal, 14-16 Sept. 1999 pp. 221-6 vol3

CONTROL STRATEGIES FOR LINEAR INDUCTION MOTORS

Miguel Martínez-Iturralde, Andrés García Rico, Julián Flórez

Departamento de Ingeniería Eléctrica, Electrónica y Automática
TECNUN. Escuela Superior de Ingenieros. Universidad de Navarra
P^o Manuel Lardizabal 13. 20018 Donostia-San Sebastián. SPAIN
Tel: +34 943 219877 Fax: +34 943 411442
Email: mmiturralde@tecnun.es

Abstract—Rotor Flux Oriented Control (RFOC) of linear induction motors needs complex identification methods to compensate parameter variation during operation, mainly due to local heating and end effects. Direct Torque Control (DTC) based methods for LIMs introduce thrust ripple and have problems at low and zero speed. In this paper, a new control strategy for linear induction motors that makes up for these drawbacks is presented. The new algorithm for normal and full-voltage operation is described. Simulation and experimental results demonstrate the main advantages against RFOC and DTC. The strategy is also applicable to rotary motors.

Key words—linear induction motor, vectorial control, end effects compensation.

1. INTRODUCTION

Linear induction motors (LIMs) are especially suitable for performing tasks where linear motion is required. Since they are direct drives, need no maintenance and provide good dynamics. Moreover, they are low-cost and robust.

Among them, flat single-sided linear induction motors with conducting secondary plate (Fig. 1) are a very good solution for industry applications that require long stroke and high-speed operation, and also for conveyors, elevators and all sort of transport applications.

However, dealing with their control for high dynamics, several drawbacks arise, mainly related to the control parameters variation during operation.

It is well known that the lumped parameters of a generic induction motor are altered by temperature, magnetic saturation or skin effect, and vary during the operation of the machine. In the case of Linear Induction Motors, some specific effects [1], [2] add up more uncertainty to the real value of these parameters.

- Local heating in the conducting secondary plate modify secondary resistance value.
- The dynamic end effects that appear at high speeds weaken the magnetic field in some areas of the airgap, and thus the magnetizing inductance value decreases.
- The motor phases have not equal electric parameters due to the asymmetric constructive configuration and the previously mentioned effects.

Therefore, it is necessary to design control strategies that make up for these specific drawbacks.

Nowadays, there are two main techniques in this research area. Several authors rely on complex LIM models to design specific control strategies [3], [4]. These control strategies take

into account the end effects but do not compensate local heating in the secondary part. Moreover, they are based on complex algorithms that use the geometric dimensions of the motor, so that their application is complicated and not immediate.

On the other hand, there are authors that consider that the conventional rotary induction motor model is suitable enough for the development of control strategies for LIMs [1]. Thus, they propose modern control strategies for the control of linear induction motors. Most of these strategies are based on Rotor Flux Oriented Control (RFOC) and Direct Torque Control (DTC).

A paper presented in the previous edition of this conference [5] confirmed the convenience of the adoption of this last thesis. However, this conclusion does not solve the problem of the control of LIMs due to various reasons.

- Control strategies based on RFOC need complex methods for rotor time constant and magnetizing inductance tuning. Especially if unbalanced operation must be considered [6].
- DTC based strategies have serious problems at low and zero speed due to the stator flux estimation algorithm and introduce flux and torque ripple. Moreover, the start-up performance is not optimum because there is no stator flux in absence of torque command.

In this paper a new control algorithm capable of coping with these problems is presented. The only parameters needed are the primary phase resistances. Moreover, it does not use the primary flux classical estimator, so it does not have offset problems due to integrators. The main concept of this control strategy is described, including the algorithm modification in case of full-voltage operation. It is compared to RFOC and DTC via simulation and experimental tests. Finally, the main advantages and drawbacks of the use of this new control strategy are numbered.



Figure 1. LIM prototype

2. CONTROL ALGORITHM

2.1. Normal operation

The main objectives of the proposed control strategy are the following:

- To maintain constant the primary flux level in the motor at every operating condition $|\vec{\psi}_1| = cni$.
- To control the thrust of the LIM accelerating the primary flux phasor, or, what is the same, varying the frequency of the secondary current f_2 .

Equation (1) relates the thrust performance (F) of the motor with a constant primary flux phasor level and a secondary current frequency value.

$$F(t) = \frac{3\pi}{2\tau} \left[\frac{\sigma L_1 L_2}{L_1^2 + L_2^2 + f_2^2(\sigma L_1)^2} \frac{f_2 r_2 L_2^2}{L_1 + f_2^2(\sigma L_1)^2} - \frac{\sigma L_1 L_2}{L_1^2 + L_2^2 + f_2^2(\sigma L_1)^2} \cos(f_2 t) - \frac{\sigma L_1 L_2}{L_1 + f_2^2(\sigma L_1)^2} \sin(f_2 t) \right] e^{-\frac{t}{\tau}} + \frac{3\pi}{2\tau} \left[\frac{\sigma L_1 L_2}{L_1^2 + L_2^2 + f_2^2(\sigma L_1)^2} \cos(f_2 t) - \frac{\sigma L_1 L_2}{L_1 + f_2^2(\sigma L_1)^2} \sin(f_2 t) \right] e^{-\frac{t}{\tau}} + \frac{3\pi}{2\tau} \left[\frac{\sigma L_1 L_2}{L_1^2 + L_2^2 + f_2^2(\sigma L_1)^2} \cos(f_2 t) - \frac{\sigma L_1 L_2}{L_1 + f_2^2(\sigma L_1)^2} \sin(f_2 t) \right] e^{-\frac{t}{\tau}} \quad (1)$$

- L_1 and L_2 are the primary and secondary self-inductances.
- σ is the total leakage constant.
- r_2 is the secondary resistance.
- $i_{1,0}$, $i_{2,0}$ are the primary current initial conditions.
- τ is the pole pitch.

σL_2 accounts for the secondary leakage inductance. In the case of single-sided linear induction motors with a conductor plate in the secondary part this value is very small [1], [2], so that, the transient term shown in (1) comes to zero very fast. Therefore, an indirect control of the thrust F is achieved by varying f_2 .

The control algorithm is based on the discrete primary voltage equation (2).

$$\vec{V}_1(k) = R_1 \vec{i}_1(k) + \frac{\vec{\psi}_1(k) - \vec{\psi}_1(k-1)}{T_s} \quad (2)$$

$V_1(k)$ is the primary voltage phasor in instant k , i_1 is the primary current phasor, ψ_1 is the primary flux phasor, R_1 is the primary resistance and T_s is the inverter switching frequency. This same equation is represented in Fig 2.

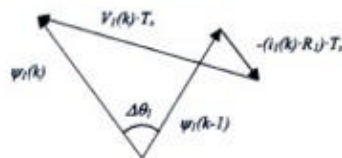


Figure 2. Vectorial diagram of primary voltage equation

On one hand, the flux phasor modulus in the instant k must be equal to the reference primary flux modulus (3).

$$|\vec{\psi}_1(k)| = |\vec{\psi}_1|_{REF} \quad (3)$$

On the other hand, the angle $\Delta\theta_1$ of Fig. 2 can be calculated from the values of the secondary current frequency f_2 and the variation in T_s of the electric angle between the primary and secondary parts $\Delta\theta_m$ (4).

$$\Delta\theta_1 = f_2 \cdot T_s + \Delta\theta_m \quad (4)$$

Thus, the modulus and angle of the flux phasor in the instant k is known. Moreover, the primary current can be considered as a direct measurement, being conscious that we are introducing a small error.

This way, every term on the right of (2) is known, and primary voltage can be directly calculated. The equations for the real implementation of the control strategy are based on this concept, and developed assuming unbalanced operation of the machine. The values of each primary phase resistance are used.

2.2. Full-voltage operation

The control strategy presented before is applied provided that the calculated phase-to-phase voltage does not reach the value of the DC link voltage V_{dc} . In case this occurs, the algorithm has to be changed.

A slight modification of the control algorithm is proposed that introduces full-voltage (V_{dc} phasor modulus) maintaining constant the primary flux modulus, so that the motor provides its maximum thrust. Therefore, the new phase-to-phase commands are those shown in (5) and (6).

$$|\vec{\psi}_1(k)| = |\vec{\psi}_1|_{REF} \quad (5)$$

$$|\vec{V}_1(k)| = V_{DC} \quad (6)$$

The vectorial diagram in this case is shown in Fig. 3

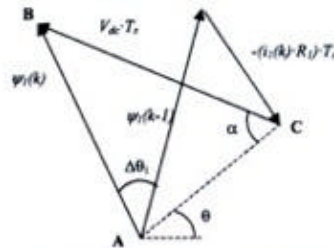


Figure 3. Vectorial diagram in full-voltage operation

In Fig. 3 the three sides of the ABC triangle are known.

$$AC: |\vec{\psi}_1(k-1) - \vec{i}_1 \cdot R_1 \cdot T_s| \quad (7)$$

$$BC: V_{dc} \cdot T_s \quad (8)$$

$$AB: |\vec{\psi}_1|_{REF} \quad (9)$$

And the angle α is calculated by (10).

$$\alpha = \arccos\left(\frac{AC^2 + BC^2 - AB^2}{2 \cdot AC \cdot BC}\right) \quad (10)$$

On the other hand, the angle θ is given by (11).

$$\theta = \arg(\hat{\varphi}_r(k-1) - \hat{i}_r \cdot R_r \cdot T_s) \quad (11)$$

Thus, it is possible to calculate the angle of the primary voltage phasor to be applied to the motor (12). This method achieves the primary flux level maintenance and provides maximum thrust.

$$\arg(V_1(k)) = \theta + \pi - \alpha \quad (12)$$

3. SIMULATION RESULTS

Several simulations were performed to compare the proposed control strategy to Rotor Flux Oriented Control and Direct Torque Control strategies. The model used for the simulation is the conventional rotary induction motor model.

First of all, the results of the comparison of the new control strategy to RFOC are presented. Fig. 4 shows the speed response of a LIM when simulating the transition of the primary part from an area where the temperature is high, so, where the secondary has high resistance value, to another where the temperature, and resistance, are much lower.

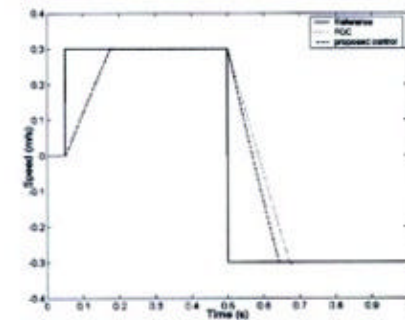


Figure 4. Speed test of RFOC and proposed control with r_2 variation

For this simulation, the secondary resistance was gradually decreased to the 75% of its value from instant 0.2s to 0.7s. The simulation was performed at full-voltage, so that the PI of the RFOC speed loop could not compensate the secondary flux angle error by applying more power to the motor. It is remarkable the good response of the proposed control against RFOC.

Another simulation was carried out to evaluate the response of the control strategies under the influence of the end-effects. For this purpose, the magnetizing inductance was gradually reduced with speed value to the 97% of its value at standstill. The results are shown in Fig. 5.

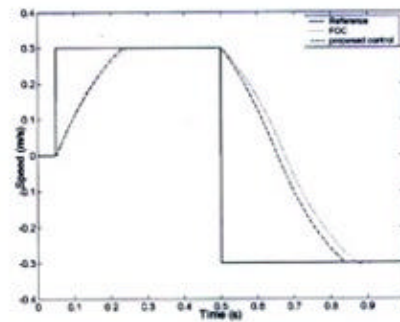


Figure 5. Speed test of RFOC and proposed control with L_m variation

In this case, the decrease of L_m affects not only the secondary flux angle estimation in RFOC estimator, but also the rotor flux modulus estimation. Again, it is proved that the proposed control is capable of making the most of the motor.

On the other hand, the speed response of the proposed control in comparison to DTC has been evaluated. Fig. 6 shows the results of a 1mm/s speed step simulation.

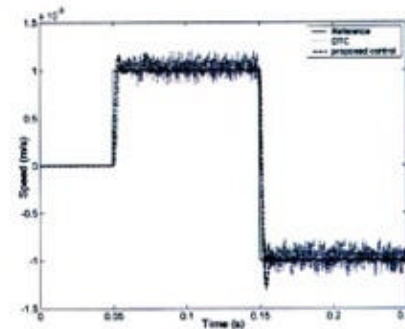


Figure 6. Speed test of DTC and proposed control at low speed

DTC has a slower response at start-up because the look-up table it is based on does not maintain the primary flux in absence of thrust command. Moreover, it produces a strong speed ripple, very important at this speed.

4. EXPERIMENTAL RESULTS

Some experimental tests were made to prove the validity of the new control strategy. The prototype used is shown in Fig 1. The three control algorithms mentioned in this paper and a Space Vector algorithm were programmed in Matlab/Simulink and implemented in a DS1104R&D control board from dSpace. A voltage source inverter from SEMIKRON, Hall effect current sensors from LEM and a linear encoder from Heidenhain complete the set-up (Fig. 7).

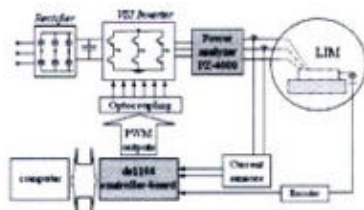


Figure 7. Test set-up scheme

Two different tests were performed: a very low speed test of 1mm/s and a 0.5m/s speed step test. Fig. 8 shows the results of the first one.

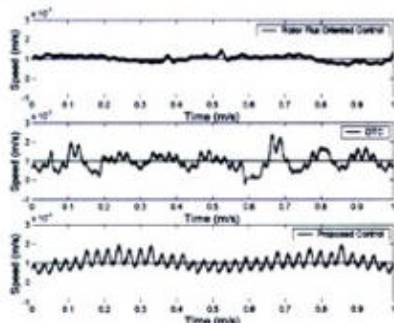


Figure 8. RFOC, DTC and proposed control low speed response

DTC presents significant speed ripple, and so does the proposed control. However, it is smaller and has constant frequency. This ripple is due to the transient shown in (1) and can be reduced by a proper PD compensator in the speed loop.

The results of the 0.5m/s speed test are shown in Fig. 9.

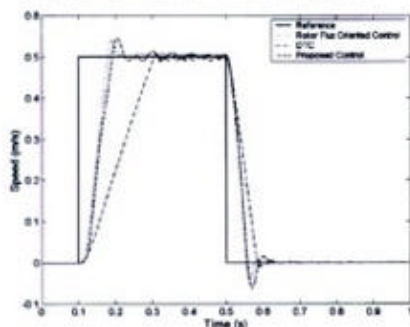


Figure 9. RFOC, DTC and proposed control 0.5m/s speed response
This experimental test was performed at full-voltage. It can

be seen that RFOC has slightly better response than the proposed control, again because of the little transient of (1). DTC presents poor performance at start-up due to the already mentioned operating mode, but also has worst response in the inversion. This is because the finite number of voltage vectors that apply to the motor does not achieve the optimal operation.

5. CONCLUSIONS

A new control strategy for linear induction motors is presented, capable of compensating, or even eliminating, several critic problems of the control of this kind of machines:

- It is very robust to LIM parameters variation because only depends on the three primary phases resistances, which are easy to identify.
- The proposed algorithm does not use any estimator, so it does not have problems due to signals integration.
- It maintains constant the primary flux modulus at every operating condition, even at full-voltage operation.
- The direct calculation of the primary voltages to be applied to the motor reduces ripple, and eliminate current compensators.
- Finally, the new strategy takes into account unbalanced operation of the LIM because operates with phase-to-phase magnitudes.

In conclusion, this algorithm achieves very good results regarding to the dynamic performance of the linear induction motor. The point is that the goodness of the control depends on the secondary leakage inductance value, which is very small in LIMs with conducting secondary plate. Future work will be focused on reducing it even more in order to improve the performance of this strategy.

ACKNOWLEDGMENT

The authors wish to express their gratitude to the Basque Government and to the "Ministerio de Ciencia y Tecnología" for the financial support referenced DPI2000-1271. Miguel Martínez-Irujalde also acknowledges the Basque Government for his scholarship.

REFERENCES

- [1] Boldes I., Nasar S.A., "Linear electric actuators and generators", Cambridge University Press, 1997.
- [2] Gieras J.F., "Linear induction drives" Monographs in Electrical and Electronic Engineering, Oxford University Press (1994)
- [3] A. Cataliotti, V. Mungigerra, A. Picardi and E. Pagano "A Field Oriented Control for a People Mover System with Linear Induction Motor Drives", Proc. of LDIA 98, 8-10 April, 1998 Tokyo, Japan.
- [4] G. Geniale, V. Justia, S. Mio, A. Orsetto, M. Scarsno, N. Rotorndale, "Vectorial control of LIMs taking into account end effect", Proc. of LDIA 98, 8-10 April, 1998 Tokyo, Japan.
- [5] Martínez-Irujalde M., Atencia J., García Rico A., Flórez J., "Analysis of different models of linear induction drives", Proc. of the LDIA 2001, October, 2001, Nagano, Japan.
- [6] Martínez-Irujalde M., Simón I., García Rico A., Flórez J., "Parameter identification of vector controlled linear induction motor", Proc. of the IEE MEDPower, November 2002, Athens, Greece.



Sección Española
Conferencia Anual 2003

ESTRATEGIAS DE CONTROL PARA ACCIONAMIENTOS ELÉCTRICOS LINEALES

M. MARTÍNEZ-ITURRALDE, G. MARTÍNEZ, J. FLÓREZ, A. GARCÍA RICO
TECNUN (Escuela Superior de Ingenieros). Universidad de Navarra

RESUMEN

En este artículo se presentan estrategias de control específicas para los dos tipos de motores lineales más comunes en la industria: el motor lineal de inducción (LIM) y el motor lineal síncrono de imanes permanentes (PMLSM).

1. INTRODUCCION

La industria exige cada vez más accionamientos específicos que hasta hace pocos años, o bien no existían, o bien por su excesivo coste se empleaban en aplicaciones singulares concretas. Actualmente, gracias a los avances que se están produciendo en áreas como la ciencia de los materiales, y sobre todo la electrónica, es posible plantearse realizaciones impensables hace muy poco tiempo. Sin embargo, aún queda mucho por hacer para diseñar correctamente equipos en los que interaccionan simultáneamente campos electromagnéticos fuertes, sistemas mecánicos y sistemas electrónicos, siguiendo unas determinadas leyes de control.

Los motores eléctricos son los modos de accionamiento más eficientes, al no precisar contacto físico entre el elemento transmisor de energía (el campo electromagnético) y el elemento receptor (el eje), pero presentan el inconveniente de que su eficiencia queda limitada a configuraciones rotativas. Para obtener un accionamiento lineal se necesita un elemento que transforme el movimiento circular en lineal mediante husillos, poleas, correas, etc. Si se consigue que el elemento transmisor de energía (el campo electromagnético) y el sistema receptor adopten desplazamientos lineales, es decir, cuando se emplean máquinas eléctricas con desplazamiento lineal, no sólo que da eliminado el contacto físico entre las partes en movimiento, sino que las inercias resultan menores y es más sencillo alcanzar prestaciones de velocidad y aceleración mucho más elevadas.

Las máquinas eléctricas lineales se pueden clasificar de igual manera que las rotativas: máquinas lineales de inducción, máquinas lineales síncronas, máquinas lineales de reluctancia, etc. De todas ellas, las que más se han desarrollado y utilizado son las máquinas lineales síncronas y las máquinas lineales de inducción.

2. OBJETIVOS

El presente estudio busca analizar las estrategias de control de máquinas eléctricas existentes actualmente, su adecuación al caso particular de los accionamientos lineales, y el desarrollo de nuevas estrategias específicas para máquinas lineales. Dichas estrategias son contrastadas para obtener finalmente criterios de diseño de estrategias de control específicas para máquinas lineales, que puedan ser empleados posteriormente por un equipo de producción en la elaboración de un producto final con unas especificaciones determinadas.

Reduction of detent force in flat Permanent Magnet Linear Synchronous Machines by means of three different methods

Martínez G., Atencia J., Martínez-Iturralde M., García Rico A., Flórez J.
Escuela Superior de Ingenieros (TECNUN), Universidad de Navarra
Paseo Manuel de Lardizábal 13, 20018 San Sebastián (SPAIN)
Tel.: +34 943 219877 Fax: +34 943 311442. E-mail: gmartinez@tecnun.es

Abstract - This paper proposes two different techniques to reduce detent force in flat Permanent Magnet Linear Synchronous Motors (PMLSM). The first one is the choice of an optimal constructive design, taking into account the width and arrangement of the magnets, and the length and shape of the solid iron core. The second is the employ of a force compensator in the control algorithm, which counteracts the detent force effects.

Both methods are based on a Fourier analysis of the detent force curve as a function of the machine position. The curve is broken down into harmonics. The constructive method considers that each harmonic has its peculiar source and is independent from the others. The force compensator employs a detent force model based on the Fourier series of the curve.

The two methods were tested separately, and their results were compared. Experimental tests were performed to verify the effectiveness of the methods. A very important reduction with a constructive optimization of the machine was achieved. The reduction by means of a compensator in the control scheme also reaches excellent results. In order to achieve the maximum reduction of detent force, both techniques can be combined. This measure will increase the precision features of this kind of machines.

I. INTRODUCTION

Linear electrical machines employed as linear actuators can be highly suitable in special industry applications, where the task requires a dynamic performance impossible to provide for rotary machines.

Among linear machines, Permanent Magnet Linear Synchronous Machines (PMLSM) have higher performance than other topologies, such as a bigger thrust/size ratio, more efficiency and faster response. However, PMLSMs present an important drawback due to the detent force characteristic of this kind of machines. Detent force is particularly troublesome when accurate positioning is needed or low constant speed is required. It depends on the position of the drive, and produces speed ripple, and consequently, tracking errors.

There are two main different ways of dealing with cogging (detent force), by an appropriate mechanical design, and by acting on the control system of the machine. A constructive optimization is based on the analysis of the physical sources of the problem, and counteracts the negative effects of detent force acting on the prototype geometry. On the other hand, the forces can be minimized with a suitable control algorithm including a force compensator [1].

Very important reductions of detent force have been achieved using each method alone [2]-[3]. Experimental tests were performed to verify the effectiveness of both

techniques. This paper shows a comparison of the results obtained from the separate implementation of both methods. Finally, the paper proposes the combination of both techniques in order to eliminate the negative effects of detent force and suppress completely the force and speed ripple.

II. DESCRIPTION OF THE PROTOTYPE AND THE CONTROL STRATEGY

A. Prototype

The prototype is a Flat Permanent Magnet Linear Synchronous Motor. Fig. 1 shows its structure. The primary core is 50 mm wide, and the remaining physical dimensions are shown in Table I.

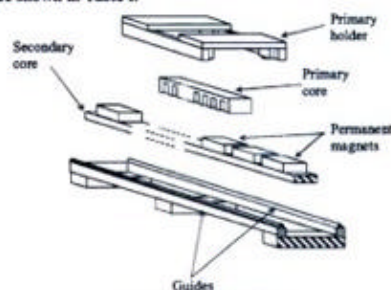


Fig. 1. Prototype structure

The secondary part is composed of permanent magnets placed on a secondary iron core. Rare earth magnets (SmCo) were employed, because of their high energy/volume ratio. The optimal width of the magnets was chosen to minimize the non-linearities in the production of force.

TABLE I
PROTOTYPE DIMENSIONS

PMLSM prototype		three phase
Primary	type	
	turns / coil	225
	armature material	iron
	pole pitch (τ)	49.2 mm
Secondary	slot pitch (τ _s)	16.4 mm
	material	rare earth magnets
	airgap (g)	5 mm
	height of magnets	7 mm
	width of magnets (τ _m)	37 mm

MOTORES LINEALES EN MÁQUINA – HERRAMIENTA. TIPOLOGÍA Y CARACTERÍSTICAS ELECTROMAGNÉTICAS Y DINÁMICAS

G. Martínez, M. Martínez-Iturralde, A. García Rico y J. Flórez
TECNUN. Escuela Superior de Ingenieros. Universidad de Navarra

RESUMEN

Los accionamientos lineales empleados en máquinas – herramienta basados en husillos a bolas están siendo progresivamente reemplazados por motores eléctricos lineales. Estos motores se pueden clasificar según su principio de funcionamiento (síncronos, asíncronos, paso a paso, de reluctancia, de corriente continua,...), y según su estructura constructiva (planos, tubulares,...), resultando una gran cantidad de configuraciones electromagnéticas diferentes. Sin embargo, se ha constatado que el abanico de motores lineales más ampliamente utilizados para máquina – herramienta es muy reducido. Este artículo pretende mostrar los diferentes tipos de motores lineales que existen en el mercado, sus características y su potencialidad, para combatir la cada vez menor, pero aún habitual reticencia de fabricantes y usuarios a fabricar y emplear productos innovadores.

Por un lado se describen las características fundamentales de cada tipo de motor lineal a la hora del diseño de una máquina industrial: fuerza, velocidad, aceleración, precisión, repetibilidad y necesidad de refrigeración. Por otro lado, se comentan los diferentes problemas electromagnéticos específicos de cada tipo de motor: fuerzas de reluctancia y de atracción, variación de su comportamiento con la velocidad, etc., que pueden afectar al comportamiento de la máquina industrial, sobre todo a la hora de exigir gran precisión de funcionamiento.

Se aporta información relevante obtenida de publicaciones científicas recientes, catálogos comerciales y, sobre todo, de la experimentación realizada desde el año 1997 en el Laboratorio de Investigación en Máquinas Eléctricas de TECNUN (Universidad de Navarra), donde se han diseñado y construido varios prototipos de motores lineales.

INTRODUCCIÓN

En la inmensa mayoría de las máquinas – herramienta es necesario el desplazamiento de al menos uno de sus elementos, bien sea el cabezal, el porta - herramientas, la mesa donde va colocada la pieza, o cualquier otro elemento. Además, estos desplazamientos pueden requerir grandes velocidades y aceleraciones, y sobre todo, gran precisión en el posicionamiento. Tradicionalmente se ha resuelto el problema de los desplazamientos mediante el empleo de sistemas del tipo motor eléctrico rotativo – husillo – tuerca. Hoy en día, este sigue siendo el método más usual, y la transmisión más frecuentemente utilizada es el husillo a bolas, aunque existen otras como sistemas piñón – cremallera, correas y poleas, etc.

Es mucho más favorable desplazar elementos de una máquina de manera directa, es decir, sin ningún elemento mecánico que transmita la fuerza del motor eléctrico a la masa que hay que desplazar. Esto se consigue empleando motores eléctricos lineales, motores cuya parte móvil se desplaza a lo largo de guías.