UNIVERSIDAD TECNICA FEDERICO SANTA MARIA

Repositorio Digital USM **https://repositorio.usm.cl**

Tesis USM Tesis de Postgrado de Acceso Abierto

2017

CONTROL PREDICTIVO DE VELOCIDAD Y CORRIENTE EN CASCADA EN ACCIONAMIENTOS

GARCIA PEÑAILILLO, CRISTIAN FRANCISCO

http://hdl.handle.net/11673/22956

Repositorio Digital USM, UNIVERSIDAD TECNICA FEDERICO SANTA MARIA

Universidad Técnica Federico Santa María
Departamento de Ingeniería Electrónica
Valparaíso, Chile

Tesis Doctoral

Control Predictivo de Velocidad y Corriente en Cascada en Accionamientos

Programa de Doctorado:
Doctorado en Ingeniería Electrónica

Candidato:
Cristián Francisco García Peñailillo

Supervisores de tesis:
Dr. César Silva Jimenez
Dr. José Rodríguez Pérez

2017

TÍTULO DE TESIS:

CONTROL PREDICTIVO DE VELOCIDAD Y CORRIENTE EN CASCADA EN ACCIONAMIENTOS

AUTOR:
Cristián Francisco García Peñailillo

TRABAJO DE TESIS, presentado en cumplimiento parcial de los requisitos para el grado de Doctor en Ingeniería Electrónica de la Universidad Técnica Federico Santa María.

COMISIÓN:

DIRECTOR DE TESIS: **Dr. César Silva J.**, Universidad Técnica Federico Santa María, Valparaíso, Chile.

CO-DIRECTOR DE TESIS: **Dr. José Rodríguez P.**, Universidad Andrés Bello, Santiago, Chile.

EXAMINADOR INTERNO: **Dr. Pablo Lezana I.**, Universidad Técnica Federico Santa María, Valparaíso, Chile.

EXAMINADOR EXTERNO: **Dr. Sergio Vázquez P.**, Universidad de Sevilla, Sevilla, España.

12 de Octubre de 2017, Valparaíso.

"Las grandes obras son hechas no con la fuerza, sino con la perseverancia."

– Samuel Johnson

Agradecimientos

Quiero expresar mi profunda gratitud a todos quienes participaron en mi formación académica, especialmente a mis profesores supervisores de tesis Dr. César Silva y Dr. José Rodríguez. Sus consejos y enseñanzas fueron fundamentales para el desarrollo de este trabajo y por sobre todo para mi formación como investigador.
Este trabajo fue soportado por FONDECYT, a través del proyecto N°1150829. Además, el programa de doctorado fue provisto por CONICYT, bajo el programa de becas para estudios de doctorado en Chile y por la Dirección de Investigación y Postgrado de la Universidad Técnica Federico Santa María.
Mis sinceros agradecimientos a los miembros del laboratorio de electrónica de potencia, POWERLAB, su amistad y compañerismo fueron una excelente compañía durante mis años como alumno de doctorado. Recordaré alegremente todos los momento vividos.
Finalmente quiero agradecer el invaluable apoyo entregado por mi familia, quienes siempre me han apoyado en cada uno de mis proyectos. En especial quiero agradecer a mi esposa Karla que con su amor y contención me alegra y me da fuerzas día a día.

Cristián Francisco García Peñailillo

Abstract

This work presents and experimentally validates a new control scheme for electrical drive systems, named cascaded predictive speed and current control (PSCC). This new strategy uses the model predictive control concept. It has a cascaded structure like that found in field-oriented control or direct torque control. Therefore the control strategy has two loops, external and internal, both implemented with model predictive control. The external loop controls the speed, while the inner loop controls the stator currents. The inner control loop is based on Finite Control Set Model Predictive Control (FS-MPC), and the external loop uses MPC deadbeat, making full use of the inner loop's highly dynamic response. Experimental results show that the proposed strategy is overshoot-free and has a high dynamic response.

On the other hand, FS-MPC has many advantages, such as fast dynamic response and intuitive implementation. For these reasons it has been thoroughly researched in the last decade. However, the spread switching frequency spectrum of FS-MPC remains a major disadvantage of the strategy. The second part of this research discusses a modulated model predictive control that guarantees a fixed spectrum switching frequency in the linear modulation range and extend its optimized response to the over-modulation region. Due to the equivalent high gain of the predictive control, and due to the limit on the voltage actuation of the power converter, it is expected for the actuation voltage to enter into the over-modulation region during large reference change or in response to load impacts. For this situation an optimized over-modulation strategy, that converges to FS-MPC response for large tracking errors, is proposed. This technique seamlessly combines the good steady-state switching performance of PWM with the high dynamic response of FS-MPC during large transients. Experimental results that show the good steady-state switching performance, the FS-MPC like transient response and the seamless transition between modes of operation are presented for a permanent magnet synchronous machine drive to test the proposed modulated predictive control strategy.

Index Terms

Model predictive control, variable speed drives, predictive speed control, predictive current control, modulated model predictive control.

Resumen

Este trabajo presenta la validación de un nuevo esquema de control para accionamientos eléctricos, llamado control predictivo de velocidad y corriente en cascada (PSCC). Esta nueva estrategia usa el concepto de control predictivo basado en modelos. En una estructura en cascada como la utilizada en control orientado por flujo y control directo de torque. Por lo tanto, la estrategia de control tiene dos lazos, externo e interno, ambos implementados con control predictivo basado en modelos. El lazo externo controla la velocidad, mientras el lazo interno controla la corriente de estator. El lazo interno de control se basa en control predictivo de estados finitos (FS-MPC), y el lazo externo usa *dead-beat* MPC, haciendo un completo uso de la alta respuesta dinámica que posee el lazo interno. Resultados experimentales demuestran que la estrategia propuesta no posee *overshoot* y tiene una respuesta dinámica muy alta.
Como ha sido ampliamente en la literatura reciente FS-MPC tiene algunas características muy atractivas, principalmente su rápida respuesta dinámica y una implentación intuitiva. Por estas razones ha sido fuertemente investigado en las últimas décadas. Sin embargo, el espectro distribuido de los armónicos de conmutación debido a su frecuencia de conmutación variable, es una desventaja de la estrategia. La segunda parte de esta investigación propone un control predictivo modulado que garantiza un espectro de frecuencia de conmutación fijo en el rango de modulación lineal y posee una respuesta óptima en zona de sobre-modulación. Debido a la alta ganancia equivalente de control predictivo, y debido a la limitación en la actuación del convertidor de potencia, se espera que la actuación de voltaje en la zona de sobre-modulación durante un gran cambio en la referencia o en la respuesta a un impacto de carga. Por esta situación una estrategia de optimización en zona de sobre-modulación, que converge a una respuesta FS-MPC cuando el error de seguimiento es grande, es propuesto. Esta técnica combina el buen desempeño del estado estacionario de la conmutación PWM con la alta respuesta dinámica de FS-MPC durante los transientes. Resultados experimentales que muestran el buen desempeño de conmutación en estado estacionario, la respuesta transiente de FS-MPC y la suave transición entre ambos modos son presentados para un banco de prueba de máquina sincrónica de imanes permanente para validar la estrategia de control predictivo modulado propuesto.

Palabras claves

Control predictivo basado en modelos, accionamientos de velocidad variable, control predictivo de velocidad, control predictivo de corriente, control predictivo con modulación.

Índice general

Agradecimientos I

Abstract II

Resumen III

Acrónimos XI

Símbolos XIII

1. Introducción 1
- 1.1. Estado del Arte en Control de Accionamientos Eléctricos AC 1
- 1.2. Control Predictivo Basado en Modelos 2
- 1.3. Control Predictivo de Velocidad 3
- 1.4. Control Predictivo Modulado 4
- 1.5. Hipótesis y Contribución 5
- 1.6. Objetivos y Limitaciones 6
- 1.7. Estructura General del Documento 6

2. Fundamentos de FS-MPC Aplicado a Accionamientos AC 8
- 2.1. Lazo Interno Predictivo 9
- 2.2. Inversor Fuente de Voltaje de dos Niveles 10
- 2.3. Máquina de Inducción 11
  - 2.3.1. Modelo Eléctrico de la Máquina de Inducción 12
  - 2.3.2. Modelo de la Máquina de Inducción en Ejes Estacionarios 13
  - 2.3.3. Modelo de la Máquina de Inducción un Ejes Rotatorios 14
  - 2.3.4. Máquina de Inducción Representada en Variables de Estados 14
  - 2.3.5. Modelo Discreto de la Máquina de Inducción 15
- 2.4. Máquina Sincrónica de Imanes Permanentes 16
  - 2.4.1. Modelo Eléctrico de la Máquina Sincrónica de Imanes Permanentes en Ejes Estacionarios 17

2.4.2. Modelo Eléctrico de la Máquina Sincrónica de Imanes Permanentes en Ejes Rotatorios 17
2.4.3. Máquina Sincrónica de Imanes Permanentes Representada en Variables de Estado 18
2.4.4. Modelo discreto de la Máquina Sincrónica de Imanes Permanentes 18

3. Control Predictivo de Velocidad y Corriente en Cascada 20
3.1. Control Predictivo de Velocidad 21
3.2. Filtro de Kalman como Observador de Torque 22
3.3. Implementación del Filtro de Kalman 24
3.4. Estrategia de Control 25
3.4.1. Diagrama de Flujo de la Estrategia de Control Predictivo 25
3.5. Simulaciones de Validación 27
3.5.1. Comparación con un Controlador PI 28
3.5.2. Métodos de Discretización 29

4. Control Predictivo Modulado con Optimización en Zona de Sobremodulación 30
4.1. Estrategia de Control Predictivo Modulado 30
4.2. Modulación de Control Predictivo Basado en Modelos 32
4.3. Estrategia de Modulación en Zona Lineal 32
4.4. Extensión Óptima para Modulación en Zona de Sobremodulación Propuesta 33
4.4.1. Sobremodulación con Dos Vectores Activos 34
4.4.2. Sobremodulación con Un Vector Activo 35
4.5. Control Predictivo de Velocidad y Corriente en Cascada Modulado 35

5. Plataforma de Validación Experimental 37
5.1. Plataforma para Prueba de Control Predictivo de Velocidad y Corriente en Cascada 38
5.2. Experimento de Modulación Predictiva con Optimización en la Sobremodulación 40

6. Resultados 42
6.1. Resultados de Control Predictivo de Velocidad y Corriente en Cascada 42
6.2. Resultados de Control Predictivo Modulado con Optimización de Zona de Sobremodulación 46
6.2.1. Resultados con Carga RL 47
6.2.2. Resultados con Máquina Sincrónica de Imanes Permanentes 49
6.3. Control Predictivo en Cascada de Velocidad y Corriente Modulada con Optimización en Zona de Sobremodulación 51
6.3.1. Análisis de la Respuesta Dinámica 55

7. Conclusiones 59

8. Trabajo Futuro **61**

Appendices **62**

A. Encoder Incremental **63**
A.1. Funcionamiento Físico 63
A.2. Montaje Mecánico 64

B. Publicaciones Derivadas de Esta Investigación **66**

Índice de figuras

1.1. Esquema de control orientado por flujo. 2
1.2. Esquema de control directo de torque. 2

2.1. Esquema general de control predictivo basado en modelos para aplicaciones de electrónica de potencia. 9
2.2. Inversor fuente de voltaje de dos niveles (2L-VSI).(a) Topología; (b) Vectores de voltaje. 11
2.3. Diagrama devanados concentrados de una máquina de inducción. . . . 12
2.4. Diagrama simplificado de una máquina de imanes permanentes. (a) Representación de los devanados concentrados de la PMSM; (b) Flujos magnéticos y ejes de referencia. 16

3.1. Estructura del filtro de Kalman. 23
3.2. Esquema de control predictivo de velocidad en cascada. 25
3.3. Diagrama de flujo del sistema de control. 26
3.4. Esquema de control de velocidad con lazo externo utilizando un controlador PI. 27
3.5. Comparación entre un controlador PI y el controlador predictivo de velocidad. (a) Escalón de referencia de velocidad; (b) Impacto de torque de carga T_L. 28
3.6. Referencia de corriente de estator de cuadratura usando discretización Euler y Taylor de segundo orden. 29

4.1. Esquema de modulación FS-MPC. 31
4.2. Análisis geométrico de la modulación. (a) Hexágono producido por la predicción de las corrientes de carga; (b) Zona de modulación lineal; (c) Zona de sobremodulación. 32
4.3. Análisis geométrico de la zona de sobremodulación 33
4.4. Esquema de control predictivo de velocidad en cascada. 35

5.1. Esquema general de un banco de prueba de máquinas. 38
5.2. Banco de prueba de máquina de inducción. 39
5.3. Banco de prueba de máquina de imanes permanentes. 41

6.1. Respuesta estacionaria con torque de carga de 10 [Nm]. (a) Corriente de estator i_s; (b) Torque eléctrico; (c) Flujo de estator. 43
6.2. Espectro armónico de: (a) corriente de estator i_{sa} y (b) torque eléctrico. 44
6.3. Respuesta dinámica de control predictivo de velocidad y corriente en cascada. (a) Velocidad; (b) Torque eléctrico; (c) Flujo de estator; (d) Corriente de estator i_a. 45
6.4. Secuencia de los vectores de estado durante un escalón de torque de referencia. 46
6.5. Respuesta dinámica carga RL. (a) Control de corriente en eje$-dq$; (b) Corrientes de fase; (c) Ciclos de trabajo por fase; (d) Zonas de modulación. 48
6.6. Respuesta estacionaria de PMSM. (a) Control de corriente en eje$-dq$; (b) Corrientes de fase. 49
6.7. Espectro de corriente de fase, carga PMSM. 50
6.8. Respuesta dinámica PMSM. (a) Control de corriente en eje$-dq$; (b) Corrientes por fase. 51
6.9. Comparación de velocidad medida, sub-muestreada y estimada mediante el filtro de Kalman. 52
6.10. Respuesta estacionaria PSCC.(a) Velocidad; (b) Corrientes por fase; (c) Ciclos de trabajo por fase. 53
6.11. Respuesta dinámica de PSCC modulada.(a) Velocidad; (b) Corrientes de cuadratura; (c) Corriente de fase. 54
6.12. Simulación: Respuesta dinámica de 2do orden subamortiguada de PSCC modulada.(a) Velocidad; (b) Corrientes de cuadratura; (c) Corriente de fase. 56
6.13. Respuesta dinámica de 1er orden sobreamortiguada de PSCC modulada.(a) Velocidad; (b) Corrientes de cuadratura; (c) Corriente de fase. 57

A.1. Encoder incremental. (a) Representación física del disco de un *encoder*; (b) representación gráfica de las señales incrementales A, B y Z. . . . 64
A.2. Montaje mecánico de un *enconder* de eje hueco. https://www.kuebler.com/usa/service-grundlagen-befestigung_hohlwellengeber.html 65

Índice de tablas

2.1. Funciones de costo de FS-MPC 9
2.2. Estados de conmutación del 2L-VSI 12

3.1. Parámetros de Simulación de la Máquina de Inducción. 27

5.1. Parámetros de la Máquina de Inducción. 39
5.2. Identificación elementos del banco de prueba de máquina de inducción 40
5.3. Parámetros de PMSM y carga RL 41

6.1. THD corriente de fase de PMSM. 49

Acrónimos

Mayúsculas

AC	Corriente alterna,	*Alternating current*
DC	Corriente directa,	*Direct current*
AFE	Convertidor de frente activo,	*Active front end*
CSC	Convertidor fuente de corriente,	*Current source converter*
VSC	Convertidor fuente de voltaje,	*Voltage source converter*
2L-VSC	Convertidor fuente de voltaje de dos niveles,	*Two level voltage source converter*
IGBT	Transistor bipolar de puerta aislada,	*Insulated gate bipolar transistor*
IMC	Convertidor matricial indirecto,	*Indirect matrix converter*
DMC	Convertidor matricial directo,	*Direct matrix converter*
FOC	Control por campo orientado,	*Field oriented control*
DTC	Control directo de torque,	*Direct torque control*
MPC	Control predictivo basado en modelos,	*Model predictive control*
FS-MPC	Control predictivo de estados finitos,	*Finite set model predictive control*
CS-MPC	Control predictivo de estado continuo,	*Continuous set model predictive control*
PTC	Control predictivo de torque,	*Predictive torque control*
PCC	Control predictivo de corriente,	*Predictive current control*
PVC	Control predictivo de voltaje,	*Predictive voltage control*
PSCC	Control predictivo de velocidad y corriente,	*Predictive speed and current control*
PI	Controlador lineal proporcional-integrativo,	*Proportional-integral lineal controller*
PWM	Modulación por ancho de pulso,	*Pulse width modulation*
SVM	Modulación vectorial,	*Space-vector modulation*
THD	Distorsión armónica total,	*Total harmonics distortion*
IM	Máquina de inducción,	*Induction machine*
PMSM	Máquina sincrónica de imanes permanentes,	*Permanent magnet synchronous machine*

KF	Filtro de Kalman,	*Kalman filter*
EKF	Filtro extendido de Kalman,	*Extended Kalman filter*

Mayúsculas

AC	Corriente alterna,	*Alternating current*
DC	Corriente directa,	*Direct current*

Minúsculas

ac	Corriente alterna,	*Alternating current*
dc	Corriente directa,	*Direct current*

Símbolos

Vectores

$\mathbf{x}$	Vector de estado	$\mathbf{x} = [x_1\ x_2\ ...\ x_n]^T$
$\mathbf{u}$	Vector de entrada	$\mathbf{u} = [u_1\ u_2\ ...\ u_n]^T$
$\mathbf{y}$	Vector de salida	$\mathbf{y} = [y_1\ y_2\ ...\ y_n]^T$
$\hat{\mathbf{x}}$	Vector de estado estimado	$\hat{\mathbf{x}} = [\hat{x}_1\ \hat{x}_2\ ...\ \hat{x}_n]^T$
$\mathtt{v}$	Ruido de medición	
$\mathtt{w}$	Ruido de proceso	
$\mathbf{i_s}$	Corriente de estator	
$\mathbf{v_s}$	Voltaje de estator	
Ψ_s	Flujo de estator	
$\mathbf{i_r}$	Corriente de rotor	
Ψ_r	Flujo de rotor	

Matrices

$\mathbf{A}$	Matriz de estado,	$\mathbf{A} \in \mathbb{R}^{n\times n}$
$\mathbf{B}$	Matriz de entrada,	$\mathbf{B} \in \mathbb{R}^{n\times p}$
$\mathbf{C}$	Matriz de salida,	$\mathbf{C} \in \mathbb{R}^{q\times n}$
$\mathbf{E}$	Matriz de estado filtro de Kalman,	$\mathbf{E} \in \mathbb{R}^{n\times n}$
$\mathbf{F}$	Matriz de entrada filtro de Kalma,	$\mathbf{F} \in \mathbb{R}^{n\times p}$
$\mathbf{G}$	Matriz de salida filtro de Kalma,	$\mathbf{G} \in \mathbb{R}^{q\times n}$
$\mathbf{H}$	Matriz de realimentación filtro de Kalma,	$\mathbf{H} \in \mathbb{R}^{q\times p}$
$\mathbf{A}_d$	Matriz de estado en tiempo discreto,	$\mathbf{A}_d \in \mathbb{R}^{n\times n}$
$\mathbf{B}_d$	Matriz de entrada en tiempo discreto,	$\mathbf{B}_d \in \mathbb{R}^{n\times p}$
$\mathbf{C}_d$	Matriz de salida en tiempo discreto,	$\mathbf{C}_d \in \mathbb{R}^{q\times n}$
$\mathbf{E}_d$	Matriz de estado filtro de Kalman en tiempo discreto,	$\mathbf{E}_d \in \mathbb{R}^{n\times n}$
$\mathbf{F}_d$	Matriz de entrada filtro de Kalma en tiempo discreto,	$\mathbf{F}_d \in \mathbb{R}^{n\times p}$
$\mathbf{G}_d$	Matriz de salida filtro de Kalma en tiempo discreto,	$\mathbf{G}_d \in \mathbb{R}^{q\times n}$
$\mathbf{H}_d$	Matriz de realimentación filtro de Kalma en tiempo discreto,	$\mathbf{H}_d \in \mathbb{R}^{q\times p}$
$\mathbf{I}$	Matriz de identidad,	$\mathbf{I} \in \mathbb{R}^{n\times n}$
$\mathbf{J}$	Operador ortogonal,	$\mathbf{J} \in \mathbb{R}^{2\times 2}$
$\mathbf{R}$	Matriz de covarianza del ruido de Medición	
$\mathbf{Q}$	Matriz de covarianza del ruido del proceso	
$\mathbf{K}$	Ganancia de Kalman	

Subíndices

s	Estator
r	Rotor
a, b, c	Componentes trifasicas
α, β	Componentes en eje estacionario $\alpha\beta$
d, q	Componentes en eje rotatorio dq
min	Valor mínimo
max	Valor máximo

Superíndices

p	Predicción
$*$	Referencia
k	$k-th$ muestra de tiempo
$\hat{}$	estimación

Capítulo 1

Introducción

1.1. Estado del Arte en Control de Accionamientos Eléctricos AC

Las máquinas eléctricas son utilizadas ampliamente en la actualidad en aplicaciones industriales, generación eléctrica, transporte, etc. Para su operación en velocidad variable es necesario utilizar un accionamiento, que generalmente es un convertidor de estado sólido y algoritmos de control adecuados. Esto produce un mayor control de las aplicaciones en comparación con accionamientos directos, siendo absolutamente necesario en muchos casos como por ejemplo cuando se utilizan máquinas sincrónicas sin capacidad de arranque directo, cuando se trata de aplicaciones que solo pueden operar a velocidad variable como electro movilidad o en el caso de accionamientos para el control de posición (servo). En muchas aplicaciones en que los accionamientos de velocidad variable son una alternativa a la conexión directa, su uso permite cuantiosos ahorros de energía entre otras ventajas.

La búsqueda de técnicas de control eficientes para el control de máquinas ha sido incesante en las últimas décadas por parte de la comunidad científica. Control por Campo Orientado y Control Directo de Torque son dos métodos clásicos, considerados hoy en día un estándar en el control de máquinas eléctricas AC.

El Control por Campo Orientado (FOC) [1] fue desarrollada en la década de los setenta por Hasse [2] y Blaschke [3]. La descripción del método hace uso de la representación en vectores espaciales de la máquina AC [4]. FOC considera un eje rotatorio orientado con respecto al flujo de rotor $\vec{\psi}_r$, esto le permite controlar de forma independiente el flujo y el torque elecromagnético producido, el esquema de control se muestra en la Fig. 1.1.

En la década de los ochenta, Takahashi y Noguchi [5], y Depenbrock [6] se dedicaron a estudiar una alternativa de control que reemplazara los controladores lineales PI de corriente por comparadores más rápidos, basados en comparadores por histéresis. Esta nueva estrategia fue llamada Control Directo de Torque (DTC). Una de sus grandes cualidades es que utiliza la naturaleza discreta del convertidor. La selección de estados de conmutación en DTC se puede dividir en dos categorías:

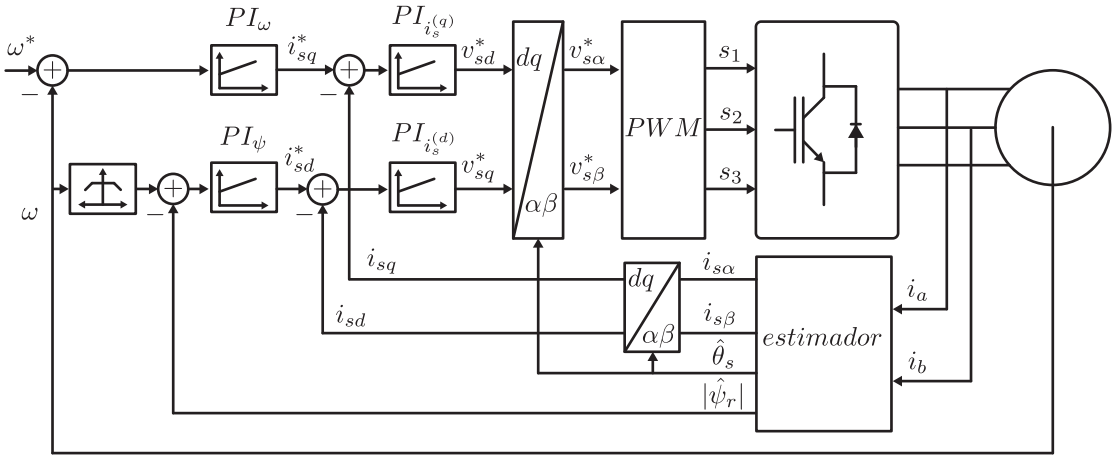

Fig. 1.1. *Esquema de control orientado por flujo.*

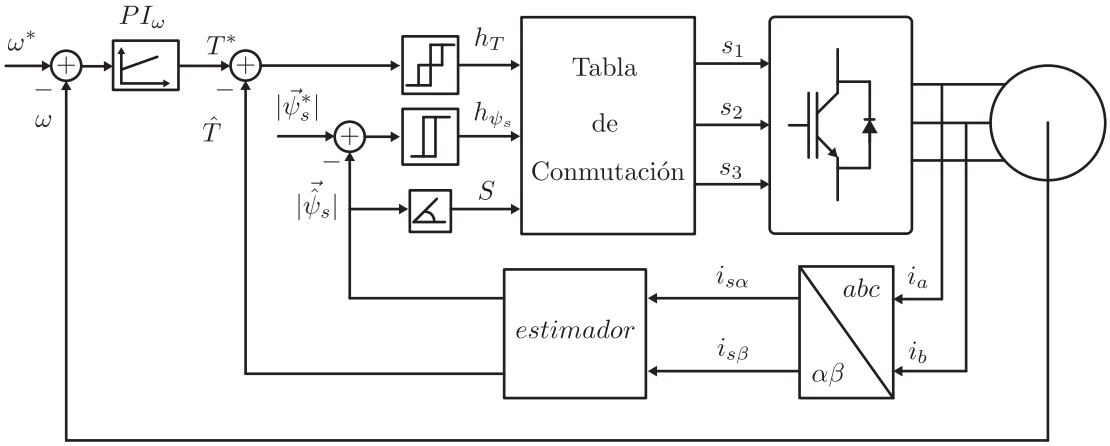

Fig. 1.2. *Esquema de control directo de torque.*

- DTC basado en una tabla de conmutación.
- Control Directo Propio.

El primero fue desarrollado por *Takahashi y Noguchi*, considera una trayectoria circular del flujo de estator en torno al plano complejo. El segundo fue propuesto por *Depenbrock* y logra un comportamiento hexagonal del flujo de estator, privilegiando un menor número de conmutaciones por sobre la distorsión de la corriente. En Fig. 1.2 se muestra el esquema de control directo de torque basado en tablas.

1.2. Control Predictivo Basado en Modelos

El Control Predictivo basada en modelos (MPC) ha sufrido un notable crecimiento en las últimas tres décadas [7, 8]. MPC puede ser utilizado en un amplio rango de aplicaciones gracias a que es conceptualmente simple y posee una rápida respuesta

dinámica. Además, utilizando una misma optimización de función de costo es posible incluir restricciones y modelos no lineales [9]. En este contexto, el autor ha presentado su punto de vista en [10], donde comenta el estado actual de MPC y los retos que le quedan por sortear para llegar a ser una estrategia aceptada en la industria de la electrónica de potencia.

Debido a la gran carga computacional del método MPC y a la baja capacidad de cálculo de los primeros procesadores, MPC fue inicialmente utilizado para aplicaciones de baja dinámica con un largo periodo de muestreo. Recientemente, con el avance de la tecnología de los microprocesadores, MPC ha sido aplicado a procesos con un alto desempeño dinámico como circuitos de electrónica de potencia. MPC aplicado a electrónica de potencia tiene dos principales variantes: MPC de estados contínuos (CS-MPC) [11, 12] y MPC de estados finitos (FS-MPC) [7].

CS-MPC calcula la solución óptima del problema considerando una actuación continua en un rango, luego una etapa de modulación genera los estados de los switches del convertidor potencia. En contraste, FS-MPC usa la naturaleza discreta del convertidor de potencia y el modelo de la carga para resolver un problema de optimización. FS-MPC ha sido utilizado en múltiples aplicaciones de electrónica de potencia tales como *neutral point clamped converters* (NPC) [13], *cascade H-bridge converters* (CHB) [14, 15], *flying capacitor converters* [16, 17], *three-phase two-level inverters* [18–20], *multilevel converters* [21–24], *matrix converters* [25, 26] donde el autor de esta investigación ha contribuido previamente en [27–33],entre otras topologías de convertidores.

FS-MPC posee dos importantes problemas: La estrategia de control depende de la predicción del modelo del sistema. Adicionalmente, el hecho que la naturaleza del convertidor de potencia tenga un limitado número de estados que FS-MPC puede aplicar. Estas condiciones resultan en un error en estado estacionario y un espectro distribuido.

El espectro armónico de corriente depende de la conmutación de los switches del convertidor, que FS-MPC no es garantizado que ocurra a una frecuencia fija. En contraste a FS-MPC, técnicas de control de corriente que considerar actuaciones continuas (CS-MPC) y modulación por ancho de pulso (PWM) o modulación de ancho de pulso de vectores espaciales (SVPWM) tienen una frecuencia de conmutación fija. Por lo tanto, es el espectro en estas últimas técnicas concentrado alrededor de la frecuencia de la portadora y sus frecuencias múltiplos.

1.3. Control Predictivo de Velocidad

En un esquema de control lineal, el ancho de banda del control externo de velocidad es limitado por la respuesta dinámica del lazo de control interno de corriente. Esto crea un compromiso explícito con el ancho de banda del lazo externo de control. En [34, 35], FS-MPC es usado para el control interno de corriente y torque de una máquina de inducción, maximizando su respuesta, pero un controlador PI clásico es aún utilizado en el lazo externo de velocidad. Pese a utilizar un controlador de corriente rápido, tal como es FS-MPC, la respuesta del lazo de velocidad externo no mejora, dado que se encuentra limitado por el ancho de banda del controlador lineal externo. Recientemente, buscando como mejorar el rendimiento ofrecido por MPC, un control completamente predictivo de

accionamientos AC ha sido reportado en la literatura, ya sea preservando la estructura clásica en cascada [36] o resolviendo un solo problema de optimización con restricciones [37–39]. Si bien [36] utiliza una arquitectura en cascada clásica que ayuda su comprensión estructural, su implementación es compleja dado que utiliza modelos extendidos de los subsistemas, tanto interno como externo (corriente y mecánico, respectivamente), para poder incorporar un rechazo de perturbaciones y un error cero en estado estacionario. En estado transitorio el método no rechaza las perturbaciones, lo cual es una gran limitación para aplicaciones servo. En el caso de [37–39], ellos tienen en común que poseen un esquema de control centralizado, utilizando una única función de costo. Al utilizar esta estructura se están acoplando la dinámica del subsistema eléctrico con la dinámica del subsistema mecánico, ya que ambos subsistemas están siendo controlados a la misma tasa de muestreo. Lo anterior no es deseado ya que el acoplamiento genera problemas en el control. Ambos autores, utilizando diferentes caminos de resolución para resolver este problema, proponen la inclusión de términos en la función de costo que mitigan en parte dichos efectos de acoplamiento no deseado. Inclusión de penalización de corrientes de alta frecuencia, saturación de actuaciones, decisiones lógicas, son algunos ejemplos de términos que estos autores proponen para resolver el problema de acoplamiento dinámico de los subsistemas. Estos nuevos términos que se incluyen en la función de costo conllevan una dependencia de factores de peso, los cuales son determinados de forma heurística, y un aumento en el cálculo computacional.

Un ejemplo de una aplicación que requiere un alto desempeño dinámico son los sistemas servo [38, 40, 41]. Una aplicación servo requiere de una rápida respuesta, preferentemente sin *overshoot* y con una alta exactitud en estado estacionario. Típicamente, aplicaciones servo usan máquinas sincrónicas de imanes permanentes (PMSM), pero también es posible encontrar sistemas servo usando máquinas de inducción [42].

1.4. Control Predictivo Modulado

Como se argumentó previamente, un problema de FS-MPC es su espectro armónico distribuido y su alta frecuencia de conmutación. Diferentes alternativas han sido presentadas en la literatura para reducir la frecuencia de conmutación. Típicamente, una alternativa puede ser aumentar el tiempo de muestreo para esto se requiere un modelo de predicción más preciso [43]. Por otra parte, el número de conmutaciones puede ser reducido restringiendo el futuro estado del convertidor en base al estado utilizado en el pasado [44]. También, un filtro pasa bajos puede ser utilizado para los estados del convertidor, pero este método de control reduce la respuesta dinámica de MPC [45]. Una propuesta similar basada en la evaluación de un conjunto adicional de vectores de voltaje, que no son estados reales y que luego sintetizan las señales de disparo de los semiconductores a través de un modulador externo es propuesto en [46]. Otra alternativa es predecir las pérdidas en los *switches* y seleccionar el estado óptimo basado en un criterio de evaluación de pérdidas [47]. También se ha propuesto utilizar un transformación discreta de Fourier móvil que entregue al control información de la frecuencia que dominará la formas de onda de las señales en base a los posibles estados de conmutación y ser evaluado en la función de costo [48]. El autor también ha propuesto una estrategia que reduce la frecuencia de conmutación utilizando un modelo virtual predictivo [49].

Si bien, en los casos anteriores se lograba una reducción de frecuencia de conmutación, el espectro armónico sigue siendo distribuido. Por esta razón, muchos autores han propuesto el uso de MPC de set continuo para luego resolver algún tipo de modulación [50–52]. En [50] el valor del vector cero de la función de costo es usado para determinar el voltaje análogo requerido para lograr el seguimiento de corriente. A partir del voltaje de referencia, los ciclos de trabajo son calculado para cada par de vectores adyacentes activos. Estos tiempos son evaluados en una función de costo para seleccionar el par de vectores activos que serán aplicados. Sin embargo, la función de costo propuesta no considera las restricciones en los ciclos de trabajo, por lo que selecciona una solución sub-óptima fuera del rango de modulación lineal. En [51] los autores, basándose en el modelo dinámico, considerando que el modelo varía de forma constante durante el periodo de tiempo que un vector de voltaje es aplicado y considerando que se conoce el punto de partida (medición), se resuelve un problema de óptimización que determina una expresión de los tiempos para cada uno de los tres vectores. Luego, en la función de costo son evaluados los tres vectores adyacentes (dos activos y un vector cero), el conjunto de 3 vectores que minimiza la función de costo es seleccionado y será aplicado en el siguiente periodo de muestreo. Este método obtiene una solución óptima en zona de modulación lineal. Sin embargo, en zona de sobremodulación, las restricciones de los tiempos son impuestas después del cálculo de los tiempos óptimos sin restricciones, logrando una selección sub-óptima cuando la actuación es saturada. Un enfoque ligeramente diferente es presentado en [52]. Aquí el error entre la respuesta de un modelo predictivo y las referencias es usado para calcular los tiempos de los tres vectores, dos activos y un vector cero, que resultará en un seguimiento con error cero. De hecho, el error de seguimiento entre la referencia y la respuesta del modelo predicho puede ser interpretado como una transformación afín, es decir la composición de una transformación lineal y una traslación. En este caso, la región donde el origen es ubicado, es decir el punto de error cero, es determinado *a priori* usando propiedades matemáticas de vectores en el espacio transformado, reduciendo el esfuerzo computacional y sin la evaluación de una función de costo explícita.

Todos estos trabajos presentan una estrategia de modulación que logra un rendimiento *dead-beat* en zona lineal, es decir, dentro de la capacidad de voltaje lineal de actuación del convertidor de potencia logran alcanzar la referencia de corriente en un tiempo de muestreo. Sin embargo, ellos no presentan una solución óptima cuando la referencia se ubica fuera de la región lineal de modulación.

1.5. Hipótesis y Contribución

La contribución de esta investigación se enmarca en el desarrollo de estrategias de control basadas en MPC para accionamientos eléctricos.

La primera hipótesis que se plantea es que se puede realizar una estrategia de control predictivo de velocidad en cascada que simplifique los ya existentes métodos de control predictivo de velocidad centralizados [37–39]. Esto reduce la complejidad de la función de costo utilizada, ya que las estrategias de control centralizados dependen de múltiples factores de peso los cuales son definidos heurísticamente. Se mantiene un alto ancho de

banda dado que el lazo externo de velocidad es controlado mediante CS-MPC (*dead-beat*). Además, se propone el uso de un observador de perturbaciones para logra eliminar el error estacionario debido a errores en el modelo de la carga u otros errores o perturbaciones que existan en el sistema. Con lo anterior se resuelve uno de los problemas que comúnmente se asocian a la estrategia de control predictivo basado en modelos.

La segunda hipótesis de esta investigación es que se puede desarrollar una estrategia de modulación predictiva que óptimice la actuación cuando ésta se encuentre en la región de sobre-modulación. A partir de la estrategia de modulación predictiva propuesta en [52] se proponen una estrategia que resuelva el cálculo de los ciclos de trabajo para los vectores activos del convertidor de potencia cuando la referencia se encuentra fuera de la zona lineal. Con esto se logra tener una estrategia de control predictiva que aplica una actuación óptima en todo momento, tanto en zona de modulación lineal como en sobre-modulación, y que posee un espectro de frecuencia fija, solucionando el segundo problema típicamente asociado a FS-MPC.

1.6. Objetivos y Limitaciones

En primer lugar, en este trabajo se estudia la implementación de una estructura de control predictiva en cascada utilizando en el lazo interno un control de corriente FS-MPC, similar a los discutidos en [34, 35, 53]. Mientras que, para el control de velocidad se propone CS-MPC, basado en una inversión explícita del modelo mecánico *dead-beat*. El método propuesto se implementará en un banco de prueba de máquinas de inducción de 4 [kW].

El segundo objetivo de este trabajo es validar la estrategia de control predictivo de corriente con modulación propuesto. Para ellos se utiliza una máquina de imanes permanentes acoplada a una máquina de corriente continua que actúa como carga. Además, como un paso intermedio más ilustrativo, se utiliza una carga RL es utilizada para demostrar el trabajo de la estrategia de sobremodulación.

Este trabajo no es una comparación de estrategias de control ni métodos de modulación. No es el objetivo comparar el propuesto control predictivo de velocidad y corriente en cascada con otras estrategias de control, como por ejemplo FOC o PTC. Como tampoco es el objetivo comparar el método de control predictivo modulado con optimización en la sobremodulación con otras estrategias de modulación ya existentes.

1.7. Estructura General del Documento

Esta tesis doctoral se divide en siete capítulos. El presente **Capítulo 1** es la introducción de materia de investigación. En el **Capítulo 2** se entregan los fundamentos de FS-MPC para aplicaciones de accionamientos. Este capítulo no corresponde a una contribución de esta investigación pero es la base para el desarrollo del resto de los capítulos, y por completitud es necesario que exista. La estrategia de control predictivo de velocidad y corriente es presentado en el **Capítulo 3**. La estrategia de modulación con optimización en la zona de sobremodulación es presentada en el **Capítulo 4**. El **Capítulo 5**

explica la construcción de los diversos experimentos que se realizaron para validar los métodos propuestos en esta investigación. Los resultados obtenidos son presentados en el **Capítulo 6**. Finalmente, en el **Capítulo 7** se entregan las conclusiones obtenidas de esta investigación.

Capítulo 2

Fundamentos de FS-MPC Aplicado a Accionamientos AC

En los últimos años, Control Predictivo de Estados Finitos (FS-MPC) ha sido propuesto en la literatura para aplicaciones de accionamientos eléctricos [54, 55]. Lo anterior se debe a que FS-MPC es una estrategia conceptualmente sencilla y con la cual se obtiene una respuesta dinámica rápida.

Para comprender la implementación de FS-MPC es necesario conocer el principio de funcionamiento general de cualquier estrategia de control predictivo basado en modelos. En tal estrategia el modelo del actuador, en este caso el convertidor de potencia, y los modelos de la carga a controlar son usados por la estrategia de control. En este capítulo se presentan y revisan los fundamentos que sustentan esta estrategia. En particular se presentan los aspectos relacionados con la aplicación de esta investigación: Control predictivo de corriente, el modelo del inversor fuente de voltaje de dos niveles (2L-VSI), la máquina de inducción jaula de ardilla (IM) y de la máquina sincrónica de imanes permanentes (PMSM). Cabe destacar que, respecto a los accionamientos eléctricos, este capítulo entrega conceptos generales necesarios para el desarrollo de los próximos métodos propuestos en este trabajo.

La idea general de operación de FS-MPC es que, a partir del modelo de la carga y de una función objetivo o también llamada función de costo, se puede determinar el vector de estado del convertidor de potencia que minimice la función de costo, es decir, encontrar el estado del convertidor que comete el menor error entre la referencia y la predicción. Existen múltiples formulaciones para la funciones de costo, las que dependen del objetivo de control. En la Tabla 2.1 se muestran algunos ejemplos de funciones de costo encontradas en la literatura y sus objetivos de control.

Un esquema que representa de forma general el principio de funcionamiento de FS-MPC en aplicaciones de electrónica de potencia se muestra en Fig. 2.1. A partir de mediciones realizadas en la etapa de potencia y basado en el modelo del sistema, es posible predecir el comportamiento futuro para los diferentes estados del convertidor. Estas predicciones son comparadas con la referencia o referencias, puede ser más de una. El estado predicho

Tabla 2.1. *Funciones de costo de FS-MPC*

Objetivo de control	Función de costo
Corriente [56, 57]	$g_i = \lvert i_\alpha^* - i_\alpha^p \rvert + \lvert i_\beta^* - i_\beta^p \rvert$
Voltaje [58, 59]	$g_v = \lvert v_\alpha^* - v_\alpha^p \rvert + \lvert v_\beta^* - v_\beta^p \rvert$
Flujo [60, 61]	$g_\Psi = \lvert \lVert \Psi_s \rVert^* - \lVert \Psi_s \rVert^p \rvert$
Torque [62, 63]	$g_T = \lvert T_e^* - T_e^p \rvert$
Potencia Reactiva [64, 65]	$g_Q = \lvert Q^* - Q^p \rvert$, donde $Q^p = v_{s\beta} \cdot i_{s\alpha} - v_{s\alpha} \cdot i_{s\beta}$
Potencia Activa [64, 65]	$g_P = \lvert P^* - P^p \rvert$, donde $P^p = v_{s\alpha} \cdot i_{s\alpha} + v_{s\beta} \cdot i_{s\beta}$
Cantidad de Conmutaciones [66, 67]	$g_f = \sum_i^{a,b,c} \lvert S_i - S_i^p \rvert$

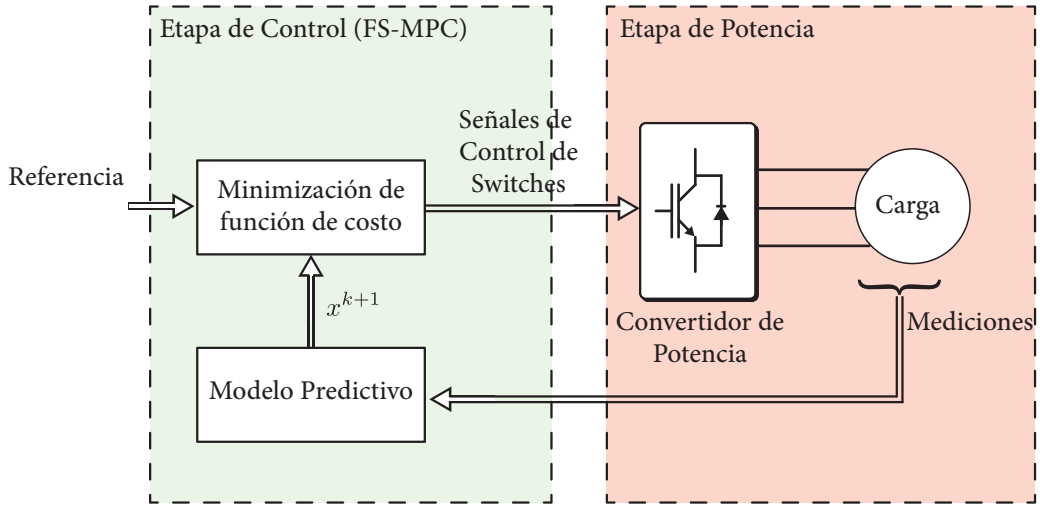

Fig. 2.1. *Esquema general de control predictivo basado en modelos para aplicaciones de electrónica de potencia.*

que optimice la función de costo será aplicado en el próximo estado de muestreo.

2.1. Lazo Interno Predictivo

Existen dos técnicas predictivas de control ampliamente utilizadas en accionamientos: Control Predictivo de Torque (PTC) [68, 69] y Control Predictivo de Corriente (PCC) [70, 71]. Ambas son bastante análogas ya que ambas buscan en definitiva controlar el flujo magnético de la máquina y el torque eléctrico que ella genera, sin embargo existen algunas diferencias que vale la pena revisar. En el caso de PTC la función de costo que controla ambos objetivos es (2.1) donde la referencia de flujo y torque eléctrico son comparadas con las predicciones de las mismas basadas en el modelo de la máquina [72].

$$g = \left(\Psi_s^* - \Psi_s^{k+1}\right)^2 + \lambda \cdot \left(T_e^* - T_e^{k+1}\right)^2. \tag{2.1}$$

Por otra parte, PCC controla el flujo y el torque eléctrico de forma indirecta mediante el control de la corriente de estator. El control en estado estacionario del flujo de estator

se logra mediante la corriente i_{sd}. Para lograr un control dinámico del flujo puede implementarse un control de lazo externo, similar al lazo externo de velocidad. Sin embargo, por razones de simplicidad, en este trabajo no se considera, ya que sólo se consideran las operaciones por debajo de la velocidad base, es decir, no se implementa ningún debilitamiento del flujo y por lo tanto la referencia de flujo es constante. Por lo tanto, no es necesario regular activamente el flujo. Por otro lado, por medio del control de la corriente de cuadratura, i_{sq}, se controla el torque eléctrico de la máquina.

En este caso, la función de costo tiene dos objetivos simultáneos, seguir la referencia de corriente de cuadratura de estator, es decir, seguir el torque eléctrico de referencia, y seguir la corriente directa de estator que produce el flujo de la máquina. La función de costo que realiza lo anterior es,

$$g = \left(i_{sq}^{*} - \hat{i}_{sq}^{k+1}\right)^2 + \left(i_{sd}^{*} - \hat{i}_{sd}^{k+1}\right)^2. \tag{2.2}$$

La función de costo (2.2) es evaluada para cada uno de los posibles vectores de voltaje del 2L-VSI. El vector que minimiza (2.2) es llamado vector óptimo v_{opt},

$$v_{opt} = \arg \min_{\{v_0,\ldots,v_7\}} g(v_s^{k+1}), \tag{2.3}$$

v_{opt} será aplicado durante el próximo periodo de muestreo.

Como se mencionó anteriormente, la funciones de costo (2.1) y (2.2) logran controlar directa e indirectamente el flujo de estator y el torque eléctrico, respectivamente. Sin embargo, en este trabajo se utilizará el control predictivo de corriente para el lazo interno ya que, a diferencia de PTC, PCC no requiere un factor de peso dentro de la función de costo. El diseño de los factores de peso no ha sido resuelto aún en la literatura, su forma de diseño es utilizando métodos heurísticos [73], por lo que es recomendable, en la medida de lo posible, independizarse de ellos.

2.2. Inversor Fuente de Voltaje de dos Niveles

El inversor fuente de voltaje de dos niveles (2L-VSI) es una topología muy común en aplicaciones de accionamientos debido a su simplicidad, su alto rendimiento dinámico y su amplia disponibilidad. En una aplicación típica de accionamiento, el convertidor alimenta la máquina AC como se muestra en la Figura 2.2(a). Debido a la naturaleza del convertidor, esta topología puede producir 7 diferentes vectores de voltaje, como se ilustra en la Figura 2.2(b) y en la tabla 2.2. Es posible identificar 6 vectores activos y dos vectores cero (v_0 and v_7). El vector de voltaje depende del estado de los *switches* del convertidor.

Las variables de voltaje y corriente del convertidor trifásico ilustrado en la Figura 2.2(a) puede ser representado por el siguiente sistema de tres ejes coordinados,

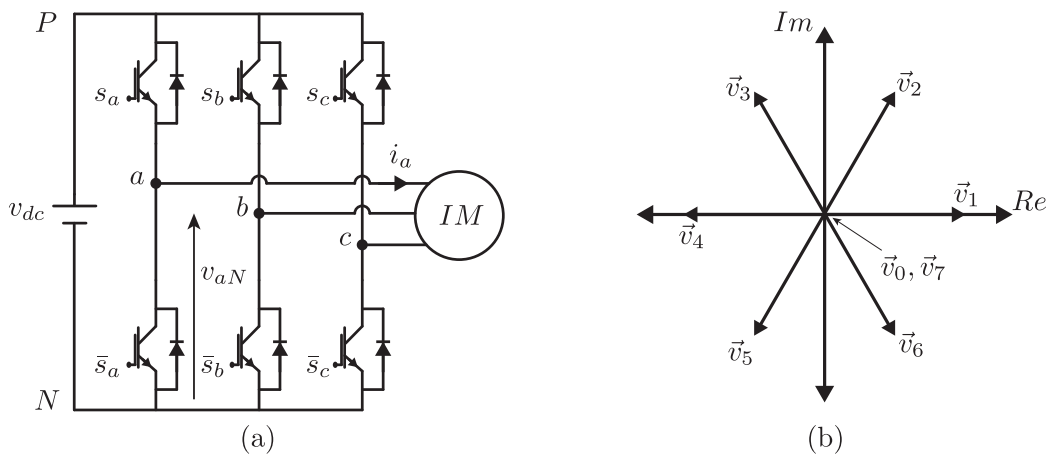

Fig. 2.2. *Inversor fuente de voltaje de dos niveles (2L-VSI).(a) Topología; (b) Vectores de voltaje.*

$$\mathbf{v}_{s_{abc}} = [v_{sa}\ v_{sb}\ v_{sc}]^T, \tag{2.4}$$

$$\mathbf{i}_{s_{abc}} = [i_{sa}\ i_{sb}\ i_{sc}]^T. \tag{2.5}$$

El voltaje aplicado a la máquina AC y el voltaje del enlace *dc* se relacionan mediante la siguiente ecuación,

$$\mathbf{v}_{s_{abc}} = [S_a\ S_b\ S_c]^T \cdot v_{dc}, \tag{2.6}$$

donde S_a, S_b y S_c representa el estado del *switch* de cada pierna del convertidor, tal como se muestra en la Figura 2.2(a) y v_{dc} es el voltaje DC del 2L-VSI. Usando esta notación, es posible escribir el vector de voltaje en ejes estacionarios $\alpha\beta$ de la siguiente forma,

$$\mathbf{v}_{\alpha\beta} = [v_\alpha\ v_\beta]^T = \frac{2}{3}\begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 1 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \mathbf{v}_{s_{abc}}. \tag{2.7}$$

El voltaje del convertidor también puede ser representado en ejes sincrónicos *dq* orientado con un ángulo de rotación arbitrario θ de la siguiente forma,

$$\mathbf{v}_{dq} = [v_d\ v_q]^T = \begin{bmatrix} \cos\theta & \sin\theta \\ -\sin\theta & \cos\theta \end{bmatrix} \mathbf{v}_{\alpha\beta}. \tag{2.8}$$

2.3. Máquina de Inducción

La máquina de inducción jaula de ardilla se utilizada en la primera etapa de este trabajo. Un diagrama ilustrativo de la máquina de inducción se muestra en la Fig. 2.3, donde

Tabla 2.2. *Estados de conmutación del 2L-VSI*

Vector de Voltaje	Estado *Switches*			Voltajes $\alpha\beta$	
	S_a	S_b	S_c	v_α	v_β
$\mathbf{v}_0$	0	0	0	0	0
$\mathbf{v}_1$	1	0	0	$\frac{2}{3}v_{dc}$	0
$\mathbf{v}_2$	1	1	0	$\frac{1}{3}v_{dc}$	$\frac{1}{\sqrt{3}}v_{dc}$
$\mathbf{v}_3$	0	1	0	$-\frac{1}{3}v_{dc}$	$\frac{1}{\sqrt{3}}v_{dc}$
$\mathbf{v}_4$	0	1	1	$-\frac{2}{3}v_{dc}$	0
$\mathbf{v}_5$	0	0	1	$-\frac{1}{3}v_{dc}$	$-\frac{1}{\sqrt{3}}v_{dc}$
$\mathbf{v}_6$	1	0	1	$\frac{1}{3}v_{dc}$	$-\frac{1}{\sqrt{3}}v_{dc}$
$\mathbf{v}_7$	1	1	1	0	0

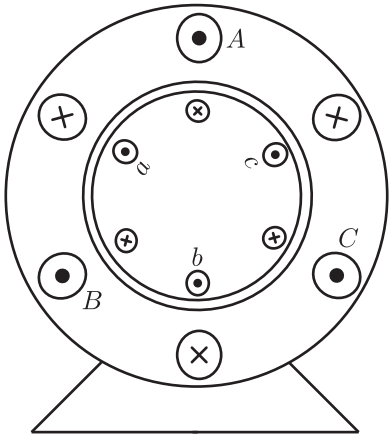

Fig. 2.3. *Diagrama devanados concentrados de una máquina de inducción.*

por simplicidad los devanados son representados de forma concentrada. En la realidad se busca obtener una fuerza electromotriz inversa (*fem*) sinusoidal, lo cual se logra con devanados de estator distribuidos sinusoidalmente.

2.3.1. Modelo Eléctrico de la Máquina de Inducción

El modelo desarrollado está en ejes sincrónicos orientado con el ángulo del flujo de rotor [72]. La máquina puede ser representada en ejes de referencia arbitrarios, girando con una frecuencia angular ω_f. La ecuación de estator de la máquina, que relaciona la corriente de estator y el flujo de estator está dada por (2.9). Por otra parte, la ecuación de rotor que relaciona la corriente de rotor y el flujo de rotor, es dada en (2.10).

$$\mathbf{v}_s = R_s\mathbf{i}_s + \frac{d\Psi_s}{dt} + \mathbf{J}\omega_f\Psi_s, \tag{2.9}$$

$$0 = R_r\mathbf{i}_r + \frac{d\Psi_r}{dt} - (\omega_f - \omega)\Psi_r, \tag{2.10}$$

donde,

$$\mathbf{J} = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}, \tag{2.11}$$

y $\mathbf{v}_s = [v_{sd}\ v_{sq}]^T$ es el vector de voltaje de estator, $\mathbf{i}_s = [i_{sd}\ i_{sq}]^T$ es el vector de corriente de estator, $\mathbf{i}_r = [i_{rd}\ i_{rq}]^T$ es el vector de corriente de rotor, $\Psi_s = [\psi_{sd}\ \psi_{sq}]^T$ es el flujo de estator, y $\Psi_r = [\psi_{rd}\ \psi_{rq}]^T$ es el flujo de rotor. R_s es la resistencia de estator, ω_f es la velocidad angular del eje de referencia, R_r es la resistencia de rotor y ω es la velocidad de rotor.

Las ecuaciones que relacionan el flujo de rotor y de estator con las corrientes de rotor y estator son,

$$\Psi_s = L_s\mathbf{i}_s + L_m\mathbf{i}_r, \tag{2.12}$$

$$\Psi_r = L_m\mathbf{i}_s + L_r\mathbf{i}_r, \tag{2.13}$$

donde L_m es la inductancia mutua, L_s es la inductancia de estator, y L_r es la inductancia de rotor.

Finalmente, el sub-sistema mecánico es compuesto por el torque eléctrico producido por la máquina de inducción, que puede expresarse en términos de la corriente de estator y el flujo de estator,

$$T = \frac{3}{2}pk_r\hat{\psi}_{rd}i_{sq}, \tag{2.14}$$

donde p es el número de pares de polos de la máquina.

La ecuación dinámica de velocidad es la siguientes,

$$J\frac{d\omega}{dt} = T - T_L, \tag{2.15}$$

donde J es el coeficiente de inercia y T_L es el torque de carga.

2.3.2. Modelo de la Máquina de Inducción en Ejes Estacionarios

Si los ejes de referencia arbitrarios pasa a ser ejes estacionarios, comúnmente llamado eje-$\alpha\beta$, la velocidad angular $\omega_f = 0$. Con esto el modelo de la máquina de inducción es el siguiente,

$$\mathbf{v}_{s_{\alpha\beta}} = R_s\mathbf{i}_{s_{\alpha\beta}} + \frac{d\Psi_{s_{\alpha\beta}}}{dt}, \tag{2.16}$$

$$0 = R_r\mathbf{i}_{r_{\alpha\beta}} + \frac{d\Psi_{r_{\alpha\beta}}}{dt} - \omega\Psi_{r_{\alpha\beta}}, \tag{2.17}$$

$$\Psi_{s_{\alpha\beta}} = L_s\mathbf{i}_{s_{\alpha\beta}} + L_m\mathbf{i}_{r_{\alpha\beta}}, \tag{2.18}$$

$$\Psi_{r_{\alpha\beta}} = L_m\mathbf{i}_{s_{\alpha\beta}} + L_r\mathbf{i}_{r_{\alpha\beta}}, \tag{2.19}$$

2.3.3. Modelo de la Máquina de Inducción un Ejes Rotatorios

Ahora, si los ejes de referencia arbitrarios son ejes sincrónicos con el ángulo del flujo de rotor, comúnmente llamado eje-dq, la velocidad angular $\omega_f = \omega_e$. Con esto el modelo de la máquina de inducción es el siguiente,

$$\mathbf{v}_{s_{dq}} = R_s \mathbf{i}_{s_{\alpha\beta}} + \frac{d\Psi_{s_{dq}}}{dt} - \mathbf{J}\omega_e \Psi_{s_{dq}}, \tag{2.20}$$

$$0 = R_r \mathbf{i}_{r_{dq}} + \frac{d\Psi_{r_{dq}}}{dt} + (\omega_e - \omega)\Psi_{r_{dq}}, \tag{2.21}$$

$$\Psi_{s_{dq}} = L_s \mathbf{i}_{s_{dq}} + L_m \mathbf{i}_{r_{dq}}, \tag{2.22}$$

$$\Psi_{r_{dq}} = L_m \mathbf{i}_{s_{dq}} + L_r \mathbf{i}_{r_{dq}}, \tag{2.23}$$

2.3.4. Máquina de Inducción Representada en Variables de Estados

Manipulando las ecuaciones anteriores y separando las partes reales e imaginarias, el comportamiento electromagnético de la máquina de inducción puede ser presentado en variables de estado, tal como se propone en [74]. Las variables de estado:

$$\mathbf{x} = \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ \psi_{rd} \\ \psi_{rq} \end{bmatrix}, \tag{2.24}$$

donde las entradas son,

$$\mathbf{u} = \begin{bmatrix} v_{sd} \\ v_{sq} \end{bmatrix}, \tag{2.25}$$

y las salidas del sistema son,

$$\mathbf{y} = \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix}, \tag{2.26}$$

La expresión del sistema en variables de estados es,

$$\dot{\mathbf{x}}(t) = \mathbf{A}(t)\mathbf{x}(t) + \mathbf{B}\mathbf{u}(t), \tag{2.27}$$

$$\mathbf{y}(t) = \mathbf{C}\mathbf{x}(t). \tag{2.28}$$

Las matrices $\mathbf{A}(t)$, $\mathbf{B}$ y $\mathbf{C}$ son las matrices de estado, dadas por

$$\mathbf{A}(t) = \begin{bmatrix} -\frac{1}{\tau_\sigma} & \omega_s & \frac{k_r}{R_\sigma \tau_\sigma \tau_r} & \frac{k_r \omega}{R_\sigma \tau_\sigma} \\ -\omega_s & -\frac{1}{\tau_\sigma} & -\frac{k_r \omega}{R_\sigma \tau_\sigma} & \frac{k_r}{R_\sigma \tau_\sigma \tau_r} \\ \frac{L_m}{\tau_r} & 0 & -\frac{1}{\tau_r} & (\omega_e - \omega) \\ 0 & \frac{L_m}{\tau_r} & (\omega - \omega_s) & -\frac{1}{\tau_r} \end{bmatrix}, \tag{2.29}$$

$$\mathbf{B} = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}, \tag{2.30}$$

$$\mathbf{C} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}, \tag{2.31}$$

donde $\sigma = 1 - L_m^2/(L_s L_r)$ es el factor total de dispersión, $R_\sigma = R_s + k_r^2 R_r$, $\tau_\sigma = \sigma L_s / R_\sigma$ es la constante de tiempo de estator, $k_r = L_m/L_r$, y $\tau_r = L_r/R_r$ es la constante de tiempo de rotor.

2.3.5. Modelo Discreto de la Máquina de Inducción

Es importante considerar que cualquier dispositivo digital, típicamente una plataforma digital de control, opera en tiempo discreto. Por esta razón, es necesario transformar el modelo continuo en un modelo discreto. Por lo tanto, un dispositivo retentor debe conectarse entre la salida de control discreto y la entrada continua del sistema real (continuo). Hay muchas opciones para este dispositivo retentor, por ejemplo, retentor de orden cero (ZOH), retentor de primer orden o el retentor generalizado [75]. La estrategia utilizada es el retentor de orden cero, que mantiene el voltaje de entrada durante el instante de muestreo, es decir,

$$\mathbf{u}(t) = \mathbf{u}_k; \; kT_s < t \leq (k+1)T_s, \tag{2.32}$$

donde T_s es el periodo de muestreo.

Si la entrada del sistema de tiempo continuo (2.27)-(2.28) es generada por la secuencia de entrada $\mathbf{u}_k$ usando ZOH, luego la representación en variables de estados del modelo de datos muestreado esta dado por:

$$\mathbf{x}_{k+1} = \mathbf{A}_d x_k + \mathbf{B}_d u_k, \tag{2.33}$$

$$\mathbf{y}_k = \mathbf{C}_d x_k. \tag{2.34}$$

Cabe notar que el sub-sistema eléctrico conformado por las ecuaciones (2.27)-(2.31) es lineal pero variante en el tiempo debido a la dependencia de ω_e y ω, las cuales son variables en el tiempo. Debido a esta condición, la discretización exacta no es simple. Luego, las matrices $\mathbf{A}_d$, $\mathbf{B}_d$ y $\mathbf{C}_d$ pueden ser obtenidas simplemente por la aproximación de la derivada temporal (2.27) usando una aproximación como la de Euler hacia adelante,

$$s = \frac{z-1}{T_s}. \tag{2.35}$$

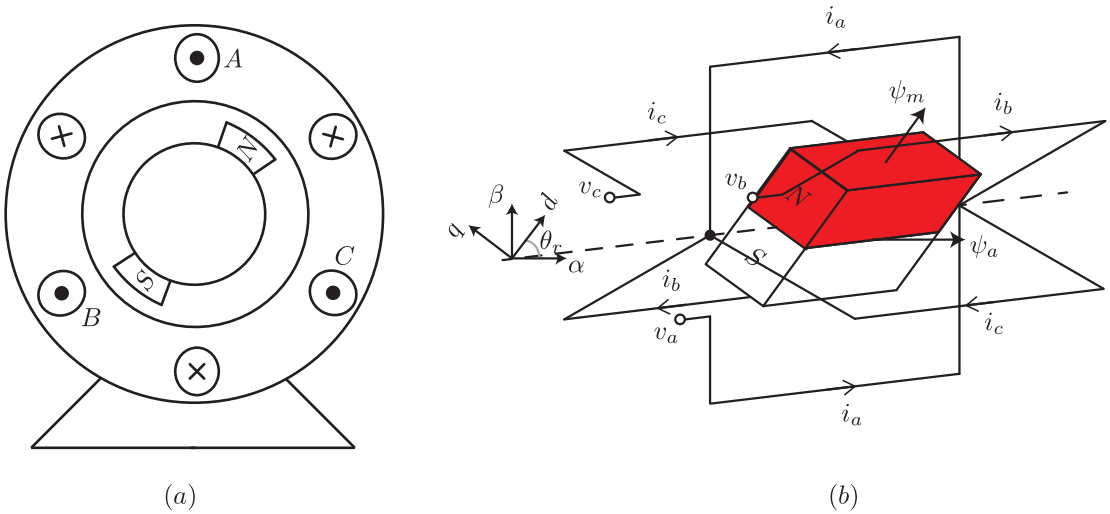

Fig. 2.4. *Diagrama simplificado de una máquina de imanes permanentes. (a) Representación de los devanados concentrados de la PMSM; (b) Flujos magnéticos y ejes de referencia.*

Finalmente, la discretización del modelo en variables de estado al utilizar Euler se obtiene las siguientes matrices de estado,

$$\mathbf{A}_d = \mathbf{I} + T_s\mathbf{A}, \tag{2.36}$$

$$\mathbf{B}_d = T_s\mathbf{B}, \tag{2.37}$$

$$\mathbf{C}_d = \mathbf{C}. \tag{2.38}$$

Por lo tanto, usando el sistema dinámico discreto (2.33)-(2.34) y usando la medición (o estimación) del estada en el periodo de muestreo k como condición inicial, y la actuación a ser aplicada en el intervalo k, los valores de las variables de estado en el instante $k+1$ pueden ser predichos.

2.4. Máquina Sincrónica de Imanes Permanentes

La Máquina de imanes permanentes (PMSM) es una atractiva alternativa para aplicaciones de generación eléctrica y accionamientos *servo* debido a su alta densidad de potencia y dinámica. La PMSM no posee un devanado de rotor, el flujo magnético de rotor es producido por imanes permanentes lo cual disminuye las pérdidas por conducción y reduce la temperatura en el rotor. Lo anterior permite que la PMSM tenga densidad de potencia alta, lo cual reduce el tamaño y el peso de la máquina.

Una representación simplificada de la PMSM se muestra en la Fig. 2.4. La representación muestra una máquina sincrónica de un par de imanes en su rotor y sus devanados, por simplicidad, han sido representados de forma concentrada. Una máquina sincrónica de imanes permanentes es utilizada en la segunda etapa de esta investigación, es por ello que su modelo es requerido.

2.4.1. Modelo Eléctrico de la Máquina Sincrónica de Imanes Permanentes en Ejes Estacionarios

Al considerar las dinámicas de los devanados de estator y el flujo total enlazado en cada fase es posible establecer la siguiente ecuación en ejes estacionarios $\alpha\beta$,

$$\mathbf{v}_{s_{\alpha\beta}} = R_s \mathbf{i}_{s_{\alpha\beta}} + L_s \frac{di_{s_{\alpha\beta}}}{dt} + j\psi_m \omega_r e^{j\theta_r}, \tag{2.39}$$

donde R_s es la resistencia de estator, L_s es la inductancia de estator, ψ_m es la magnitud del flujo generado por el rotor magnético y p es el número de polos.

2.4.2. Modelo Eléctrico de la Máquina Sincrónica de Imanes Permanentes en Ejes Rotatorios

Si los ejes de referencia estacionarios considerado en la ecuación (2.39) se redefine, utilizando la transformada de *Park*, en ejes sincrónicos orientado con el ángulo del flujo de rotor, se obtiene la siguiente ecuación de la máquina de sincrónica en ejes dq,

$$\mathbf{v}_{s_{dq}} = R_s \mathbf{i}_{s_{dq}} + L_s \frac{d\mathbf{i}_{s_{dq}}}{dt} + j\omega_r L_s i_{s_{dq}} + j\psi_m \omega_r, \tag{2.40}$$

Utilizando la ecuación (2.40) y considerando el balance de potencia entre el subsistema eléctrico y mecánico se puede establecer una expresión para el torque eléctrico que acople variables de ambos subsistemas. En la ecuación (2.40) el termino $j\psi_m\omega_r$ modela la fuerza electromotriz inversa (*fem*) de la PMSM.

La potencia que fluye a través de la *fem* es,

$$\mathbf{S} = \frac{3}{2} fem \cdot \mathbf{i}_{s_{dq}} \tag{2.41}$$

$$= \frac{3}{2} \psi_m \omega_r \{i_{sq} + j i_{sd}\} \tag{2.42}$$

La parte real de $\mathbf{S}$ corresponde a la potencia activa $\mathbf{P}$ absorbida por la *fem* mientras que la parte imaginaria es la potencia reactiva $\mathbf{Q}$ que fluye a través de la *fem*.

$$\mathbf{P} = \mathbb{R}\mathrm{e}\{\mathbf{S}\} = \frac{3}{2} \psi_m \omega_r i_{sq}, \tag{2.43}$$

$$\mathbf{Q} = \mathbb{I}\mathrm{m}\{\mathbf{S}\} = \frac{3}{2} \psi_m \omega_r i_{sd}. \tag{2.44}$$

La potencia activa es igual a la potencia eléctrica transmitida al eje por lo que considerando el modelo mecánico se puede establecer la siguiente relación,

$$\mathbf{P} = T_e \cdot \omega_r^m. \tag{2.45}$$

Por lo que reemplazando (2.43) en (2.45) se obtiene la siguiente expresión para el torque eléctrico,

$$T_e = \frac{3}{2} p \psi_m \omega_r i_{sq}, \tag{2.46}$$

la cual permite acoplar el subsistema eléctrico con el subsistema mecánico.

2.4.3. Máquina Sincrónica de Imanes Permanentes Representada en Variables de Estado

El modelo en variables de estado de la PMSM en ejes sincrónicos dq orientado con la posición angular de rotor θ_r es la siguiente,

$$\dot{\mathbf{x}} = f(\mathbf{x}, \mathbf{u}), \tag{2.47}$$

$$\mathbf{y} = \mathbf{C} \cdot \mathbf{x}, \tag{2.48}$$

donde,

$$f(\cdot) = \begin{pmatrix} -\frac{R_s}{L_s} i_{sd} + \omega_r i_{sq} + \frac{1}{L_s} v_{sd} \\ -\omega_r i_{sd} - \frac{R_s}{L_s} i_{sq} - \frac{\psi_m}{L_s} \omega_r + \frac{1}{L_s} v_{sq} \\ \frac{3}{2J_m} \psi_m p^2 i_{sq} - \frac{B_m}{J_m} \omega_r \\ \omega_r \end{pmatrix}, \tag{2.49}$$

donde el vector de estados es,

$$\mathbf{x} = \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ \omega_r \\ \theta_r \end{bmatrix}, \tag{2.50}$$

la entrada al sistema $\mathbf{u}$ esta compuesta de,

$$\mathbf{u} = \begin{bmatrix} v_{sd} \\ v_{sq} \end{bmatrix}, \tag{2.51}$$

y la matriz de medición es $\mathbf{C} = [1\ 1\ 0\ 1]^T$.

Donde J_m es la inercia y B_m es el coeficiente de fricción de la máquina.

2.4.4. Modelo discreto de la Máquina Sincrónica de Imanes Permanentes

Es necesario obtener el modelo discreto de la máquina sincrónica de imanes permanentes por los mismos argumentos entregados en la sección 2.3.5.

Usando el modelo continuo de la PMSM, presentado en (2.47)-(2.49), y la discretización de Taylor de segundo orden, el modelo discreto es el siguiente,

$$\mathbf{x}^{k+1} = \mathbf{x}^{k} + T_s \cdot \dot{\mathbf{x}}\big|_k + \frac{T_s^2}{2} \cdot \ddot{\mathbf{x}}\big|_k \tag{2.52}$$

donde T_s es el periodo de muestreo.

La derivada de segundo orden del vector de estados se obtiene de la siguiente forma,

$$\ddot{\mathbf{x}} = \dot{f}(\mathbf{x}, \mathbf{u}). \tag{2.53}$$

Con la presentación del modelo de la PMSM se da por finalizado los fundamentos necesarios para comprender el desarrollo de esta investigación.

Capítulo 3

Control Predictivo de Velocidad y Corriente en Cascada

FS-MPC tiene un gran desempeño dinámico lo que le permite tener una rápida respuesta dinámica en las variables internas de corriente o torque y flujo. Esto lo transforma en una atractiva alternativa para controlar accionamientos eléctricos para aplicaciones donde se busca un alto desempeño dinámico de velocidad.

Típicamente FS-MPC ha sido utilizado para controlar el subsistema eléctrico, mientras que el subsistema mecánico (lazo de velocidad) es controlado habitualmente por un controlador lineal PI convencional. Existen nuevos trabajos que proponen el control de velocidad predictivamente [37–39]. Estas investigaciones se basan en un control predictivo centralizado, donde se incorpora la referencia de velocidad como un nuevo objetivo de control a la función de costo. En esta investigación se destaca, que dichas propuestas no son simples de utilizar y por sobre todo, tienen una alta dependencia de la forma en que se implementa la función de costo y de la elección de los respectivos factores de peso. Esto último es una desventaja dado que los factores de peso no tienen un método de diseño, por lo que son definidos heurísticamente.

Si se considera que el subsistema mecánico posee una constante de tiempo mucho mayor que el subsistema eléctrico, se puede considerar realizar una estructura de control en cascada de ambos subsistemas, tal como lo hacen las clásicas estrategias FOC y DTC por ejemplo. Más aún, si se define un submuestreo adecuado para cada subsistema, muestreo rápido para las variables eléctricas y submuestreo para el lazo de velocidad, es posible desacoplar ambas dinámicas.

En este capítulo se propone y desarrolla una estructura de control predictiva en cascada basada en el simple principio expuesto en el párrafo anterior. El lazo interno se controla utilizando Control Predictivo de Corriente (PCC), utilizando la técnica de FS-MPC como se describe en la sección 2.1, mientras que el lazo externo de velocidad usa control predictivo continuo basado en la inversión del subsistema mecánico logrando desempeño de latido muerto, pero con compensación de perturbaciones para asegurar seguimiento de referencia.

3.1. Control Predictivo de Velocidad

El lazo de control predictivo externo se presenta como una alternativa al clásico controlador de velocidad PI. El objetivo de este control de velocidad es obtener una adecuada referencia de corriente de estator de cuadratura para seguir la velocidad en un horizonte fijo, i.e. con desempeño de latido muerto. El lazo externo propuesto se basa en la ecuación dinámica del subsistema mecánico, (3.1). Cabe destacar que la ecuación (3.1) es una expresión simplificada, pero como se discutirá más adelante, cualquier error en el modelo es absorbido por la variable estimada por el filtro. El lazo de control de velocidad puede ser submuestreado debido al hecho que la dinámica mecánica es limitada por la inercia y la máxima actuación de torque posible. El tiempo de muestreo usado para el lazo externo en este trabajo es diez veces mayor que el tiempo de muestreo del lazo interno de corriente ($T_{ds} = 10 \cdot T_s$). El submuestreo y la rápida velocidad del lazo predictivo de corriente permiten que las dinámicas del lazo interno no afecten al diseño del lazo externo de velocidad ni que existan acoplamientos dinámicos entre ambos subsistemas. La tasa de submuestreo se ajustó mediante simulaciones para lograr este objetivo.

$$\frac{d\omega}{dt} = \frac{1}{J}(T - T_L), \tag{3.1}$$

donde T es el torque eléctrico y T_L es el torque de carga.

Luego, usando la ecuación (2.15) y considerando un eje sincrónico dq orientado con el flujo de rotor, la ecuación (3.1) puede ser extendida de la siguiente forma,

$$\frac{d\omega}{dt} = \frac{1}{J}\left(\frac{3}{2}pk_r\hat{\psi}_{rd}i_{sq} - T_L\right). \tag{3.2}$$

Debido a la naturaleza discreta de las plataformas de control, la ecuación (3.2) debe ser discretizada. El método más simple para obtener una representación discreta de un sistema continuo es la aproximación de Euler. En particular, la discretización de Euler hacia adelante es una forma simple de discretizar un sistema continuo.

$$\frac{1}{T_{ds}}(\omega^{k+1} - \omega^k) = \frac{1}{J}\left(\frac{3}{2}pK_r\hat{\psi}_{rd}i_{sq} - T_L\right). \tag{3.3}$$

Desafortunadamente, la aproximación de Euler genera significativos errores de modelado a alta frecuencia [76]. Para lograr una aproximación más precisa de la corriente de referencia i^*_{sq}, una expansión de segundo orden para la velocidad de rotor es propuesta,

$$\omega^{k+1} = \omega^k + \left.\frac{d\omega}{dt}\right|_{T_{ds}} \cdot T_{ds} + \left.\frac{d^2\omega}{dt^2}\right|_{T_{ds}} \cdot \frac{T_{ds}^2}{2}, \tag{3.4}$$

donde,

$$\frac{d\omega}{dt} = \frac{1}{J}\left(\frac{3}{2}pk_r\hat{\psi}_{rd}i_{sq} - T_L\right). \tag{3.5}$$

$$\frac{d^2\omega}{dt^2} = \frac{1}{J}\left(\frac{3}{2}pK_r\frac{d\hat{\psi}_{rd}}{dt}i_{sq} + \frac{3}{2}pK_r\hat{\psi}_{rd}\frac{di_{sq}}{dt} - \cancelto{0}{\frac{dT_L}{dt}}\right), \tag{3.6}$$

donde el torque de carga T_L es considerado invariante en una muestra.

Sustituyendo la ecuación (3.5) y (2.29) en la ecuación (3.4), aproximando las derivadas de (3.6) por la aproximación de Euler hacia atrás y considerando la velocidad en el instante $k+1$ igual a la referencia de velocidad deseada $\omega^{k+1} = \omega^*$, se obtiene una expresión para i_{sq}^k. El valor de i_{sq}^k es usado como corriente de referencia en (3.7) considerando $i_{sq}^* = i_{sq}^k$. Cabe destacar que la consideración $i_{sq}^* = i_{sq}^k$ introduce un retardo de una muestra de tiempo T_s. Sin embargo, este retardo no es relevante para el lazo de velocidad externo dado que es implementado con un submuestreo de $T_{ds} = 10 \cdot T_s$. Se debe tener en cuenta que el lazo externo no introduce un retardo significante porque la corriente de referencia i_{sq}^* es calculada y está disponible para el uso del lazo de control de corriente desde el primer tiempo de muestreo T_s dentro de T_{ds}. Dada las consideraciones mencionadas anteriormente, la referencia de corriente de cuadratura es:

$$i_{sq}^* = \frac{\omega^* - \omega^k + \frac{3pK_rT_{ds}}{4J} \cdot \hat{\psi}_{rd}^k \cdot i_{sq}^{k-1} + \frac{T_{ds}}{J} \cdot T_L^k}{\frac{3pK_rT_{ds}}{J}\left(\hat{\psi}_{rd}^k - \frac{1}{4} \cdot \hat{\psi}_{rd}^{k-1}\right)} \tag{3.7}$$

Luego de obtener la referencia de corriente de estator de cuadratura i_{sq}^* esta es usada en la función de costo (2.2) en la estrategia de control predictivo de corriente. La referencia generada por la inversión de una planta predictiva idealmente resulta en un seguimiento de referencia con un retardo de sólo una muestra de tiempo (T_{ds}), siempre que los parámetros del sistema, principalmente la inercia J, la ganancia de torque y el torque de carga sean exactamente conocidas. Bajo error de parámetros, el observador de perturbaciones utilizado en la estrategia de control propuesta y que es discutido extensamente en la siguiente sección, ayudar a compensar los efectos de una diferencia entre el valor real de la inercia u otros efectos mecánicos no modelados tal como la fricción. Sin embargo, la compensación del observador está limitada por su respuesta dinámica, que puede degradar la respuesta ideal de *dead-beat*.

3.2. Filtro de Kalman como Observador de Torque

Como ya se mencionó anteriormente, para implementar el control predictivo de velocidad es necesario conocer el torque de carga T_L, dado que el cálculo de la corriente de referencia de cuadratura (3.7) lo requiere. Desde la perspectiva del lazo de control, el torque de carga es una perturbación de entrada. En la literatura, hay muchos observadores que pueden ser usados para estimar una perturbación (siempre que éstas sean observables), por ejemplo, sistemas adaptivos a modelos de referencia [77], observador de Luenberger [78], filtro de Kalman [79], filtro extendido de Kalman [80] o filtro de Kalman de orden reducido [81].

Un filtro de Kalman es usado porque tiene un buen desempeño como un observador de perturbaciones y al mismo tiempo ayuda a obtener una estimación filtrada de la

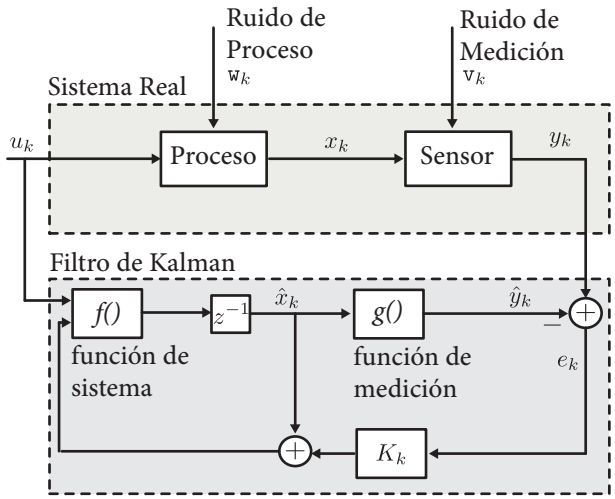

Fig. 3.1. *Estructura del filtro de Kalman.*

velocidad desde medidor de posición con ruido de cuantización. El observador estima el torque de carga, pero también compensa otras perturbaciones como las producidas por el error de modelado. En este caso, el torque de carga es la perturbación explicita del sistema, pero el observador también compensa otros efectos que no están siendo considerados en el modelo mecánico, por ejemplo la fricción. El lazo interno PCC produce otras fuentes de error estacionario [82], y el filtro de Kalman también puede compensarlas. La compensación de las perturbaciones de entrada y la naturaleza integral de la planta mecánica nominal del sistema garantiza cero error estacionario en el lazo de velocidad externo.

La estructura general del filtro de Kalman se muestra en la Fig. 3.1. El sistema real con el proceso y las mediciones y el filtro de Kalman son los principales componentes de la estructura. El filtro incluye una realimentación del error de estimación multiplicado por la ganancia de Kalman K_k.

El sistema considerado por el filtro es el modelo mecánico, que es posible representar en variables de estado como,

$$\dot{x} = \mathbf{E}x + \mathbf{F}u + \mathtt{w}, \tag{3.8}$$

$$y = \mathbf{G}x + \mathbf{H}u + \mathtt{v}, \tag{3.9}$$

donde $x = [\omega_m \ \theta_m \ T_L]^T$ es el vector de estados, $u = [T]$ es la entrada, y $y = [\omega_m]$ es la medición de velocidad. El vector $\mathtt{w}$ corresponde al ruido de proceso, y $\mathtt{v}$ es el ruido de medición. La matrices de estados $\mathbf{E}$, $\mathbf{F}$, $\mathbf{G}$ y $\mathbf{H}$ son,

$$\mathbf{E} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & -\frac{1}{J} \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}, \tag{3.10}$$

$$\mathbf{F} = \begin{bmatrix} \frac{1}{J} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}, \tag{3.11}$$

$$\mathbf{G} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}, \tag{3.12}$$

$$\mathbf{H} = [0], \tag{3.13}$$

donde la constante J corresponde a la inercia del conjunto máquina y carga.

Se debe notar que la posición no es usada en el algoritmo propuesto, pero es considerada en el sistema porque es un verdadero estado del sistema y es fácil de determinar a partir de mediciones usando un encoder incremental con pulso de cero (z), por lo que al incluirla en el modelo se entrega mayor información del modelo usado para el filtro de Kalman.

3.3. Implementación del Filtro de Kalman

Nuevamente, el sistema (3.8)-(3.9) debe ser discretizado para ser implementado. Dado que el modelo es lineal, es posible utilizar una discretización exacta:

$$\mathbf{E}_d = e^{\mathbf{E}T_{ds}}, \tag{3.14}$$

$$\mathbf{F}_d = \mathbf{E}^{-1}(e^{\mathbf{E}T_{ds}} - I)\mathbf{F}, \tag{3.15}$$

$$\mathbf{G}_d = \mathbf{G}, \tag{3.16}$$

$$\mathbf{H}_d = \mathbf{H}, \tag{3.17}$$

donde $T_{s\omega}$ es el tiempo que el subsistema mecánico es muestreado.

El filtro de Kalman es implementado usando las ecuaciones (3.18)-(3.22). Es posible identificar dos importantes etapas, predicción y corrección. La predicción estima el vector de estado $x_{k|k-1}$ en el instante k usando la información del estado previo $k-1$ con el modelo lineal original,

$$\hat{x}_{k|k-1} = \mathbf{E}_d \cdot \hat{x}_{k-1|k-1} + \mathbf{F}_d \cdot u_{k-1}, \tag{3.18}$$

$$P_{k|k-1} = \mathbf{E}_d \cdot P_{k-1|k-1} \cdot \mathbf{E}_d^T + Q. \tag{3.19}$$

Luego, la segunda etapa de corrección, estima $x_{k|k}$ en el instante k usando la nueva información disponible en el instante k,

$$K_k = P_{k|k-1} \cdot \mathbf{G}_d^T \left[\mathbf{G}_d \cdot P_{k|k-1}\mathbf{G}_d^T + R\right]^{-1}, \tag{3.20}$$

$$\hat{x}_{k|k} = \hat{x}_{k|k-1} + K_k \cdot (y_k - \mathbf{G}_d \cdot \hat{x}_{k|k-1}), \tag{3.21}$$

$$P_{k|k} = [I - K_k \cdot \mathbf{G}_d] \cdot P_{k|k-1}. \tag{3.22}$$

La matriz Q es la covarianza del ruido del proceso (`w`), y la matriz R es la covarianza del ruido de medición (`v`). Estas matrices son ajustadas empíricamente, los valores de estas matrices estan dados por las ecuaciones (6.3) y (6.4). K_k es la ganancia de Kalman, y e_k es el error entre la medición y_k y la predicción hecha por el filtro de Kalman.

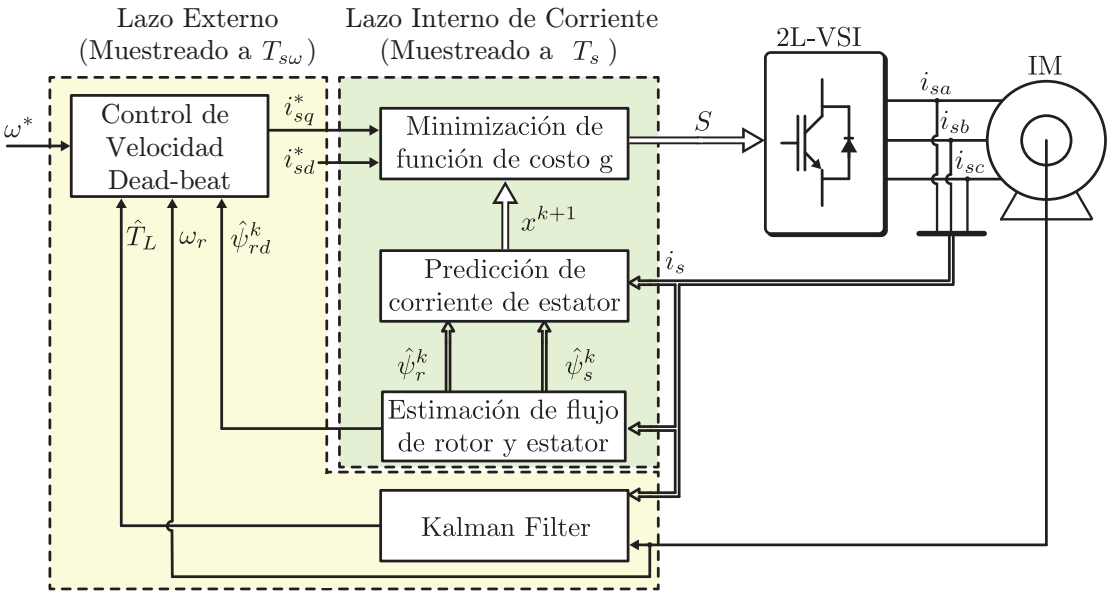

Fig. 3.2. *Esquema de control predictivo de velocidad en cascada.*

$$Q = cov(\mathtt{w}) = \begin{bmatrix} 10^{-4} & 0 & 0 \\ 0 & 10^{-1} & 0 \\ 0 & 0 & 10^{-2} \end{bmatrix}, \tag{3.23}$$

$$R = cov(\mathtt{v}) = \left[10^{-6}\right]. \tag{3.24}$$

3.4. Estrategia de Control

El esquema de la estrategia de control predictivo de velocidad y corriente en cascada se muestra en la Fig. 3.2. En esta figura se remarcan ambos lazos de control, lazo interno de corriente y lazo externo de velocidad, destacando el periodo de muestreo utilizado para cada caso. El lazo interno corresponde a Control Predictivo de Corriente PCC, cuya implementación ha sido descrita en la sección 2.1, donde la función de costo considerada es (2.2). El convertidor de potencia 2L-VSI y la máquina de inducción fueron introducidos en el capítulo 2.

3.4.1. Diagrama de Flujo de la Estrategia de Control Predictivo

La estrategia de control predictivo propuesta es representada en el diagrama de flujo que se muestra en la Fig. 3.3. Los pasos de este diagrama de flujo son descritos a continuación:

- Paso 1, la corriente de estados, el voltaje de *dc-link* y la velocidad son medidos. El flujo de estator y de rotor son estimados usando el modelo de corriente de la máquina.

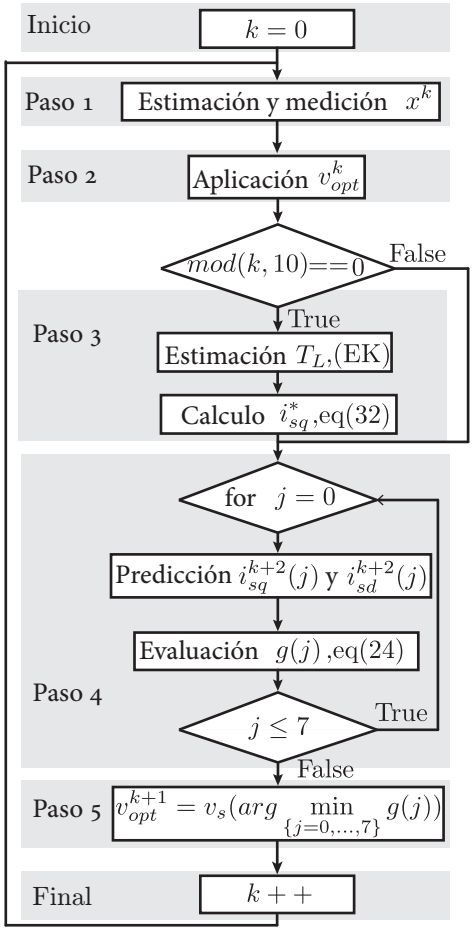

Fig. 3.3. *Diagrama de flujo del sistema de control.*

- Paso 2, el estado de los *switches* del convertidor que genera el vector de voltaje óptimo, que fue calculado en el periodo anterior, es aplicado.

- Paso 3, cuando la condición *mod* es verdadera (submuestreo de diez veces T_s) el control predictivo de velocidad, que está compuesto de la estimación del torque de carga usando un filtro de Kalman y la referencia de corriente de cuadratura (3.7), son calculadas.

- Paso 4, la respuesta de cada vector de voltaje del 2L-VSI son evaluados usando la función de costo (2.2). La corriente de cuadratura y directa son predichas para cada posible vector de voltaje v_j. Luego, las corrientes predichas son evaluadas en la función de costo. Finalmente, el valor de la función de costo $g(j)$ para cada vector de voltaje es guardada para el próximo paso.

- Paso 5, el vector de estado del convertidor que genera el menor valor de la función de costo es seleccionado para ser aplicado en el próximo ciclo.

Tabla 3.1. *Parámetros de Simulación de la Máquina de Inducción.*

Parámetro	Valor	Unidad
R_s	1.6647	$[\Omega]$
R_r	1.2134	$[\Omega]$
L_m	130.69	$[mH]$
L_s	136.81	$[mH]$
L_r	136.81	$[mH]$
J	0.0239	$[Kg \cdot m^2/s]$
p	2	

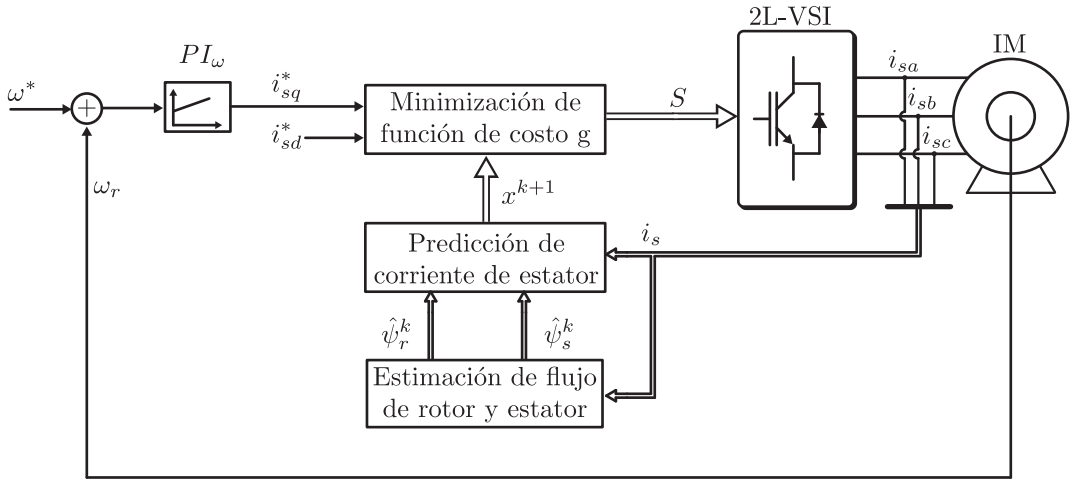

Fig. 3.4. *Esquema de control de velocidad con lazo externo utilizando un controlador PI.*

Se debe considerar que en la implementación de la estrategia de control predictivo, el retardo en la aplicación del vector óptimo debe ser considerado porque la medición, el procesamiento de datos, y el algoritmo de optimización no son instantáneos. Para compensar este retardo, las variables de control deben ser predichas para un instante futuro $k+2$. Esta estrategia de compensación de retardo ha sido bien documentada en [83], y estos modifica ligeramente el paso 3 discutido anteriormente.

Este método de control predictivo que controla la velocidad y corriente utilizando una arquitectura en cascada ha sido publicado por los autores de esta investigación en [84–86]. En el capítulo 6 se presentan resultados experimentales que validan el método propuesto.

3.5. Simulaciones de Validación

A continuación se muestran resultados obtenidos mediante simulación que validan algunos postulados teóricos que fueron mencionados a lo largo de este capítulo. Como se mencionó en la capítulo 1 este trabajo de investigación no tiene como objetivo compa-

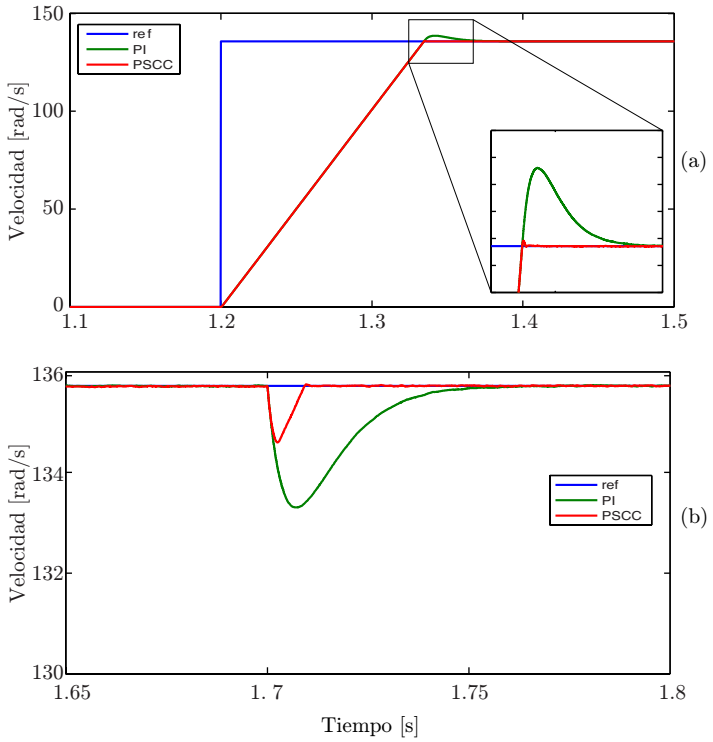

Fig. 3.5. *Comparación entre un controlador PI y el controlador predictivo de velocidad. (a) Escalón de referencia de velocidad; (b) Impacto de torque de carga T_L.*

rar diversos métodos de control. Sin embargo, es adecuado mostrar algunos alcances del método de control propuesto y también demostrar mediante simulaciones la toma de ciertas decisiones que fueron argumentadas teóricamente. Los parámetros de la máquina considerados son los que se muestran en la Tabla 3.1, el tiempo de muestreo del lazo interno de corriente es $T_s = 40\mu s$ ($f_s = 25kHz$) y el tiempo de muestreo del lazo externo de velocidad es $T_{sd} = 400\mu s$ ($f_{sd} = 2{,}5kHz$).

3.5.1. Comparación con un Controlador PI

La teoría nos indica que nuestro lazo externo de control de velocidad posee ciertas ventajas debido a su naturaleza, como por ejemplo bajo nivel de *overshoot* y rápido rechazo a perturbaciones. Es por ello que se realiza una comparación de desempeño del lazo externo de velocidad propuesto con un controlador clásico, utilizando mismo lazo interno de control de corriente PCC en ambos casos. La comparación realizada evalúa la estrategia de control propuesta, Fig. 3.2, y el esquema de control que se muestra en la Fig. 3.4.

Los resultados de simulación entre un controlador PI y el controlador de velocidad propuesto se muestra en la Fig. 3.5. Cabe destacar que el controlador PI fue ajustado para que la respuesta transitoria sea tan rápida como sea posible. El diseño del PI para lograr el propósito anterior es el método de magnitud óptima [87, 88]. En la Fig.

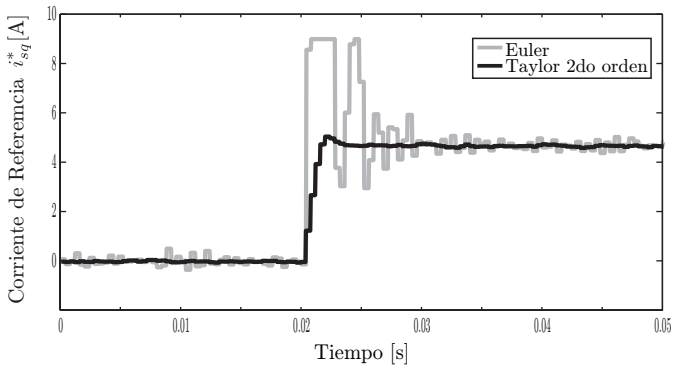

Fig. 3.6. *Referencia de corriente de estator de cuadratura usando discretización Euler y Taylor de segundo orden.*

3.5(a) se muestra la comparación de ambas respuesta para un escalón de referencia; el controlador PI tiene un *overshoot* mayor que el método propuesto. Un impacto de torque de carga se muestra en la Fig. 3.5(b); gracias al observador de torque, el método propuesto tiene un rechazo a perturbaciones más rápido que un controlador PI.

3.5.2. Métodos de Discretización

La Fig. 3.6 muestra una comparación de la referencia de corriente de cuadratura i_{sq}^* obtenida con Euler (3.3) y la referencia obtenida con la discretización de Taylor de segundo orden (3.7). El esquema de control a evaluar es el propuesto en la Fig. 3.2. La corriente de referencia de cuadratura, calculada con ambos métodos de discretización, son mostradas ante un impacto de carga aplicado sobre la máquina de inducción.

Estos resultados demuestran que la discretización de Taylor de segundo orden es significativamente mejor que la discretización de Euler para los fines de lograr una suave referencia de corriente dado un control de velocidad MPC a un paso. Euler produce una alta oscilación en la corriente de referencia, mientras que la discretización del modelo mecánico con Taylor de segundo orden entrega una referencia de corriente menos oscilante y solo con un pequeño *overshoot*.

Capítulo 4

Control Predictivo Modulado con Optimización en Zona de Sobremodulación

Como se comentó en la Introducción de esta investigación, FS-MPC tienen una frecuencia de conmutación variable que produce un espectro armónico distribuido lo cual no es deseado. Lo anterior es una desventaja del método predictivo de estados finitos, por lo cual diversos autores han postulado métodos que controlen la frecuencia de conmutación mediante modulación [50–52].

Este capítulo recoge lo propuesto por [52], dado que es una solución óptima del problema de modulación predictiva cuando la actuación que se desea está dentro de los límites de actuación del convertidor, es decir, en zona de modulación lineal. Sin embargo, se identifica que hasta ahora en la literatura no se ha propuesto una solución óptima al problema de modulación cuando la actuación requerida se encuentra fuera de la máxima actuación posible que puede generar el convertidor de potencia, es decir, en la zona de sobremodulación. En este trabajo se propone una solución óptima para el cálculo de los ciclos de trabajo en zona de sobremodulación, de forma de minimizar la magnitud del error de seguimiento de corriente dado el límite en la actuación del convertidor de potencia.

El método propuesto es implementado para diferentes estrategias de control y cargas. Inicialmente se prueba realizando control predictivo de corriente sobre una carga RL y luego sobre una máquina de imanes permanentes. Finalmente, la estrategia de modulación es adaptada al método de control predictivo anidado de velocidad y corriente propuesto en el capítulo 3.

4.1. Estrategia de Control Predictivo Modulado

El esquema de control predictivo modulado propuesto se muestra en la Fig. 4.1. A continuación, cada una de las etapas del método de control son explicadas en detalle.

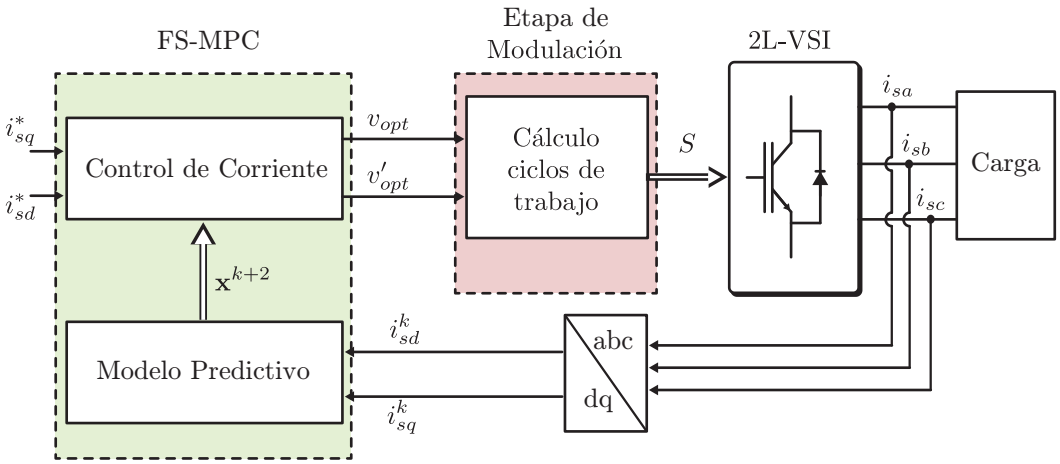

Fig. 4.1. *Esquema de modulación FS-MPC.*

Primero, la respuesta del sistema es predicha para cada uno de los vectores de voltaje, es decir, para *set* finito de vectores que puede producir el convertidor de potencia (2l-VSI). El objetivo es desarrollar un control de corriente en el sistema de ejes sincrónicos dq, para eso los errores de corriente producida entre la referencia y las corrientes predichas para cada uno de los estados de conmutación posibles por el convertidor de potencia son evaluadas según (4.1).

$$g(\mathbf{v}_{s,i}) = E_d^2(\mathbf{v}_{s,i}) + E_q^2(\mathbf{v}_{s,i}), \tag{4.1}$$

donde,

$$E_d(\mathbf{v}_{s,i}) = i_d^* - i_d^p(\mathbf{v}_{s,i}), \tag{4.2}$$

$$E_q(\mathbf{v}_{s,i}) = i_q^* - i_q^p(\mathbf{v}_{s,i}), \tag{4.3}$$

donde i_d^* e i_q^* son la corriente directa y de cuadratura de referencia, respectivamente. $\mathbf{v}_{s,i}$ es el vector de voltaje del 2L-VSI, donde i es $\{0, \ldots, 7\}$. Las variables $i_d^p(\mathbf{v}_{s,i})$ e $i_q^p(\mathbf{v}_{s,i})$ son la predicción de la corriente directa y de cuadratura basadas en el modelo de la carga, respectivamente. Los vectores activos que producen el mínimo error y el segundo menor error, v_{opt} y v'_{opt} respectivamente, son identificados. Notando que siempre v_{opt} y v'_{opt} son vectores adyacentes.

Típicamente FS-MPC busca el vector que minimiza la función de costo y luego este vector es aplicado. En el método propuesto, FS-MPC selecciona los dos vectores activos del 2L-VSI que minimizan la función de costo (4.1), pero estos vectores no son aplicados directamente sino son usados junto con el vector cero para modular la actuación de voltaje necesaria que permita un seguimiento sin error de la corriente de referencia en una periodo de muestreo. Si esto no es posible, el control debiera minimizar el error de corriente en la siguiente muestra, tal como se propone en este trabajo.

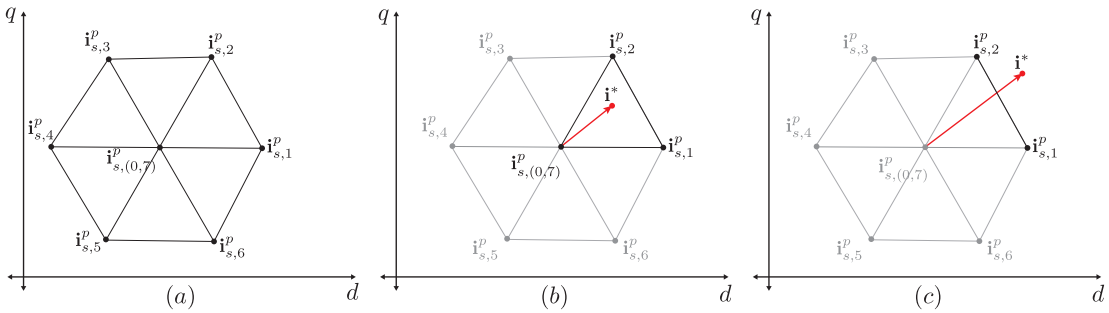

Fig. 4.2. *Análisis geométrico de la modulación. (a) Hexágono producido por la predicción de las corrientes de carga; (b) Zona de modulación lineal; (c) Zona de sobremodulación.*

4.2. Modulación de Control Predictivo Basado en Modelos

2L-VSI puede aplicar siete actuaciones de voltaje posible que, basados en el modelo de la carga, producen siete diferentes vectores de corriente. Estos siete vectores de corriente forman un hexágono en un eje-dq como se muestra en la Fig. 4.2(a). El límite del hexágono representa el límite de corriente alcanzable dada la limitada capacidad de actuación del voltaje del convertidor de potencia.

La corriente de referencia $\mathbf{i}^*$ puede estar dentro del hexágono de las corrientes predichas, es decir, la corriente de referencia es alcanzable en un periodo de muestreo y el control demanda del convertidor un voltaje en zona de modulación lineal. Esta situación se muestra en la Fig. 4.2(b). Si la referencia esta fuera del hexágono la referencia de corriente no es alcanzable en un periodo de muestreo y el control demanda del convertidor entrar en zona de sobremodulación tal como se muestra en la Fig. 4.2(c).

4.3. Estrategia de Modulación en Zona Lineal

El problema de controlar corriente cuando la referencia esta dentro de la zona de modulación lineal, cuando la referencia se encuentra dentro del triángulo definido por v_{opt}, v'_{opt} y v_0, ya ha sido resuelto previamente en [52]. En este caso, la modulación entre estos tres vectores puede generar un error de corriente cero en un periodo de muestreo. El problema en zona de modulación lineal se reduce a encontrar los ciclos de trabajo que resuelve el siguiente sistema de ecuaciones,

$$\begin{cases} \sum_{j=0}^{2} \quad \tau_j \cdot E_{d,j} = 0, \\ \sum_{j=0}^{2} \quad \tau_j \cdot E_{q,j} = 0, \\ \sum_{j=0}^{2} \quad \tau_j = T_s, \end{cases} \tag{4.4}$$

donde $E_{d,j}$ y $E_{q,j}$, con j en $\{0, 1, 2\}$, son los errores producidos en ejes d y q por el vector cero (v_0), el vector óptimo (v_{opt}) y el segundo vector óptimo (v'_{opt}) respectivamente.

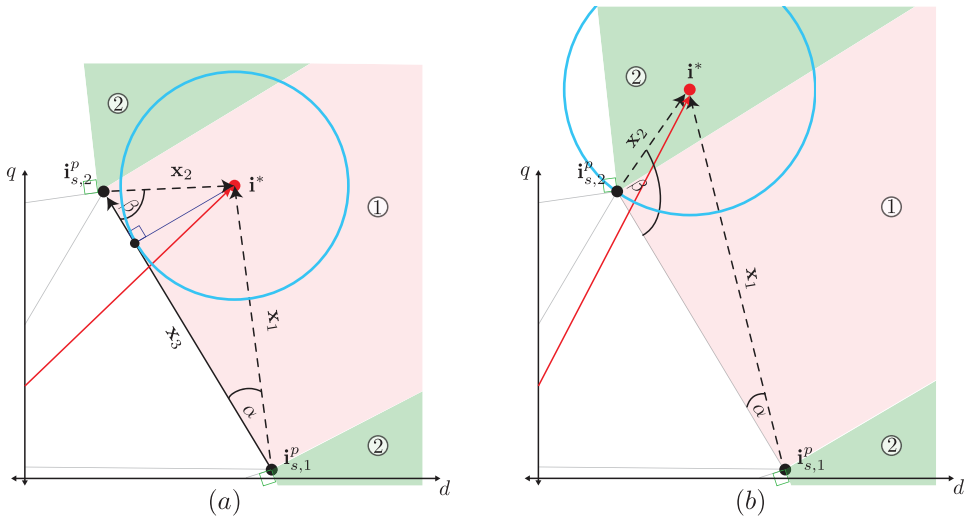

Fig. 4.3. *Análisis geométrico de la zona de sobremodulación*

Si el sistema de ecuaciones no tiene una solución válida, es decir, uno o más ciclos de trabajo son menores a cero o mayores a T_s, la referencia de corriente está fuera de zona de modulación lineal. Esto quiere decir que el convertidor de potencia no puede alcanzar en una muestra la corriente de referencia, y por lo tanto será la estrategia de sobremodulación la encargada de encontrar la actuación óptima.

4.4. Extensión Óptima para Modulación en Zona de Sobremodulación Propuesta

Cuando la corriente de referencia se encuentra fuera del hexágono que forman las corrientes predichas, la actuación de voltaje necesaria para lograr seguimiento de corriente en un periodo de muestreo no es alcanzable por el convertidor. En este caso, el sistema de ecuaciones (4.4) no es de utilidad porque no tiene una solución válida. Esto significa que la corriente de referencia no puede ser alcanzada en una muestra dado a la limitación del voltaje de actuación del convertidor de potencia, pero al menos el error en la muestra siguiente pude ser minimizado.

El proceso de optimización en sobremodulación busca el voltaje del convertidor que minimice el error entre la corriente y la referencia de corriente, sujeta a la limitación de actuación de voltaje.

Al resolver el problema de modulación en el espacio de las corrientes predichas, en lugar del espacio de voltaje, se puede minimizar en el error de corriente usando un simple criterio geométrico. El mínimo error de corriente es definido por la intersección de la circunferencia centrada en la referencia de corriente que toca en un punto al hexágono de corrientes predichas. Cuando esta circunferencia toca al hexágono en un lado, este lado es tangente a ello y por lo tanto el punto puede ser encontrado por proyecciones ortogonales de la referencia de corriente y la recta definida por dos vectores activos de corriente, como se muestra en la Fig. 4.3(a).

La circunferencia centrada en la referencia de corriente puede no ser tangente a un lado del hexágono. En estos casos es cuando la circunferencia hace contacto en uno de los vértices del hexágono. Esto significa que una actuación consistente de un único estado de conmutación durante todo el periodo de modulación es óptima. En estos casos la modulación solo aplicará el vector activo correspondiente al vértice.

4.4.1. Sobremodulación con Dos Vectores Activos

Cuando la actuación óptima cae en un lado del hexágono, tal como muestra en Fig. 4.3(a), la sobremodulación se realiza con dos vectores activos. El error de corriente mínimo se puede encontrar considerando el triángulo formado por las dos predicciones de corriente y el vector de referencia Fig. 4.3. El ángulo α and β pueden ser obtenidos con las siguientes ecuaciones,

$$\alpha = \arccos\left(\frac{\mathbf{x}_1 \cdot \mathbf{x}_3}{\|\mathbf{x}_1\|\|\mathbf{x}_3\|}\right), \tag{4.5}$$

$$\beta = \arccos\left(\frac{\mathbf{x}_2 \cdot -\mathbf{x}_3}{\|\mathbf{x}_2\|\|\mathbf{x}_3\|}\right), \tag{4.6}$$

donde,

$$\mathbf{x}_1 = \mathbf{i}^* - \mathbf{i}^p_{s,1}, \tag{4.7}$$

$$\mathbf{x}_2 = \mathbf{i}^* - \mathbf{i}^p_{s,2}, \tag{4.8}$$

$$\mathbf{x}_3 = \mathbf{i}^p_{s,1} - \mathbf{i}^p_{s,2}, \tag{4.9}$$

que son calculados de acuerdo a el sector donde se encuentra la corriente de referencia como se indica en la Fig. 4.3(a) y (b), respectivamente. Si la referencia de corriente se encuentra en la zona (1), i.e. los ángulos α y β toman valores entre $]0, \pi/2[$ entonces,

$$\tau_1 = T_s\left(\frac{\|\mathbf{x}_2\|\, cos(\beta)}{\|\mathbf{x}_3\|}\right), \tag{4.10}$$

$$\tau_2 = T_s\left(\frac{\|\mathbf{x}_1\|\, cos(\alpha)}{\|\mathbf{x}_3\|}\right), \tag{4.11}$$

$$\tau_0 = 0. \tag{4.12}$$

El caso más relevante en la sobremodulación con dos vectores activos es cuando la modulación no está profundamente saturada, i.e. uno de los ángulos α o β es pequeño. En esta condición, la ecuación (4.10) y (4.11) pueden ser aproximadas por (4.13) y (4.14), reduciendo la carga computacional del cálculo de τ_1 y τ_2.

$$\tau_1 \approx T_s\left(\frac{\alpha}{\alpha+\beta}\right), \tag{4.13}$$

$$\tau_2 \approx T_s\left(\frac{\beta}{\alpha+\beta}\right). \tag{4.14}$$

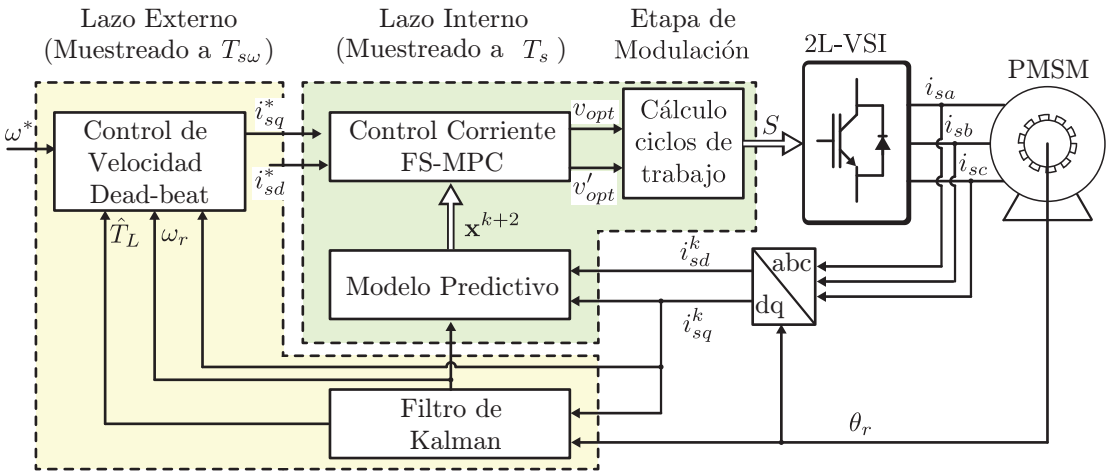

Fig. 4.4. *Esquema de control predictivo de velocidad en cascada.*

4.4.2. Sobremodulación con Un Vector Activo

En el caso de sobremodulación en la zona (2) (ver Fig. 4.3(b)) la estrategia sólo usa un vector activo, dado que el vértice del hexágono corresponde a la actuación que minimiza el error de corriente.

Para determinar cual de los dos vectores activo que determinó la optimización FS-MPC en la etapa anterior, será el que se aplique por todo el próximo periodo T_s, se considera la siguiente condición:

$$\begin{cases} \tau_1 = T_s, \tau_2 = \tau_0 = 0 & \text{if } \alpha > \pi/2 \\ \tau_2 = T_s, \tau_1 = \tau_0 = 0 & \text{if } \beta > \pi/2 \end{cases} \tag{4.15}$$

donde α y β son calculados previamente utilizando las ecuaciones (4.5)-(4.6).

Se debe notar que si el error de corriente es grande, es mayor la probabilidad que la referencia caiga en el zona (2), donde sólo un vector de voltaje es aplicado en el periodo de muestreo. De esta forma, la operación transita suavemente desde una modulación PWM sin error en el seguimiento de corriente, a dos vectores activos en sobremodulación en la zona (1) a un desempeño de FS-MPC en la zona (2) correspondiente a aplicar un sólo vector activo. Esto ocurre con un desempeño óptimo en cada modo de operación.

4.5. Control Predictivo de Velocidad y Corriente en Cascada Modulado

En esta última sección se presenta la implementación de la estrategia de modulación predictiva para el método de control predictivo de velocidad y corriente en cascada presentado en el capítulo 3.

El esquema de control se presenta en la Fig. 4.4. A diferencia de la implementación del capítulo 3 de control predictivo de velocidad y corriente en cascada, esta vez el método propuesto se implementa en un banco de prueba para una máquina de imanes

permanentes, sin embargo el control externo de velocidad es conceptualmente igual al presentado el capítulo 3.

El lazo externo de velocidad es submuestreado respecto de la tasa elegida para el subsistema eléctrico T_s. El control de velocidad se realiza con el controlador de velocidad predictivo con latido muerto, correspondiente a la inversión del subsistema mecánico, incluyendo el observador de torque de carga implementado como un filtro de Kalman.

En este caso, a diferencia del capítulo 3 donde el control interno de corriente seleccionaba directamente el vector de estado del convertidor a ser utilizado, el lazo interno de corriente selecciona los dos vectores que producen menor error en la función de costo para identificar el sector donde se encuentra la referencia de corriente y se implementa el método de modulación predictiva que se expone en éste capítulo.

En el capítulo 6 se muestran los resultados correspondientes al control predictivo con modulación incluyendo optimización en la zona de sobre modulación.

Capítulo 5

Plataforma de Validación Experimental

Esta capítulo tiene como objetivo describir las plataformas experimentales utilizadas para validar las estrategias propuestas. El trabajo experimental se realizó en dos etapas. La primera etapa desarrolla la validación del método de control de velocidad y corriente en cascada, para ello se utilizó un banco de prueba con una máquina de inducción. Lo anterior se llevó a cabo en la Universidad Técnica Federico Santa María, Valparaíso, Chile. Se adelanta que resultados de estas pruebas fueron positivas, siendo una de sus principales características la alta calidad dinámica de su control de velocidad. Esta característica es más útil en accionamientos servo, los que se implementan típicamente con máquinas sincrónicas de imanes permanentes. Por esta razón, se decide probar la estrategia modificada con lazo interno predictivo con modulación en este tipo de máquinas, dando origen a una segunda etapa de experimentación.

La segunda etapa consiste en la validación de la estrategia de control predictivo modulado con optimización en la zona de sobremodulación. Para ello se utiliza un banco de prueba preliminarmente con una carga pasiva R-L y en definitiva en una máquina sincrónica de imanes permanentes. Esta segunda etapa se desarrolló en la Universidad de Nottingham, UK, durante una pasantía doctoral.

El esquema de un banco de prueba genérico para una máquina eléctrica AC se muestra en la Fig. 5.2. A grandes rasgos, éste está compuesto de una máquina sobre la cual se prueban las estrategias de control propuesta, una plataforma de control digital que recibe las mediciones y las procesa utilizando la estrategia de control a evaluar, la plataforma de control entrega las señales de control que gobiernan al convertidor de potencia (convertidor de control). Por otra parte, se encuentra la máquina de carga que actúa, según el caso de estudio, como un generador de torque o velocidad controlada. Habitualmente la máquina de carga es controlada por un convertidor comercial que posee la opción de control de torque, siendo posible controlar el convertidor que alimenta a la máquina de carga con referencias provenientes de la plataforma de control para lograr coordinar y automatizar las maniobras de prueba.

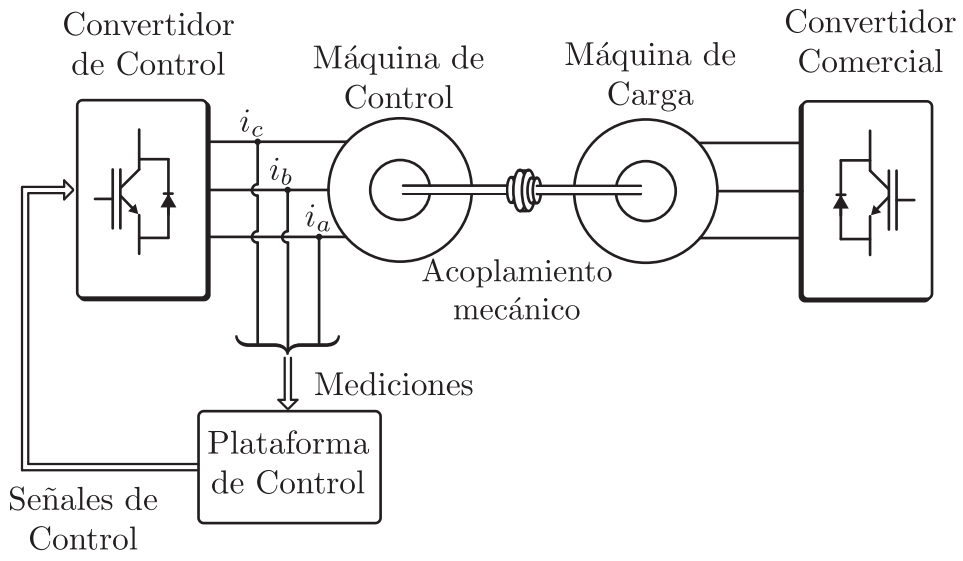

Fig. 5.1. *Esquema general de un banco de prueba de máquinas.*

5.1. Plataforma para Prueba de Control Predictivo de Velocidad y Corriente en Cascada

El banco de prueba está compuesto por dos máquinas de inducción jaula de ardilla, ambas de 4 [kW], una actúa como carga y la otra como accionamiento controlado por el algoritmo de control propuesto. La máquina de carga es controlada por un convertidor comercial marca *danfoss* FC-302 5.5[kW], mientras que la máquina de control es alimentado por un 2L-VSI totalmente controlado por señales de disparo externas. Ambas máquinas se encuentran acopladas mécanicamente en sus ejes. Los parámetros de la máquina de inducción de control se entregan en la Tabla 5.1.

La estrategia de control es codificada en lenguaje C e implementada en una plataforma de control ds1103 dSPACE. Las mediciones de corriente son adquiridas con sensores LEM LAH25-NP, mientras que las mediciones de voltaje utilizan amplificadores diferenciales. Las mediciones ingresan a la plataforma de control mediante los puertos de conexión análogas/digitales presentes en el panel de conexión de la dSPACE.

Para medir la velocidad se utiliza un *encoder* de cuadratura incremental de 4096 pulsos por revolución. El ruido de cuantización de la medición de posición esta en el rango de $-\pi/16384$ a $\pi/16384$ radianes. El periodo de muestreo para el lazo interno de corriente fue de $T_s = 40[\mu s]$, mientras que el lazo externo de velocidad y el filtro de Kalman utilizaron una taza de muestreo de $T_{ds} = 400[\mu s]$.

La inercia ha sido calculada usando la pendiente de velocidad de respuesta de la máquina ante un impulso en la corriente de estator de $i_{sq} = 5{,}0[A]$ operando a flujo de rotor nominal de $\hat{\psi}_{rd} = 0{,}954[Wb]$ y sin torque de carga. Así, la inercia puede ser aproximada como,

Tabla 5.1. *Parámetros de la Máquina de Inducción.*

Parámetro	Valor	Unidad
R_s	1.6647	$[\Omega]$
R_r	1.2134	$[\Omega]$
L_m	130.69	$[mH]$
L_s	136.81	$[mH]$
L_r	136.81	$[mH]$
J	0.0239	$[Kg \cdot m^2/s]$
p	2	

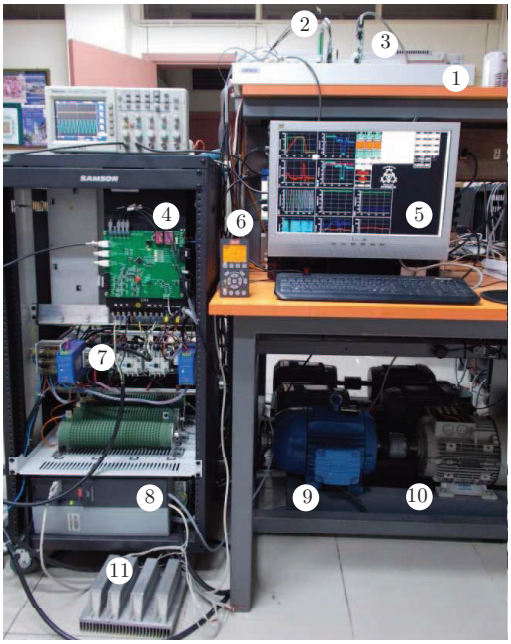

Fig. 5.2. *Banco de prueba de máquina de inducción.*

$$
\begin{aligned}
\frac{d\omega}{dt} &= \frac{3}{2J}(pk_r\hat{\psi}_{rd}i_{sq}),\\
\frac{d\omega}{dt} &\approx \frac{\Delta\omega}{\Delta t} = \frac{\omega_2-\omega_1}{t_2-t_1} = \frac{3}{2J}(pk_r\hat{\psi}_{rd}i_{sq}) = 570rad/s^2,\\
J &\approx \frac{3pL_m\hat{\psi}_{rd}i_{sq}}{2L_r\frac{\Delta\omega}{\Delta t}} = 0{,}02398[Kg\cdot m^2/s],
\end{aligned}
\tag{5.1}
$$

Tabla 5.2. *Identificación elementos del banco de prueba de máquina de inducción*

Número	Descripción
1	dSpace 1103
2	Interfaz emisor pulsos de disparo
3	Interfaz receptor de *encoder*
4	Convertidor de potencia de control
5	Interfaz hombre máquina
6	Panel de control convertidor de carga
7	Alimentación trifásica
8	Convertidor de carga *danfoss*
9	Máquina de inducción de carga 4[kW]
10	Máquina de inducción de control 4[kW]
11	Resistencias de *chopper* de frenado

5.2. Experimento de Modulación Predictiva con Optimización en la Sobremodulación

El método de control predictivo modulado con optimización en zona de sobremodulación fue validado utilizando un banco de prueba experimental con dos cargas diferentes.

Los componentes del banco de prueba y su conexión se muestra en la Fig. 5.3. El convertidor de potencia que controla la carga corresponde a un prototipo experimenta 2L-VSI. La plataforma de control usada es un procesador digital de señales (DSP) modelo TMS320C6713. La plataforma de control cuenta con tarjetas de lectura de *encoders* y una tarjeta que emite los pulsos de control del convertidor de potencia a través de fibra óptima, ambas tarjetas son de diseño propio de la Universidad de Nottingham. La salida del convertidor de control es conectado a la carga. El tiempo de ejecución utilizado para el lazo de control de corriente fue de $T_s = 50[\mu s]$. En el caso del experimento de control predictivo de velocidad modulado, el lazo interno de corriente fue muestreado a $T_s = 50[\mu s]$ y el lazo de velocidad y el filtro de Kalman fueron muestreados a $T_{ds} = 500[\mu s]$. La frecuencia de la señal PWM, para todos los experimentos de modulación, fue de $f_{sw} = 10[kHz]$.

Inicialmente, una carga RL fue utilizada para ilustrar la eficacia del método de modulación en zona de sobremodulación, los parámetros de la carga RL se muestran en la Tabla 5.3. Luego, un motor sincrónico de imanes permanentes fue utilizado para implementar la estrategia de control. El banco de prueba de máquinas se componen de la PMSM y una máquina de corriente continua, la cual es alimentada mediante una fuente de tensión continua tal como se muestra en la Fig. 5.3. Los parámetros de la PMSM se entregan en la Tabla 5.3.

Tabla 5.3. *Parámetros de PMSM y carga RL*

Parámetro	Valor	Unidad
R	5.7	$[\Omega]$
L	4.06	$[mH]$
R_s	0.369	$[\Omega]$
L_s	2.4	$[mH]$
ψ_m	0.129	$[Wb]$
J_m	$1{,}916 \cdot 10^{-3}$	$[Kg \cdot m^2]$
B_m	$4{,}64 \cdot 10^{-3}$	$[\ Nm \cdot \frac{rad}{s}]$
p	5	

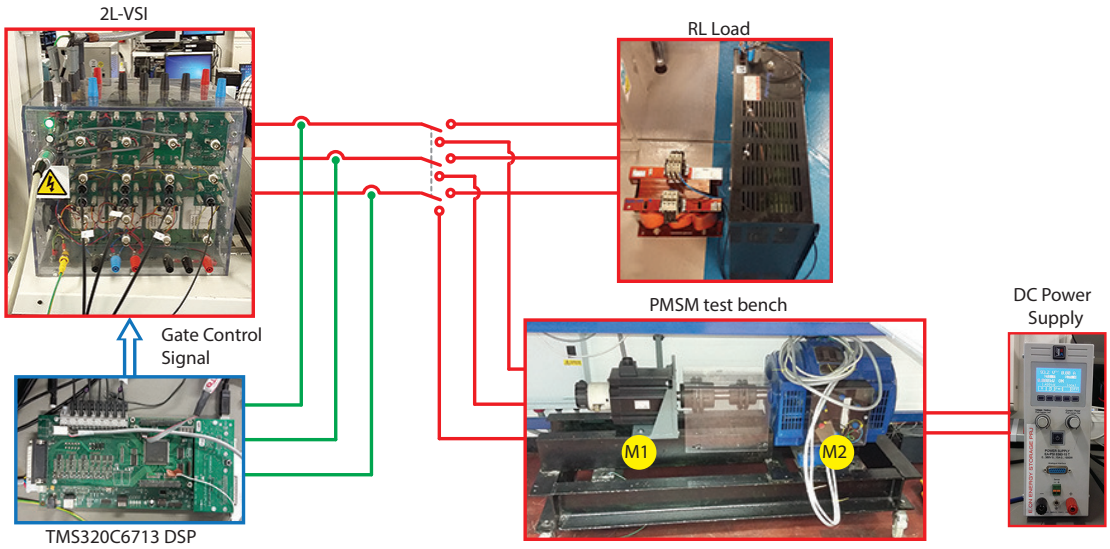

Fig. 5.3. *Banco de prueba de máquina de imanes permanentes.*

Capítulo 6

Resultados

Este capítulo presenta los resultados más relevantes de esta investigación. Primero se entregan los resultados obtenidos del método de control predictivo de velocidad y corriente en cascada propuesto en el capítulo 3. Luego, los resultados que validan la estrategia de control predictivo modulado con optimización en zona de sobremodulación propuesto en el capítulo 4 son presentados en la sección 6.2. Finalmente, resultados de control predictivo de velocidad en cascada modulado se entregan en la sección 6.3.

6.1. Resultados de Control Predictivo de Velocidad y Corriente en Cascada

En esta sección se muestran los resultados obtenidos del método de control predictivo de velocidad y corriente en cascada propuestos en el capítulo 3. El experimento utilizado para la validación es el descrito en la sección 5.1, donde se utiliza un banco de prueba de máquina de inducción.

La Fig. 6.1 muestra el comportamiento de la estrategia en estado estacionario. Este resultado fue obtenido con un torque de carga de 10 [Nm] que corresponde al 40 % del torque nominal de la máquina, y una referencia estacionaria de velocidad equivalente al 90 % del valor nominal, es decir, 137 $[rad/s]$ (1296 RPM). En la Fig. 6.1(a) se muestra la corriente de fase de la máquina, la cual tiene una forma sinusoidal y sin una notoria distorsión, sin embargo presenta un *ripple* de conmutación apreciable. En la Fig. 6.1(b) se entrega la estimación del torque eléctrico, se puede observar que el torque eléctrico, a pesar de presentar un *ripple* evidente, presenta un valor promedio de 10 [Nm], el cual equivale al torque que está ejerciendo la máquina de carga. Este resultado demuestra el correcto funcionamiento del filtro de Kalman como observador de torque. Luego, la Fig. 6.1(c) muestra la amplitud del flujo de estator con un valor estacionario de 0.8 [Wb]. Este último resultado demuestra que el lazo interno de control de corriente logra un control efectivo control del flujo de estator en estado estacionario por medio del control de la corriente directa.

Para cuantificar el efecto del *ripple* de conmutación se presenta en la Fig. 6.2, el análisis

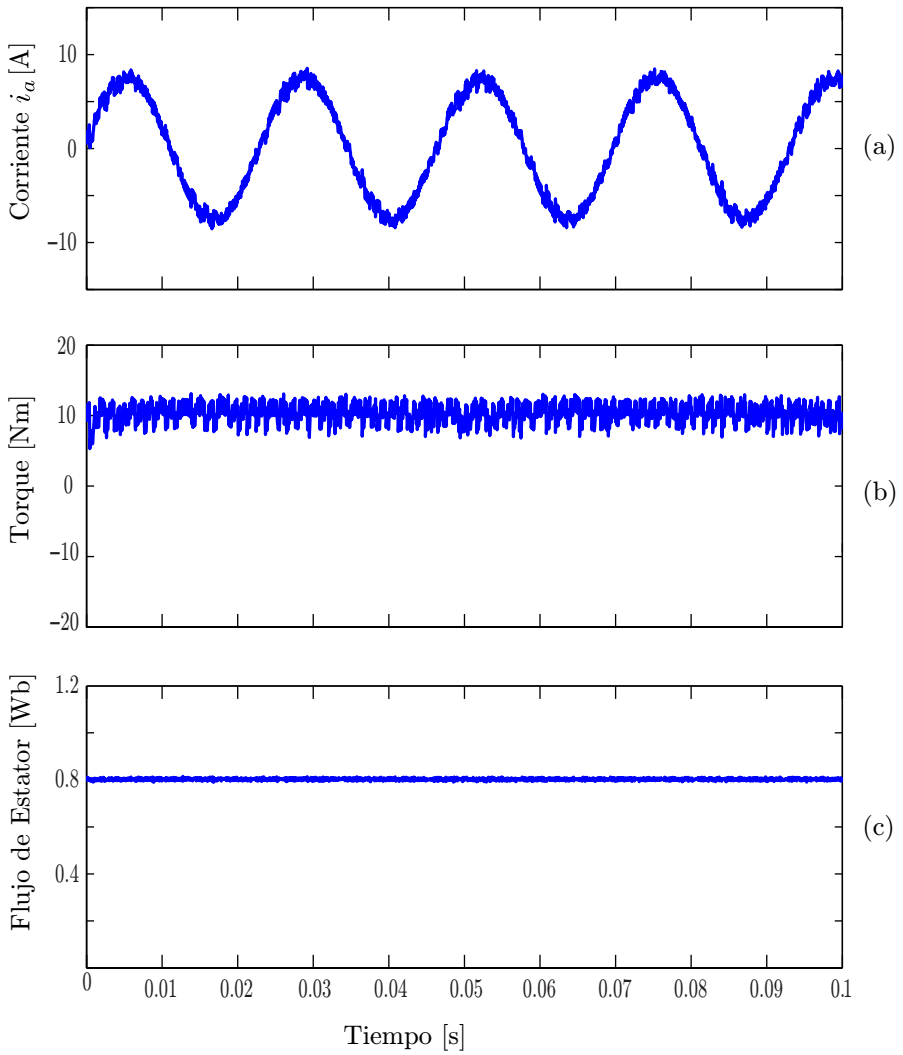

Fig. 6.1. *Respuesta estacionaria con torque de carga de 10 [Nm]. (a) Corriente de estator i_s; (b) Torque eléctrico; (c) Flujo de estator.*

espectral de la corriente de estator y del torque eléctrico estimado se muestran en la Fig. 6.2. Si bien la corriente de estator no presenta una distorción apreciablemente alta, al calcular su distorsión armónica total (THD) se obtiene un valor de 8.97 %. Si consideramos el estándar IEEE 519-2014 [89], el cual rige la contaminación armónica admisible en los sistemas eléctricos de potencia, el THD obtenido sólo supera en 0.97 % el valor recomendado para aplicaciones de este nivel de potencia. Sin embargo, es posible observar en la Fig. 6.2(a) que el espectro es distribuido en frecuencia. Esto último es una característica de FS-MPC y se debe a que no posee una frecuencia de conmutación fija. El hecho de tener un espectro distribuido es un problema ya que no permite saber previamente que armónicos tendrá la corriente y por ende no se puede tomar medidas de mitigación como por ejemplo utilizar filtros para la frecuencia en que se concentran los armónicos [90]. El torque eléctrico está relacionado directamente con la corriente, tal

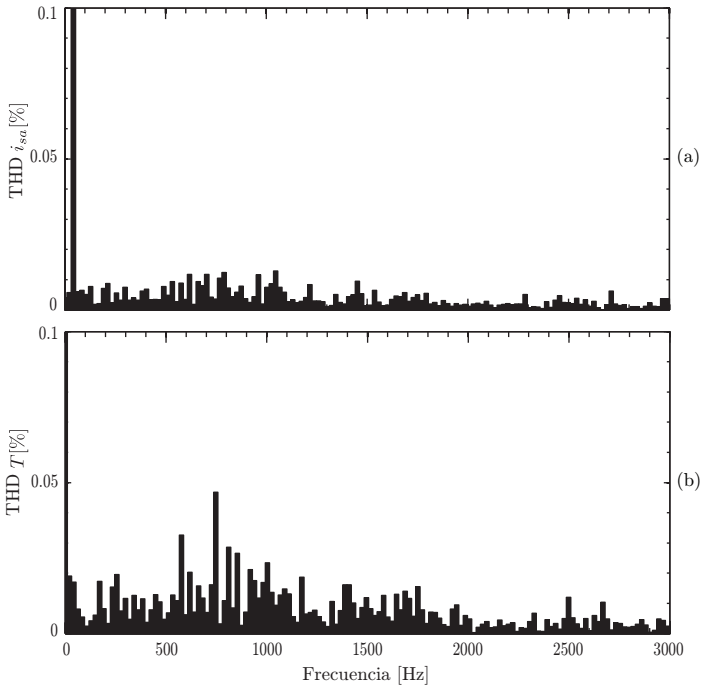

Fig. 6.2. *Espectro armónico de: (a) corriente de estator i_{sa} y (b) torque eléctrico.*

como se demostró en el capítulo 3, por lo que es de esperar un comportamiento similar entre ambos espectros armónicos, tal como se verifica en la Fig. 6.2. Si observamos la Fig. 6.3(b) se aprecia que la referencia de torque eléctrico, que es proporcional a la referencia de corriente de estator en cuadratura, posee una banda de *ripple* de alta frecuencia la cual se ve reflejado en el espectro armónico de la corriente y del torque eléctrico.

El comportamiento dinámico del control predictivo de velocidad y corriente en cascada se demuestra a través de una maniobra de inversión de velocidad, el resultado de tal experimento se muestra en la Fig. 6.3. La máquina de carga ejerce un torque constante de 10 [Nm] a la máquina de control durante todo el experimento. En el instante de tiempo $t = 0{,}2[s]$ inicia la maniobra de inversión de marcha, cambiando la referencia de velocidad de 137 $[rad/s]$ (1296 RPM) a -137 $[rad/s]$ (-1296 RPM), equivalente a una inversión de velocidad desde 90 % a -90 % de la velocidad nominal de la máquina.

La estimación del torque eléctrico y el torque de referencia, dado por el lazo de control predictivo de velocidad, se muestra en la Fig. 6.3(b). Ambas variables se calculan mediante la ecuación (2.15). Por una parte, la referencia se obtiene utilizando la referencia de corriente en cuadratura obtenida del controlador de velocidad y la estimación se obtiene usando la corriente efectivamente medida. De esta figura se puede concluir que el torque eléctrico hace un seguimiento correcto de la referencia. La referencia de torque por su parte tiene rápida respuesta dinámica, lo cual es esperable dado el gran ancho de banda que posee el lazo externo de velocidad propuesto. El torque de carga es aplicado por un accionamiento de carga independiente y su referencia se mantiene constante durante toda la maniobra. Esto busca emular una carga gravitacional tal como la de una

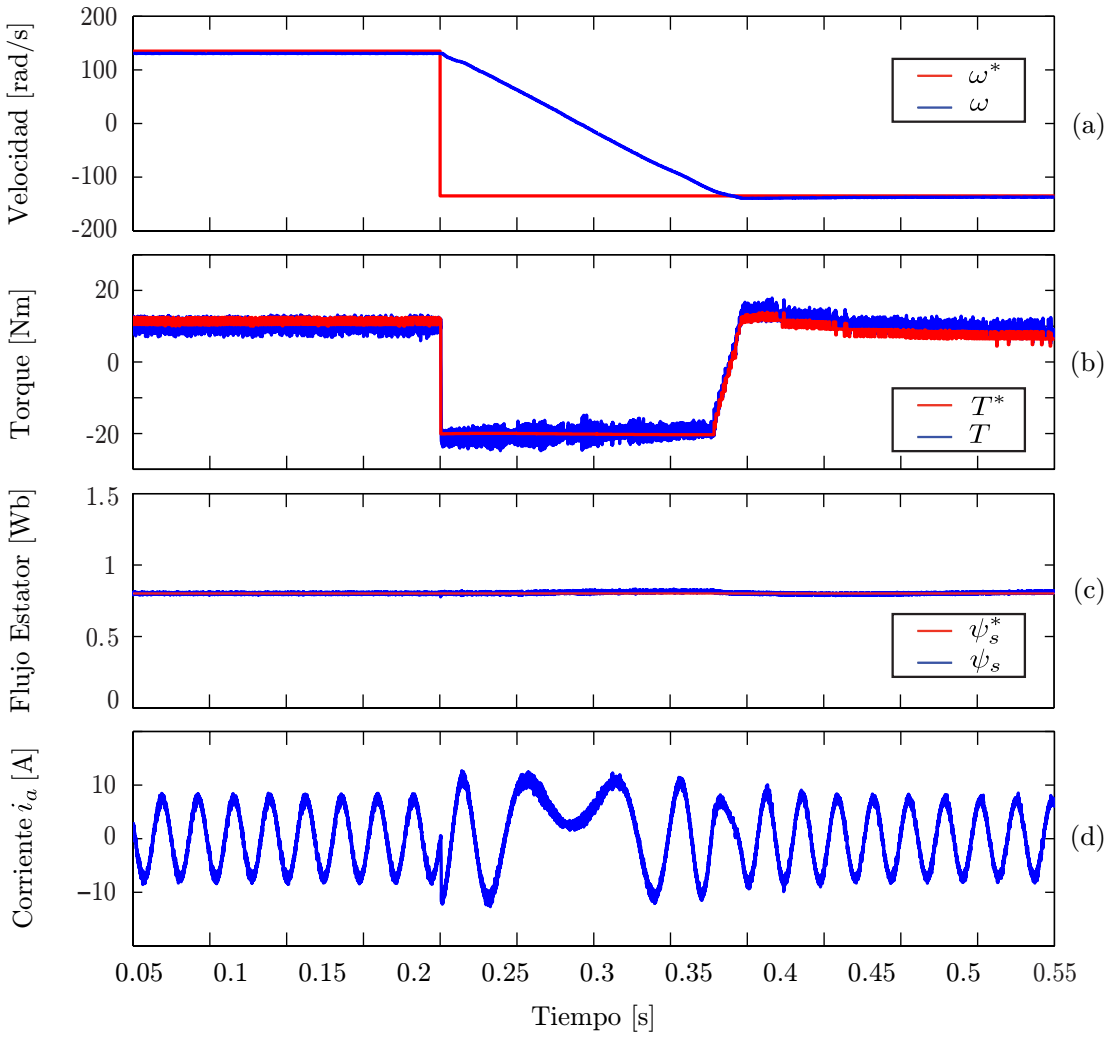

Fig. 6.3. *Respuesta dinámica de control predictivo de velocidad y corriente en cascada. (a) Velocidad; (b) Torque eléctrico; (c) Flujo de estator; (d) Corriente de estator i_a.*

grúa o un elevador, donde el torque de carga es independiente de la velocidad.

En la maniobra reportada en la Fig. 6.3, el flujo de estator es controlado con una referencia constante de 0.8 [Wb]. La Fig. 6.3(c) muestra la estimación del flujo de estator, donde es posible observar que el flujo es muy bien controlado durante todo el tiempo y altamente desacoplado respecto del torque. Finalmente, la corriente de estator se presenta en la Fig. 6.3(d). Ella tiene una forma sinusoidal pese a que su frecuencia y amplitud cambian durante las fases de aceleración y desaceleración rápidamente al comienzo y al final de la maniobra de inversión de marcha.

La estrategia de control predictivo de velocidad tiene una rápida respuesta de torque, como se muestra en la Fig. 6.4. Esta figura muestra el comportamiento de los vectores de estado del convertidor de potencia antes, durante, y después de un escalón de torque.

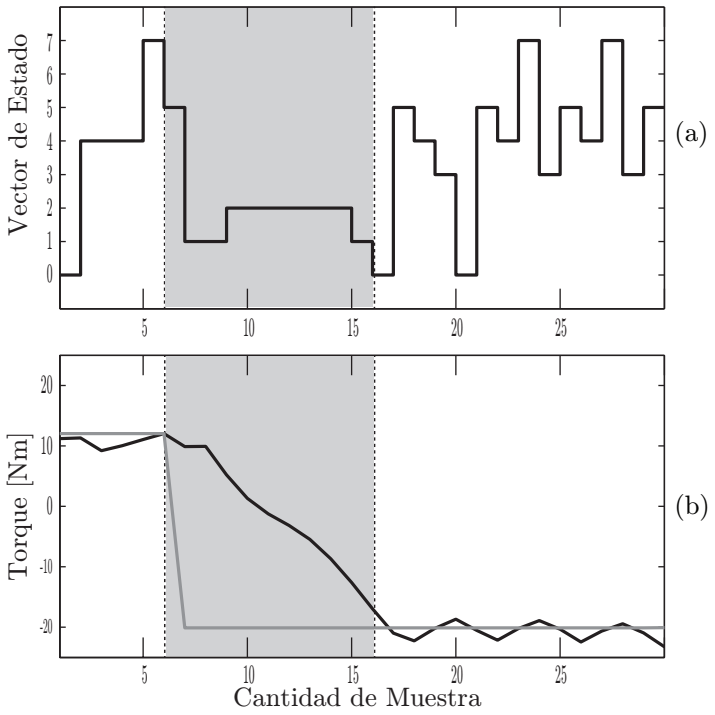

Fig. 6.4. *Secuencia de los vectores de estado durante un escalón de torque de referencia.*

En estado estacionario, cuando la referencia de torque es constante, la estrategia alterna entre vectores activos y vectores cero (vectores cero v_0 y v_7, tal como fueron definidos en la sección 2.2). En cambio, cuando se produce el escalón en el torque de referencia, la estrategia sólo usa los vectores activos que maximizan la actuación y minimizan el tiempo de respuesta. Esto se muestra en en el recuadro de color gris en la Fig. 6.4. Cabe destacar que esta es una de las principales características de FS-MPC, y que determina su alto desempeño dinámico, a la vez que resulta en un alto *ripple* de corriente y torque en estado estacionario.

6.2. Resultados de Control Predictivo Modulado con Optimización de Zona de Sobremodulación

De los resultados previamente expuestos se observa que el esquema de control propuesto obtienen un alto desempeño dinámico, lo cual es deseado en aplicaciones servo, nicho de aplicación al cual apunta este trabajo. Sin embargo, se observar un aspecto desfavorable de la estrategia de control FS-MPC, su distorsión armónica y espectro armónico distribuido. En este sentido, el uso de una estrategia de modulación que contribuye a tener un menor contenido armónico concentrado en lineas espectrales específicas es altamente recomendable. Como se argumentó en el capítulo 1, en la literatura existen algunos trabajos que proponen estrategias de control predictivo modulado, sin embargo ellas no se enfocan en el desempeño de la estrategia cuando la referencia se encuentra

en zona de sobremodulación. Es decir, cuando el actuador se encuentra saturado. En aplicaciones servo, el régimen de trabajo en zona de sobremodulación por pequeños instantes es común ya que este tipo de aplicaciones requiere de cambios abruptos de velocidad. Estos cambios abruptos se logran mediante altas corrientes, las que a su vez se logran mediante la aplicación de voltajes máximos, los que generan operación en zona de sobremodulación. En este contexto, en el capítulo 4 se propone una estrategia de optimización de corriente válida en zona de sobremodulación del voltaje. En esta sección se entregan los resultados experimentales del método de control con modulación propuesto. Inicialmente se utilizó un banco de prueba con carga R-L, el cual permite llevar fácilmente la referencia a zona de sobremodulación y observar el fenómeno. En una segunda parte, la estrategia de control con modulación es implementada en una máquina de imanes permanentes.

6.2.1. Resultados con Carga RL

Los resultados de control predictivo modulado en una carga RL se presentan en la Fig. 6.5. La alta impedancia de la carga RL es usada para ilustrar la operación del método propuesto en un caso simple, donde la saturación de voltaje es más evidente. La transición entre la zona de modulación lineal y la zona de sobremodulación, usando sólo uno o dos vectores activos, se presenta en la Fig. 6.5. Esto ocurre al momento de realizar un cambio en la referencia de corriente de cuadratura, en este caso desde 5 [A] a 10 [A]. El periodo en que el inversor está en zona de sobremodulación ha sido destacada con una franja vertical de color rosa en todos los resultados expuestos en la Fig. 6.5. En la Fig. 6.5(a) el control de corriente en ejes sincrónicos dq tiene un buen desempeño en estado estacionario y tiene una rápida respuesta dinámica cuando se realiza un cambio de referencia. De hecho, en la sección 4.4 se ha demostrado que el tiempo que toma para alcanzar la nueva corriente de referencia es mínimo. Por otra parte, las corrientes por fase mostradas en la Fig. 6.5(b), tienen una forma sinusoidal sin una perceptible distorsión armónica. Los ciclos de trabajo de las tres fases del convertidor de potencia son mostrados en la Fig. 6.5(c). Sus formas de onda son las típicas de modulación de voltaje con inyección de modo común (también llamada modulación vectorial), lo cual indica que el uso del voltaje del *dc-link* es también maximizado en la estrategia propuesta. Las formas de onda de los ciclos de trabajo también muestran alguna distorsión en el cruce por cero de las corrientes. Esta distorsión se debe a la compensación que realiza el lazo de control de corriente del efecto del tiempo muerto y la caída de tensión en los semiconductores.

En la Fig. 6.5(d) se presenta una señal que representa la zona de modulación donde se encuentra el control de corriente. Observando la Fig. 6.5(c) junto a la señal que representa la zona de modulación de la Fig. 6.5(d) es posible identificar cuando la estrategia de modulación esta operando en la zona de modulación lineal o en las dos posibles zonas de sobremodulación ((1) o (2)). Cuando la referencia de corriente demanda una actuación óptima saturada, esta puede caer en los bordes del hexágono del voltaje de actuación (zona 1) o en los vértices de este (zona 2). La actuación en zona uno se logra mediante la combinación lineal de dos vectores activos adyacentes. Por otra parte, la zona 2 se caracteriza por la aplicación de sólo uno de ellos durante el periodo de conmutación,

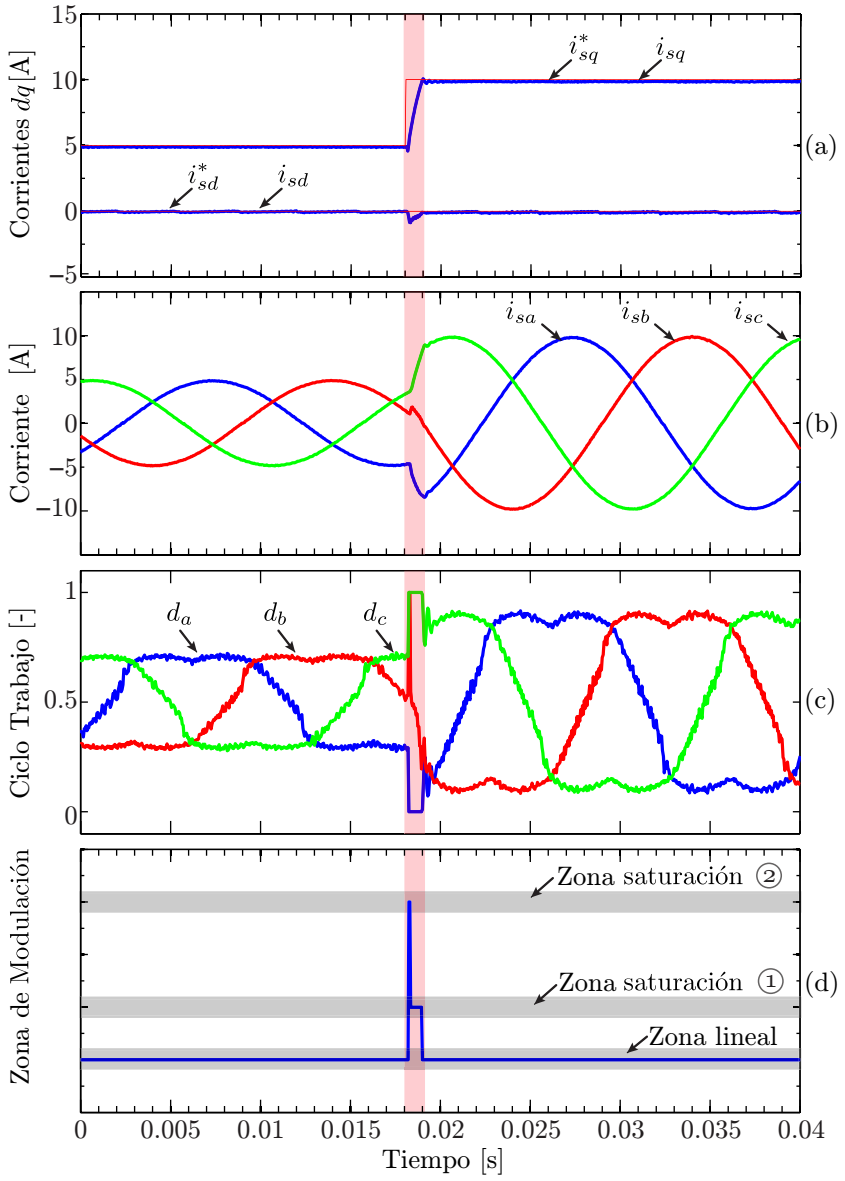

Fig. 6.5. *Respuesta dinámica carga RL. (a) Control de corriente en eje−dq; (b) Corrientes de fase; (c) Ciclos de trabajo por fase; (d) Zonas de modulación.*

siendo equivalente al control FS-MPC. Esto también se aprecia en los ciclos de trabajo porque inicialmente, al comienzo de la zona de sobremodulación, los ciclos de trabajos de cada fase tienen un valor binario (d_a= 0, d_b= 1, d_c= 1). Luego la fase b toma un ciclo de trabajo variable. Esto último produce un modulación entre dos estados activos del convertidor de potencia, en este caso entre los estados $[0\ 1\ 1]^T$ y el estado $[0\ 0\ 1]^T$.

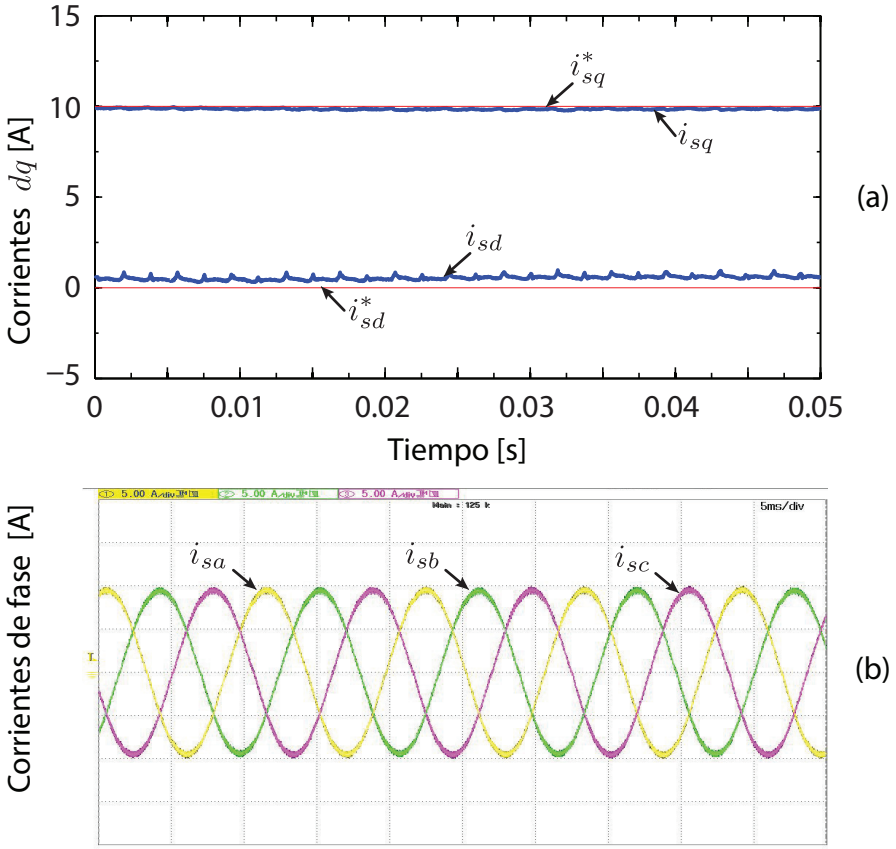

Fig. 6.6. *Respuesta estacionaria de PMSM. (a) Control de corriente en eje−dq; (b) Corrientes de fase.*

6.2.2. Resultados con Máquina Sincrónica de Imanes Permanentes

La sección anterior muestra el buen funcionamiento de la técnica de control de corriente mediante control predictivo con modulación PWM considerando una carga pasiva RL. Una aplicación más realista y demandante para un esquema de control de alto desempeño lo constituye un accionamiento servo, los que se implementan típicamente con máquinas sincrónicas de imanes permanentes. En esta sección se presenta el desempeño del control predictivo propuesto en una máquina PMSM.

Tabla 6.1. *THD corriente de fase de PMSM.*

Amplitud de Corriente [A]	THD [%]
6	2.87
8	3.3
10	3.34
12	4.12

El comportamiento en estado estacionario del control predictivo de corriente modulado

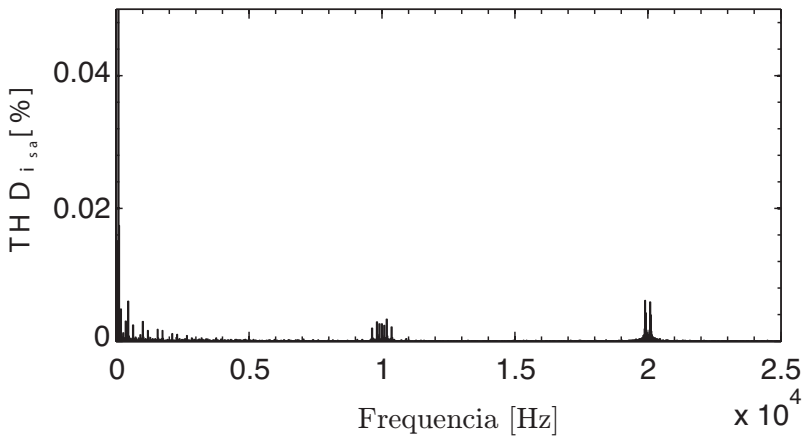

Fig. 6.7. *Espectro de corriente de fase, carga PMSM.*

aplicado a la máquina de imanes permanente se muestra en la Fig. 6.6. En este banco de prueba, la PMSM es alimentado por un 2L-VSI controlado por el método de modulación propuesto. El eje de la PMSM es acoplado directamente al eje de una máquina DC, mientras su la velocidad de esta última se mantiene relativamente constante gracias a un voltaje fijo de armadura. Las corrientes dq y sus referencias son mostradas en la Fig. 6.6(a). La corriente de cuadratura tiene un buen control sin un observable error en estado estacionario y con poco *ripple*. En cambio, en la corriente directa i_{sd} se observa un error en estado estacionario y un *ripple* algo mayor. El error estacionario es producto de errores en el modelo predictivo como por ejemplo en la magnitud del *back-EMF* o el efecto de características no modeladas de la máquina o del convertidor, tal como la caída de voltaje producto del tiempo muerto, los cuales no son compensados en el lazo interno. Vale la pena recordar que la implementación de control predictivo depende de la precisión del modelo con el que se realizan las predicciones. Sin embargo, en la estrategia de control predictivo modulado este problema es más evidente que en FS-MPC ya que la actuación es la modulación exacta del voltaje que, de acuerdo al modelo con error, resultaría en seguimiento de corriente. La Fig. 6.6(b) muestra la captura en osciloscopio de las corrientes de fase que tienen una forma de onda sinusoidal con el característico *ripple* de conmutación propio de voltajes modulados con PWM. La distorsión armónica total (THD) es 3.34 %, calculada cuando la amplitud de corriente es de 10 [A]. El THD para diferentes referencias de corriente i_q^* se presentan en la Tabla 6.1, donde los THD son menores a 4.5 % en todos los casos. El espectro de la corriente de fase de la Fig. 6.6(b) se muestra en la Fig. 6.7. El espectro tiene sus componentes armónicos concentradas alrededor de la frecuencia fija de conmutación y sus múltiplos, como es característico de las corrientes producidas por modulación PWM.

Finalmente una respuesta dinámica es mostrada en la Fig. 6.8. La corriente de cuadratura cambia desde -5 [A] a 10 [A]. Se observa una rápida respuesta dinámica. Sin embargo, el seguimiento de referencia de corriente muestra una oscilación de baja amplitud y baja frecuencia que puede deberse a un variación transitoria de la velocidad del sistema debido a una pobre regulación en la máquina de carga. A pesar de esto, las corrientes de fase mostradas en la Fig. 6.8(b) son sinusoidales, sin una distorsión

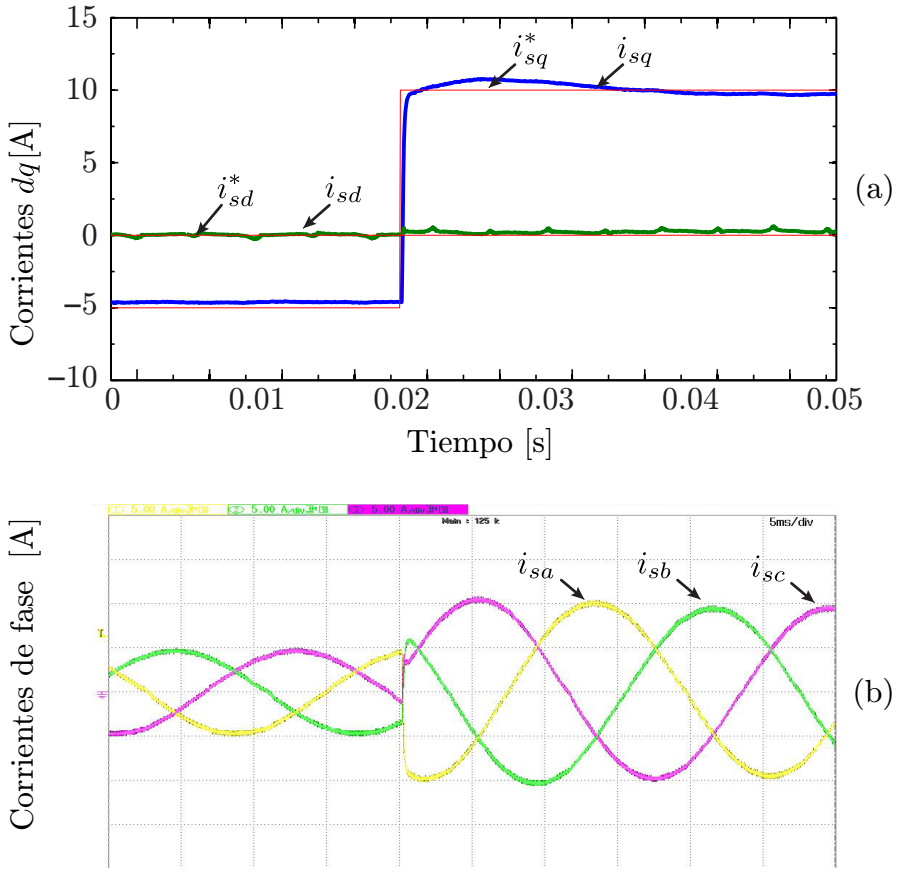

Fig. 6.8. *Respuesta dinámica PMSM. (a) Control de corriente en eje−dq; (b) Corrientes por fase.*

armónica significativa y con una extremadamente rápida respuesta dinámica.

6.3. Control Predictivo en Cascada de Velocidad y Corriente Modulada con Optimización en Zona de Sobremodulación

Esta última sección muestra los resultados del control predictivo de velocidad y corriente en cascada utilizando la modulación predictiva con optimización en la zona de sobremodulación que se propone en esta investigación.

El experimento realizado consiste en pruebas estacionarias con referencia fija de velocidad y una prueba dinámica que consiste en una maniobra de inversión de marcha. Lamentablemente el banco de prueba experimental utilizado presentó limitaciones técnicas que no permitieron realizar todas las pruebas deseadas, sin embargo es suficiente para mostrar la factibilidad del principio de control propuesto. En primer lugar, no se pudo aplicar un torque de carga controlado dado que no se pudo contar con un accionamiento que permitiese controlar el torque de la máquina de corriente continua que actúa como carga en el experimento anterior. El segundo problema técnico que se experimentó

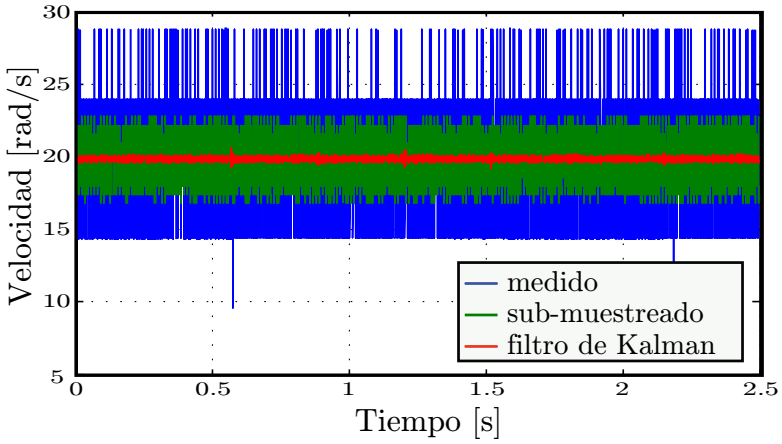

Fig. 6.9. *Comparación de velocidad medida, sub-muestreada y estimada mediante el filtro de Kalman.*

con este banco de prueba tienen relación con el *encoder* que se utiliza para la generación de la señal de realimentación en el lazo de velocidad. Este producía una oscilación de baja frecuencia en la medición de velocidad, probablemente debido a desalineamiento, pero que en definitiva no se pudo corregir. Además el *encoder* tenía un pequeño juego (*backlash*) en su fijación mecánica al cuerpo de la máquina, lo que genera un error en la medición de velocidad cuando se produce un cambio en sentido de giro.

En la Fig. 6.9 se muestra la velocidad de la máquina eléctrica medida directamente mediante una derivada de la posición obtenida con el *encoder*, sub-muestreada y la velocidad obtenida mediante el uso del filtro de Kalman descrito en la sección 3.2. Esta figura deja en evidencia la utilidad de usar un filtro de Kalman, ya que además de aportar con la predicción del torque de carga necesario en el lazo predictivo externo de velocidad, también permite filtrar la medición de velocidad del ruido propio de la cuantización del *encoder* para así minimizar el impacto de éste en la referencia de corriente. Si bien en el caso presentado en la sección 6.1, donde se controla una máquina de inducción, no fue necesario utilizar el filtro de Kalman para filtrar la medición de la velocidad dado que el *encoder* utilizado en ese caso era de alta resolución y la máquina de inducción era de menor velocidad base, en el caso del banco de prueba para la máquina de imanes permanentes, estos factores son más demandantes.

La Fig. 6.10 muestra resultados del control de la máquina PMSM en estado estacionario. En la Fig. 6.10(a) se puede observar el correcto control de velocidad que realiza el método. Existe un correcto seguimiento de la referencia de velocidad, sin presencia de error estacionario u oscilaciones. Las corrientes de fase de la máquina se presentan en la Fig. 6.10(b). Es posible observar que poseen una forma de onda casi sinusoidal sin apreciable distorción armónica, salvo leve distorsión en el cruce por cero. Finalmente, en la Fig. 6.10(c) se muestran los ciclos de trabajo de cada una de las fases del convertidor de potencia. Las formas de onda de los ciclos son las esperadas, es decir, similares a modulación vectorial de voltaje con inyección de modo común. Al comparar los ciclos obtenidos en esta figura con los obtenidos en la Fig. 6.5(c) podemos notar que los ciclos

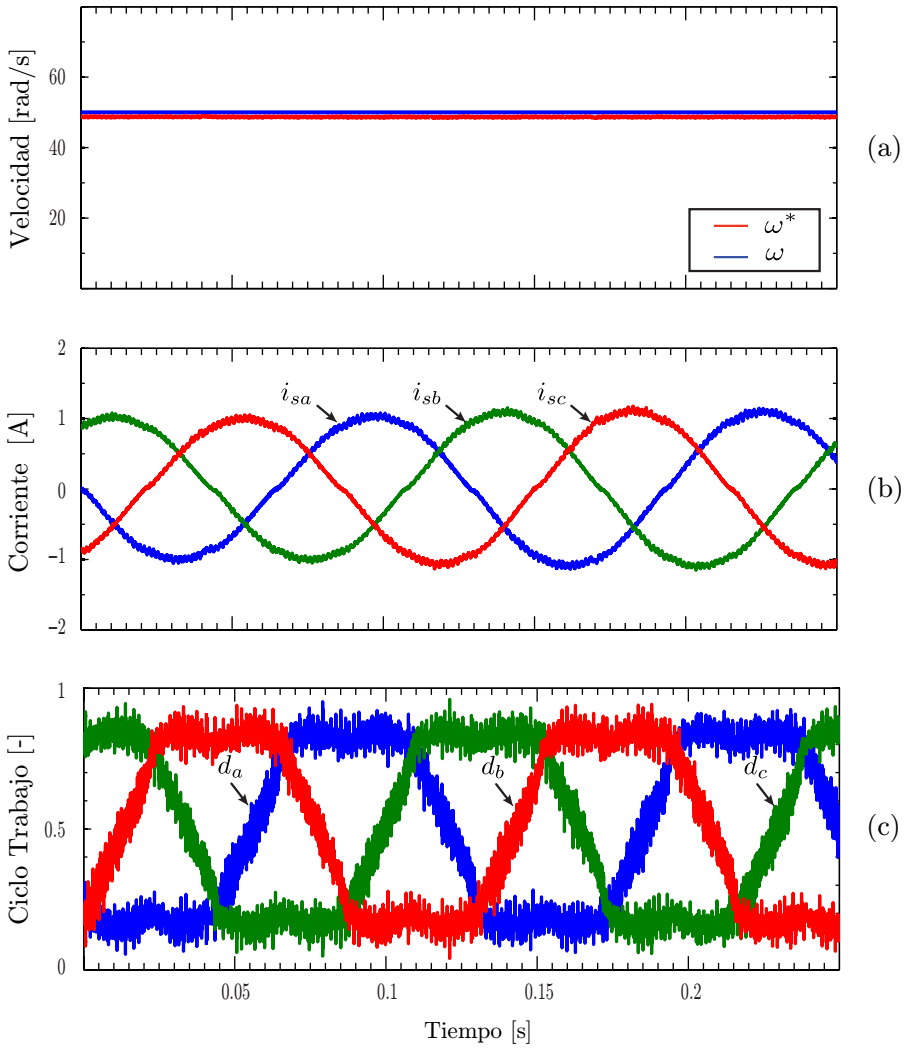

Fig. 6.10. *Respuesta estacionaria PSCC.(a) Velocidad; (b) Corrientes por fase; (c) Ciclos de trabajo por fase.*

de trabajo poseen una mayor variabilidad, es decir, no poseen una forma de onda tan "limpia" como el caso anterior. Esto se debe al ruido de cuantización del *encoder*, el cual entra como realimentación al lazo externo de control de velocidad predictivo.

Finalmente, en la Fig. 6.11 se muestra la maniobra de inversión de marcha de la máquina PMSM utilizando la estrategia de control predictivo de velocidad y corriente en cascada utilizando control modulado del error de corriente en el lazo interno. En esta figura es posible observar el control de velocidad. La maniobra comienza con una velocidad de referencia de 50 $[rad/s]$, luego en el instante $t = 1[s]$ se realiza la inversión de marcha, la referencia de velocidad final es -50 $[rad/s]$. En el estado estacionario, es decir en 50 $[rad/s]$ y -50 $[rad/s]$, el control de velocidad es bueno. No se aprecia error en estado estacionario, *ripple*, ni oscilaciones mecánicas de baja frecuencia. En la transición desde 50 $[rad/s]$ a -50 $[rad/s]$, se observa una rápida respuesta dinámica. No obstante, se

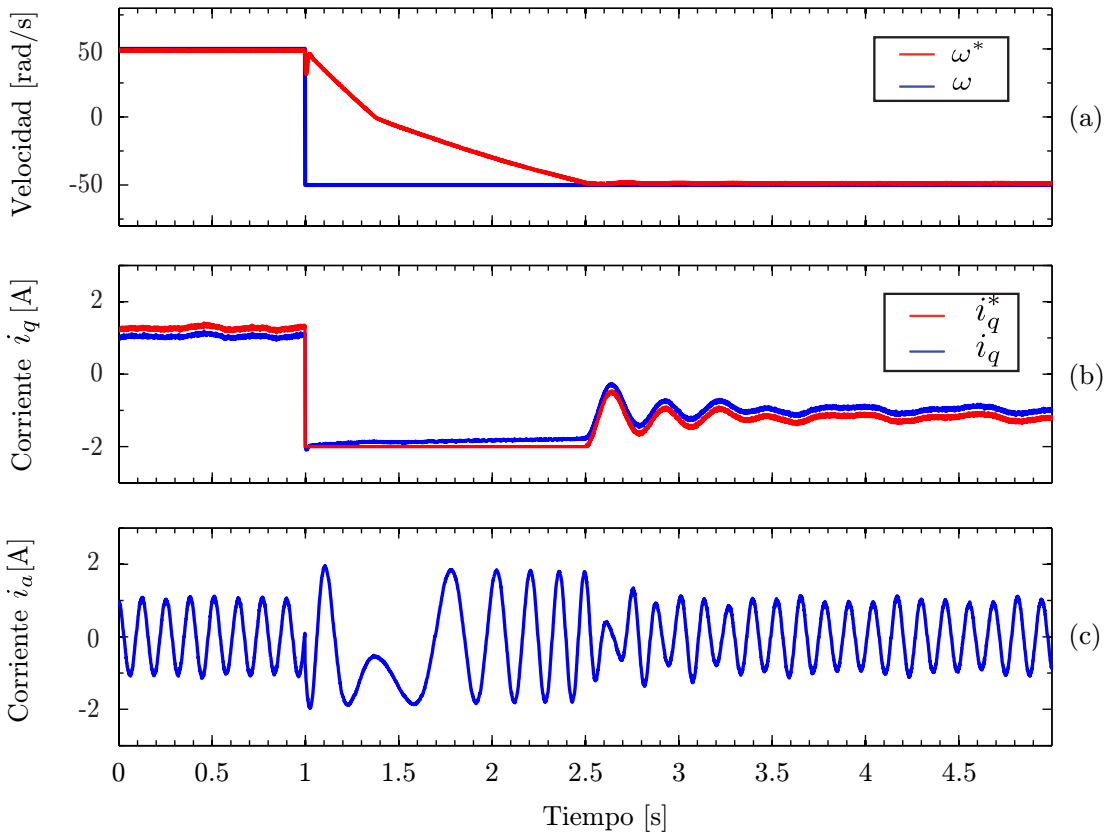

Fig. 6.11. *Respuesta dinámica de PSCC modulada.(a) Velocidad; (b) Corrientes de cuadratura; (c) Corriente de fase.*

aprecian dos fenómenos no deseados: el primero corresponde a un cambio abrupto en la señal de velocidad estimada al inicio de la inversión de marcha en la estimación de velocidad. Esto se debe a un error en la señal de medición de posición debido a un problema de sujeción mecánica del *encoder*, el cual produce un pequeño juego angular o *backlash*, el cual se discute en más detalle en el apéndice A. El segundo problema es la oscilación que se manifiesta principalmente en la corriente de cuadratura cuando el *drive* se asienta en su velocidad final. Las oscilaciones se deben a un error en el modelo por mala estimación de la inercia y coeficiente de fricción. En una aplicación real esto es común ya que es difícil conocer la inercia o fricción del sistema acoplado o bien estos varían en el tiempo. Este error debe ser compensado por el estimador de torque de carga, pero esto se realiza con cierta dinámica que puede ser ajustada, pero que en general es menor a la dinámica lograda por el control predictivo a un paso en el subsistema eléctrico. El ajuste de la dinámica del observador depende de las matrices de covarianza del estado y el ruido de medición asumidas en el diseño del filtro de Kalman. Esto se se discute en más detalles y se ilustra mediante simulaciones en la siguiente subsección. Durante el cambio de velocidad se observa un cambio de pendiente el cual es esperable: en la primera parte del cambio de velocidad, donde la máquina esta frenando, la carga que es disipativa ayuda al frenado, por lo cual se obtiene un frenado rápido; en la segunda

parte, cuando la máquina acelera, la carga se opone a la aceleración, obteniendo una razón de cambio de velocidad más baja. Esto es muy típico en sistemas con bastante roce o más en general, cuando se tiene una carga que es puramente disipativa y se aplica un torque máximo. En este caso, y como se explicó en la sección 5.2, se utiliza una carga disipativa construida mediante la conexión de resistencias en paralelo a la armadura de la máquina DC de carga. Con esto se logra una carga disipativa cuya potencia es proporcional a ω_r^2 y por lo tanto el torque es proporcional a ω_r, simulando un roce viscoso.

El control de corriente de cuadratura se presenta en la Fig. 6.11(b). El seguimiento de referencia de corriente de cuadratura generada por el lazo de velocidad predictivo *dead-beat* es correcto, sin embargo posee un pequeño error en estado estacionario, el cual se puede deber a fenómenos no modelados en la etapa de modulación predictiva, tal como fue descrito en la sección anterior.

La corriente de la fase a de la PMSM se muestra en la Fig. 6.11(c). La corriente posee una forma de onda sinusoidal sin apreciable distorsión armónica. La inversión de fase al momento de realizar la maniobra de inversión de velocidad es la esperada. En el transiente, cuando la velocidad se asienta en -50 $[rad/s]$, se aprecia una oscilación de baja frecuencia la cual modifica la amplitud de la corriente. Esta oscilación, si bien presente en la corriente de fase y por ende también en la corriente de cuadratura Fig. 6.11(b), no afecta notoriamente al control de velocidad. Esta oscilación se debe al efecto de la dinámica del observador que compensa errores de modelado con una dinámica más lenta que el ancho de banda del controlador, tal como se demuestra con simulaciones en la subsección siguiente.

6.3.1. Análisis de la Respuesta Dinámica

Como se puede apreciar en la Fig. 6.11, la dinámica de control obtenida posee una respuesta de segundo orden subamortiguada lo cual se observa claramente en la respuesta de control de corriente de cuadratura. Esto se debe a que existe una diferencia entre la inercia y la inercia utilizada en la estrategia de control. Para el control predictivo, tanto de corriente como de velocidad, así como también para el modelo utilizado por el filtro de Kalman la inercia considerada fue solo la de la máquina de imanes permanentes. No se consideró la inercia completa del sistema que incluye el acoplamiento mecánico y la máquina de carga. Esto se hizo por diseño ya que en aplicaciones reales no es común conocer la inercia total del sistema o bien ésta puede variar en el tiempo. En este modelo, el torque acelerante de la carga actúa como torque de carga para el motor y es estimado por el observador. Sin embargo, la dinámica del observador es finita y a través de la compensación del torque estimado, la dinámica del observador afecta la respuesta dinámica del sistema. Este efecto puede mejorarse por dos vías distintas y complementarias. Por un lado se puede refinar la estimación de inercia del sistema completo al contar con alguna información de la carga. Pero, tal como se argumentó, en un contexto de laboratorio esto puede mejorar artificialmente los resultados al conocerse perfectamente parámetros que en la práctica son, en general, inciertos. Por otra parte, la dinámica del observador se puede ajustar para mejorar la respuesta del sistema completo.

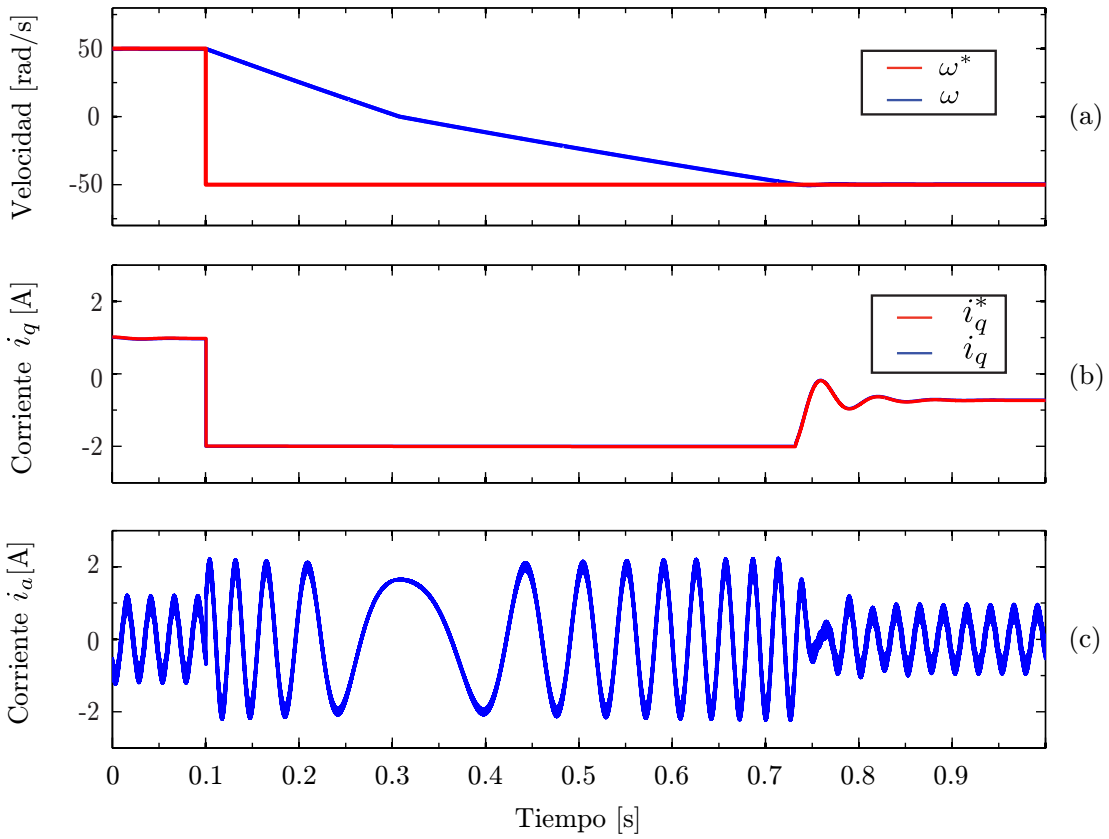

Fig. 6.12. *Simulación: Respuesta dinámica de 2do orden subamortiguada de PSCC modulada.(a) Velocidad; (b) Corrientes de cuadratura; (c) Corriente de fase.*

La dinámica del filtro de Kalman depende de la inercia considerada por su modelo, tal como se muestra en la sección 3.2. El diferencia entre la inercia considerada en el modelo y la inercia real conllevan una componente adicional del torque de carga a estimar, que corresponde a la reacción al torque acelerante de la carga. La respuesta dinámica en la predicción de la perturbación (torque de carga) que realiza el filtro de Kalman dependen de las matrices **Q** y **R**, como se discute en la sección 3.2. Por lo anterior, se puede ajustar la respuesta dinámica del filtro ajustando dichas matrices.

En esta subsección se busca mostrar la mejora en el comportamiento dinámico del sistema completo mediante el ajuste de **Q** y **R**, la cual se ilustra mediante dos resultados de simulación. Para realizar una correcta comparación con el resultado experimental que se muestra en la Fig. 6.11 se utiliza el mismo punto trabajo, es decir, igual referencias de velocidad y limite de saturación para la corriente de estator. La simulación se realizó utilizando el software PLECS®, los parámetros de la máquina de imanes permanentes utilizados fueron los que se muestran en la Tabla 5.3. Se aplicó un torque de carga proporcional a la velocidad, de este modo se emuló la carga disipativa que tenía la máquina de corriente continua utilizada como carga en el experimento real. La inercia considerada en la estrategia de control es la inercia nominal de la máquina de imanes permanentes J (ver Tabla 5.3), mientras que la inercia del sistema completo es $J_{sys} =$

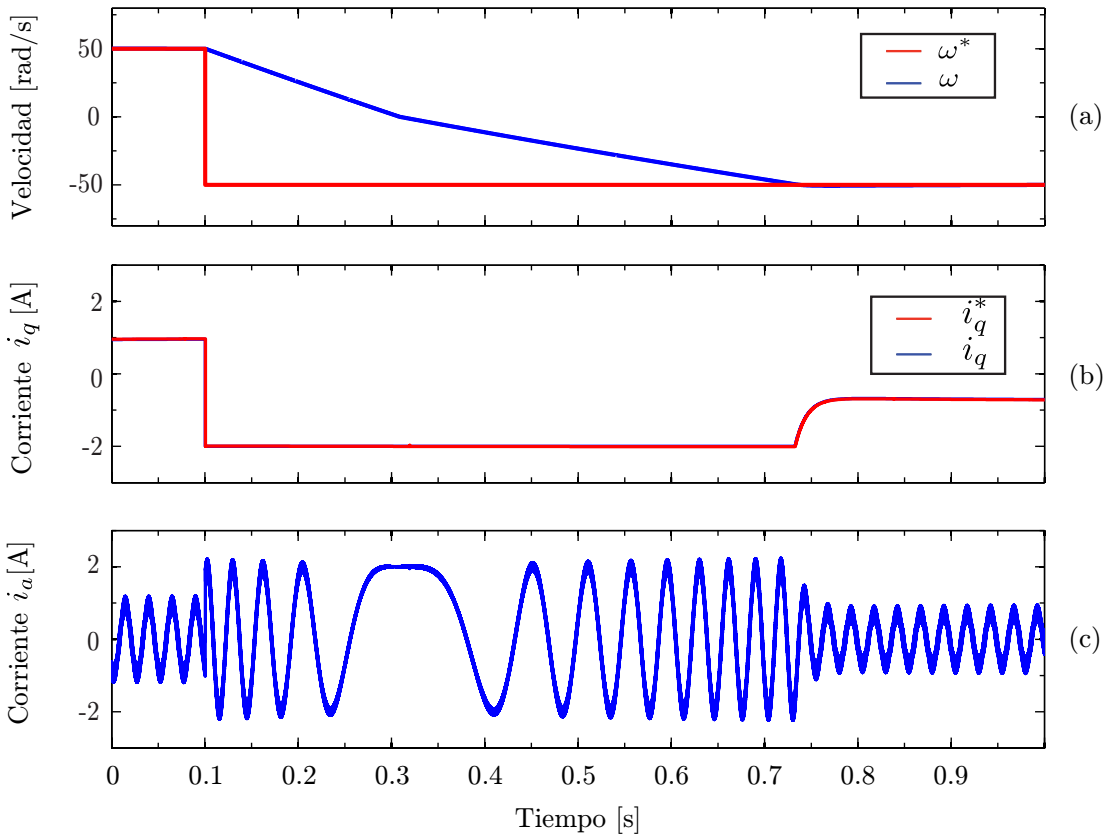

Fig. 6.13. *Respuesta dinámica de* 1er *orden sobreamortiguada de PSCC modulada.(a) Velocidad; (b) Corrientes de cuadratura; (c) Corriente de fase.*

$6 \cdot J$.

Los resultados que se muestran en la Fig. 6.12 se obtuvieron con los siguientes valores de **Q** y **R** en el filtro de Kalman:

$$\mathbf{Q} = \begin{bmatrix} 10^{-8} & 0 & 0 \\ 0 & 10^{-2} & 0 \\ 0 & 0 & 10^{-5} \end{bmatrix}, \tag{6.1}$$

$$\mathbf{R} = 10^{-3}, \tag{6.2}$$

que corresponden a los mismos valores que se utilizaron para obtener los resultados experimentales de la Fig. 6.11. En la Fig. 6.12(b) se obtiene una respuesta de segundo orden subamortiguada, muy similar a la obtenida experimentalmente en la Fig. 6.11(b).

Los resultados obtenidos en la Fig. 6.13 corresponden al mismo experimento dinámico realizado para obtener los resultados que se muestran en la Fig. 6.12. El cambio efectuado es solo en los valores de **Q** y **R** en el filtro de Kalman, estos nuevos valores son:

$$\mathbf{Q} = \begin{bmatrix} 10^{-1} & 0 & 0 \\ 0 & 10^{-1} & 0 \\ 0 & 0 & 10^{-5} \end{bmatrix}, \tag{6.3}$$

$$\mathbf{R} = 10^{-6}. \tag{6.4}$$

Como se puede apreciar claramente en la Fig. 6.13(b), la respuesta es de primer orden sobreamortiguada. El cambio en el tipo de respuesta se logra al variar los valores de $\mathbf{Q}$ y $\mathbf{R}$, los que varían la respuesta dinámica de la estimación de la perturbación, i.e. del torque de carga visto por el motor en su eje de acoplamiento con la carga. Con estos dos resultados de simulación, Fig. 6.12 y Fig. 6.13, se demuestran que la diferencia entre la inercia real del sistema con respecto a la inercia considerada en el modelo afectan en la respuesta dinámica de control. Además, se demuestra que es posible modificar el tipo de respuesta obtenida mediante el ajuste del observador de perturbaciones, en el caso puntual del filtro de Kalman utilizado en este trabajo, a través del ajuste de $\mathbf{Q}$ y $\mathbf{R}$.

Capítulo 7

Conclusiones

Los métodos de control de velocidad clásicos utilizan habitualmente controladores lineales en el lazo externo de velocidad. Estas estrategias tienen un adecuado desempeño para muchas aplicaciones, pero en casos donde la rápida respuesta dinámica es un factor crítico su ancho de banda limitado puede ser un problema. Esta investigación propone una estrategia de control predictivo de velocidad y corriente en cascada. El lazo externo de control de velocidad se basa en una simple inversión del modelo del sub-sistema mecánico, obteniendo un controlador con un alto ancho de banda, tipo *dead-beat*. El lazo interno corresponde a un control de corriente FS-MPC, el cual ha sido ampliamente validado en la literatura. Con esta estrategia de control propuesta se obtiene una respuesta óptima, con un alto ancho de banda equivalente. Sin embargo, el control predictivo requiere del conocimiento del torque de carga para lograr seguimiento de referencia sin error estacionario. Un filtro de Kalman es presentado como una buena alternativa para estimar el torque de carga, que es requerido para el modelo de inversión del sub-sistema mecánico. Este observador de perturbaciones agrega integración al controlador predictivo y contribuye a la robustez general del sistema. Sin embargo, se comprueba también que la sintonización del observador afecta el respuesta de control, pudiendo deteriorar la respuesta, obteniéndose un torque eléctrico con una respuesta típica de segundo orden con subamortiguamiento. Esto puede ser evitado con una correcta sintonización del observador. Finalmente, el esquema presentado es validado satisfactoriamente con resultados experimentales en un banco de prueba de máquinas con una alta respuesta dinámica, cero error en estado estacionario y una respuesta de velocidad que es casi sin *overshoot*.

En la segunda etapa de esta investigación una optimización en la zona de sobremodulación para el control predictivo modulado ha sido propuesto para el control interno de corriente. En estado estacionario, la frecuencia de conmutación constante que se logra con esta estrategia es una importante ventaja porque resuelve el problema del espectro armónico distribuido que posee FS-MPC. El voltaje de actuación modulado mejora la precisión en el seguimiento de corriente y logra un espectro armónico concentrado propio de PWM. Por otra parte, la optimización propuesta en este trabajo para la zona de sobremodulación mejora el desempeño del método ante grandes cambios de referencia

logrando respuestas transitorias de mínima duración. En esta optimización, cuando la referencia de corriente se encuentra fuera de los límites de corriente alcanzada en una muestra, el error de corriente a un paso es minimizado usando consideraciones geométricas, lo que resulta en un algoritmo simple y de baja carga computacional, a pesar de la no linealidad del modelo. La optimización en zona de sobremodulación garantiza la más rápida respuesta transitoria posible, logrando el mismo rendimiento transitorio de FS-MPC, que utiliza un solo vector activo, sin el característico alto *ripple* de conmutación de FS-MPC en operación estacionaria. Además, el uso de sobremodulación con dos vectores activos garantiza una suave transición desde la operación con sobremodulación hacia la zona de modulación lineal en estado estacionario.

Capítulo 8

Trabajo Futuro

Esta investigación comenzó para probar la hipótesis que "es posible desarrollar una estrategia de control de velocidad totalmente predictiva utilizando una arquitectura en cascada". Lo anterior fue logrado satisfactoriamente. Sin embargo, queda como trabajo futuro comparar esta estrategia propuesta con los ya existentes métodos de control de accionamientos como FOC, PTC y/o control predictivo de velocidad centralizado.

Queda abierta la investigación para el estudio más acabado de el uso de observadores en control predictivo para compensación de perturbaciones y obtención de seguimiento.

En la segunda etapa de esta investigación se propuso una estrategia de control predictivo modulado con optimización en zona de sobremodulación. Los resultados de la investigación muestran que este método es completamente óptimo en todas las zonas de modulación. Queda abierto para un futuro trabajo la comparación de desempeño del método de control con modulación propuesto con técnicas de control lineal clásicas como PI o *dead-beat* que se complementan con PWM convencional o modulación vectorial que incluyen saturación y anti-enrrollamiento.

Apéndices

Apéndice A

Encoder Incremental

El objetivo de este apéndice es comprender de mejor forma el funcionamiento físico de un *enconder* incremental, además de mencionar algunos aspectos mecánicos de su montaje. Este instrumento de medición utilizado experimentalmente en este trabajo de tesis cumple una función fundamental en la realimentación del lazo de control, en este contexto, se observan algunos fenómenos no ideales en su medición, particularmente en los resultados experimentales de método de control de corriente y velocidad modulada presentados en la sección 6.2.

A.1. Funcionamiento Físico

Un *encoder* incremental es un transductor rotacional que convierte un movimiento angular en una serie de pulsos digitales. Durante la rotación, las señales eléctricas pueden ser elaboradas para control numérico (CNC), controladores lógicos programables (PLC), sistemas de control, etc. La principal aplicación de estos transductores son: maquinaria, robots, realimentación de motores, medición y control de accionamientos. En general los *encoders* traducen el movimiento angular utilizando el principio de escaneo fotoeléctrico. La lectura del sistema se basa en la rotación radial de un disco graduado formado por ventanas oscuras y otras transparentes dispuestas en forma alternada, como se muestra en la Fig. A.1(a). El sistema es iluminado perpendicularmente por una fuente de luz infrarroja. La luz proyecta la imagen del disco en la superficie de los receptores que están cubiertas por una rejilla llamada colimador. Los receptores traducen la variación de la luz que ocurre con el desplazamiento del disco, convirtiéndolos en sus correspondientes variaciones eléctricas. Las señales eléctricas altas se convierten en señales de pulsos cuadrados, como se muestra en la Fig. A.1(b). El sistema de lectura se realiza siempre en modalidad diferencial, para comparar diferentes señales casi idénticas pero con un desfase angular. La lectura esta diseñada para comparar la diferencia entre ambos canales.

Un *encoder* incremental usualmente tiene dos señales cuadradas las cuales se encuentran desfasadas en 90 grados. Ellas son comúnmente llamadas canal A y B. El primer canal

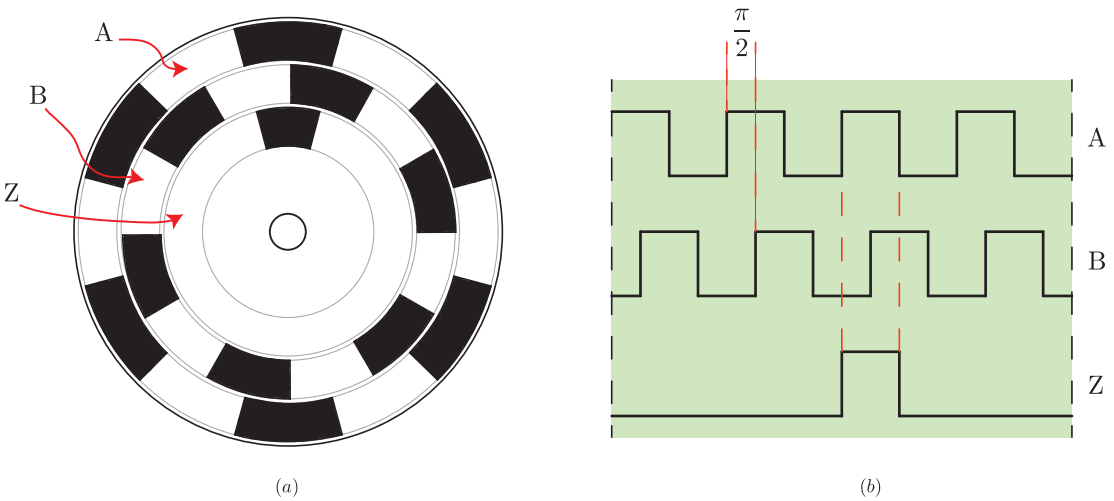

Fig. A.1. *Encoder incremental. (a) Representación física del disco de un encoder; (b) representación gráfica de las señales incrementales A, B y Z.*

entrega información acerca de la velocidad de rotación mientras el segundo, basándose en la secuencia de estados producida por los dos canales, entrega el sentido de rotación. Una tercera señal, llamada Z o señal cero, se encuentra disponible. Ésta entrega la posición del cero absoluto del *encoder* respecto del eje. Esta señal es un pulso cuadrado con la fase y su ancho centrado en el canal A, ver Fig. A.1.

La precisión de un *encoder* se relacione directamente con el número de pulsos por revolución que este posee. Si el *encoder* posee un alto número de pulso por revolución quiere decir que los 360° de la circunsferencia está siendo dividido en un alto número agujeros (ver Fig. A.1(a)), por lo que su precisión para establecer la velocidad de giro es mayor.

A.2. Montaje Mecánico

El montaje mecánico de un *encoder* incremental de agujero se realiza habitualmente como se muestra en la la Fig. A.2. El encoder se acopla al eje de rotor de la máquina eléctrica, generalmente en la parte posterior de ella. Los conceptos claves para realizar una correcta instalación mecánica de un *encoder* son: alineación y fijación o montura. La desalineación entre dos rectas se puede definir en:

- Desalineamiento paralelo (horizontal y vertical).
- Desalineamiento angular (horizontal y vertical).

Cualquiera de estos cuatro posibles desalineamientos generará oscilaciones en la medición de velocidad. A esto se les suma la posibilidad de despalzamientos en el eje axial. Corrimientos axiales no resultan en errores en la medición de velocidad pero pueden ser complicados mecánicamente. Los montajes de eje hueco garantizan buen alineamiento

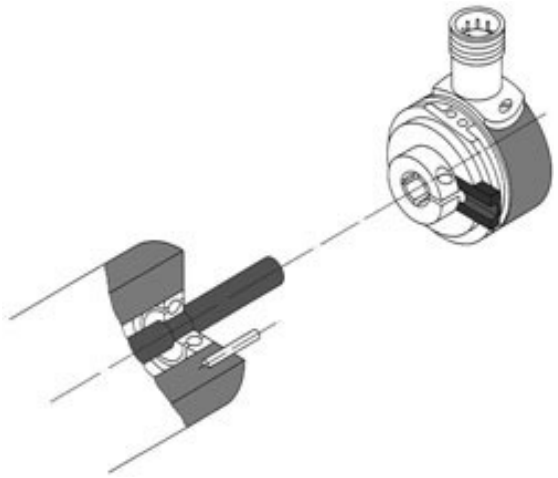

Fig. A.2. *Montaje mecánico de un enconder de eje hueco.* https://www.kuebler.com/usa/service-grundlagen-befestigung_hohlwellengeber.html

entre el *encoder* y el eje en que se monta. Sin embargo si el eje es una extensión post-fabricación, esto depende del alineación entre el eje principal del rotor y la extensión sobre la cual se monta el *encoder*. Otra aspecto a considerar en la instalación de un *encoder* es su fijación al eje de rotor y al cuerpo del motor. Considerando el caso particular de los *encoders* de eje hueco, que fue el utilizado en este trabajo, la fijación al eje depende de la abrazadera interna del *enconder*, que se muestra en la Fig. A.2 y la fijación del cuerpo del encoder al cuerpo del motor (o montura). En este caso se trata de un brazo con un agujero, en el cual se inserta un pasador fijo en el segundo. Este esquema permite desalinemientos en el sentido axial, pero tiene el inconveniente que, si existe juego entre le agujero del brazo y el pasador (*backlash*) existirá un error en la medición la velocidad al producirse un cambio de sentido de giro. Cualquier juego entre alguno de estos elementos y el *encoder* conlleva un error en la medición de velocidad rotacional.

Apéndice B

Publicaciones Derivadas de Esta Investigación

Las siguientes publicaciones han sido parcial o totalmente derivadas de la investigación que se desarrolló en este proyecto de tesis:

[1] C. Garcia, J. Rodriguez, C. Silva, C. Rojas, P. Zanchetta and H. Abu-Rub, "Cascaded predictive speed control," IECON 2014 - 40th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, Dallas, TX, 2014, pp. 3824-3830. doi: 10.1109/IECON.2014.7049070

[2] C. García et al., "A Simple Current Control Strategy for a Four-Leg Indirect Matrix Converter," in IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 30, no. 4, pp. 2275-2287, April 2015. doi: 10.1109/TPEL.2014.2321562

[3] M. A. Perez and C. Garcia, "Reduced switching frequency operation of power converters using virtual model based MPC," 2015 IEEE International Symposium on Predictive Control of Electrical Drives and Power Electronics (PRECEDE), Valparaiso, 2015, pp. 27-31. doi: 10.1109/PRECEDE.2015.7395508

[4] M. Norambuena, C. Garcia and J. Rodriguez, "The challenges of predictive control to reach acceptance in the power electronics industry," 2016 7th Power Electronics and Drive Systems Technologies Conference (PEDSTC), Tehran, 2016, pp. 636-640. doi: 10.1109/PEDSTC.2016.7556934

[5] C. Garcia, J. Rodriguez, C. Silva, C. Rojas, P. Zanchetta and H. Abu-Rub, "Full Predictive Cascaded Speed and Current Control of an Induction Machine," in IEEE Transactions on Energy Conversion, vol. 31, no. 3, pp. 1059-1067, Sept. 2016. doi: 10.1109/TEC.2016.2559940

[6] C. Garcia, C. Silva, J. Rodriguez and P. Zanchetta, 'Cascaded model predictive speed control of a permanent magnet synchronous machine," IECON 2016 - 42nd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, Florence, 2016, pp. 2714-2718. doi: 10.1109/IECON.2016.7793151

[7] C. F. Garcia, M. E. Rivera, J. R. Rodríguez, P. W. Wheeler and R. S. Peña, "Predictive Current Control With Instantaneous Reactive Power Minimization for a Four-Leg Indirect Matrix Converter," in IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 64, no. 2, pp. 922-929, Feb. 2017. doi: 10.1109/TIE.2016.2610939

Bibliografía

[1] W. Leonhard, *Control of Electrical Drives*, 2001.

[2] Hasse, *Control of Electrical Drives*, 1996.

[3] F. Blaschke, "The principle of field-orientation applied to the transvector closed-loop control system for rotating field machines," *Siemens*, p. Vol 3, 1972.

[4] J. Holtz, "The dynamic representation of AC drive systems by complex signal flow graphs," in *Proceedings of 1994 IEEE International Symposium on Industrial Electronics (ISIE'94)*. IEEE, 1994, pp. 1–6.

[5] I. Takahashi and T. Noguchi, "A New Quick-Response and High-Efficiency Control Strategy of an Induction Motor," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. IA-22, no. 5, pp. 820–827, Sept. 1986.

[6] M. Depenbrock, "Direct self-control (DSC) of inverter-fed induction machine," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 3, no. 4, pp. 420–429, 1988.

[7] M. Morari and J. H. Lee, "Model predictive control: past, present and future," *Computers & Chemical Engineering*, vol. 23, no. 4-5, pp. 667–682, May 1999.

[8] J. Rodriguez, M. P. Kazmierkowski, J. R. Espinoza, P. Zanchetta, H. Abu-Rub, H. A. Young, and C. A. Rojas, "State of the Art of Finite Control Set Model Predictive Control in Power Electronics," *IEEE Transactions on Industrial Informatics*, vol. 9, no. 2, pp. 1003–1016, May 2013.

[9] W. Xie, X. Wang, F. Wang, W. Xu, R. Kennel, and D. Gerling, "Dynamic Loss Minimization of Finite Control Set-Model Predictive Torque Control for Electric Drive System," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 31, no. 1, pp. 849–860, jan 2016.

[10] M. Norambuena, C. Garcia, and J. Rodriguez, "The challenges of predictive control to reach acceptance in the power electronics industry," in *2016 7th Power Electronics and Drive Systems Technologies Conference (PEDSTC)*. IEEE, feb 2016, pp. 636–640.

[11] A. Linder, R. Kanchan, R. Kennel, and P. Stolze, *Model-Based Predictive Control of Electric Drives.* Munich: Cuvillier Verlag Göttingen, 2010.

[12] S. Mariethoz, A. Domahidi, and M. Morari, "High-Bandwidth Explicit Model Predictive Control of Electrical Drives," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 48, no. 6, pp. 1980–1992, Nov. 2012.

[13] T. Laczynski and A. Mertens, "Predictive stator current control for medium voltage drives with lc filters," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 24, no. 11, pp. 2427–2435, Nov 2009.

[14] Y. Zhang, X. Wu, X. Yuan, Y. Wang, and P. Dai, "Fast model predictive control for multilevel cascaded h-bridge statcom with polynomial computation time," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 63, no. 8, pp. 5231–5243, Aug 2016.

[15] P. Cortes, A. Wilson, S. Kouro, J. Rodriguez, and H. Abu-Rub, "Model predictive control of multilevel cascaded h-bridge inverters," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 57, no. 8, pp. 2691–2699, Aug 2010.

[16] M. Tomlinson, H. d. T. Mouton, R. Kennel, and P. Stolze, "A fixed switching frequency scheme for finite-control-set model predictive control concept and algorithm," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 63, no. 12, pp. 7662–7670, Dec 2016.

[17] F. Defay, A. M. Llor, and M. Fadel, "Direct control strategy for a four-level three-phase flying-capacitor inverter," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 57, no. 7, pp. 2240–2248, July 2010.

[18] Y. Zhang and H. Yang, "Model-predictive flux control of induction motor drives with switching instant optimization," *Energy Conversion, IEEE Transactions on*, vol. PP, no. 99, pp. 1–10, 2015.

[19] A. Mora, A. Orellana, J. Juliet, and R. Cardenas, "Model predictive torque control for torque ripple compensation in variable-speed pmsms," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 63, no. 7, pp. 4584–4592, July 2016.

[20] J. Rodriguez, M. P. Kazmierkowski, J. R. Espinoza, P. Zanchetta, H. Abu-Rub, H. A. Young, and C. A. Rojas, "State of the art of finite control set model predictive control in power electronics," *IEEE Transactions on Industrial Informatics*, vol. 9, no. 2, pp. 1003–1016, May 2013.

[21] D.-K. Choi and K.-B. Lee, "Dynamic Performance Improvement of AC/DC Converter Using Model Predictive Direct Power Control With Finite Control Set," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 62, no. 2, pp. 757–767, Feb. 2015.

[22] H. Guzman, M. J. Duran, F. Barrero, B. Bogado, and S. Toral, "Speed Control of Five-Phase Induction Motors With Integrated Open-Phase Fault Operation Using Model-Based Predictive Current Control Techniques," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 61, no. 9, pp. 4474–4484, Sept. 2014.

[23] A. Dekka, B. Wu, V. Yaramasu, and N. R. Zargari, "Dual-stage model predictive control with improved harmonic performance for modular multilevel converter," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 63, no. 10, pp. 6010–6019, Oct 2016.

[24] Y. Zhang, X. Wu, X. Yuan, Y. Wang, and P. Dai, "Fast model predictive control for multilevel cascaded h-bridge statcom with polynomial computation time," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 63, no. 8, pp. 5231–5243, Aug 2016.

[25] R. Vargas, J. Rodriguez, C. Rojas, and M. Rivera, "Predictive control of an induction machine fed by a matrix converter with increased efficiency and reduced common-mode voltage," *Energy Conversion, IEEE Transactions on*, vol. 29, no. 2, pp. 473–485, June 2014.

[26] M. Lopez, M. Rivera, C. Garcia, J. Rodriguez, R. Pena, J. Espinoza, and P. Wheeler, "Predictive torque control of a multi-drive system fed by a six-leg indirect matrix converter," in *Industrial Technology (ICIT), 2013 IEEE International Conference on*, 2013, pp. 1642–1647.

[27] C. Garcia, M. Rivera, M. Lopez, J. Rodriguez, P. Wheeler, R. Pena, J. Espinoza, and J. Riedemann, "Predictive current control of a four-leg indirect matrix converter with imposed source currents and common-mode voltage reduction," in *2013 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*. IEEE, sep 2013, pp. 5306–5311.

[28] M. Rivera, J. Rodriguez, C. Garcia, R. Pena, and J. Espinoza, "A simple predictive voltage control method with unity displacement power factor for four-leg indirect matrix converters," in *2012 15th International Power Electronics and Motion Control Conference (EPE/PEMC)*. IEEE, sep 2012, pp. DS2c.5–1–DS2c.5–6.

[29] M. Lopez, C. Garcia, J. Rodriguez, M. Rivera, R. Pena, J. Espinoza, and P. Wheeler, "Predictive torque control of a multi-drive system based on a two-stage six-leg matrix converter with unity input power factor," in *4th International Conference on Power Engineering, Energy and Electrical Drives*. IEEE, may 2013, pp. 64–69.

[30] M. Lopez, M. Rivera, C. Garcia, J. Rodriguez, R. Pena, J. Espinoza, and P. Wheeler, "Predictive torque control of a multi-drive system fed by a six-leg indirect matrix converter," in *2013 IEEE International Conference on Industrial Technology (ICIT)*. IEEE, feb 2013, pp. 1642–1647.

[31] ——, "Predictive control of two parallel induction machines fed by a six-leg indirect matrix converter under an unbalanced ac-supply," in *2013 IEEE International Symposium on Sensorless Control for Electrical Drives and Predictive Control of Electrical Drives and Power Electronics (SLED/PRECEDE)*. IEEE, oct 2013, pp. 1–6.

[32] C. Garcia, M. Rivera, M. Lopez, J. Rodriguez, R. Pena, P. W. Wheeler, and J. R. Espinoza, "A simple current control strategy for a four-leg indirect matrix converter," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 30, no. 4, pp. 2275–2287, April 2015.

[33] C. F. Garcia, M. E. Rivera, J. R. Rodiguez, P. W. Wheeler, and R. S. Pena, "Predictive current control with instantaneous reactive power minimization for a four-leg indirect matrix converter," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 64, no. 2, pp. 922–929, Feb 2017.

[34] J. Rodriguez, J. Pontt, C. A. Silva, P. Correa, P. Lezana, P. Cortes, and U. Ammann, "Predictive Current Control of a Voltage Source Inverter," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 54, no. 1, pp. 495–503, Feb. 2007.

[35] Y. Cho, K.-B. Lee, J.-H. Song, and Y. I. Lee, "Torque-Ripple Minimization and Fast Dynamic Scheme for Torque Predictive Control of Permanent-Magnet Synchronous Motors," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 30, no. 4, pp. 2182–2190, Apr. 2015.

[36] Lu Gan and Liuping Wang, "Cascaded model predictive position control of induction motor with constraints," in *IECON 2013 - 39th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society.* IEEE, Nov. 2013, pp. 2656–2661.

[37] E. J. Fuentes, C. A. Silva, and J. I. Yuz, "Predictive Speed Control of a Two-Mass System Driven by a Permanent Magnet Synchronous Motor," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 59, no. 7, pp. 2840–2848, July 2012.

[38] E. Fuentes, D. Kalise, J. Rodriguez, and R. M. Kennel, "Cascade-Free Predictive Speed Control for Electrical Drives," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 61, no. 5, pp. 2176–2184, May 2014.

[39] A. Formentini, A. Trentin, M. Marchesoni, P. Zanchetta, and P. Wheeler, "Speed finite control set model predictive control of a pmsm fed by matrix converter," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 62, no. 11, pp. 6786–6796, Nov 2015.

[40] J. Holtz, M. Holtgen, and J. O. Krah, "A Space Vector Modulator for the High-Switching Frequency Control of Three-Level SiC Inverters," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 29, no. 5, pp. 2618–2626, May 2014.

[41] K. Jezernik, R. Horvat, and J. Harnik, "Finite-State Machine Motion Controller: Servo Drives," *IEEE Industrial Electronics Magazine*, vol. 6, no. 3, pp. 13–23, Sept. 2012.

[42] B. Veselic, B. Perunicic-Drazenovic, and Â. Milosavljevic, "High-Performance Position Control of Induction Motor Using Discrete-Time Sliding-Mode Control," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 55, no. 11, pp. 3809–3817, Nov. 2008.

[43] P. Zanchetta, D. B. Gerry, V. G. Monopoli, J. C. Clare, and P. W. Wheeler, "Predictive Current Control for Multilevel Active Rectifiers With Reduced Switching Frequency," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 55, no. 1, pp. 163–172, Jan. 2008.

[44] M. Rivera, S. Kouro, J. Rodriguez, B. Wu, V. Yaramasu, J. Espinoza, and P. Melila, "Predictive current control in a current source inverter operating with low switching

frequency," in *4th International Conference on Power Engineering, Energy and Electrical Drives*. IEEE, May 2013, pp. 334–339.

[45] R. O. Ramirez, J. R. Espinoza, F. Villarroel, E. Maurelia, and M. E. Reyes, "A Novel Hybrid Finite Control Set Model Predictive Control Scheme With Reduced Switching," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 61, no. 11, pp. 5912–5920, nov 2014.

[46] S. Vazquez, J. Leon, L. Franquelo, J. Carrasco, O. Martinez, J. Rodriguez, P. Cortes, and S. Kouro, "Model Predictive Control with constant switching frequency using a Discrete Space Vector Modulation with virtual state vectors," in *2009 IEEE International Conference on Industrial Technology*. IEEE, Feb. 2009, pp. 1–6.

[47] R. Vargas, U. Ammann, and J. Rodriguez, "Predictive Approach to Increase Efficiency and Reduce Switching Losses on Matrix Converters," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 24, no. 4, pp. 894–902, Apr. 2009.

[48] S. Kouro, B. La Rocca, P. Cortes, S. Alepuz, and J. Rodriguez, "Predictive control based selective harmonic elimination with low switching frequency for multilevel converters," in *2009 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*. IEEE, Sept. 2009, pp. 3130–3136.

[49] M. A. Perez and C. Garcia, "Reduced switching frequency operation of power converters using virtual model based MPC," in *2015 IEEE International Symposium on Predictive Control of Electrical Drives and Power Electronics (PRECEDE)*. IEEE, oct 2015, pp. 27–31.

[50] L. Tarisciotti, P. Zanchetta, A. Watson, J. C. Clare, M. Degano, and S. Bifaretti, "Modulated model predictive control for a three-phase active rectifier," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 51, no. 2, pp. 1610–1620, March 2015.

[51] S. Vazquez, A. Marquez, R. Aguilera, D. Quevedo, J. I. Leon, and L. G. Franquelo, "Predictive optimal switching sequence direct power control for grid-connected power converters," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 62, no. 4, pp. 2010–2020, April 2015.

[52] E. Fuentes, C. A. Silva, and R. M. Kennel, "Mpc implementation of a quasi-time-optimal speed control for a pmsm drive, with inner modulated-fs-mpc torque control," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 63, no. 6, pp. 3897–3905, June 2016.

[53] C. S. Lim, E. Levi, M. Jones, N. A. Rahim, and W. P. Hew, "FCS-MPC-Based Current Control of a Five-Phase Induction Motor and its Comparison with PI-PWM Control," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 61, no. 1, pp. 149–163, jan 2014.

[54] A. A. Ahmed, B. K. Koh, H. S. Park, K. B. Lee, and Y. I. Lee, "Finite-control set model predictive control method for torque control of induction motors using a state tracking cost index," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 64, no. 3, pp. 1916–1928, March 2017.

[55] H. Gao, B. Wu, D. . Xu, M. Pande, and R. P. Aguilera, "Common-mode-voltage-reduced model-predictive control scheme for current-source-converter-fed induction motor drives," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 32, no. 6, pp. 4891–4904, June 2017.

[56] Z. Chen, J. Qiu, and M. Jin, "Adaptive finite-control-set model predictive current control for ipmsm drives with inductance variation," *IET Electric Power Applications*, vol. 11, no. 5, pp. 874–884, 2017.

[57] N. Panten, N. Hoffmann, and F. W. Fuchs, "Finite control set model predictive current control for grid-connected voltage-source converters with lcl filters: A study based on different state feedbacks," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 31, no. 7, pp. 5189–5200, July 2016.

[58] B. Wang, V. R. K. Kanamarlapudi, L. Xian, X. Peng, K. T. Tan, and P. L. So, "Model predictive voltage control for single-inductor multiple-output dc-dc converter with reduced cross regulation," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 63, no. 7, pp. 4187–4197, July 2016.

[59] C. Kumar and M. K. Mishra, "Predictive voltage control of transformerless dynamic voltage restorer," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 62, no. 5, pp. 2693–2697, May 2015.

[60] Y. Zhang, H. Yang, and B. Xia, "Model-predictive control of induction motor drives: Torque control versus flux control," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 52, no. 5, pp. 4050–4060, Sept 2016.

[61] W. Hua, W. Huang, and F. Yu, "Improved model-predictive-flux-control strategy for three-phase four-switch inverter-fed flux-reversal permanent magnet machine drives," *IET Electric Power Applications*, vol. 11, no. 5, pp. 717–728, 2017.

[62] M. Habibullah, D. D. C. Lu, D. Xiao, and M. F. Rahman, "Finite-state predictive torque control of induction motor supplied from a three-level npc voltage source inverter," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 32, no. 1, pp. 479–489, Jan 2017.

[63] C. Xia, X. Qiu, Z. Wang, and T. Shi, "Predictive torque control for voltage source inverter-permanent magnet synchronous motor based on equal torque effect," *IET Electric Power Applications*, vol. 10, no. 3, pp. 208–216, 2016.

[64] D. K. Choi and K. B. Lee, "Dynamic performance improvement of ac/dc converter using model predictive direct power control with finite control set," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 62, no. 2, pp. 757–767, Feb 2015.

[65] J. Hu, J. Zhu, and D. G. Dorrell, "Predictive direct power control of doubly fed induction generators under unbalanced grid voltage conditions for power quality improvement," *IEEE Transactions on Sustainable Energy*, vol. 6, no. 3, pp. 943–950, July 2015.

[66] Y. Sangsefidi, S. Ziaeinejad, and A. Mehrizi-Sani, "Low switching frequency-based predictive control of a grid-connected voltage-sourced converter," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 32, no. 2, pp. 686–697, June 2017.

[67] A. Dekka, B. Wu, V. Yaramasu, and N. R. Zargari, "Integrated model predictive control with reduced switching frequency for modular multilevel converters," *IET Electric Power Applications*, vol. 11, no. 5, pp. 857–863, 2017.

[68] M. Habibullah, D. D. C. Lu, D. Xiao, J. E. Fletcher, and M. F. Rahman, "Predictive torque control of induction motor sensorless drive fed by a 3l-npc inverter," *IEEE Transactions on Industrial Informatics*, vol. 13, no. 1, pp. 60–70, Feb 2017.

[69] M. Siami, D. A. Khaburi, and J. Rodriguez, "Torque ripple reduction of predictive torque control for pmsm drives with parameter mismatch," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 32, no. 9, pp. 7160–7168, Sept 2017.

[70] A. Ayad, P. Karamanakos, and R. Kennel, "Direct model predictive current control strategy of quasi-z-source inverters," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 32, no. 7, pp. 5786–5801, July 2017.

[71] Y. C. Liu, X. Ge, Q. Tang, Z. Deng, and B. Gou, "Model predictive current control for four-switch three-phase rectifiers in balanced grids," *Electronics Letters*, vol. 53, no. 1, pp. 44–46, 2017.

[72] S.-K. Sul, *Control of Electric Machine Drive Systems.* Wiley-IEEE Press, 2011.

[73] P. Cortes, S. Kouro, B. L. Rocca, R. Vargas, J. Rodriguez, J. I. Leon, S. Vazquez, and L. G. Franquelo, "Guidelines for weighting factors design in model predictive control of power converters and drives," in *2009 IEEE International Conference on Industrial Technology*, Feb 2009, pp. 1–7.

[74] J. Holtz, "The dynamic representation of AC drive systems by complex signal flow graphs," in *Proc. , ISIE '94. Symp. IEEE Int Ind. Electron. Symp*, 1994, pp. 1–6.

[75] J. Yuz, G. Goodwin, and H. Gamier, "Generalised hold functions for fast sampling rates," in *2004 43rd IEEE Conference on Decision and Control (CDC) (IEEE Cat. No.04CH37601)*, vol. 2. IEEE, 2004, pp. 1908–1913 Vol.2.

[76] C. A. Silva and J. I. Yuz, "On sampled-data models for model predictive control," in *Proc. IECON 2010 - 36th Annual Conf. IEEE Ind. Electron. Soc.*, 2010, pp. 2966–2971.

[77] Z. Chen, F. Wang, P. Stolze, and R. Kennel, "Using compensated MRAS for model predictive control of induction machine," in *2013 15th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE).* IEEE, Sept. 2013, pp. 1–9.

[78] T. Du and M. Brdys, "Shaft speed, load torque and rotor flux estimation of induction motor drive using an extended luenberger observer," in *Electrical Machines and Drives, 1993. Sixth International Conference on (Conf. Publ. No. 376)*, 1993, pp. 179–184.

[79] Z. Zedong, L. Yongdong, M. Fadel, and X. Xi, "A rotor speed and load torque observer for pmsm based on extended kalman filter," in *Industrial Technology, 2006. ICIT 2006. IEEE International Conference on*, 2006, pp. 233–238.

[80] W. Chenchen and L. Yongdong, "A novel speed sensorless field-oriented control scheme of im using extended kalman filter with load torque observer," in *Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2008. APEC 2008. Twenty-Third Annual IEEE*, 2008, pp. 1796–1802.

[81] E. Fuentes and R. Kennel, "Sensorless-predictive torque control of the pmsm using a reduced order extended kalman filter," in *Sensorless Control for Electrical Drives (SLED), 2011 Symposium on*, 2011, pp. 123–128.

[82] R. P. Aguilera, P. Lezana, and D. E. Quevedo, "Finite-Control-Set Model Predictive Control With Improved Steady-State Performance," *IEEE Transactions on Industrial Informatics*, vol. 9, no. 2, pp. 658–667, may 2013.

[83] P. Cortes, J. Rodriguez, C. Silva, and A. Flores, "Delay Compensation in Model Predictive Current Control of a Three-Phase Inverter," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 59, no. 2, pp. 1323–1325, Feb. 2012.

[84] C. Garcia, J. Rodriguez, C. Silva, C. Rojas, P. Zanchetta, and H. Abu-Rub, "Cascaded predictive speed control," in *Industrial Electronics Society, IECON 2014 - 40th Annual Conference of the IEEE*, Oct 2014, pp. 3824–3830.

[85] ——, "Full predictive cascaded speed and current control of an induction machine," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 31, no. 3, pp. 1059–1067, Sept 2016.

[86] C. Garcia, C. Silva, J. Rodriguez, and P. Zanchetta, "Cascaded model predictive speed control of a permanent magnet synchronous machine," in *IECON 2016 - 42nd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society.* IEEE, oct 2016, pp. 2714–2718.

[87] K. Astrom and T. Hagglund, *PID controllers: theory, design, and tuning.* ISA: The Instrumentation, Systems, and Automation Society; 2 Sub edition, January 1, 1995.

[88] J. Umland and M. Safiuddin, "Magnitude and symmetric optimum criterion for the design of linear control systems: what is it and how does it compare with the others?" *Industry Applications, IEEE Transactions on*, vol. 26, no. 3, pp. 489–497, May 1990.

[89] "Ieee recommended practice and requirements for harmonic control in electric power systems," *IEEE Std 519-2014 (Revision of IEEE Std 519-1992)*, pp. 1–29, June 2014.

[90] L. Tarisciotti, A. Formentini, A. Gaeta, M. Degano, P. Zanchetta, R. Rabbeni, and M. Pucci, "Model predictive control for shunt active filters with fixed switching frequency," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 53, no. 1, pp. 296–304, Jan 2017.