

UNIVERSIDAD DE CONCEPCIÓN - CHILE
FACULTAD DE INGENIERÍA
DEPARTAMENTO DE INGENIERÍA ELÉCTRICA

Control Predictivo Directo de Convertidores Estáticos de Potencia Asistido por Técnicas Lineales para un Desempeño Global Robusto

por

Rodrigo Alejandro Méndez Leal

Profesor guía

José Rubén Espinoza Castro

Concepción, Marzo de 2017

Tesis presentada a la

ESCUELA DE GRADUADOS
DE LA UNIVERSIDAD DE CONCEPCIÓN



para optar al grado de

MAGÍSTER EN CIENCIAS DE LA INGENIERÍA
con Mención en Ingeniería Eléctrica

Control Predictivo Directo de Convertidores Estáticos de Potencia Asistido por Técnicas Lineales para un Desempeño Global Robusto

Rodrigo Alejandro Méndez Leal



Una Tesis del
Departamento de Ingeniería Eléctrica

Presentada en Cumplimiento Parcial de los Requerimientos del Grado de
Magíster en ciencias de la Ingeniería con Mención en Ingeniería Eléctrica
de la Escuela de Graduados de la Universidad de Concepción, Chile

Marzo 2017

© Rodrigo Alejandro Méndez Leal, 2017

Resumen

Control Predictivo Directo de Convertidores Estáticos de Potencia Asistido por Técnicas Lineales para un Desempeño Global Robusto

Rodrigo Alejandro Méndez Leal, Magíster
Universidad de Concepción, 2017

Una estrategia de control que ha llamado la atención de la comunidad de electrónica de potencia los últimos años es el control predictivo basado en modelos (MPC) la cual, gracias al desarrollo avanzado de poderosos microprocesadores tales como microcontroladores y procesadores digitales de señales (DSPs) de alta capacidad computacional, ha permitido la implementación digital de esta estrategia en convertidores estáticos de potencia, pues la alta cantidad de cálculos que requiere limitaba su aplicación a sistemas con dinámicas lentas. La versión discreta o directa del MPC hace uso de la naturaleza discreta de los convertidores, esto es, el set finito de combinaciones de encendido y apagado de los switches, para predecir los posibles valores futuros de las variables asociados a cada estado admisible del convertidor y elegir la acción de control que minimice una función de costo definida previamente, la cual será aplicada el instante de muestreo siguiente. Esta estrategia tiene un concepto simple e intuitivo, es versátil, permite agregar restricciones y no-linealidades, abordar fácilmente casos multivariantes, y su implementación digital es directa. Sin embargo, tiene desventajas tales como: requiere una alta cantidad de cálculos y la calidad del modelo y la precisión de los parámetros del sistema tienen directa influencia en el desempeño. Además, la estabilidad del sistema en lazo cerrado (L.C.) es un tema no acabado. En este trabajo se propone un enfoque alternativo del FCS-MPC basado en un seguimiento de una entrada de referencia, lo que amplía la flexibilidad de esta estrategia, permite expresar el sistema en L.C. y reduce la carga computacional. Se propone, entre otras, una realimentación de estado con integradores para obtener la entrada de referencia, de esta forma se obtiene una estrategia robusta ante errores en los parámetros y que además es simple de integrar al esquema de control, sin desmedro de las ventajas características del FCS-MPC convencional. La alternativa propuesta presenta efectivamente un correcto seguimiento de la referencia ante errores en los parámetros con una carga computacional asociada considerablemente menor. El esquema es aplicado a un control de corriente y evaluado en un inversor fuente de voltaje mediante simulación y de forma experimental, sin embargo, se puede extender a diferentes topologías y objetivos de control.



A mis padres.

AGRADECIMIENTOS

Eterno agradecido de mis padres que se han esforzado inmensamente por darnos una buena educación a mis hermanas, a mi hermano y a mí.

Agradezco también a mis compañeros que me ayudaron de diferentes formas, en especial a la gente del LCDA y a José Silva.

Finalmente, pero no menos importante, quiero agradecer a los profesores que me enseñaron y guiaron, en especial a los profesores José Espinoza C. y Daniel Sbarbaro H. quienes siempre han tenido buena disposición y paciencia para ayudarme.

Se agradece el apoyo por parte de los proyectos FONDAP SERC 15110019, FONDECYT 1140594 y NEWTON-PICARTE DPI20140007 que facilitaron los recursos para la compra del hardware y software necesarios para la realización de esta tesis.



Tabla de Contenidos

RESUMEN	III
LISTA DE TABLAS	VIII
LISTA DE FIGURAS	IX
NOMENCLATURA	XII
ABREVIACIONES	XIV
CAPÍTULO 1. INTRODUCCIÓN	1
1.1. INTRODUCCIÓN GENERAL	1
1.2. TRABAJOS PREVIOS	2
1.2.1 <i>Control de Convertidores Estáticos de Potencia</i>	2
1.2.2 <i>Control de Histéresis</i>	4
1.2.3 <i>Control PWM y SVM</i>	5
1.2.4 <i>Control Predictivo</i>	7
1.3. HIPÓTESIS DE TRABAJO	11
1.4. OBJETIVOS	12
1.4.1 <i>Objetivo General</i>	12
1.4.2 <i>Objetivos Específicos</i>	12
1.5. ALCANCES Y LIMITACIONES	12
1.6. TEMARIO Y METODOLOGÍA	12
CAPÍTULO 2. FCS-MPC	14
2.1. INTRODUCCIÓN	14
2.2. CONTROL PREDICTIVO BASADO EN MODELOS	14
2.2.1 <i>Estrategia</i>	15
2.2.2 <i>MPC en Convertidores Estáticos de Potencia</i>	17
2.3. CONTROL PREDICTIVO DE ESTADOS FINITOS CONVENCIONAL	17
2.3.1 <i>Modelo del Convertidor</i>	19
2.3.2 <i>Control</i>	26
2.4. DESEMPEÑO	33
2.4.1 <i>Sin error en los parámetros</i>	35
2.4.2 <i>Con error en los parámetros</i>	37
2.5. DISCUSIÓN Y CONCLUSIONES	37
CAPÍTULO 3. FCS-MPC ALTERNATIVO	38
3.1. INTRODUCCIÓN	38
3.2. ENFOQUE PROPUESTO	38
3.2.1 <i>Búsqueda del Óptimo</i>	40
3.3. ESTABILIDAD	43
3.4. ENTRADA DE REFERENCIA	46
3.4.1 <i>Deadbeat</i>	47
3.4.2 <i>Realimentación de Estados con Integradores</i>	52
3.4.3 <i>Controlador Resonante</i>	54
3.5. DISCUSIÓN Y CONCLUSIONES	55
CAPÍTULO 4. DESEMPEÑO	56
4.1. INTRODUCCIÓN	56
4.2. SIMULACIÓN	56
4.2.1 <i>Deadbeat</i>	56
4.2.2 <i>Optimización offline</i>	57
4.2.3 <i>Realimentación de Estados con Integradores</i>	62
4.3. EXPERIMENTACIÓN	71

4.4. DISCUSIÓN Y CONCLUSIONES	79
CAPÍTULO 5. CONCLUSIONES	80
5.1. SUMARIO	80
5.2. CONCLUSIONES	81
5.3. TRABAJO FUTURO.....	81
BIBLIOGRAFÍA.....	82
ANEXO A. TRANSFORMADAS.....	87



Lista de Tablas

Tabla 2.1 Vectores espaciales VSI de 2 niveles.....	22
Tabla 4.1 Comparación desempeño estático estrategia propuesta basada en Deadbeat; $i_{ref}^d = 10$ (A), $i_{ref}^q = 0$ (A)	60
Tabla 4.2 Comparación desempeño estrategia propuesta basada en realimentación de estados con integradores; $i_{ref}^d = 10$ (A), $i_{ref}^q = 0$ (A), $T_s = 50$ (μ s).....	68
Tabla 4.3 Comparación desempeño estrategia propuesta basada en realimentación de estados con integradores; $i_{ref}^d = 25$ (A), $i_{ref}^q = -5$ (A), $T_s = 50$ (μ s).....	68
Tabla 4.4 Comparación desempeño estrategia propuesta basada en realimentación de estados con integradores; $i_{ref}^d = 10$ (A), $i_{ref}^q = 0$ (A), $T_s = 100$ (μ s).....	68
Tabla 4.5 Comparación desempeño estrategia propuesta basada en realimentación de estados con integradores; $i_{ref}^d = 25$ (A), $i_{ref}^q = -5$ (A), $T_s = 100$ (μ s).....	69
Tabla 4.6 Comparación desempeño estático estrategia propuesta basada en realimentación de estados con integradores sin error en los parámetros;	72
Tabla 4.7 Comparación desempeño estático estrategia propuesta basada en realimentación de estados con integradores y con error en la resistencia de carga;.....	74
Tabla 4.8 Comparación desempeño estático estrategia propuesta basada en realimentación de estados con integradores y con error en la inductancia de carga;.....	75
Tabla 4.9 Comparación desempeño estático estrategia propuesta basada en realimentación de estados con integradores y con error en la inductancia y resistencia de carga;.....	76
Tabla 4.10 Comparación tiempos de cálculo requeridos por las distintas alternativas evaluadas.....	77

Lista de Figuras

Fig. 1.1 Línea de tiempo de la teoría y la tecnología de control.	3
Fig. 1.2 Diferentes métodos de control de convertidores estáticos de potencia.	3
Fig. 1.3 Esquema de control de corriente basado en Histéresis.	4
Fig. 1.4 Forma de onda – Control de corriente basado en Histéresis.	4
Fig. 1.5 Esquema de control lineal clásico de corriente de un VSI trifásico.	5
Fig. 1.6 Ejemplo de generación de pulsos SPWM.	6
Fig. 1.7 Ejemplo de generación de pulsos SVM.	7
Fig. 1.8 Tabla comparativa; estrategias de control de convertidores estáticos de potencia.	8
Fig. 1.9 Estrategias de Control Predictivo.	9
Fig. 2.1 Principio de trabajo del MPC.	16
Fig. 2.2 Diagrama de control genérico – FCS-MPC.	18
Fig. 2.3 VSI trifásico con carga RL	20
Fig. 2.4 Vectores espaciales VSI trifásico de dos niveles.	24
Fig. 2.5 Esquema de control FCS-MPC.	29
Fig. 2.6 Algoritmo FCS-MPC convencional.	30
Fig. 2.7 Desempeño estático FCS-MPC convencional con $T_s = 50$ (μ s) y trabajando en ejes dq ; (a) corriente en el plano temporal, (b) espectro de la componente a de la corriente.	33
Fig. 2.8 Desempeño estático FCS-MPC convencional con $T_s = 100$ (μ s) y trabajando en ejes dq ; (a) corriente en el plano temporal, (b) espectro de la componente a de la corriente.	33
Fig. 2.9 Comparación desempeño FCS-MPC convencional trabajando en ejes estacionarios $\alpha\beta$ con $T_s = 50$ (μ s); (a) prediciendo la referencia, (b) considerando que como el tiempo de muestreo es pequeño se puede aproximar la referencia futura con la actual.	34
Fig. 2.10 Desempeño dinámico FCS-MPC convencional con $T_s = 50$ (μ s).	34
Fig. 2.11 Comportamiento estático en ejes dq de la corriente con $R_{modelo} = 2R$ para $i_{ref}^d = 10$ (A) , $i_{ref}^q = 0$ (A) con; (a), $T_s = 50$ (μ s) y (b) $T_s = 100$ (μ s).	35
Fig. 2.12 Comportamiento estático en ejes dq de la corriente con $R_{modelo} = 2R$ para $i_{ref}^d = 20$ (A) , $i_{ref}^q = -5$ (A) con; (a), $T_s = 50$ (μ s) y (b) $T_s = 100$ (μ s).	35
Fig. 2.13 Comportamiento estático en ejes dq de la corriente con $L_{modelo} = 0.5L$ para $i_{ref}^d = 10$ (A), $i_{ref}^q = 0$ (A) con; (a), $T_s = 50$ (μ s) y (b) $T_s = 100$ (μ s).	36
Fig. 2.14 Comportamiento estático en ejes dq de la corriente con $L_{modelo} = 0.5L$ para $i_{ref}^d = 20$ (A), $i_{ref}^q = -5$ (A) con; (a), $T_s = 50$ (μ s) y (b) $T_s = 100$ (μ s).	36
Fig. 3.1 Algoritmo FCS-MPC basado en un seguimiento de una entrada de referencia.	39
Fig. 3.2 Esquema de control de corriente; FCS-MPC basado en un seguimiento de una entrada de referencia.	40
Fig. 3.3 Ejemplo inversor de 3 niveles; se encasillan los vectores adyacentes a la referencia. ...	41
Fig. 3.4 Ejemplo de subdivisiones de los sectores en el plano $\alpha\beta$; (a) original, (b) con la transformada desplazada, (c) principio de trabajo.	42
Fig. 3.5 VSI monofásico con carga RL	44
Fig. 3.6 Cuantificación caso VSI monofásico.	46
Fig. 3.7 Algoritmo alternativo; opción basada en Deadbeat.	47

Fig. 3.8 Rectificador AFE.	49
Fig. 3.9 Máquina de Inducción alimentada por un VSI.	50
Fig. 3.10 FCS-MPC basado en una realimentación de estados; (a) esquema de control, (b) algoritmo.	53
Fig. 3.11 Alternativa controlador resonante; (a) diagrama en bloques que permite diseñar el controlador, (b) esquema de control global.	54
Fig. 4.1 Inversor CHB trifásico de $(2m+1)$ niveles con carga RL ; (a) modelo, (b) celda.	57
Fig. 4.2 Desempeño estático sin errores en los parámetros; (a) FCS-MPC convencional, (b) FCS-MPC alternativo basado en Deadbeat.	58
Fig. 4.3 Comparación desempeño dinámico; (a) convencional; (b) alternativo Deadbeat.	59
Fig. 4.4 Comportamiento estático en ejes dq de la corriente con $R_{modelo} = 2R$ para $i_{ref}^d = 10$ (A), $i_{ref}^q = 0$ (A) con; (a), convencional y (b) propuesto Deadbeat.	59
Fig. 4.5 Comportamiento estático en ejes dq de la corriente con $L_{modelo} = 0.5L$ para $i_{ref}^d = 10$ (A), $i_{ref}^q = 0$ (A) con; (a), convencional y (b) propuesto Deadbeat.	60
Fig. 4.6 Comparación desempeño estrategia propuesta basada en Deadbeat; (a) optimización convencional, (b) optimización offline.	61
Fig. 4.7 Valores propios del sistema con integradores; (a) con matriz K nula, (b) con matriz K diseñada.	62
Fig. 4.8 Comparación desempeño sin error en los parámetros y con tiempo de muestreo $T_s = 50$ (μs); estrategia (a) convencional, (b) propuesta basada en realimentación de estados con integradores.	63
Fig. 4.9 Comparación desempeño con error en los parámetros y con referencias: $i_{ref}^d = 10$ (A), $i_{ref}^q = 0$ (A) y tiempo de muestreo $T_s = 50$ (μs); estrategia (a) convencional, (b) propuesta basada en realimentación de estado con integradores.	64
Fig. 4.10 Comparación desempeño con error en los parámetros y con referencias: $i_{ref}^d = 25$ (A), $i_{ref}^q = -5$ (A) y tiempo de muestreo $T_s = 50$ (μs); estrategia (a) convencional, (b) propuesta basada en realimentación de estado con integradores.	65
Fig. 4.11 Comparación desempeño con error en los parámetros y con referencias: $i_{ref}^d = 10$ (A), $i_{ref}^q = 0$ (A) y tiempo de muestreo $T_s = 100$ (μs); estrategia (a) convencional, (b) propuesta basada en realimentación de estado con integradores.	66
Fig. 4.12 Comparación desempeño con error en los parámetros y con referencias: $i_{ref}^d = 25$ (A), $i_{ref}^q = -5$ (A) y tiempo de muestreo $T_s = 100$ (μs); estrategia (a) convencional, (b) propuesta basada en realimentación de estado con integradores.	67
Fig. 4.13 Setup experimental.	69
Fig. 4.14 Diagrama setup experimental.	69
Fig. 4.15 Comparación desempeño estático sin error en los parámetros; estrategia (a) convencional, (b) propuesta basada en Deadbeat.	70
Fig. 4.16 Comparación desempeño dinámico sin error en los parámetros; estrategia (a) convencional, (b) propuesta basada en Deadbeat.	71
Fig. 4.17 Comparación desempeño estático sin error en los parámetros; estrategia (a) convencional, (b) propuesta basada en realimentación de estados con integradores.	72

Fig. 4.18 Comparación desempeño dinámico sin error en los parámetros; estrategia (a) convencional, (b) propuesta basada en realimentación de estados con integradores.	73
Fig. 4.19 Comparación desempeño estático con error en la resistencia de carga $R = 1.5R_{modelo}$; estrategia (a) convencional, (b) propuesta basada en realimentación de estados con integradores.	74
Fig. 4.20 Comparación desempeño estático con error en la inductancia de carga $L = 0.5L_{modelo}$; estrategia (a) convencional, (b) propuesta basada en realimentación de estados con integradores.	75
Fig. 4.21 Comparación desempeño estático con error en la inductancia $L = 0.5L_{modelo}$ y resistencia de carga $R = 1.5R_{modelo}$; estrategia (a) convencional, (b) propuesta basada en realimentación de estados con integradores.	76
Fig. 4.22 Desempeño estático con error en la inductancia $L = 0.5L_{modelo}$ y resistencia de carga $R = 1.5R_{modelo}$; estrategia propuesta basada en realimentación de estados con integradores con optimización offline (a) desempeño estático, (b) desempeño dinámico.	77



Nomenclatura

Matrices

A	: matriz de parámetros de dimensión $n \cdot n$.
B	: matriz de parámetros de dimensión $n \cdot p$.
C	: matriz de parámetros de dimensión $q \cdot n$.
D	: matriz de parámetros de dimensión $q \cdot p$.
E	: matriz de parámetros de dimensión $n \cdot m$.
F	: matriz de parámetros de dimensión $q \cdot m$.
T_{abc-αβ0}	: matriz de transformación de ejes abc a $\alpha\beta 0$, dimensión 3·3.
T_{αβ0-abc}	: matriz de transformación de ejes $\alpha\beta 0$ a abc , dimensión 3·3.
T_{αβ0-dq0}	: matriz de transformación de ejes $\alpha\beta 0$ a $dq0$, dimensión 3·3.
T_{dq0-αβ0}	: matriz de transformación de ejes $dq0$ a $\alpha\beta 0$, dimensión 3·3.
T_{abc-dq0}	: matriz de transformación de ejes abc a $dq0$, dimensión 3·3.
T_{dq0-abc}	: matriz de transformación de ejes $dq0$ a abc , dimensión 3·3.
$\vec{\mathbf{x}}$: matriz compuesta por elementos $\vec{X}_{i,j}$ que son fasores.

Vectores

x	: vector de n variables de estados, $\mathbf{x} = [x_1 \ x_2 \ \dots \ x_n]^T$
u	: vector de p variables de entrada, $\mathbf{u} = [u_1 \ u_2 \ \dots \ u_p]^T$
y	: vector de q variables de salida, $\mathbf{y} = [y_1 \ y_2 \ \dots \ y_q]^T$
p	: vector de m perturbaciones, $\mathbf{p} = [p_1 \ p_2 \ \dots \ p_m]^T$
$\hat{\mathbf{x}}$: vector de n variables de estados, $\hat{\mathbf{x}} = [\hat{x}_1 \ \hat{x}_2 \ \dots \ \hat{x}_n]^T$ (estimación de \mathbf{x}).
$\hat{\mathbf{y}}$: vector de q variables de estados, $\hat{\mathbf{y}} = [\hat{y}_1 \ \hat{y}_2 \ \dots \ \hat{y}_q]^T$ (estimación de \mathbf{y}).
\mathbf{x}^{abc}	: vector de tres variables de estados, $\mathbf{x}^{abc} = [x^a \ x^b \ x^c]^T$ (ejes estacionarios abc).
$\mathbf{x}^{\alpha\beta}$: vector de tres variables de estados, $\mathbf{x}^{\alpha\beta 0} = [x^\alpha \ x^\beta]^T$ (ejes estacionarios $\alpha\beta 0$).
\mathbf{x}^{dq}	: vector de tres variables de estados, $\mathbf{x}^{dq0} = [x^d \ x^q]^T$ (ejes rotatorios $dq0$).
x₀	: condición inicial del vector de estados, $\mathbf{x}_0 = [x_{10} \ x_{20} \ \dots \ x_{n0}]^T$
$\vec{\mathbf{x}}$: vector de fasores, $\vec{\mathbf{x}} = [\vec{x}_1 \ \vec{x}_2 \ \dots \ \vec{x}_n]^T$.

Escalares

x_k	: k -ésima variable de estado.
$dx_k/dt = \dot{x}_k$: derivada de la k -ésima variable de estado.
d_{ij}	: elemento ij de la matriz D .
$\det\{\mathbf{P}(s)\}$: determinante de la matriz P (s).
$\max\{\}$: máximo valor.
$\min\{\}$: mínimo valor.
$\log\{\}$: logaritmo en base 10.
$\mathbf{u}(t)$: entrada escalón.
$\ e\ $: norma del elemento e .
R	: resistencia.
L	: inductancia.

T_s : tiempo de muestreo.
 e : error absoluto.



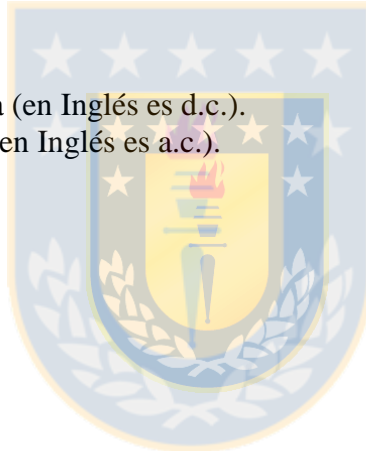
Abreviaciones

Mayúsculas

L.A.	: lazo abierto.
L.C.	: lazo cerrado.
LGR	: lugar geométrico de las raíces.
MI	: máquina de inducción.
PWM	: modulación por ancho de pulso.
SVM	: modulación por vectores espaciales.
DSP	: procesador digital de señales
IGBT.	: transistor bipolar de puerta aislada.
FCS-MPC	: control predictivo basado en modelos, de estados finitos.
VSI	: inversor fuente de voltaje.
CHB	: puente H en cascada.
PI	: controlador proporcional integral.

Minúsculas

c.c.	: corriente continua (en Inglés es d.c.).
c.a.	: corriente alterna (en Inglés es a.c.).



Capítulo 1. Introducción

1.1. Introducción General

En las últimas décadas el uso de convertidores estáticos de potencia ha ganado una creciente presencia en un amplio rango de aplicaciones, principalmente para mejorar el desempeño y la eficiencia de éstas. La conversión y control de energía eléctrica usando electrónica de potencia es un tópico importante hoy en día debido al incremento de la demanda energética y a los nuevos requerimientos en términos de eficiencia. Los convertidores estáticos de potencia son usados en diversos sectores; industrial, transportación, energías renovables, sistemas de potencia, otros, desde aplicaciones residenciales a industriales tales como: aeronaves, vehículos eléctricos, energía fotovoltaica y eólica, filtros activos, etc. En particular, el uso de convertidores en sistemas de conversión de energías renovables ha crecido considerablemente en los últimos años debido a las nuevas políticas y preocupaciones medioambientales. Dentro de las diferentes energías renovables, los sistemas de generación fotovoltaica tienen especial atención en Chile debido a las características geográficas del país, y estos sistemas no pueden entregar potencia a la red sin un convertidor [1][2].

Respecto a los esquemas de control de convertidores estáticos de potencia, éstos han estado en constante evolución de acuerdo al desarrollo de nuevos semiconductores y nuevas plataformas de control. Con la introducción de transistores de potencia, como los IGBT por ejemplo, y el uso de modernos microcontroladores y procesadores digitales de señales (DSP) de alta capacidad computacional, se han desarrollado e implementado estrategias inteligentes y completamente digitales para el control de estos convertidores [3][4].

En particular, la estrategia MPC aparece aproximadamente en 1960 como una alternativa efectiva y completa para el control multivariable con restricciones, pero se restringía a procesos con dinámicas lentas debido a su alta carga computacional, el poco desarrollo tecnológico de ese entonces hacía inviable la utilización de esta estrategia en control de convertidores que requieren de pequeños tiempos de muestreo. Motivo que dejó de ser una limitante hoy en día debido al avanzado desarrollo de potentes microprocesadores [5][6].

El MPC discreto, o de estados finitos, aprovecha la naturaleza discreta de los convertidores considerando el set finito de combinaciones de encendido y apagado de los switches, o de voltajes que pueden generar. De esta forma, la estrategia no requiere de una etapa moduladora y aplica directamente la acción de control en el convertidor elegida mediante la minimización de una función

de costo predefinida, por lo que se le denomina una estrategia de control directa. Diversos estudios destacan su concepto simple, su versatilidad y su desempeño dinámico, lo que ha llamado la atención de la comunidad de electrónica de potencia. Sin embargo, tiene desventajas en comparación con las estrategias lineales de control, tales como: la alta carga computacional que requiere considerando la cantidad de cálculos necesarios, la dependencia de un modelo y parámetros precisos, entre otras [7][8][9]. Por lo que se han propuesto complejas soluciones que integran el esquema de control con compensación de errores de modelado o identificación de parámetros, aumentando la carga computacional y/o perdiendo el concepto simple que caracteriza al FCS-MPC [10][11]. Además, la estabilidad del sistema en L.C. sigue siendo un tópicó sin resolver del todo [6].

En este estudio se propone un enfoque alternativo al FCS-MPC basado en un seguimiento de una entrada de referencia, a diferencia del caso convencional que hace un seguimiento de referencia de las variables controladas, lo cual no tan sólo permite encontrar una expresión en L.C. de la estrategia, sino que también amplía la versatilidad de ésta y reduce la cantidad de cálculos necesarios. Se propone como un criterio posible para definir la entrada de referencia, utilizar una realimentación de estados con integradores, la cual es sencilla de integrar en el algoritmo y garantiza cero error en S.S. ante errores en los parámetros.

Para validar la alternativa propuesta se analiza el desempeño de ésta en el control de corriente de inversores fuente de voltaje. Sin embargo, su aplicación se puede extender a diferentes topologías.

1.2. Trabajos Previos

La revisión bibliográfica realizada para justificar el trabajo propuesto se ha dividido en cuatro puntos: (1) Control de Convertidores Estáticos de Potencia, (2) Control de Histéresis, (3) Control PWM y SVM, y finalmente, (4) Control Predictivo. Los temas (2) y (3) no son en los cuales se centra este trabajo pero se estimaron necesarios de mencionar al hablar de control de convertidores. El análisis de la documentación existente de control predictivo se centra en su versión discreta: FCS-MPC. Se presta especial atención a las mejoras existentes para algunas de sus desventajas, y en la estabilidad de esta estrategia, en lo cual se centra este trabajo.

1.2.1 Control de Convertidores Estáticos de Potencia

Los esquemas de control de convertidores estáticos de potencia están en constante evolución de acuerdo al desarrollo de nuevos semiconductores y nuevas plataformas de control. Con la introducción de transistores de potencia, como los IGBT por ejemplo, y el uso de modernos

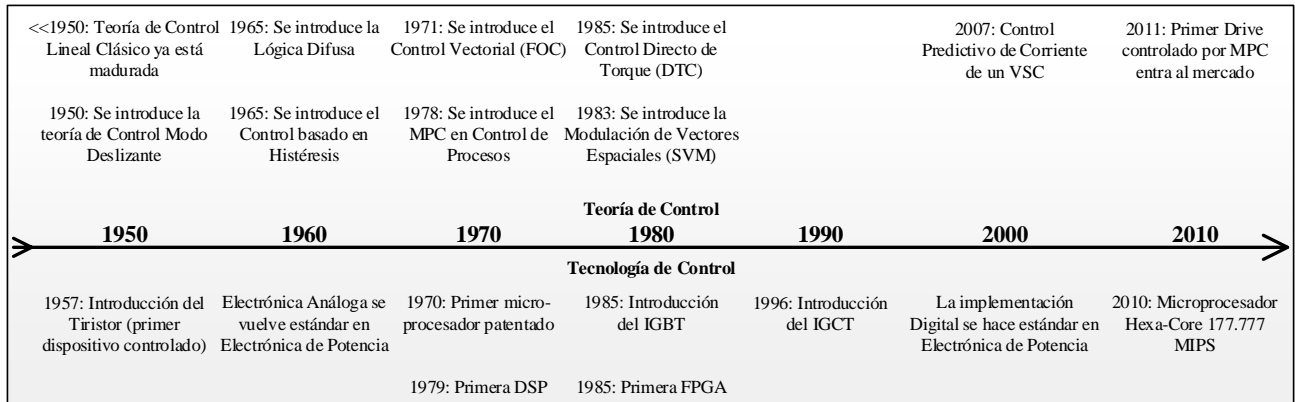


Fig. 1.1 Línea de tiempo de la teoría y la tecnología de control.

Fuente: [6].

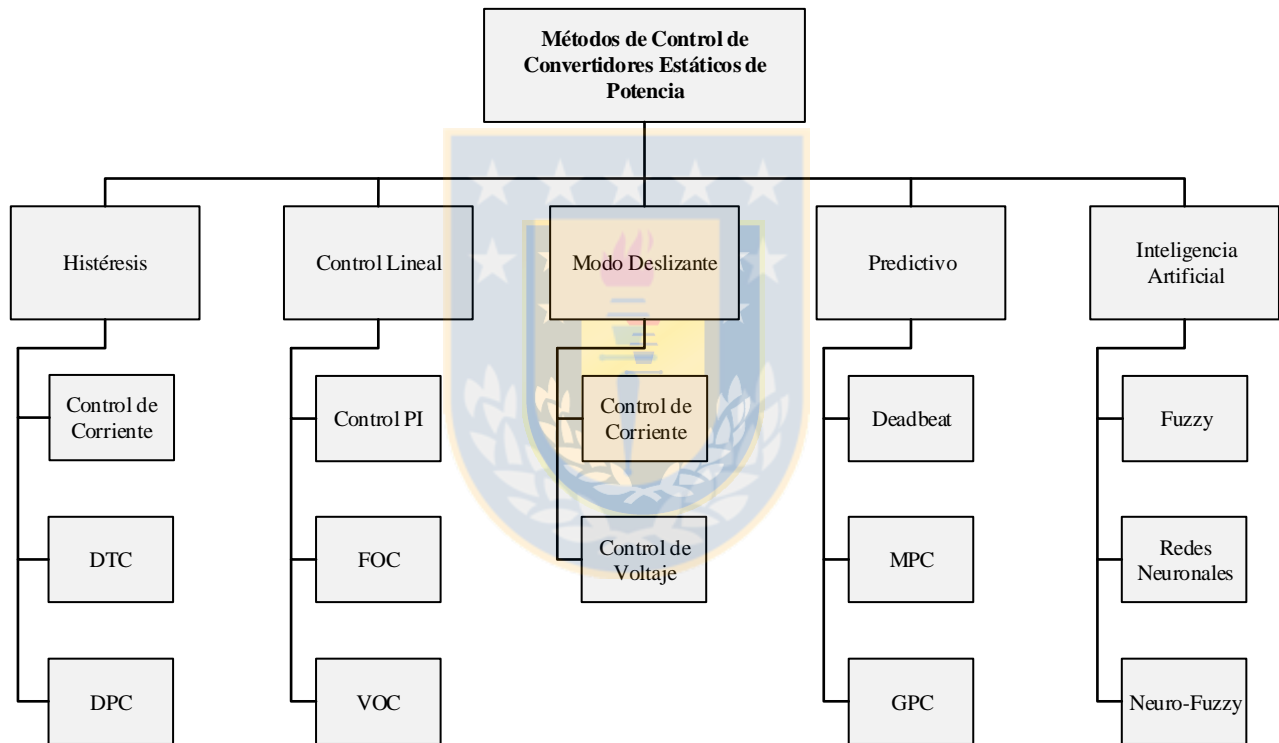


Fig. 1.2 Diferentes métodos de control de convertidores estáticos de potencia.

Fuente: [5]-[8].

microcontroladores y procesadores digitales de señales (DSP) de alta capacidad computacional, se han desarrollado e implementado estrategias inteligentes y completamente digitales para el control de estos convertidores [3][4].

Existe una amplia variedad de métodos de control de convertidores hoy en día. Los más conocidos son: histéresis, fuzzy, predictivo, lineal, y modo deslizante. De estos, el control de histéresis y el control lineal con modulación por ancho de pulso (PWM) son los más establecidos en la literatura,

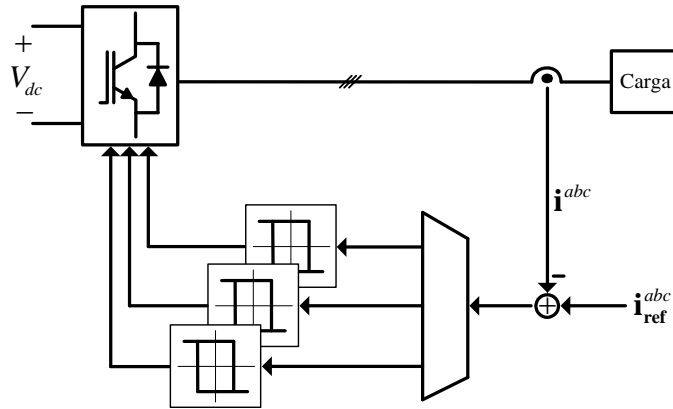


Fig. 1.3 Esquema de control de corriente basado en Histéresis.
Fuente: Elaboración propia.

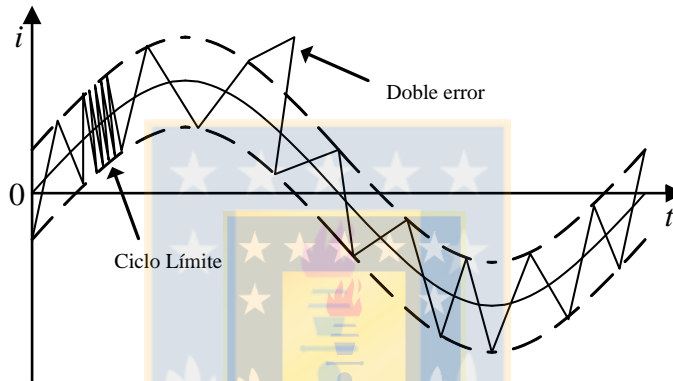


Fig. 1.4 Forma de onda – Control de corriente basado en Histéresis.
Fuente: [13].

se les conoce como métodos clásicos de control [2][12][13].

Dentro de los tópicos de control de convertidores, uno de los más estudiados es el control de corriente y es en el cual se centra el presente trabajo, por ende, la revisión sobre los métodos de control se hace con énfasis en este tópico.

1.2.2 Control de Histéresis

La idea central de esta estrategia es mantener la diferencia entre las referencias y las variables sensadas dentro de una banda de histéresis. Las corrientes de carga medidas son comparadas con las referencias usando comparadores de histéresis. Cada fase de las variables controladas utiliza un comparador independiente el cual manipula cada pierna respectiva del convertidor de tal forma que las corrientes estén forzadas a mantenerse dentro de la banda de histéresis. Sin embargo, existen alternativas donde estos comparadores son dependientes.

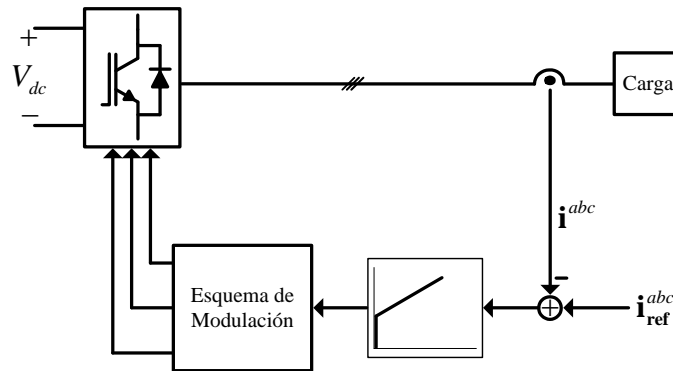


Fig. 1.5 Esquema de control lineal clásico de corriente de un VSI trifásico.

Fuente: Elaboración propia.

El desempeño de esta estrategia se caracteriza por una rápida respuesta dinámica, pero debido a la interacción entre las fases, el error de las variables controladas no está estrictamente restringido a la banda de histéresis. Además, la frecuencia de conmutación cambia con las variaciones de los parámetros de la carga y las condiciones de operación, lo que puede provocar problemas de resonancia [13][14].

Diferentes alternativas se han propuesto para obtener una frecuencia de conmutación constante. Estos se basan principalmente en reducir la interferencia entre fases o utilizando comparadores dependientes [15][16][17]. Otra alternativa es implementar esta estrategia utilizando vectores espaciales, así se evita la acción independiente de los comparadores y se escoge el estado de conmutación utilizando una Tabla de Conmutación [18][19], consiguiendo mejorar el desempeño de la estrategia convencional.

1.2.3 Control PWM y SVM

El considerar una etapa de modulación para la generación de las señales de control de los switches del convertidor permite linealizar éste. De este modo, cualquier controlador lineal puede ser utilizado, sin embargo, el más comúnmente elegido es el controlador proporcional-integrativo (PI) [2][3][12].

En la modulación por ancho de pulso (PWM) la generación de los pulsos de disparo está basada en comparar una moduladora sinusoidal (SPWM) con una portadora triangular de alta frecuencia, generando un voltaje pulsado. La componente fundamental de este voltaje generado es proporcional a la referencia. Entre sus desventajas se encuentra el no aprovechamiento de toda la región de operación lineal que puede proveer el voltaje DC. Para ampliar la región de operación se han propuesto

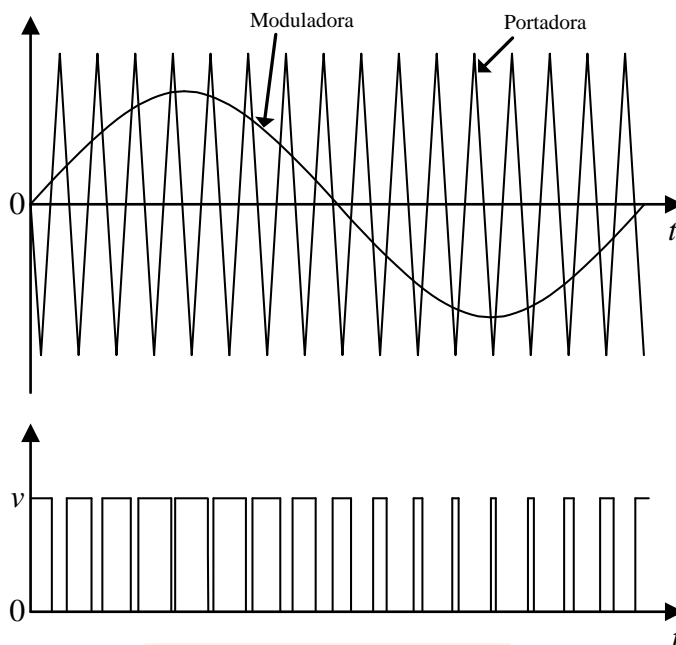


Fig. 1.6 Ejemplo de generación de pulsos SPWM.

Fuente: Elaboración propia.

soluciones que inyectan componentes de secuencia cero a la moduladora [20], posibilitando así la utilización de índices de modulación mayores sin entrar en sobremodulación.

La modulación por vectores espaciales (SVM) se basa en descomponer el vector de voltaje de referencia en los vectores admisibles del convertidor, y se determina la contribución en voltaje que debe hacer cada uno de ellos. Este enfoque vectorial permite alcanzar la máxima región de operación que puede proveer el voltaje d.c. [21].

Estos esquemas de control producen una frecuencia de conmutación constante y determinada por la frecuencia de la portadora. Al utilizar un controlador PI, el desempeño depende del diseño de éste y se asegura cero error en estado estacionario (S.S.) para referencias continuas, para referencias sinusoidales se deben utilizar transformaciones de coordenadas. Al representar el sistema en ejes rotatorios se debe considerar además un desacoplador para poder diseñar los controladores. Frente a estas claras desventajas, existe la opción de usar controladores resonantes o proporcionales-resonantes, los cuales no requieren de transformaciones de coordenadas ni de desacopladores, además se ha demostrado que estos controladores presentan un mejor rechazo a perturbaciones y a errores en sincronización. El principio de funcionamiento del controlador resonante se basa en introducir una ganancia infinita a la(s) frecuencia de resonancia elegida para eliminar el error en S.S. a esa frecuencia, por lo que conceptualmente es similar a un integrador cuya ganancia infinita fuerza el error en S.S. a

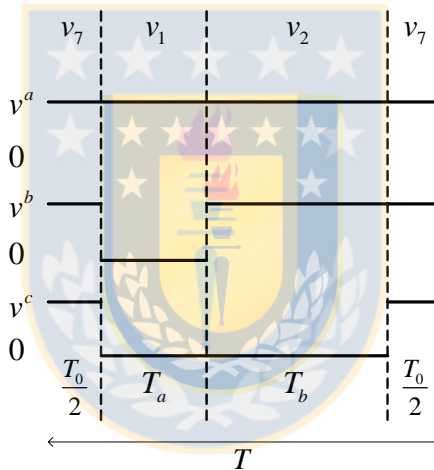
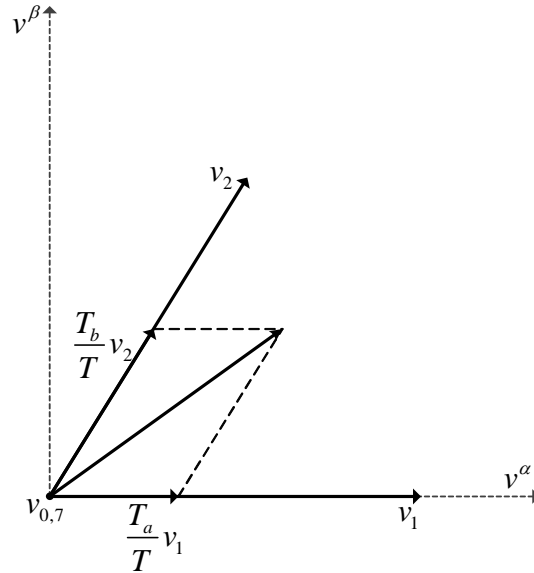


Fig. 1.7 Ejemplo de generación de pulsos SVM.
Fuente: Elaboración propia.

cero. [22][23][24].

1.2.4 Control Predictivo

Los métodos de control predictivo se basan fundamentalmente en el uso del modelo del sistema para predecir el comportamiento futuro de las variables controladas. Esta información es usada por el controlador para elegir la acción de control óptima de acuerdo a algún criterio predefinido. Algunos métodos de control predictivo son: deadbeat, histéresis, basado en trayectorias, y basado en el modelo (MPC) [5]. Este último es en el cual se centra este trabajo.

Control Lineal	Control basado en Histéresis	MPC
<ul style="list-style-type: none"> - Ancho de banda conocido por diseño - El uso de modulador lo hace simple de extender a diferentes topologías - Frecuencia de conmutación fija - Bien establecido (usado en drives comerciales) <ul style="list-style-type: none"> * No es robusto en sistemas no-lineales * No es sencillo de adaptar a requerimientos especiales * Requiere modulador * Usualmente requiere transformaciones de coordenadas 	<ul style="list-style-type: none"> - Control no-lineal, robusto - No requiere modulador - Veloz desempeño dinámico - Diseño simple - Bien establecido (usado en drives comerciales) <ul style="list-style-type: none"> * Implementación digital requiere un alto tiempo de muestreo * Frecuencia de conmutación variable * Problemas de resonancia * No es sencillo de extender a diferentes topologías 	<ul style="list-style-type: none"> - Control no-lineal - No requiere modulador ni transformaciones de coordenadas - Permite incluir no-linealidades y restricciones - Diseño simple <ul style="list-style-type: none"> * Frecuencia de conmutación variable * Altos requerimientos computacionales * Incertidumbre de los parámetros * Diseño heurístico de los factores de peso

Fig. 1.8 Tabla comparativa; estrategias de control de convertidores estáticos de potencia.

Fuente: Elaboración propia.

El control predictivo deabead se basa en usar el modelo del sistema para calcular, en cada periodo de muestreo, el voltaje necesario a aplicar para alcanzar la referencia el instante de muestreo siguiente. El control predictivo basado en histéresis trata de mantener la variable controlada dentro de la banda o área de histéresis prediciendo el comportamiento de la corriente para cada estado posible del convertidor. El principio del control predictivo basado en trayectorias es, como su nombre lo dice, forzar las variables controladas a trayectorias previamente calculadas [25].

MPC tiene como principio hacer uso explícito del modelo para predecir en un horizonte definido el comportamiento de las variables del sistema y elegir la secuencia de control óptima minimizando una función de costo predefinida, sin embargo, sólo se aplica el primer elemento de la secuencia elegida ya que este cálculo se hace cada periodo de muestreo. En un comienzo, 1980s, este esquema se utilizaba sólo en control de procesos debido a la cantidad de cálculos que requiere; el lento comportamiento dinámico que tienen las variables de algunos procesos químicos, por ejemplo, permitía realizar estos cálculos [26]. Los pequeños tiempos de muestreo utilizados en control de convertidores hacía inviable la aplicación de este esquema en convertidores, por lo que se proponen alternativas para reducir el tiempo de cálculo; resolver el problema de optimización offline [27], o analíticamente obteniendo un controlador lineal [28]. Sin embargo, en las últimas décadas con el avanzado desarrollo de microprocesadores la carga computacional dejó de ser una limitante y se amplió el estudio de esta estrategia en convertidores [6].

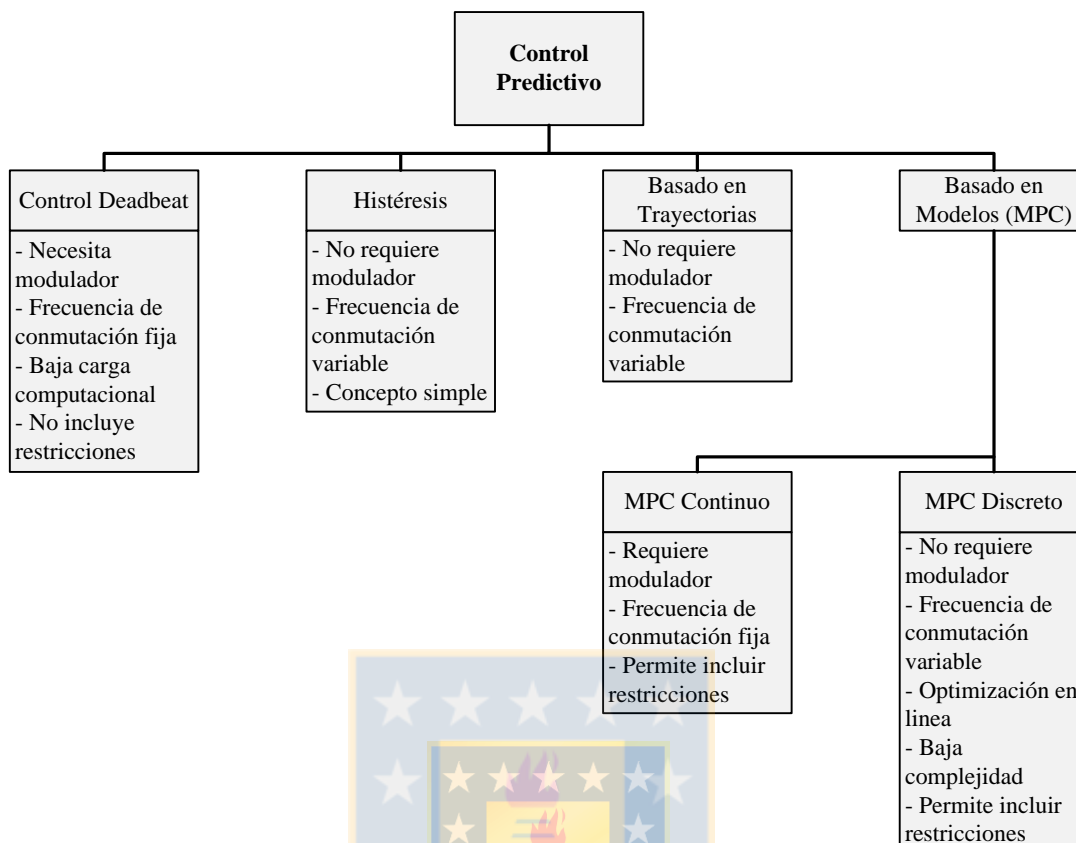


Fig. 1.9 Estrategias de Control Predictivo.

Fuente: [5].

El esquema MPC se puede dividir en dos grupos: con un set de estados continuos, donde se requiere una etapa moduladora, o con un set de estados finitos (FCS) donde las acciones de control se aplican directamente al convertidor sin pasar por una etapa moduladora, o sea se puede considerar como una estrategia de control directa. El FCS-MPC aprovecha la naturaleza discreta de los convertidores teniendo en cuenta la cantidad finita de combinaciones de estado de los switches que se pueden aplicar en éstos, reduciendo el problema de optimización a la evaluación de todos los estados posibles, y a la selección del estado que minimice una función de costo predefinida, el cual es aplicado el instante de muestreo siguiente. El principio de esta estrategia de control es muy simple e intuitivo, además el esquema es flexible, permite la inclusión de restricciones y no-linealidades, y el controlador resultante es sencillo de implementar digitalmente. Respecto al desempeño, el control predictivo se caracteriza por una rápida respuesta dinámica [7][8].

El potencial que presenta esta estrategia ha llamado la atención de la comunidad de electrónica de potencia, ésta se ha estudiado exhaustivamente en la literatura en los últimos años [29]. Se han realizado estudios detallados de la aplicación de este esquema de control a distintas topologías como:

inversor de dos niveles [9], NPC [30], rectificador AFE [31], donde se desarrollan todos los pasos necesarios para implementar la estrategia en cada una de las topologías mencionadas; modelado, discretización, función de costo, algoritmo. Además, se compara el desempeño mediante simulación y experimentación con estrategias lineales clásicas, se presenta una alternativa a la función de costo para reducir la frecuencia de conmutación del convertidor penalizando los cambios de estado que más conmutaciones requiera [30] y se muestra el efecto de los errores de los parámetros de la carga (RL) en el inversor de dos niveles para un punto de operación en particular, obteniendo efectos considerables para los errores en el inductor [9]. Sin embargo, la estrategia se ha desarrollado para variadas topologías.

Dentro de las principales desventajas que presenta el FCS-MPC se encuentra: el alto costo computacional, el espectro disperso, la alta y variable frecuencia de conmutación y por ende altas pérdidas por conmutación, y la dependencia de la precisión del modelo. Para esto se han propuesto distintas alternativas:

- La inclusión de un filtro para el error de las variables controladas permite manipular el espectro de la corriente si éste es diseñado apropiadamente. La función de costo al evaluar las variables filtradas pone énfasis en algunas bandas de frecuencias mientras otras se vuelven menos relevantes [32].
- La modificación a la función de costo para reducir la frecuencia de conmutación: agregar un término que penalice las conmutaciones; a mayor cantidad de conmutaciones mayor penalización, prediciendo el número de conmutaciones requeridas por cada combinación de switches posible [30][33], o agregando un término asociado a la potencia perdida el cual considera el punto de operación actual [34].
- Reducir la cantidad de estados a evaluar encontrando el vector espacial de referencia usando un enfoque deadbeat y luego evaluando sólo los vectores admisibles adyacentes al vector de referencia encontrado [35][36].
- El integrar al esquema técnicas de identificación de parámetros y compensación de errores de modelado permite conseguir una mayor robustez ante errores en los parámetros del modelo [10][11].

En los trabajos recién mencionados se utiliza siempre un horizonte de predicción $N = 2$, sólo compensando el retardo por cálculo. Sin embargo, se ha demostrado que utilizando un horizonte de predicción mayor, mejora el desempeño estacionario de este esquema de control [8], el problema es la carga computacional que implica ampliar el horizonte de predicción. En [37] y [38] se propone y

evalúa el desempeño de un enfoque alternativo para resolver el problema de optimización el cual está basado en una decodificación esférica. La carga computacional de esta alternativa es independiente de la cantidad de niveles del convertidor y su eficiencia permite ampliar el horizonte de predicción incluso en topologías multinivel.

A pesar de la extensa documentación existente en la literatura sobre FCS-MPC aún hay temas que no están acabados. Uno de ellos es la estabilidad de esta estrategia [6]. Una alternativa está basada en considerar que el sistema tiene entradas cuantificadas [39][40][41]. La estabilidad garantizada en estos trabajos es equivalente al teorema del acotamiento final definido para sistemas perturbados [42], le llaman estabilidad práctica. La metodología utilizada es equivalente a la discretización de la demostración de estabilidad para el caso MPC continuo [43], donde la función de costo es también la función candidata a Lyapunov, por lo que la estrategia pierde en parte flexibilidad, y se define de tal forma que se satisfagan las condiciones de estabilidad práctica. En [44] se presenta una extensión del trabajo realizado en [41], se diseña una función de costo de forma análoga a lo desarrollado en el trabajo previo de tal forma de caracterizar el desempeño del convertidor controlado y asegurar la estabilidad local para una clase de convertidores.

Otro enfoque se presenta en [45] donde también se considera que el sistema tiene entradas cuantificadas pero no determina el conjunto final invariante de las variables, sólo garantiza la estabilidad y se desarrolla para un caso específico motor-inversor. Se propone una función candidata a Lyapunov y el controlador filtra las entradas posibles que no generen que la derivada de la función de Lyapunov sea no positiva en el punto de operación actual, sin embargo, se demuestra que siempre existirá al menos una entrada que cumpla esta condición. De esta forma se garantiza la estabilidad del sistema.

En [46], a diferencia de los casos anteriores se estudia la estabilidad en L.C. para el control MPC directo de corriente. En este trabajo, el control se representa como un problema de optimización de “forma cerrada”. Las restricciones consideradas aseguran que las entradas y las variables de estado tomen valores dentro de un espacio acotado, de esta forma se asegura la estabilidad práctica. Finalmente, se presenta una modificación a una de las restricciones de tal forma de poder asegurar la estabilidad frente a incertidumbre en los parámetros.

1.3. Hipótesis de Trabajo

Es posible desarrollar una estrategia de control de convertidores estáticos de potencia basada en control predictivo de estados finitos que sea robusta ante errores en los parámetros, de menor carga

computacional y que admita una expresión en L.C. Lo anterior sin perder las ventajas características del FCS-MPC.

1.4. Objetivos

1.4.1 Objetivo General

Estudiar el desempeño del FCS-MPC y proponer una estrategia alternativa que permita obtener un comportamiento robusto ante errores en los parámetros, con una menor carga computacional y que permita estudiar la estabilidad en L.C., sin perder las ventajas características de esta estrategia de control.

1.4.2 Objetivos Específicos

- Estudiar y analizar las ventajas, desventajas y los vacíos actuales del FCS-MPC.
- Estudiar las distintas mejoras existentes para solventar las desventajas del FCS-MPC.
- Proponer una solución robusta a la dependencia de la precisión de los parámetros con una carga computacional reducida.
- Determinar una expresión en L.C. para poder estudiar la estabilidad del sistema de control.

1.5. Alcances y Limitaciones

- Para poder enfocar el análisis en la estrategia de control, las topologías consideradas tendrán una carga lineal RL por simplicidad.
- La frecuencia angular se considerará constante a lo largo del estudio.
- Los switches y componentes serán considerados como ideales para la modelación del convertidor.
- La implementación del sistema de control se realizará en una dSPACE 1103.
- El trabajo se desarrollará en el Laboratorio de Control Digital Aplicado (LCDA), del Departamento de Ingeniería Eléctrica (DIE) de la Universidad de Concepción, con los componentes disponibles en el laboratorio.

1.6. Temario y Metodología

El desarrollo de esta tesis está dividido en 5 capítulos. El presente introduce el tema de estudio, fija el contexto actual del control de convertidores estáticos de potencia con énfasis en las estrategias

clásicas y en el FCS-MPC, sobre la cual se centra este trabajo. El segundo capítulo exhibe de forma detallada el principio de funcionamiento del FCS-MPC convencional y se muestra su desempeño frente a diferentes escenarios. En el Capítulo 3 se presenta la estrategia propuesta basada en un FCS-MPC alternativo que busca solventar algunas desventajas características del FCS-MPC convencional. En el cuarto capítulo se presenta la comparación de desempeño de la estrategia convencional con las estrategias propuestas, bajo diferentes escenarios, mediante simulación y de forma experimental. Por último, en el Capítulo 5 se exponen las conclusiones y el trabajo futuro propuesto.

La metodología del desarrollo consiste en:

- ⊕ Búsqueda de bibliografía mayoritariamente en IEEEExplore para conocer el estado del arte en control de convertidores estáticos de potencia, en particular, control predictivo.
- ⊕ Realización de un análisis y estudio teórico de topologías básicas. Para esto se desarrollarán modelos basados en los principios físicos del convertidor.
- ⊕ Proposición de estrategias de control para las variables a.c. y d.c. del convertidor.
- ⊕ Simulación en Matlab, Mathcad y PSim para verificar los modelos y controladores propuestos.
- ⊕ Implementación de un prototipo de bajo voltaje y baja potencia controlado por dSPACE 1103. Los diseños y construcción son realizados en el LCDA.
- ⊕ Obtención de resultados experimentales para evaluar el desempeño de algoritmos utilizados y contrastarlos con las simulaciones.

Capítulo 2. FCS-MPC

2.1. Introducción

Dentro de las estrategias de control predictivo se encuentra la versión discreta del MPC y es en la cual se enfoca este trabajo. Esta estrategia ha llamado la atención de la comunidad de electrónica de potencia debido a las ventajas que presenta en comparación con las estrategias clásicas; su concepto simple, su flexibilidad que permite tratar el problema multivariable e incluir restricciones, y se destaca su rápida respuesta dinámica. En este capítulo se desarrolla el FCS-MPC de forma general para el control de corriente y se ejemplifica con un VSI trifásico con carga RL . Se muestra en su forma básica y se deja en evidencia algunas ventajas y desventajas propias de la estrategia en su versión convencional.

2.2. Control Predictivo basado en Modelos

El Control Predictivo basado en Modelos (MPC) se origina a fines de los 70s en procesos industriales petroquímicos y se ha desarrollado considerablemente desde entonces. El término MPC no se refiere a una estrategia de control en particular si no a un amplio rango de métodos de control los cuales hacen uso explícito del modelo del proceso para obtener la señal de control que minimiza una función de costo o función objetivo. Las principales características de esta familia de técnicas de control son,

- Uso explícito del modelo para predecir la salida en instantes de muestreo futuros (horizonte).
- Cálculo de la secuencia de control que minimiza una función de costo.
- Aplicación de la primera señal de control de la secuencia calculada en cada instante de muestreo.

El MPC presenta una serie de ventajas sobre otros métodos, entre las cuales se encuentran,

- Conceptos intuitivos.
- Se puede usar para controlar una gran variedad de procesos, incluyendo sistemas con extensos tiempos de retardo, sistemas de fase no-mínima o inestables.
- El caso multivariable es fácil de tratar.
- Permite incluir restricciones de manera sencilla.
- Es muy práctico cuando las referencias futuras son conocidas (robótica).

- Es una metodología totalmente abierta basada en ciertos principios básicos que permiten extensiones.

Lógicamente también tiene desventajas,

- Cuando se consideran restricciones y/o un horizonte de predicción extendido, la cantidad cálculos requeridos crece considerablemente.
- La necesidad de un modelo apropiado del proceso.
- La estabilidad puede ser difícil de probar debido a la inclusión de restricciones y no-linealidades.

Sin embargo, en la práctica el MPC ha probado ser una buena estrategia para el control industrial.

2.2.1 Estrategia

El primer elemento del método es contar con un modelo del sistema a controlar. Este modelo puede ser no-lineal y se puede expresar de forma discreta,

$$\mathbf{x}(k+1) = \mathbf{f}(\mathbf{x}(k), \mathbf{u}(k)), \quad (2.1)$$

donde $\mathbf{x}(k)$ representa el vector de estados al instante k y $\mathbf{u}(k)$ el vector acción de control. Las salidas del sistema dependerán de los estados y de las acciones de control,

$$\mathbf{y}(k) = \mathbf{h}(\mathbf{x}(k), \mathbf{u}(k)). \quad (2.2)$$

Si el sistema es lineal admite la representación en variables de estado,

$$\mathbf{x}(k+1) = \mathbf{A}\mathbf{x}(k) + \mathbf{B}\mathbf{u}(k), \quad (2.3)$$

$$\mathbf{y}(k) = \mathbf{C}\mathbf{x}(k) + \mathbf{D}\mathbf{u}(k). \quad (2.4)$$

El diseñador debe determinar una función de costo que represente el criterio de evaluación del comportamiento del sistema. La formulación general es,

$$g(\mathbf{y}(k), \mathbf{u}(k)) = F(\hat{\mathbf{y}}(k+N), \hat{\mathbf{y}}_{\text{ref}}(k+N)) + \sum_{j=k}^{k+N-1} L(\mathbf{y}(j), \mathbf{u}(j), \mathbf{y}_{\text{ref}}(j)), \quad (2.5)$$

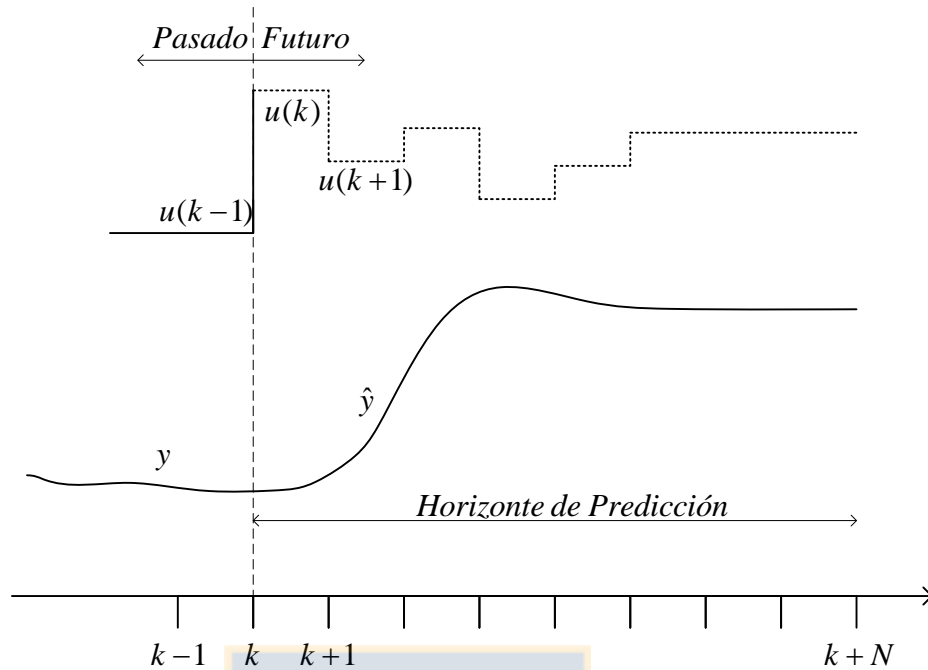


Fig. 2.1 Principio de trabajo del MPC.

Fuente: Elaboración propia.

donde N es el horizonte de predicción, $\mathbf{y}_{\text{ref}}(k)$ es la referencia en el instante k y se define U como la secuencia de control óptima,

$$U = \{\mathbf{u}(k), \mathbf{u}(k+1), \dots, \mathbf{u}(k+N-1)\}. \quad (2.6)$$

L es una función de estados presentes y futuros, acciones de control y valores de referencia. F considera explícitamente el costo asignado al estado final del sistema luego de N instantes de muestreo. El problema de optimización es encontrar la secuencia de acciones de control óptimas U_{op} que minimice la función de costo g . Ésta debe pertenecer al set de acciones de control permitidos por el sistema. Esta secuencia óptima produce el valor mínimo de g satisfaciendo las condiciones y restricciones establecidas por el sistema,

$$U_{op} = \arg \min_U \{g\}. \quad (2.7)$$

Luego de este proceso, la acción de control a aplicar es determinada simplemente como el primer elemento de la secuencia óptima U_{op} . Los demás elementos son usados solamente durante el proceso de optimización. El proceso completo es repetido el siguiente instante de muestreo, calculando la nueva secuencia y acción de control óptimos.

$$\mathbf{u}(k) = \mathbf{u}_{op}(k). \quad (2.8)$$

2.2.2 MPC en Convertidores Estáticos de Potencia

Anteriormente se mencionó que el MPC se origina a fines de los 70s, sin embargo, su aplicación en electrónica de potencia es más reciente debido a los pequeños tiempos de muestreos que requieren estos sistemas. El desarrollo de veloces microprocesadores ha incentivado la investigación de nuevos esquemas de control, tales como el MPC.

Una alternativa interesante es el Control Predictivo Generalizado (GPC), el cual permite obtener la solución del problema de optimización de forma analítica cuando el sistema es lineal y sin restricciones, obteniendo una ley de control explícita que puede ser fácil de implementar.

Para que sea posible la implementación del MPC en un sistema real, considerando el pequeño tiempo disponible para cálculos debido al rápido tiempo de muestreo, se ha propuesto resolver el problema de optimización offline usando una estrategia llamada MPC explícito. El problema de optimización es resuelto considerando el modelo del sistema y las restricciones, resultando una tabla de búsqueda la cual contiene la solución óptima como una función del estado del sistema.

La mayoría de los esquemas recién mencionados aproximan el modelo de los convertidores a un sistema lineal por medio de un modulador. Esta aproximación simplifica la optimización y permite calcular una ley de control explícita. Sin embargo, esta simplificación no toma en cuenta la naturaleza discreta de los convertidores estáticos de potencia.

Incluyendo la naturaleza discreta de los convertidores es posible simplificar el problema de optimización permitiendo la implementación online. Considerando la cantidad finita de estados de conmutación que admiten los convertidores y los veloces microprocesadores disponibles hoy en día, la acción de control óptima es posible encontrarla online. Esta consideración le da más flexibilidad y simplicidad al esquema de control, resultando en la estrategia en la que se centra este trabajo: Control Predictivo de Estados Finitos (FCS-MPC).

2.3. Control Predictivo de Estados Finitos Convencional

El FCS-MPC es un caso particular de control predictivo basado en modelos. Esta estrategia hace uso de la naturaleza discreta de los convertidores para evaluar explícitamente los posibles valores futuros de las variables a partir del set finito de combinaciones de switches o de vectores admisibles del convertidor, y finalmente usar esta información para encontrar la acción de control óptima.

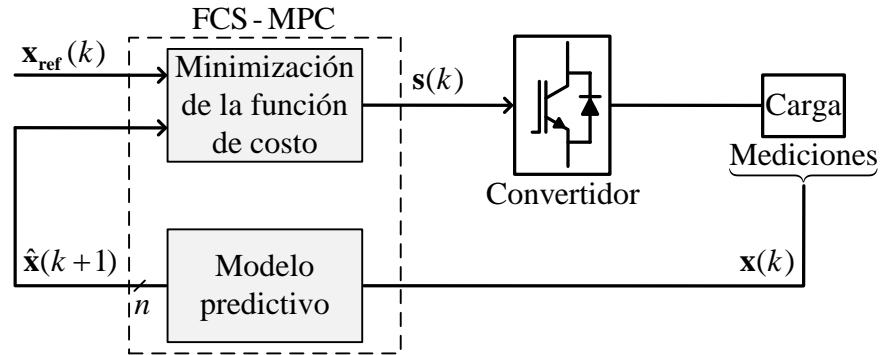


Fig. 2.2 Diagrama de control genérico – FCS-MPC.

Fuente: [7]

De forma resumida y generalizada, la formulación de esta estrategia se puede dividir en tres etapas: modelación, selección de la función de costo, y algoritmo de optimización.

- Modelo del sistema:** La modelación de una parte fundamental del esquema FCS-MPC. Un modelo poco preciso puede conllevar a predicciones erróneas y perjudicar el desempeño de la estrategia. Si bien del modelado se obtiene un modelo continuo del sistema, la implementación práctica se hace en plataformas digitales y por ende, se requiere de una fiel representación discreta del modelo continuo. El comportamiento futuro de las variables se predice utilizando el modelo discreto. Debido a los pequeños tiempos de muestreo utilizados en control de convertidores de potencia, se suele usar una aproximación de Euler hacia adelante para discretizar las derivadas de primer orden.
- Selección de la función de costo:** En la función de costo se expresa lo que se desea minimizar. Las funciones de costo más básicas son las basadas en la diferencia absoluta o cuadrática entre las variables controladas y las referencias. Sin embargo, se pueden agregar términos con factores de peso a esta función para incluir restricciones de entrada o de conmutación entre otras. Considerando el retardo por cálculo, esta función debe ser modificada y desplazada un instante de muestreo, de esta forma, la entrada óptima encontrada será aplicada el instante de muestreo siguiente.
- Algoritmo de optimización:** La minimización de la función de costo se hace mediante una búsqueda exhaustiva para cada estado admisible del convertidor. El algoritmo de la estrategia se resumen en la siguiente secuencia:
 - I) Medir variables.
 - II) Aplicar la entrada óptima encontrada el instante de muestreo anterior.
 - III) Extrapolar a partir del modelo discreto para estimar el valor futuro de las variables

considerando la entrada aplicada.

- IV) Evaluar todas las entradas posibles para elegir la que minimice la función de costo, la cual será aplicada el instante de muestreo siguiente.

El concepto de esta estrategia de control es sencillo, su aplicación digital es directa, permite la inclusión de no-linealidades, entre otras ventajas. Por lo que se ha presentado como alternativa a las estrategias clásicas. Sin embargo, también tiene desventajas, entre ellas:

- **La cantidad de cálculos requeridos:** Volviendo al algoritmo de optimización, se observa que en la forma convencional se deben evaluar todos los estados admisibles del convertidor para encontrar el óptimo. Cuando se implementa en una topología de dos o menos niveles, con la tecnología actual, no es un problema mayor. Pero si se implementa en una topología multinivel y/o con horizonte extendido, deja de ser trivial este problema, pues la cantidad de estados posibles aumenta exponencialmente.
- **La dependencia de la calidad del modelo:** La estrategia depende exclusivamente del modelo. El desempeño de ésta estará condicionado con la calidad del modelo y la precisión de los parámetros utilizados. El uso de parámetros imprecisos puede producir predicciones imprecisas lo cual puede conllevar a una minimización errónea de la función de costo.

Para ilustrar todo lo anterior, se desarrolla la estrategia en un VSI trifásico de dos niveles con carga *RL*.

2.3.1 Modelo del Convertidor

A) Modelo continuo

El VSI trifásico de dos niveles puede ser modelado como muestra la Fig. 2.3, considerando que los dos switches de cada fase del inversor operan de forma complementaria para evitar el cortocircuito de la fuente d.c. y que los 6 switches admiten dos estados: on/off. Luego, el estado de operación de los switches se puede representar por fases como un estado de conmutación,

$$s^a = \begin{cases} 1, & s_1 \text{ on} \\ 0, & s_1 \text{ off} \end{cases}, \quad (2.9)$$

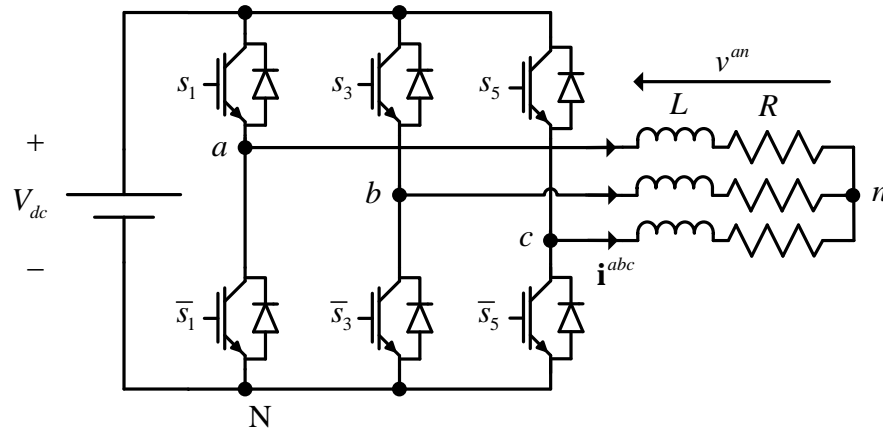


Fig. 2.3 VSI trifásico con carga RL .
Fuente: Elaboración propia.

$$s^b = \begin{cases} 1, & s_3 \text{ on} \\ 0, & s_3 \text{ off} \end{cases}, \quad (2.10)$$

$$s^c = \begin{cases} 1, & s_5 \text{ on} \\ 0, & s_5 \text{ off} \end{cases}. \quad (2.11)$$

Estas señales de conmutación definen el valor de los voltajes del convertidor,

$$v^{aN} = s^a V_{dc}, \quad (2.12)$$

$$v^{bN} = s^b V_{dc}, \quad (2.13)$$

$$v^{cN} = s^c V_{dc}. \quad (2.14)$$

Debido a las restricciones de la topología, existen sólo 8 combinaciones posibles de estados de conmutación en el convertidor, y de estas 8 combinaciones se generan 7 voltajes diferentes pues existe un par de combinaciones que generan el mismo voltaje (redundantes), como se puede observar en la Tabla 2.1 y en la Fig. 2.4.

Ahora se representa el voltaje generado en ejes $\alpha\beta$ (detalles en el Anexo),

$$\mathbf{v}^{\alpha\beta} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s^a \\ s^b \\ s^c \end{bmatrix} V_{dc}. \quad (2.15)$$

De esta última expresión se puede obtener el set finito de vectores de voltaje admisibles a partir de todas las combinaciones de switches permitidas por el convertidor, lo que deja en evidencia la naturaleza discreta del sistema.

Al aplicar la LVK en el lado a.c. se obtiene la dinámica de las corrientes en ejes abc ,

$$L \frac{d\mathbf{i}^{abc}}{dt} = \mathbf{v}^{abc} - R\mathbf{i}^{abc}, \quad (2.16)$$

donde \mathbf{i}^{abc} es el vector de corriente de carga y \mathbf{v}^{abc} es el vector de voltaje del convertidor. Se puede obtener un modelo más preciso considerando los voltajes de saturación de los switches y la caída de tensión en los diodos pero se suele usar un modelo simple debido a que uno de los enfoques característicos de esta estrategia es la simplicidad.

Ahora se procede a aplicar transformaciones de coordenadas para representar el modelo en ejes dq o $\alpha\beta$. No hay diferencia en el desempeño de las variables entre usar una transformación u otra, sin embargo, existen algunas diferencias en el desarrollo de éstas. Por ejemplo, en ejes estacionarios las referencias son sinusoidales por lo que para predecir las referencias futuras se debe extrapolar, no así en ejes rotatorios donde las referencias sinusoidales transformadas son constantes por lo que no es necesario extrapolar. Por otro lado, al trabajar en ejes estacionarios, los voltajes admisibles de los convertidores quedan definidos y no varían en el tiempo lo que permite optimizar el código, no así al trabajar en ejes dq donde los voltajes transformados dependen del tiempo. Trabajar con ambas transformaciones de coordenadas tiene desventajas, no obstante, ambas reducen la cantidad de variables a controlar en comparación a trabajar en ejes abc lo que simplifica considerablemente el control.

El modelo en ejes $\alpha\beta$ se obtiene aplicando la transformada de Clarke (detalles en el Anexo), considerando que $\mathbf{x}^{abc} = \mathbf{T}_{\alpha\beta-abc} \mathbf{x}^{\alpha\beta}$,

$$L \frac{d\mathbf{T}_{\alpha\beta-abc} \mathbf{i}^{\alpha\beta}}{dt} = \mathbf{T}_{\alpha\beta-abc} \mathbf{v}^{\alpha\beta} - R\mathbf{T}_{\alpha\beta-abc} \mathbf{i}^{\alpha\beta}, \quad (2.17)$$

$$\mathbf{T}_{\alpha\beta-abc} \left(L \frac{d\mathbf{i}^{\alpha\beta}}{dt} \right) = \mathbf{T}_{\alpha\beta-abc} (\mathbf{v}^{\alpha\beta} - R\mathbf{i}^{\alpha\beta}), \quad (2.18)$$

simplificando,

Tabla 2.1 Vectores espaciales VSI de 2 niveles.

s^a	s^b	s^c	Vector de voltaje
0	0	0	$\mathbf{v}_0 = \mathbf{0}$
1	0	0	$\mathbf{v}_1 = \frac{2}{3}V_{dc}$
1	1	0	$\mathbf{v}_2 = \frac{1}{3}V_{dc} + j\frac{\sqrt{3}}{3}V_{dc}$
0	1	0	$\mathbf{v}_3 = -\frac{1}{3}V_{dc} + j\frac{\sqrt{3}}{3}V_{dc}$
0	1	1	$\mathbf{v}_4 = -\frac{2}{3}V_{dc}$
0	0	1	$\mathbf{v}_5 = -\frac{1}{3}V_{dc} - j\frac{\sqrt{3}}{3}V_{dc}$
1	0	1	$\mathbf{v}_6 = \frac{1}{3}V_{dc} - j\frac{\sqrt{3}}{3}V_{dc}$
1	1	1	$\mathbf{v}_7 = \mathbf{0}$

Fuente: Elaboración propia.

$$L \frac{d\mathbf{i}^{\alpha\beta}}{dt} = \mathbf{v}^{\alpha\beta} - R\mathbf{i}^{\alpha\beta}, \quad (2.19)$$

finalmente,

$$\frac{d\mathbf{i}^{\alpha\beta}}{dt} = -\frac{R}{L}\mathbf{i}^{\alpha\beta} + \frac{1}{L}\mathbf{v}^{\alpha\beta}. \quad (2.20)$$

Y el modelo en ejes dq se obtiene aplicando la transformada de Park (detalles en el Anexo), considerando que $\mathbf{x}^{abc} = \mathbf{T}_{dq-abc}\mathbf{x}^{dq}$,

$$L \frac{d\mathbf{T}_{dq-abc}\mathbf{i}^{dq}}{dt} = \mathbf{T}_{dq-abc}\mathbf{v}^{dq} - R\mathbf{T}_{dq-abc}\mathbf{i}^{dq}, \quad (2.21)$$

$$L \left(\mathbf{T}_{dq-abc} \mathbf{W} \mathbf{i}^{dq} + \mathbf{T}_{dq-abc} \frac{d\mathbf{i}^{dq}}{dt} \right) = \mathbf{T}_{dq-abc} \mathbf{v}^{dq} - R\mathbf{T}_{dq-abc} \mathbf{i}^{dq}, \quad (2.22)$$

simplificando,

$$L\left(\mathbf{W}\mathbf{i}^{dq} + \frac{d\mathbf{i}^{dq}}{dt}\right) = \mathbf{v}^{dq} - R\mathbf{i}^{dq}, \quad (2.23)$$

finalmente,

$$\frac{d\mathbf{i}^{dq}}{dt} = -\mathbf{W}\mathbf{i}^{dq} - \frac{R}{L}\mathbf{i}^{dq} + \frac{1}{L}\mathbf{v}^{dq}, \quad (2.24)$$

donde $\mathbf{W} = \begin{pmatrix} 0 & \omega \\ -\omega & 0 \end{pmatrix}$, ω es la frecuencia angular.

B) Modelo discreto.

Considerando que el modelo continuo es de primer orden y el pequeño tiempo de muestreo utilizado usualmente debido a las rápidas dinámicas de estos sistemas, se suele discretizar mediante la aproximación de Euler hacia adelante,

$$\frac{d\mathbf{x}}{dt} = \frac{\hat{\mathbf{x}}(k+1) - \mathbf{x}(k)}{T_s}. \quad (2.25)$$

Aplicando lo anterior a (2.17) se obtiene,

$$\frac{\hat{\mathbf{i}}^{\alpha\beta}(k+1) - \mathbf{i}^{\alpha\beta}(k)}{T_s} = -\frac{R}{L}\mathbf{i}^{\alpha\beta}(k) + \frac{1}{L}\mathbf{v}^{\alpha\beta}(k), \quad (2.26)$$

reordenando,

$$\hat{\mathbf{i}}^{\alpha\beta}(k+1) = \left(1 - \frac{RT_s}{L}\right)\mathbf{i}^{\alpha\beta}(k) + \frac{T_s}{L}\mathbf{v}^{\alpha\beta}(k). \quad (2.27)$$

Combinando (2.25) con (2.24),

$$\frac{\hat{\mathbf{i}}^{dq}(k+1) - \mathbf{i}^{dq}(k)}{T_s} = -\mathbf{W}\mathbf{i}^{dq}(k) - \frac{R}{L}\mathbf{i}^{dq}(k) + \frac{1}{L}\mathbf{v}^{dq}(k), \quad (2.28)$$

finalmente,

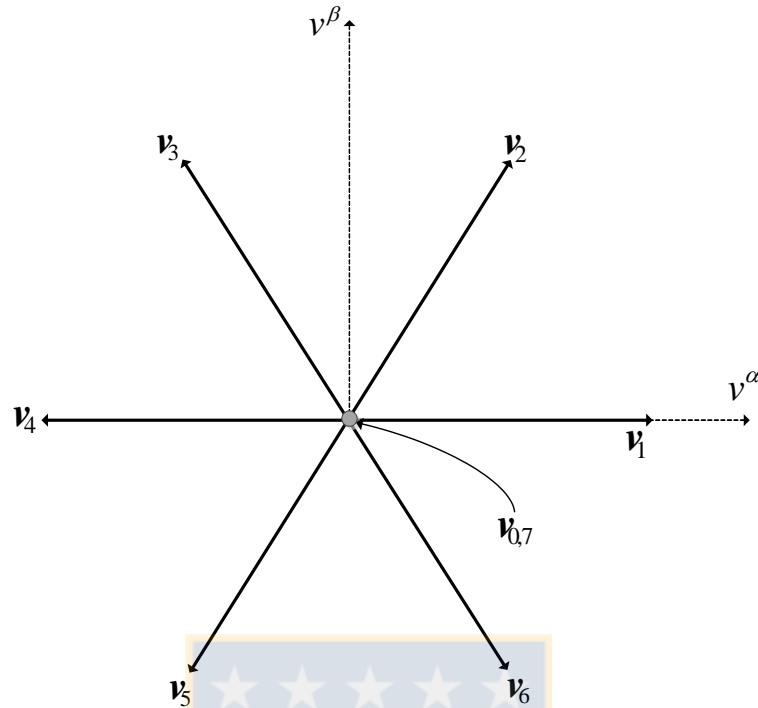


Fig. 2.4 Vectores espaciales VSI trifásico de dos niveles.
Fuente: Elaboración propia.

$$\hat{\mathbf{i}}^{dq}(k+1) = \left(\left(1 - \frac{RT_s}{L} \right) \mathbf{I} - T_s \mathbf{W} \right) \hat{\mathbf{i}}^{dq}(k) + \frac{T_s}{L} \mathbf{v}^{dq}(k), \quad (2.29)$$

donde \mathbf{I} es la matriz identidad de dimensiones apropiadas.

Como se mencionó anteriormente, usualmente se discretiza a partir de la aproximación de Euler hacia adelante por simplicidad, sin embargo, es posible determinar la discretización exacta debido a que el modelo es una EDO lineal de primer orden y además la entrada, \mathbf{v} en este caso, es siempre constante entre instantes de muestreo en esta estrategia de control. Una opción es resolver directamente la EDO lineal de forma discreta o, determinar la representación en variables de estado, pues considerando \mathbf{v} como entrada el sistema admite una representación lineal, y luego encontrar la representación de estados discreta equivalente. Por lo que se representarán ambos casos de manera resumida,

- I) Resolver directamente la EDO lineal (2.20),

$$\frac{d\mathbf{i}^{\alpha\beta}}{dt} + \frac{R}{L} \mathbf{i}^{\alpha\beta} = \frac{1}{L} \mathbf{v}^{\alpha\beta}, \quad (2.30)$$

esta última tiene la forma general de una EDO lineal de primer orden,

$$\frac{dy(t)}{dt} + ay(t) = f(t), \quad (2.31)$$

donde $y = i$, $a = \frac{R}{L}$ y $f = \frac{1}{L}v$, cuya solución general es,

$$y(t) = e^{-a(t-t_0)} \left(y(t_0) + \int_{t_0}^t f(\eta) e^{a(\eta-t_0)} d\eta \right), \quad (2.32)$$

pero considerando $t_0 = kT_s$, $t = kT_s + T_s$ y que la entrada es constante entre instantes de muestreo, se obtiene,

$$\hat{\mathbf{i}}^{\alpha\beta}(k+1) = e^{-\frac{RT_s}{L}} \hat{\mathbf{i}}^{\alpha\beta}(k) + \frac{1}{R} \left(1 - e^{-\frac{RT_s}{L}} \right) \mathbf{v}^{\alpha\beta}(k). \quad (2.33)$$

Comparando la expresión (2.33) con la (2.27) se puede observar que la principal diferencia es la presencia de funciones exponenciales, por lo que se puede concluir de antemano que esta última expresión obtenida es más costosa computacionalmente que la obtenida mediante Euler hacia adelante si es que el tiempo de muestreo o los parámetros varían en el tiempo.

II) Resolver a partir de la representación en variables de estado continuas,

$$\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{A}_c \mathbf{x} + \mathbf{B}_c \mathbf{u}, \quad (2.34)$$

$$\mathbf{y} = \mathbf{C}_c \mathbf{x}, \quad (2.35)$$

donde $\mathbf{x} = \mathbf{i}^{dq}$, $\mathbf{u} = \mathbf{v}^{dq}$ e $\mathbf{y} = \mathbf{i}^{dq} = \mathbf{x}$, y considerando (2.24), $\mathbf{A}_c = -\left(\frac{R}{L} \mathbf{I} + \mathbf{W}\right)$, $\mathbf{B}_c = \frac{1}{L} \mathbf{I}$ y $\mathbf{C}_c = \mathbf{I}$.

De aquí se puede observar que la matriz \mathbf{A}_c depende de la frecuencia angular, por lo que si ésta varía el sistema resultante sería variante en el tiempo, lo que se debe tomar en cuenta al discretizar. Finalmente, se obtiene la representación discreta equivalente,

$$\mathbf{x}(k+1) = \mathbf{A} \mathbf{x}(k) + \mathbf{B} \mathbf{u}(k), \quad (2.36)$$

$$\mathbf{y}(k) = \mathbf{C}\mathbf{x}(k), \quad (2.37)$$

con $\mathbf{A} = e^{\mathbf{A}_c T_s}$, $\mathbf{B} = \int_0^{T_s} e^{\mathbf{A}_c(T_s-\sigma)} \mathbf{B}_c d\sigma$ y $\mathbf{C} = \mathbf{C}_c$. Si la frecuencia variase en el tiempo, las matrices \mathbf{A} y \mathbf{B} se tendrían que calcular online cada instante de muestreo, lo que implica una sobrecarga computacional considerable.

De las expresiones obtenidas, se puede observar que todas admiten una representación lineal en variables de estado gracias a considerar el voltaje \mathbf{v} como entrada.

A pesar de poder obtener un modelo discreto exacto en este caso, los resultados son obtenidos considerando el modelo discretizado a partir de la aproximación de Euler hacia adelante debido a que es la forma usual de discretizar en esta estrategia de control.

2.3.2 Control

Una vez obtenido el modelo discreto del sistema sólo falta definir la función de costo para poder desarrollar la estrategia de control. Esta función es la que se minimiza de forma iterativa cada instante de muestreo para determinar la acción de control a aplicar. Además, caracteriza el desempeño de la estrategia y le otorga flexibilidad. La expresión más común de función de costo es la que representa el seguimiento de la referencia, la cual se puede expresar de forma general,

$$g = \|\hat{\mathbf{y}}_{ref} - \hat{\mathbf{y}}\|, \quad (2.38)$$

donde la norma $\|\cdot\|$ es una medida de la distancia entre la referencia y los valores predichos, la cual se puede implementar como valor absoluto o de forma cuadrática, entre otras. Esto es,

$$g = |\hat{y}_{ref} - \hat{y}|, \quad (2.39)$$

$$g = (\hat{\mathbf{y}}_{ref}(N) - \hat{\mathbf{y}}(N))^T \mathbf{P} (\hat{\mathbf{y}}_{ref}(N) - \hat{\mathbf{y}}(N)) + \sum_{j=k}^{k+N-1} \left((\hat{\mathbf{y}}_{ref}(j) - \hat{\mathbf{y}}(j))^T \mathbf{Q} (\hat{\mathbf{y}}_{ref}(j) - \hat{\mathbf{y}}(j)) + \mathbf{u}^T(j) \mathbf{R} \mathbf{u}(j) \right), \quad (2.40)$$

donde la matriz \mathbf{P} pondera el valor final de la salida del sistema, \mathbf{R} penaliza las acciones de control y \mathbf{Q} pondera la salida. Estas expresiones son la base más común de las funciones de costo, sin embargo, existen muchas más que se utilizan dependiendo de la topología y del objetivo de control, lo que deja evidencia que la estrategia es abierta y flexible. Una alternativa utilizada es agregar restricciones a la

función de costo asociadas a la cantidad de conmutaciones requeridas de la entrada evaluada o, directamente agregando un término asociado a la energía perdida por conmutación el cual toma en cuenta el punto de operación actual, de tal forma de penalizar las entradas que más conmutaciones requieran o, mayor energía disipen por conmutación.

También existen alternativas, ya menos usuales, en las cuales la función de costo incluye requerimientos para el contenido espectral de las variables controladas. Una de las desventajas propias del FCS-MPC convencional es su espectro disperso lo cual puede generar problemas de oscilaciones y resonancia, pero es posible introducir un filtro en la función de costo para obtener un espectro definido.

Una vez obtenido el modelo y definida la función de costo, el algoritmo sin compensación de retardo por cálculo resulta en,

- i) Sensado de las variables $\mathbf{x}(k)$.
- ii) Predicción de las salidas $\hat{\mathbf{y}}_j(k+1)$ para cada entrada posible $\mathbf{u}_j(k)$.
- iii) Evaluación de la función de costo g para cada salida predicha.
- iv) Selección de la entrada óptima \mathbf{u}_{op} que minimiza la función de costo.
- v) Aplicación de la entrada óptima encontrada.

No obstante, no considerar el retardo por cálculo introduce errores debido a que el tiempo de cómputo requerido para encontrar la entrada óptima no es instantáneo. Al momento de seleccionar la acción de control óptima, las variables sensadas pueden diferir de las variables actuales, lo que conlleva a que las salidas predichas no sean las correctas y por ende, que la entrada escogida pueda no ser la óptima.

Para compensar el retardo por cálculo se elige la entrada óptima el instante de muestreo anterior, y se aplica al comienzo del algoritmo, a diferencia del caso anterior, la cual no cambia hasta el instante de muestreo siguiente. De esta forma es posible predecir el valor de las variables en el instante $k+1$ y con estos valores estimar las salidas en el instante $k+2$ para cada entrada posible y elegir la que minimice la función de costo. Esto es,

- i) Sensado de las variables $\mathbf{x}(k)$.
- ii) Aplicación de la entrada óptima \mathbf{u}_{op} elegida el tiempo de muestreo anterior.
- iii) Estimación de las variables en $k+1$ considerando la entrada aplicada.
- iv) Predicción de las salidas en $k+2$ para todas las entradas admitidas por el convertidor.

- v) Selección de la entrada que minimice la función de costo g , la cual será aplicada el instante de muestreo siguiente.

Para predecir el valor de las salidas en el instante $k+2$ se utiliza (2.36), con las matrices correspondientes a la discretización utilizada, evaluada en un instante de muestreo siguiente,

$$\hat{\mathbf{x}}(k+2) = \mathbf{A}\hat{\mathbf{x}}(k+1) + \mathbf{B}\mathbf{u}(k+1), \quad (2.41)$$

luego,

$$\hat{\mathbf{y}}(k+2) = \mathbf{C}\hat{\mathbf{x}}(k+2). \quad (2.42)$$

En el caso que se esté trabajando en coordenadas rotatorias, la referencia \mathbf{y}_{ref} es constante, pero cuando se trabaja en coordenadas estacionarias se debe estimar $\hat{\mathbf{y}}_{\text{ref}}(k+2)$ pues considerar que es igual a $\mathbf{y}_{\text{ref}}(k)$ puede inducir errores, al igual con los convertidores conectados a la red donde el voltaje de red es una perturbación sinusoidal medible la cual se debe predecir.

Para estimar estos valores existen dos alternativas usuales; mediante una extrapolación de Lagrange de 3er orden, o mediante una compensación de fase.

- i) Extrapolación de Lagrange.

Una extrapolación, a diferencia de una interpolación, es el proceso de estimar valores más allá del intervalo de observación original. En otras palabras, es el proceso de predecir un valor futuro de una variable a partir de valores anteriores.

Existen distintos tipo de extrapolación. La extrapolación de Lagrange en particular es del tipo polinómica.

La expresión general de orden n de la extrapolación es,

$$\hat{x}(k+1) = \sum_{l=0}^n (-1)^{n-l} \binom{n+1}{l} x(k+l-n), \quad (2.43)$$

con,

$$\binom{n+1}{l} = \frac{(n+1)!}{(n+1-l)!l!}. \quad (2.44)$$

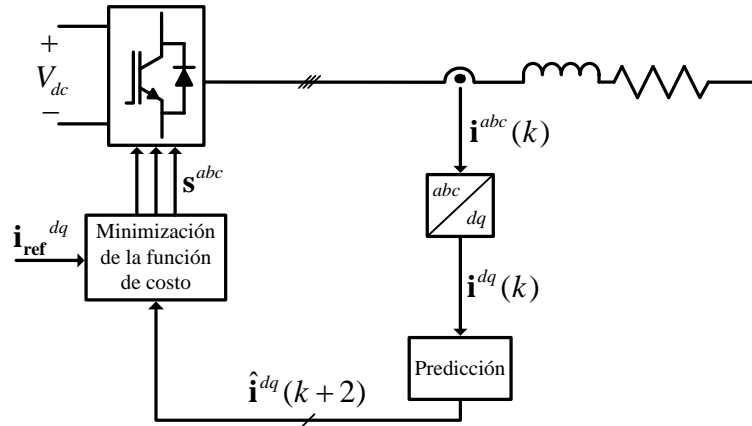


Fig. 2.5 Esquema de control FCS-MPC.
Fuente: Elaboración propia.

En particular, es de interés la de orden 3. Evaluando (2.43) en 3,

$$\hat{x}(k+1) = \sum_{l=0}^3 (-1)^{3-l} \binom{4}{l} x(k+l-3), \quad (2.45)$$

finalmente,

$$\hat{x}(k+1) = 4x(k) - 6x(k-1) + 4x(k-2) - x(k-3). \quad (2.46)$$

Esta expresión permite predecir la referencia y/o el voltaje de red de manera precisa para instantes múltiplos del tiempo de muestreo. Si se desea estimar el valor de estas variables en el instante $k+2$ se debe evaluar (2.46) desplazado un instante de muestreo una vez obtenido $x(k+1)$, esto es,

$$\hat{x}(k+2) = 4\hat{x}(k+1) - 6x(k) + 4x(k-1) - x(k-2). \quad (2.47)$$

ii) Compensación de fase.

Considerando la expresión vectorial de una senoide, es posible predecir un vector sinusoidal futuro compensando la fase correspondientemente al tiempo que sea desea predecir,

$$\vec{x}(k+1) = \vec{x}(k)e^{j\omega T_s}, \quad (2.48),$$

además,

$$\bar{\mathbf{x}}(k) = x^\alpha(k) + jx^\beta(k), \quad (2.49)$$

considerando la expresión compleja de Euler y (2.49), se obtiene,

$$\bar{\mathbf{x}}(k+1) = (x^\alpha(k) + jx^\beta(k))(\cos(\omega T_s) + j \sin(\omega T_s)), \quad (2.50)$$

operando y agrupando,

$$\bar{\mathbf{x}}(k+1) = (x^\alpha(k) \cos(\omega T_s) - x^\beta(k) \sin(\omega T_s)) + j(x^\alpha(k) \sin(\omega T_s) + x^\beta(k) \cos(\omega T_s)), \quad (2.51)$$

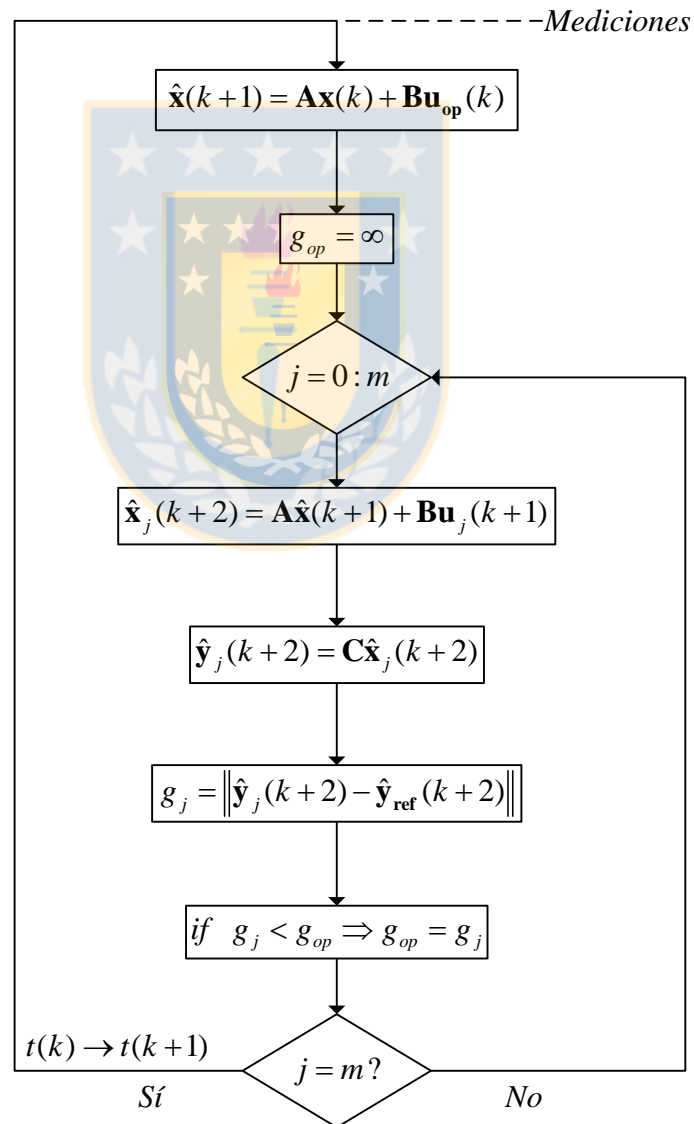


Fig. 2.6 Algoritmo FCS-MPC convencional.
Fuente: Elaboración propia.

finalmente,

$$\mathbf{x}^{\alpha\beta}(k+1) = \begin{pmatrix} \cos(\omega T_s) & -\sin(\omega T_s) \\ \sin(\omega T_s) & \cos(\omega T_s) \end{pmatrix} \mathbf{x}^{\alpha\beta}(k). \quad (2.52)$$

De esta última expresión se puede observar que mientras la frecuencia angular sea constante, la matriz será constante. Esto es importante debido a que si la frecuencia varía se tendría que calcular esta matriz online e incorporar expresiones trigonométricas en el algoritmo, lo cual es altamente no deseado debido al costo computacional asociado.

A diferencia de la extrapolación, con este método se puede obtener la predicción del instante $k+2$, o para cualquier instante, en tan sólo un paso compensando apropiadamente la fase,

$$\mathbf{x}^{\alpha\beta}(k+2) = \begin{pmatrix} \cos(\omega \cdot 2T_s) & -\sin(\omega \cdot 2T_s) \\ \sin(\omega \cdot 2T_s) & \cos(\omega \cdot 2T_s) \end{pmatrix} \mathbf{x}^{\alpha\beta}(k). \quad (2.53)$$

De la Fig. 2.6 se puede observar que el proceso de optimización del algoritmo se basa en una búsqueda exhaustiva de la entrada óptima evaluando la función de costo para todos los valores posibles que puede generar el set finito de entradas. Cuando se trabaja con una topología multinivel y/o con horizonte extendido, la cantidad de estados a evaluar, ya sea considerando o no los estados redundantes, es tal que hace inviable la opción de realizar este proceso de búsqueda convencional en la práctica debido a la carga computacional que implica. Por esta razón se han presentado diferentes alternativas al proceso de optimización, de las cuales se destacan; una modificación en la forma de plantear la función de costo para poder resolver el problema de optimización basado en una decodificación esférica, y la opción de considerar que en estado estacionario los voltajes aplicados entre instantes de muestreo son adyacentes, por lo que se reduce considerablemente la cantidad de estados a evaluar. El problema de esta última opción es que es válido sólo en S.S., si no se aplica un identificador de estado, entre transiente y estacionario, se perdería la rápida respuesta dinámica característica de esta estrategia de control.

De los modelos discretos obtenidos se puede concluir que las predicciones dependerán del punto de operación en el cual se esté trabajando, de la precisión de los parámetros de la carga, del tiempo de muestreo y del voltaje d.c. que define el tamaño de los vectores de voltaje del convertidor, y en consecuencia, definen el ripple de corriente en este caso,

A) De (2.27),

$$\hat{\mathbf{i}}^{\alpha\beta}(k+1) = \mathbf{i}^{\alpha\beta}(k) - \frac{RT_s}{L} \mathbf{i}^{\alpha\beta}(k) + \frac{T_s}{L} \mathbf{v}^{\alpha\beta}(k), \quad (2.54)$$

$$\hat{\mathbf{i}}^{\alpha\beta}(k+1) - \mathbf{i}^{\alpha\beta}(k) = \Delta \hat{\mathbf{i}}^{\alpha\beta}(k) = -\frac{RT_s}{L} \mathbf{i}^{\alpha\beta}(k) + \frac{T_s}{L} \mathbf{v}^{\alpha\beta}(k), \quad (2.55)$$

finalmente,

$$\left| \Delta \hat{\mathbf{i}}^{\alpha\beta}(k) \right| = \frac{T_s}{L} \left| \mathbf{v}^{\alpha\beta}(k) - R \mathbf{i}^{\alpha\beta}(k) \right|. \quad (2.56)$$

B) De forma análoga en (2.29),

$$\hat{\mathbf{i}}^{dq}(k+1) - \mathbf{i}^{dq}(k) = -T_s \mathbf{W} \mathbf{i}^{dq}(k) - \frac{RT_s}{L} \mathbf{i}^{dq}(k) + \frac{T_s}{L} \mathbf{v}^{dq}(k), \quad (2.57)$$

luego,

$$\left| \Delta \hat{\mathbf{i}}^{dq}(k) \right| = \frac{T_s}{L} \left| \mathbf{v}^{dq}(k) - (R\mathbf{I} + L\mathbf{W}) \mathbf{i}^{dq}(k) \right|. \quad (2.58)$$

De estas expresiones es posible concluir que el ripple de corriente es directamente proporcional al tamaño del tiempo de muestreo, sin embargo, tener un pequeño ripple no implica un correcto seguimiento de la referencia. Es decir, podría darse el caso en el que se utiliza un tiempo de muestreo pequeño pero a la vez se desconocen los valores de los parámetros del sistema con precisión, lo que generaría un seguimiento con error en S.S. a pesar de tener un pequeño ripple.

No es trivial cuantificar la sensibilidad de la predicción frente a errores en los parámetros, aunque considerando el voltaje medio aplicado en S.S. se puede estimar una expresión del error en S.S. Sin embargo, se pueden sacar conclusiones previas basándose en el modelo discreto y en el principio de trabajo del FCS-MPC convencional. Si existen errores en los parámetros, las variables predichas en $k+1$ tendrán errores y más aún las variables en $k+2$ pues el error se acumulará, lo que puede provocar una minimización errónea de la función de costo y finalmente estos errores se verán reflejados perjudicando el desempeño de la estrategia, y la magnitud de este efecto dependerá del set de parámetros del sistema y del punto de operación.

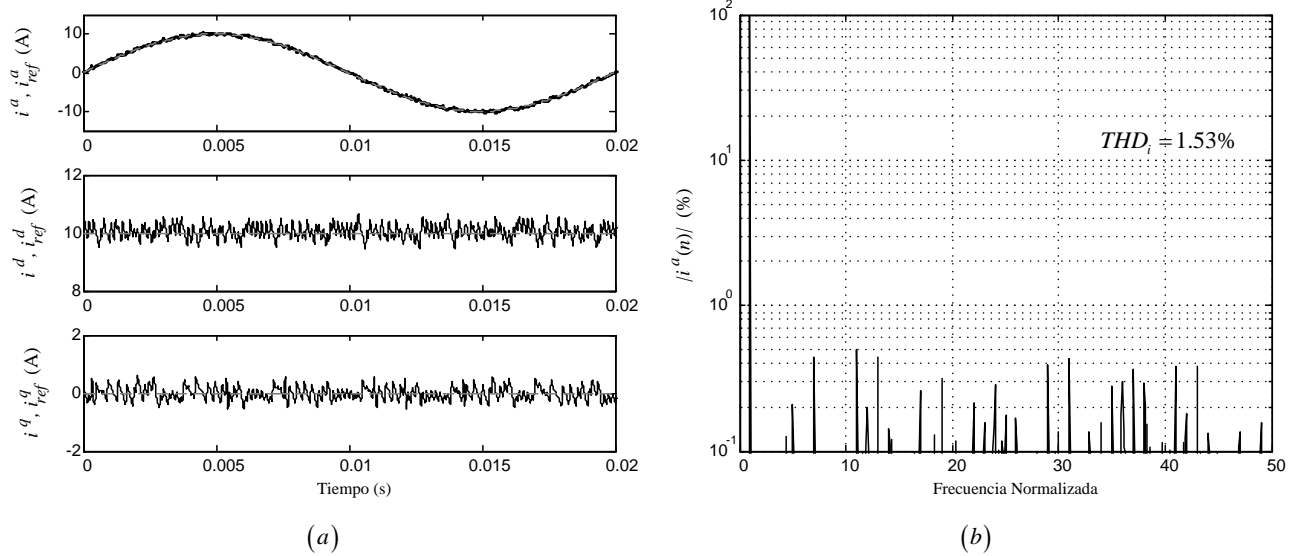


Fig. 2.7 Desempeño estático FCS-MPC convencional con $T_s = 50$ (μ s) y trabajando en ejes dq ; (a) corriente en el plano temporal, (b) espectro de la componente a de la corriente.

Fuente: Elaboración propia.

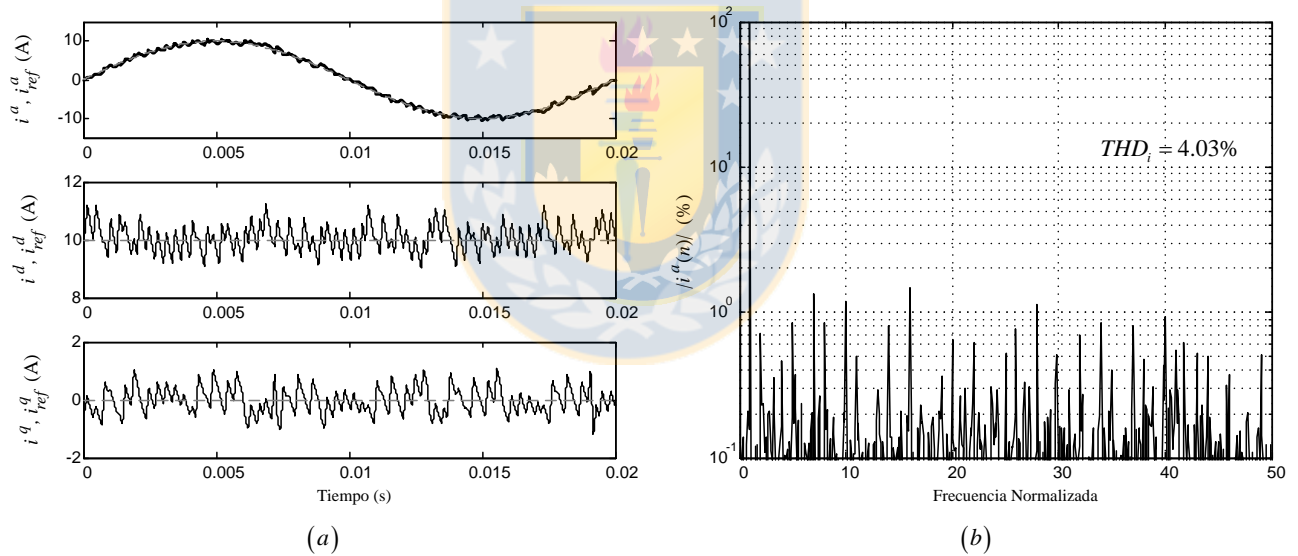


Fig. 2.8 Desempeño estático FCS-MPC convencional con $T_s = 100$ (μ s) y trabajando en ejes dq ; (a) corriente en el plano temporal, (b) espectro de la componente a de la corriente.

Fuente: Elaboración propia.

2.4. Desempeño

Para visualizar parte de lo mencionado en los ítems anteriores, se presenta el desempeño de la estrategia convencional en su versión básica frente a diferentes casos, mediante simulación. Esto es; considerar el modelo discretizado mediante la aproximación de Euler hacia adelante debido a que es

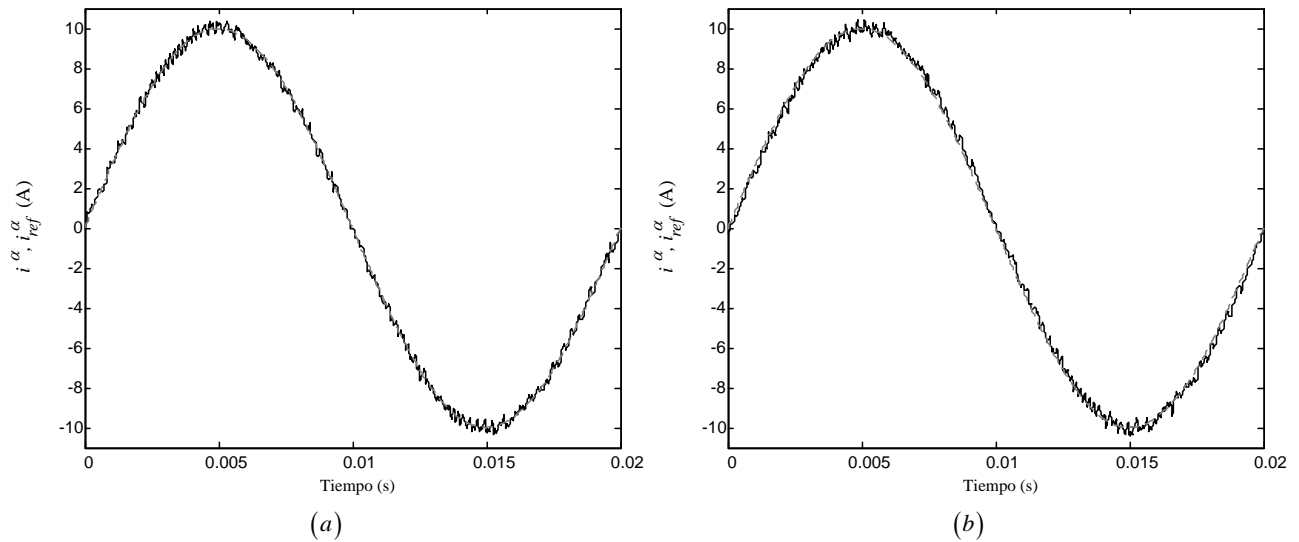


Fig. 2.9 Comparación desempeño FCS-MPC convencional trabajando en ejes estacionarios $\alpha\beta$ con $T_s = 50 (\mu s)$; (a) prediciendo la referencia, (b) considerando que como el tiempo de muestreo es pequeño se puede aproximar la referencia futura con la actual.

Fuente: Elaboración propia.

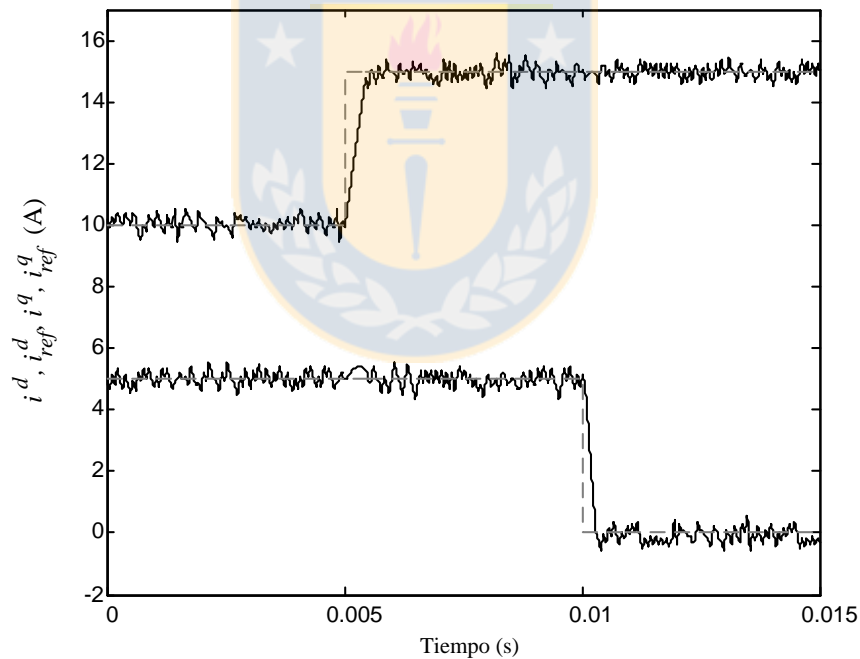


Fig. 2.10 Desempeño dinámico FCS-MPC convencional con $T_s = 50 (\mu s)$.

Fuente: Elaboración propia.

la discretización que se utiliza usualmente, sin horizonte extendido pero compensando el retardo por cálculo debido a que no hacerlo induce errores y es conceptualmente incorrecto, y considerando una función de costo que busca minimizar la distancia entre las referencias y las salidas predichas mediante la diferencia absoluta de éstas.

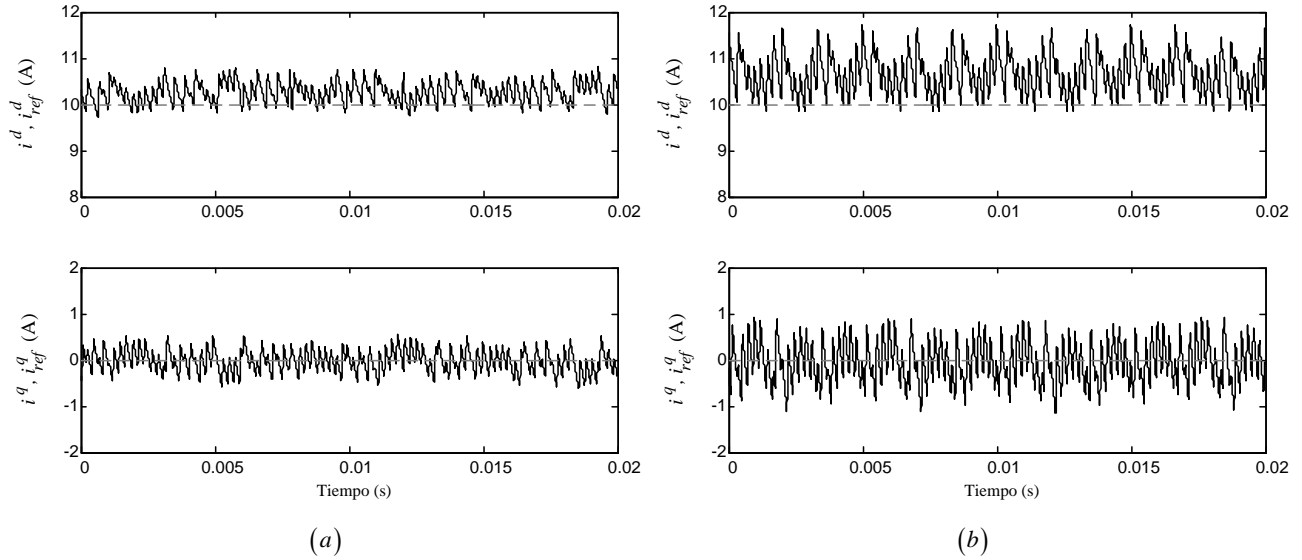


Fig. 2.11 Comportamiento estático en ejes dq de la corriente con $R_{modelo} = 2R$ para $i_{ref}^d = 10$ (A), $i_{ref}^q = 0$ (A) con; (a), $T_s = 50$ (μs) y (b) $T_s = 100$ (μs).

Fuente: Elaboración propia.

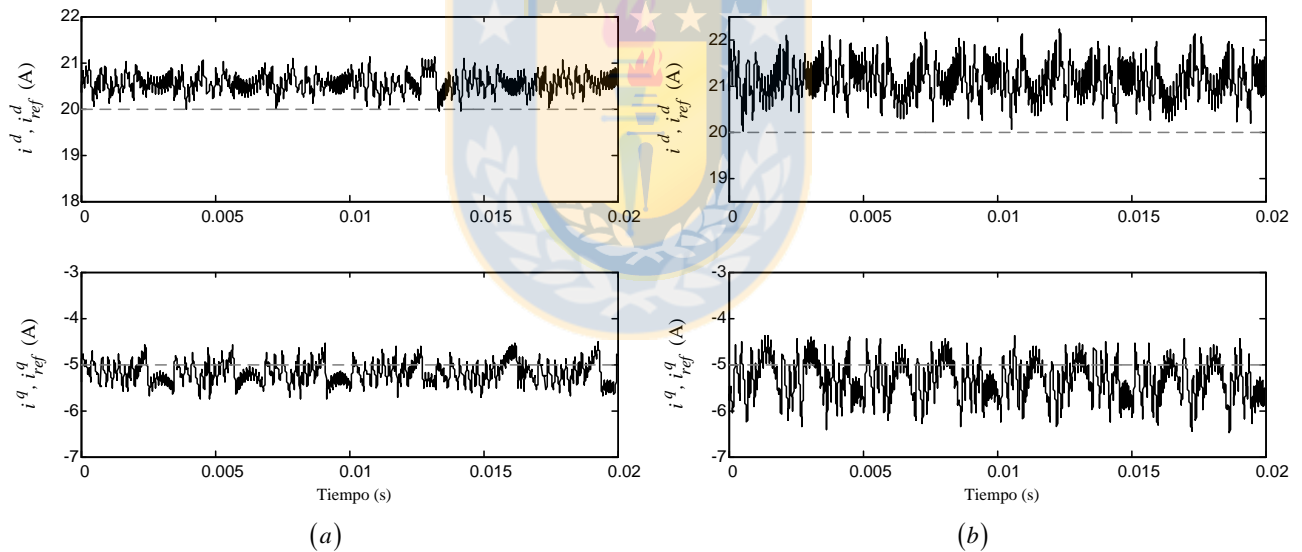


Fig. 2.12 Comportamiento estático en ejes dq de la corriente con $R_{modelo} = 2R$ para $i_{ref}^d = 20$ (A), $i_{ref}^q = -5$ (A) con; (a), $T_s = 50$ (μs) y (b) $T_s = 100$ (μs).

Fuente: Elaboración propia.

2.4.1 Sin error en los parámetros

Las pruebas realizadas se dividen en dos grupos; sin error en los parámetros, y con error en los parámetros.

De las Fig. 2.7 y Fig. 2.8 se comprueba que el ripple es directamente proporcional al tamaño

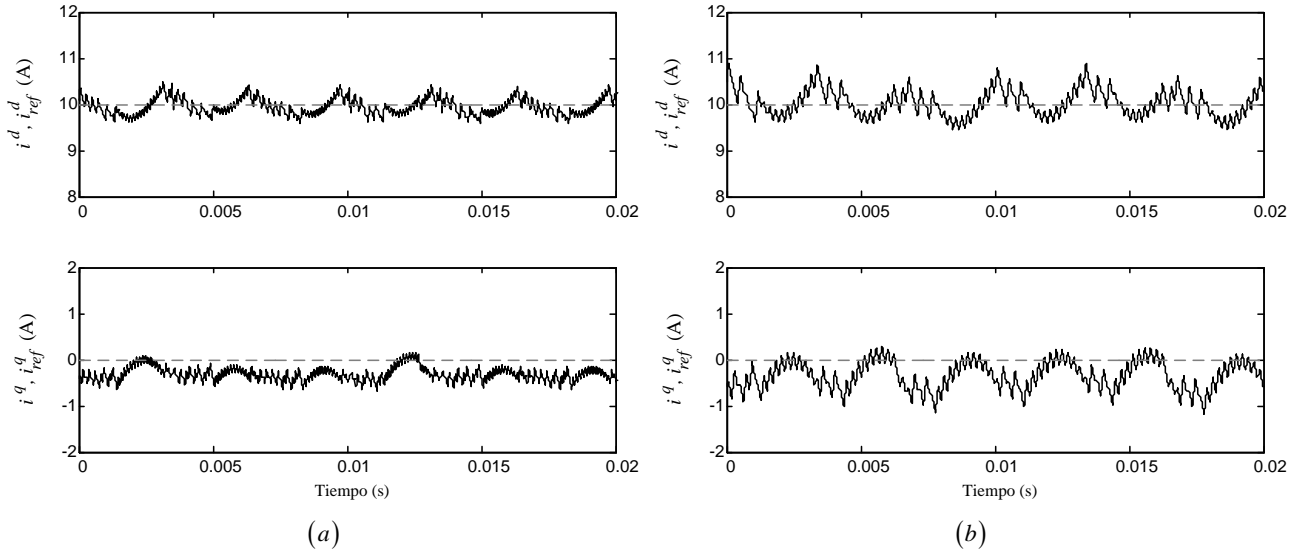


Fig. 2.13 Comportamiento estático en ejes dq de la corriente con $L_{modelo} = 0.5L$ para $i_{ref}^d = 10$ (A),

$i_{ref}^q = 0$ (A) con; (a), $T_s = 50$ (μ s) y (b) $T_s = 100$ (μ s).

Fuente: Elaboración propia.

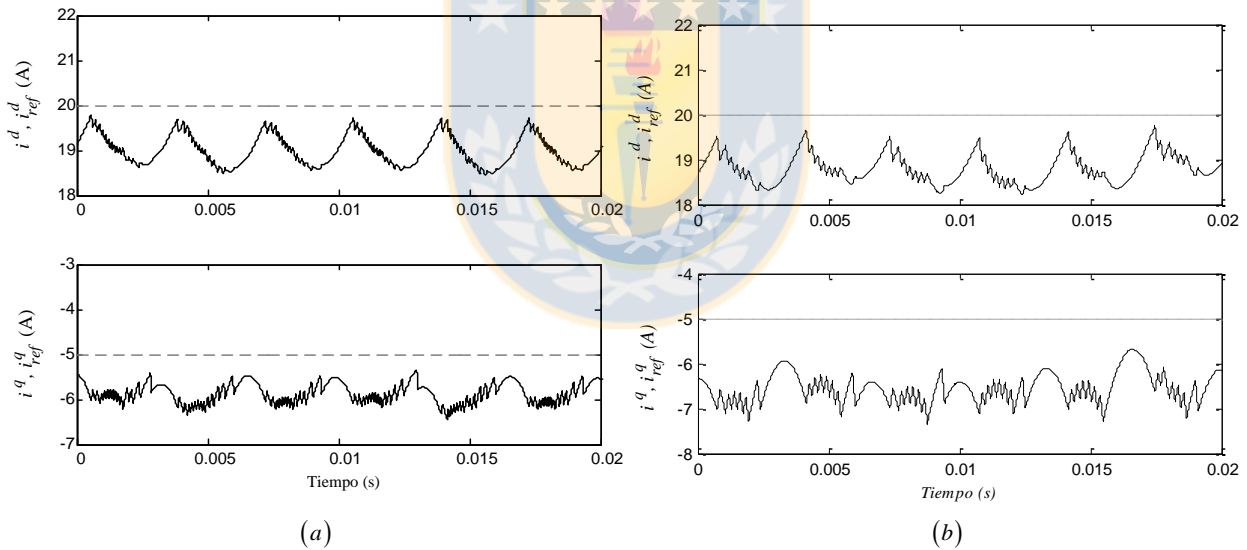


Fig. 2.14 Comportamiento estático en ejes dq de la corriente con $L_{modelo} = 0.5L$ para $i_{ref}^d = 20$ (A),

$i_{ref}^q = -5$ (A) con; (a), $T_s = 50$ (μ s) y (b) $T_s = 100$ (μ s).

Fuente: Elaboración propia

del tiempo de muestreo, pues la única diferencia en ambos casos simulados es este parámetro. Sin embargo, la incidencia de éste en el desempeño también depende del punto de operación en el cual se esté trabajando. Además se puede observar el espectro disperso propio de la estrategia convencional.

De la Fig. 2.9 se observa que no predecir la referencia en el instante $k+2$, cuando se trabaja en ejes estacionarios, genera un error en la corriente controlada a pesar de estar trabajando con un pequeño tiempo de muestreo; 50 (μs).

De la Fig. 2.10 se visualiza la rápida respuesta dinámica característica del FCS-MPC.

2.4.2 Con error en los parámetros

A continuación se presentan pruebas considerando errores en los parámetros para analizar la dependencia del desempeño de la estrategia de control frente a estas imprecisiones. Estas pruebas se realizan con errores en la inductancia y resistencia de carga para distintos puntos de operación y distintos tiempos de muestreo.

De las figuras 2.11 a 2.14 se nota que para los errores en los parámetros considerados, siempre existe error en S.S. ya sea en una componente o en ambas. También se puede ver que al trabajar en un punto de operación más grande, en valor absoluto, este error aumenta, y más aún al aumentar el tiempo de muestreo.

2.5. Discusión y Conclusiones

En este capítulo se describe de forma general el principio de funcionamiento del FCS-MPC convencional. Se deja en evidencia que es una estrategia abierta, lo que caracteriza en parte su potencial, y que su concepto es simple.

Se presentan los pasos necesarios para poder aplicar la estrategia, la cual puede ser directamente implementada en una plataforma digital. Se muestra que permite tratar el problema no-lineal, multivariable e incluir restricciones.

Además se muestran algunos inconvenientes que presenta; se demuestra la directa dependencia del ripple de las variables controladas con el tamaño del tiempo de muestreo y que el desempeño está limitado por éste, por la precisión de los parámetros y por el punto de operación. Más aún, puede que con otro set de parámetros y/u otro punto de operación y/o en un topología multinivel, sea mayor el error en S.S. producido.

Capítulo 3. FCS-MPC Alternativo

3.1. Introducción

El capítulo anterior muestra que la estrategia FCS-MPC convencional, se basa en un seguimiento directo de una salida de referencia. En efecto, la elección de la entrada óptima a aplicar en el instante de muestreo siguiente se hace buscando la que genere un vector de salida más próximo (menor distancia euclidiana por ejemplo) al vector de referencia, lo cual puede estar sujeto a ciertas restricciones.

Por otro lado, se mostró una de las desventajas críticas que presenta esta estrategia en su forma convencional; la cantidad de cálculos que requiere el algoritmo, en específico, los requeridos por el proceso de optimización. La búsqueda exhaustiva del óptimo se hace impracticable en topologías multinivel y/o con horizonte extendido. Se hace mención a su forma convencional debido a que, como se mencionó anteriormente, se han planteado alternativas para solventar este problema.

También se demostró que el desempeño de la estrategia convencional está condicionado por la precisión de los parámetros del sistema, el punto de operación y el tiempo de muestreo.

3.2. Enfoque Propuesto

En este trabajo se propone trabajar con un enfoque diferente al usual, se propone realizar un seguimiento de una entrada de referencia, en vez de una salida de referencia, la cual es obtenida a partir de algún criterio o controlador. De esta forma se puede reducir la cantidad de cálculos que requiere el algoritmo asociado a la estrategia, y más aún, permite integrar la estrategia convencional con diferentes controladores. El poder incorporar controladores lineales, por ejemplo, solventa el problema de la dependencia del desempeño de la estrategia con la precisión de los parámetros.

De forma general, el algoritmo, Fig. 3.1, resulta en,

- i) Sensado de las variables $\mathbf{x}(k)$.
- ii) Aplicación de la entrada óptima \mathbf{u}_{op} elegida el tiempo de muestreo anterior.
- iii) Estimación de las variables en $k+1$ considerando la entrada aplicada.
- iv) Obtención de la entrada de referencia $\mathbf{u}_{ref}(k+1)$ bajo algún criterio/controlador.
- v) Selección de la entrada \mathbf{u}_{op} que minimice la función de costo g , la cual será aplicada el instante de muestreo siguiente.

El esquema de control de corriente asociado se muestra en la Fig. 3.2.

Como se puede observar de la Fig. 3.1, la optimización del algoritmo es considerablemente más simple que el convencional, pues no se deben hacer predicciones de las variables, sólo se debe comparar la distancia entre el vector de entrada y el de referencia. Esto permite concluir de antemano que con este enfoque se reduce la carga computacional de la estrategia, pues el proceso de optimización es el causante de la elevada cantidad de cálculos asociados al algoritmo de control convencional. También se puede ver que el concepto de la estrategia es el mismo, se pueden incluir restricciones y se aprovecha la naturaleza discreta de los convertidores.

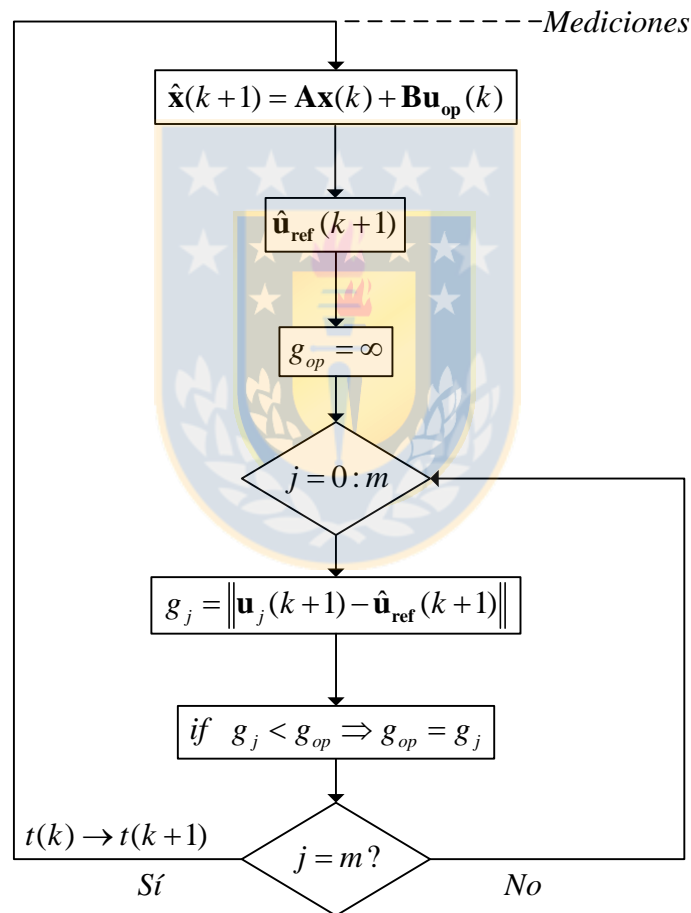


Fig. 3.1 Algoritmo FCS-MPC basado en un seguimiento de una entrada de referencia.

Fuente: Elaboración propia.

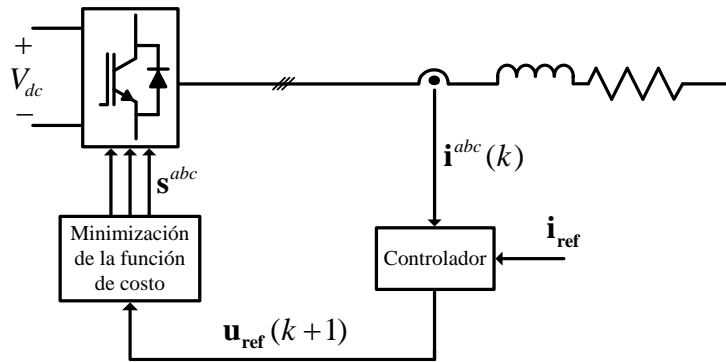


Fig. 3.2 Esquema de control de corriente; FCS-MPC basado en un seguimiento de una entrada de referencia.

Fuente: Elaboración propia.

3.2.1 Búsqueda del Óptimo

A pesar de lograr reducir la cantidad de cálculos requeridos en el loop de optimización del algoritmo, la búsqueda exhaustiva de la entrada óptima en una topología multinivel sigue requiriendo una alta cantidad de cálculos. No obstante, el tener una entrada de referencia permite reducir más aún el proceso de minimización.

- A) Una alternativa, ampliamente estudiada, es la identificación del sector al cual pertenece la referencia. De esta forma, independiente de la cantidad de niveles del convertidor en el que se trabaje, siempre se evaluarán sólo 3 vectores de entrada diferentes, a menos que la referencia esté fuera del rango admisible. Estos 3 vectores serán los adyacentes a la referencia y entre éstos siempre se encontrará el óptimo, Fig. 3.3.

Existen diferentes alternativas para encontrar el sector en el cual se encuentra la referencia, sin embargo, la mayoría de éstas implica utilizar funciones trigonométricas y deja de ser evidente la reducción de la carga computacional asociada a utilizar esta alternativa. Finalmente dependerá de la topología en la cual se trabaje, en la cantidad de niveles en particular, y de la carga computacional asociada a la identificación de sector.

- B) La otra opción que se propone se basa en almacenar los óptimos asociados a la aproximación de la entrada de referencia en una matriz. Esto se logra subdividiendo los sectores en sectores muy pequeños donde cada subdivisión tiene su óptimo asociado el cual es calculado offline. Cada componente del vector de referencia es redondeada, estos valores obtenidos serán las componentes de una matriz definida previamente donde el elemento asociado a éstos será el óptimo correspondiente a la entrada de referencia en cuestión. De esta forma, se elimina

completamente, mientras la referencia esté dentro de los sectores admisibles del convertidor, el loop de optimización del algoritmo.

La limitante de esta alternativa es la memoria de la plataforma en la cual se implemente, pues el desempeño de la estrategia estará condicionado por la resolución o tamaño de la matriz. A mayor cantidad de subdivisiones, más grande es la matriz que se debe almacenar y mejor es el desempeño de la estrategia alternativa.

En la Fig. 3.4 se muestra un ejemplo de esta última alternativa con una baja cantidad de subdivisiones simplemente para poder visualizar mejor cómo se aplica. Cada vértice de los rectángulos representa un conjunto de redondeo de componentes $\alpha\beta$ y además, un elemento de la matriz en el cual se almacenará el óptimo asociado a ese redondeo. En la Fig. 3.4(b) se muestra un corrimiento de la transformada $\alpha\beta$ el cual se obtiene aplicando una transformación lineal a la transformada original, de esta forma, todos los vértices son no negativos y los permite asociar directamente a los elementos de la matriz en cuestión.

Los valores de las componentes redondeadas (vértices) no son enteros, por lo que para poder tratarlos directamente como elementos de una matriz se deben ajustar. Por ejemplo, en el caso de las

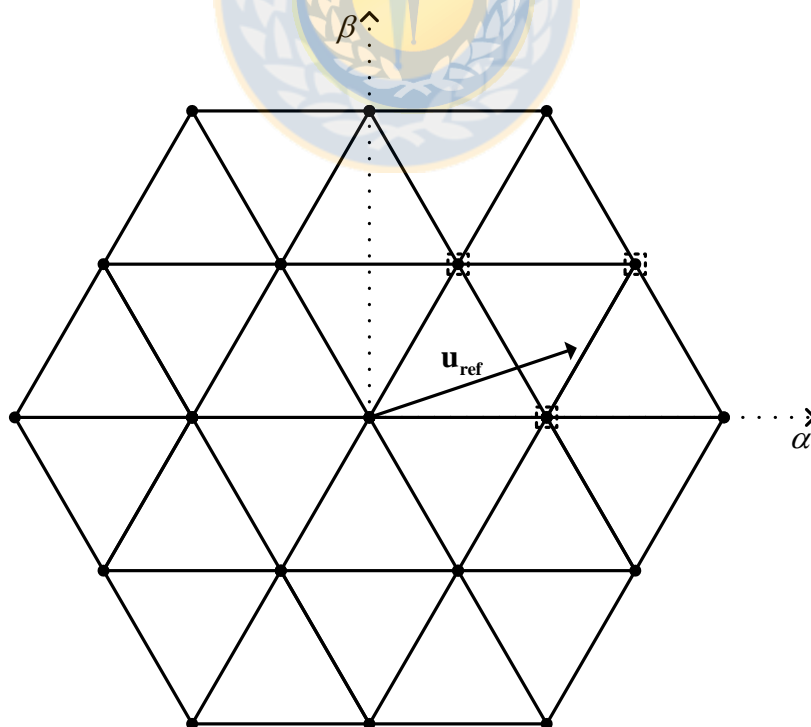


Fig. 3.3 Ejemplo inversor de 3 niveles; se encasillan los vectores adyacentes a la referencia.

Fuente: Elaboración propia.

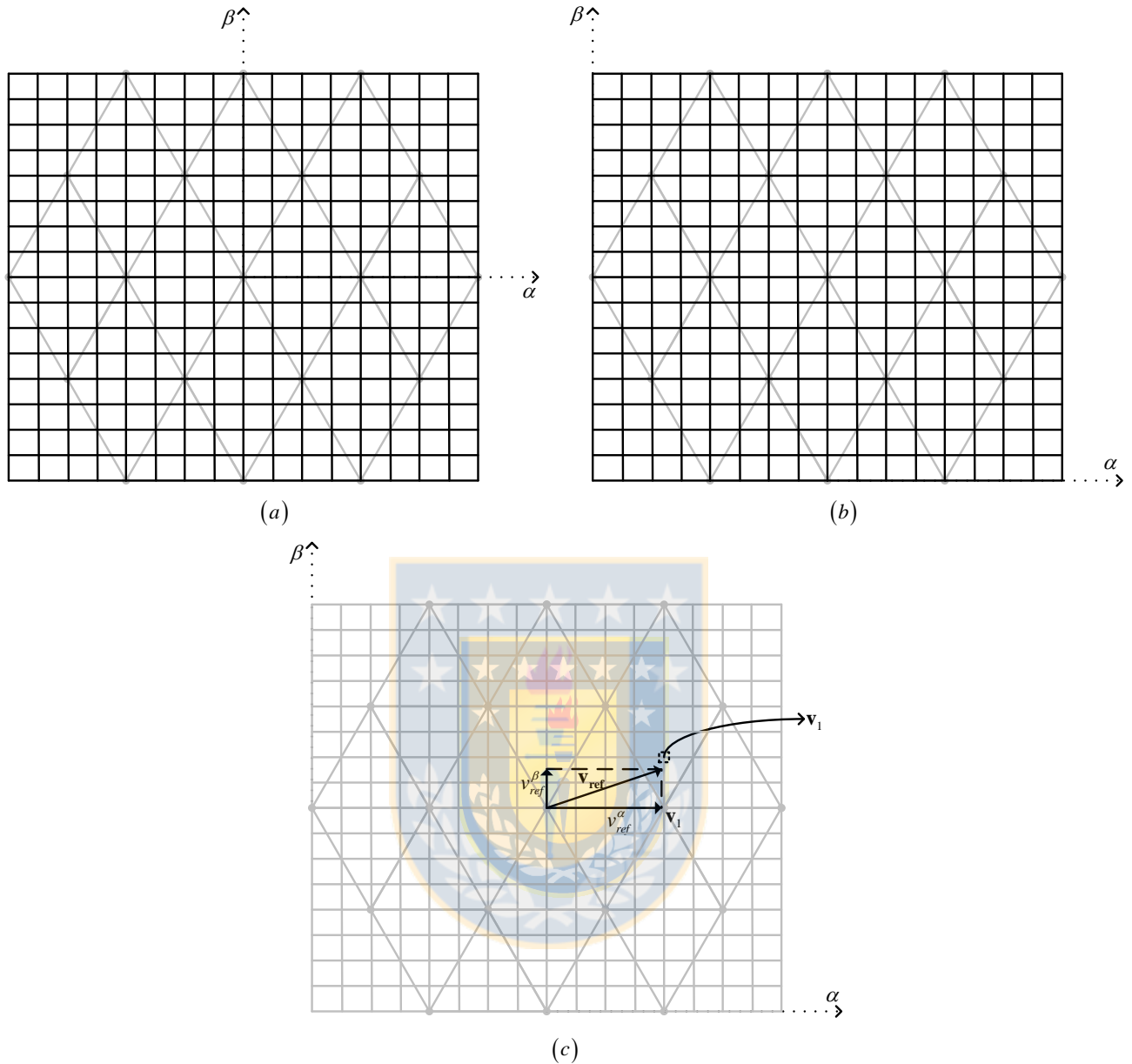


Fig. 3.4 Ejemplo de subdivisiones de los sectores en el plano $\alpha\hat{\beta}$; (a) original, (b) con la transformada desplazada, (c) principio de trabajo.
 Fuente: Elaboración propia.

subdivisiones de la Fig. 3.4 las componentes redondeadas pueden tomar 17 valores diferentes, esto es,

$$-v_{\max} \leq v \leq v_{\max}, \quad (3.1)$$

multiplicando la inecuación,

$$-v_{\max} \frac{8}{v_{\max}} \leq v \frac{8}{v_{\max}} \leq v_{\max} \frac{8}{v_{\max}}, \quad (3.2)$$

simplificando,

$$-8 \leq v \frac{8}{v_{\max}} \leq 8, \quad (3.3)$$

finalmente, sumando 8,

$$0 \leq v \frac{8}{v_{\max}} + 8 \leq 16. \quad (3.4)$$

Así, los 17 valores a los que se pueden redondear las componentes, serán enteros y podrán corresponder directamente a los elementos de la matriz que almacena los óptimos. El valor de v_{\max} dependerá de la cantidad de niveles y de la componente en la que se esté operando.

En este caso se estudió un ejemplo donde la cantidad de subdivisiones es la misma para ambas componentes pero no necesariamente tiene que ser así.

En la Fig. 3.4(c) se muestra un ejemplo del principio de trabajo de esta alternativa. Se observan las componentes del vector de referencia los cuales redondeados están asociados a un elemento de la matriz en el cual se encuentra el óptimo correspondiente.

En el caso de que el vector de referencia se encuentre fuera del sector subdividido, se procede a identificar el cuadrante al cual pertenece. Así se evalúa iterativamente una pequeña cantidad de entradas admisibles. Esta cantidad quedará definida por la topología.

3.3. Estabilidad

Otra de las importantes ventajas de trabajar con este enfoque es que admite una representación del sistema en L.C. y en consecuencia permite estudiar la estabilidad de la estrategia de control en L.C. La versión convencional en cambio, no admite una expresión en L.C. en su forma básica lo que complejiza el estudio de la estabilidad, razón por la cual existen pocos estudios al respecto.

A continuación se desarrolla la expresión en L.C. a partir del modelo discreto generalizado,

$$\mathbf{x}(k+1) = \mathbf{A}\mathbf{x}(k) + \mathbf{B}\mathbf{u}_{\text{op}}(k), \quad (3.5)$$

sumando cero de manera conveniente,

$$\mathbf{x}(k+1) = \mathbf{A}\mathbf{x}(k) + \mathbf{B}\mathbf{u}_{\text{op}}(k) + \mathbf{B}\mathbf{u}_{\text{ref}}(k) - \mathbf{B}\mathbf{u}_{\text{ref}}(k), \quad (3.6)$$

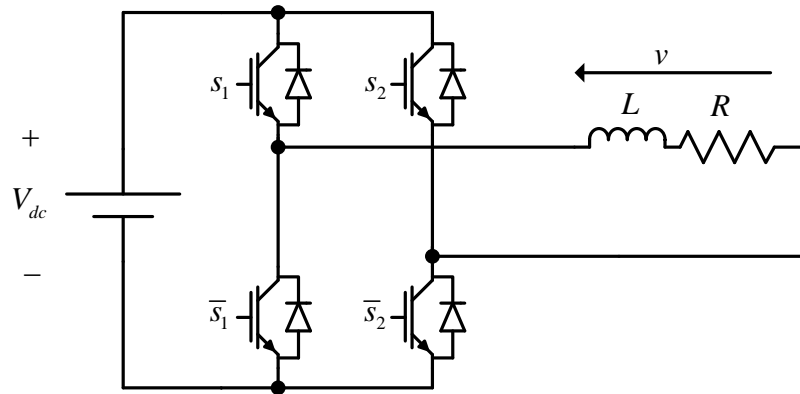


Fig. 3.5 VSI monofásico con carga RL .

Fuente: Elaboración propia.

agrupando,

$$\mathbf{x}(k+1) = \mathbf{A}\mathbf{x}(k) + \mathbf{B}\mathbf{u}_{\text{ref}}(k) + \mathbf{B}\mathbf{u}_{\text{op}}(k) - \mathbf{B}\mathbf{u}_{\text{ref}}(k), \quad (3.7)$$

factorizando,

$$\mathbf{x}(k+1) = \mathbf{A}\mathbf{x}(k) + \mathbf{B}\mathbf{u}_{\text{ref}}(k) + \mathbf{B}(\mathbf{u}_{\text{op}}(k) - \mathbf{u}_{\text{ref}}(k)). \quad (3.8)$$

Además, el proceso de búsqueda de la entrada óptima $\mathbf{u}_{\text{op}}(k)$ puede ser representado como una cuantificación de la entrada de referencia continua $\mathbf{u}_{\text{ref}}(k)$. Luego,

$$\mathbf{x}(k+1) = \mathbf{A}\mathbf{x}(k) + \mathbf{B}\mathbf{u}_{\text{ref}}(k) + \mathbf{B}(q(\mathbf{u}_{\text{ref}}(k)) - \mathbf{u}_{\text{ref}}(k)), \quad (3.9)$$

donde $q(\cdot)$ representa un operador cuantificador.

Esta última expresión representa la estrategia de control en L.C. donde el término $(q(\mathbf{u}_{\text{ref}}(k)) - \mathbf{u}_{\text{ref}}(k))$ puede ser considerado como una perturbación y no es otra cosa que el error de cuantificación; esto representa la diferencia entre el vector que se desea aplicar y el vector admisible aplicado.

Al considerarse como un sistema perturbado, para poder demostrar la estabilidad se debe encontrar una cota de la perturbación. Si el vector de referencia se encuentra dentro de los sectores admisibles del convertidor, existe una cota bien definida y fácil de determinar, sin embargo, esta condición no se puede asegurar sin limitar la entrada de referencia. Luego, la expresión en L.C. resulta,

$$\mathbf{x}(k+1) = \mathbf{A}\mathbf{x}(k) + \mathbf{B}\text{sat}(\mathbf{u}_{\text{ref}}(k)) + \mathbf{B}\left(q(\text{sat}(\mathbf{u}_{\text{ref}}(k))) - \text{sat}(\mathbf{u}_{\text{ref}}(k))\right), \quad (3.10)$$

donde $\text{sat}(\mathbf{v})$ es un vector cuyas componentes tienen la forma de la función de saturación,

$$\text{sat}(v) = \begin{cases} -v_{\max} & , v < -v_{\max} \\ v & , |v| \leq v_{\max} \\ v_{\max} & , v > v_{\max} \end{cases} . \quad (3.11)$$

Una vez limitada la referencia es posible asegurar que la diferencia entre la entrada óptima y la de referencia estará acotada, pero por otro lado, esta limitación genera otra no-linealidad en el modelo en L.C.

Para ejemplificar lo anterior de manera sencilla, se analizará el caso de un VSI monofásico con carga RL , Fig. 3.5.

La dinámica de la corriente se puede representar por,

$$L \frac{di}{dt} = v - Ri . \quad (3.12)$$

En este caso el convertidor puede generar 3 voltajes diferentes; $-V_{dc}, 0, V_{dc}$, y la función de cuantificación se puede representar como en la Fig. 3.6. En este caso es claro que,

$$\left|q(u_{\text{ref}}(k)) - u_{\text{ref}}(k)\right| \leq \frac{V_{dc}}{2}, \quad (3.13)$$

mientras se cumpla que,

$$\left|u_{\text{ref}}\right| \leq \frac{3V_{dc}}{2}. \quad (3.14)$$

Por lo que la función de saturación quedará definida en este caso como,

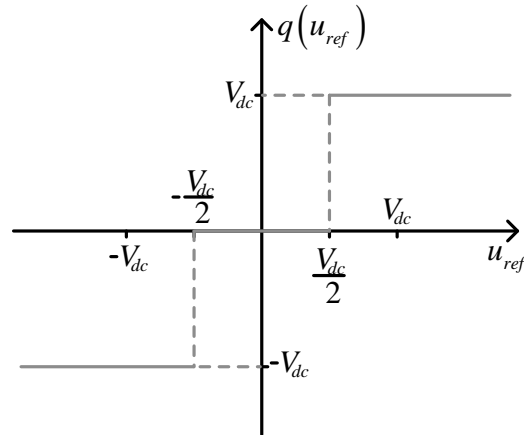


Fig. 3.6 Cuantificación caso VSI monofásico.
Fuente: Elaboración propia.

$$\text{sat}(u_{ref}) = \begin{cases} -\frac{3V_{dc}}{2}, & u_{ref} < -\frac{3V_{dc}}{2} \\ u_{ref}, & |u_{ref}| \leq \frac{3V_{dc}}{2} \\ \frac{3V_{dc}}{2}, & u_{ref} > \frac{3V_{dc}}{2} \end{cases}. \quad (3.15)$$

De esta forma, $(q(u_{ref}(k)) - u_{ref}(k))$ puede ser tratado como una perturbación cuya cota se conoce y no representa más una no-linealidad para estudiar la estabilidad. Ahora sólo falta ajustar el modelo para evitar tratar con la no-linealidad restante; la saturación $\text{sat}(u_{ref}(k))$. Pero esto dependerá de cómo se obtenga la entrada de referencia, lo cual se analiza en los ítems siguientes.

3.4. Entrada de Referencia

Al realizar un seguimiento de una entrada de referencia, diferentes controladores o criterios pueden ser utilizados para obtener ésta. En el presente trabajo se presentan 3 alternativas las cuales son elegidas de tal forma de no perder las ventajas del FCS-MPC convencional, en particular, se buscan alternativas simples de diseñar y de integrar al algoritmo, para no perder el concepto de esta estrategia.

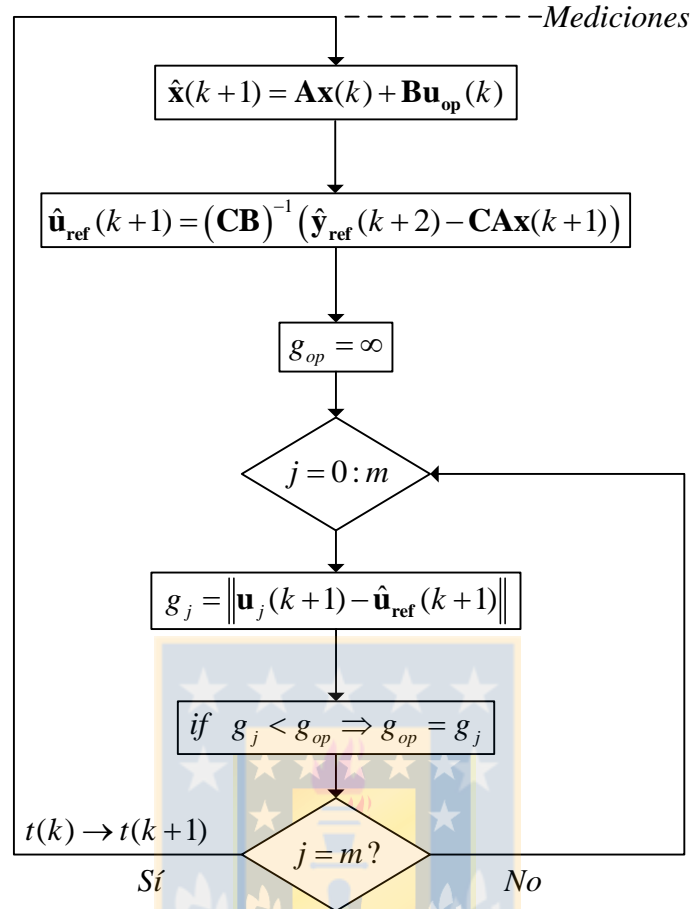


Fig. 3.7 Algoritmo alternativo; opción basada en Deadbeat.

Fuente: Elaboración propia.

3.4.1 Deadbeat

La primera alternativa presentada está basada en un enfoque Deadbeat y sería el dual de la estrategia convencional. En esta opción, la entrada de referencia es obtenida tal que las salidas en el instante $k+2$ sean iguales a las referencias de salida en $k+2$, esto es,

$$\hat{\mathbf{y}}(k+2) = \mathbf{C}\hat{\mathbf{x}}(k+2), \quad (3.16)$$

$$\hat{\mathbf{y}}(k+2) = \mathbf{C}(\mathbf{A}\hat{\mathbf{x}}(k+1) + \mathbf{B}\mathbf{u}(k+1)), \quad (3.17)$$

distribuyendo respecto a la suma,

$$\hat{\mathbf{y}}(k+2) = \mathbf{C}\mathbf{A}\hat{\mathbf{x}}(k+1) + \mathbf{C}\mathbf{B}\mathbf{u}(k+1), \quad (3.18)$$

despejando la entrada,

$$\mathbf{u}(k+1) = (\mathbf{CB})^{-1} (\hat{\mathbf{y}}(k+2) - \mathbf{CA}\hat{\mathbf{x}}(k+1)), \quad (3.19)$$

finalmente se obtiene la entrada de referencia deseada,

$$\hat{\mathbf{u}}_{\text{ref}}(k+1) = (\mathbf{CB})^{-1} (\hat{\mathbf{y}}_{\text{ref}}(k+2) - \mathbf{CA}\hat{\mathbf{x}}(k+1)). \quad (3.20)$$

Si esta entrada se aplicase en el instante $k+1$, las salidas en el instante $k+2$ serían iguales a la referencia de salida en $k+2$. No obstante, la entrada en estos sistemas pertenece a un conjunto finito de vectores por lo que se debe elegir aquella que más se aproxime a la de referencia. Una opción de función de costo puede ser,

$$g_j = \|\hat{\mathbf{u}}_{\text{ref}}(k+1) - \mathbf{u}_j(k+1)\|, \quad (3.21)$$

la cual al igual que en la estrategia convencional, se le pueden agregar restricciones. El algoritmo final se muestra en la Fig. 3.7.

El concepto de esta alternativa es equivalente al caso convencional debido a la forma en la cual se obtiene la referencia de entrada, por ende, la minimización es equivalente,

$$\hat{\mathbf{x}}(k+2) = \mathbf{A}\hat{\mathbf{x}}(k+1) + \mathbf{B}\mathbf{u}(k+1), \quad (3.22)$$

sumando cero convenientemente,

$$\hat{\mathbf{x}}(k+2) = \mathbf{A}\hat{\mathbf{x}}(k+1) + \mathbf{B}\mathbf{u}(k+1) + \mathbf{B}\mathbf{u}_{\text{ref}}(k+1) - \mathbf{B}\mathbf{u}_{\text{ref}}(k+1), \quad (3.23)$$

reordenando,

$$\hat{\mathbf{x}}(k+2) = \mathbf{A}\hat{\mathbf{x}}(k+1) + \mathbf{B}\mathbf{u}_{\text{ref}}(k+1) + \mathbf{B}(\mathbf{u}(k+1) - \mathbf{u}_{\text{ref}}(k+1)), \quad (3.24)$$

reemplazando en (3.16),

$$\hat{\mathbf{y}}(k+2) = \mathbf{C}(\mathbf{A}\hat{\mathbf{x}}(k+1) + \mathbf{B}\mathbf{u}_{\text{ref}}(k+1) + \mathbf{B}(\mathbf{u}(k+1) - \mathbf{u}_{\text{ref}}(k+1))), \quad (3.25)$$

multiplicando,

$$\hat{\mathbf{y}}(k+2) = \mathbf{CA}\hat{\mathbf{x}}(k+1) + \mathbf{CB}\mathbf{u}_{\text{ref}}(k+1) + \mathbf{CB}(\mathbf{u}(k+1) - \mathbf{u}_{\text{ref}}(k+1)), \quad (3.26)$$

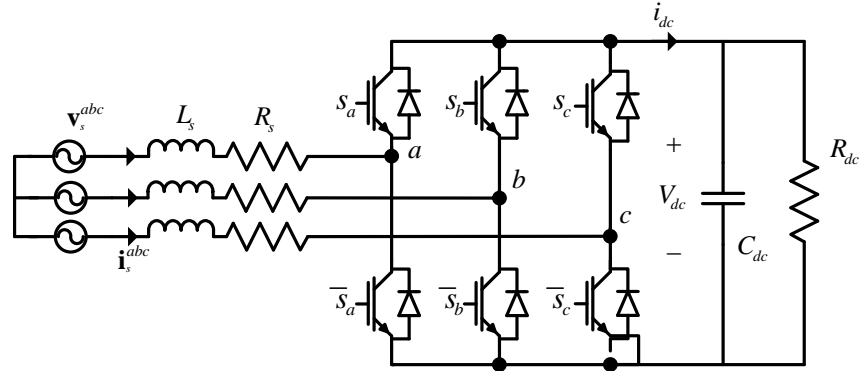


Fig. 3.8 Rectificador AFE.

Fuente: Elaboración propia.

combinando (3.26) con (3.20),

$$\hat{\mathbf{y}}(k+2) = \mathbf{CA}\hat{\mathbf{x}}(k+1) + \mathbf{CB} \left((\mathbf{CB})^{-1} (\hat{\mathbf{y}}_{\text{ref}}(k+2) - \mathbf{CA}\hat{\mathbf{x}}(k+1)) \right) + \mathbf{CB}(\mathbf{u}(k+1) - \mathbf{u}_{\text{ref}}(k+1)), \quad (3.27)$$

simplificando,

$$\hat{\mathbf{y}}(k+2) = \hat{\mathbf{y}}_{\text{ref}}(k+2) + \mathbf{CB}(\mathbf{u}(k+1) - \mathbf{u}_{\text{ref}}(k+1)), \quad (3.28)$$

luego,

$$\|\hat{\mathbf{y}}(k+2) - \hat{\mathbf{y}}_{\text{ref}}(k+2)\| = \|\mathbf{CB}(\mathbf{u}(k+1) - \mathbf{u}_{\text{ref}}(k+1))\|, \quad (3.29)$$

considerando el caso particular $\mathbf{C} = \mathbf{I}$ y $\mathbf{B} = b\mathbf{I}$,

$$\|\hat{\mathbf{y}}(k+2) - \hat{\mathbf{y}}_{\text{ref}}(k+2)\| = \|b(\mathbf{u}(k+1) - \mathbf{u}_{\text{ref}}(k+1))\|, \quad (3.30)$$

finalmente,

$$\|\hat{\mathbf{y}}(k+2) - \hat{\mathbf{y}}_{\text{ref}}(k+2)\| = |b| \|\mathbf{u}(k+1) - \mathbf{u}_{\text{ref}}(k+1)\|. \quad (3.31)$$

Del desarrollo anterior se puede concluir que ambas minimizaciones son equivalentes.

El inconveniente que puede presentar esta alternativa es evidente; la matriz \mathbf{CB} puede no ser invertible. Para el control predictivo directo de corriente, en el cual se centra este trabajo, no sería un problema según se probó en el capítulo anterior, pues al cambiar la topología puede cambiar el

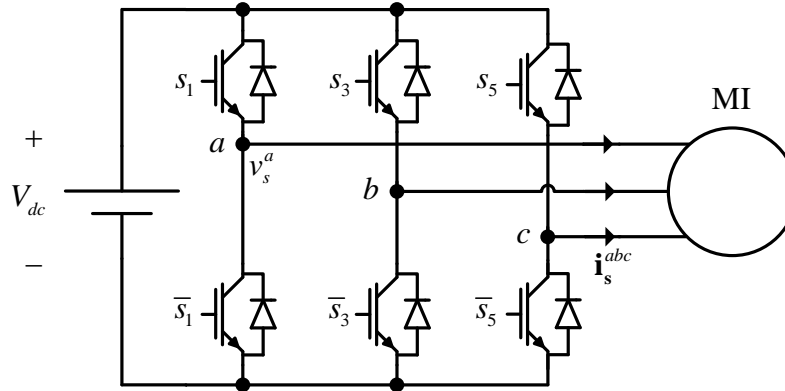


Fig. 3.9 Máquina de Inducción alimentada por un VSI.
Fuente: Elaboración propia.

esquema de control global y las referencias de corriente pueden depender de otro lazo de control pero finalmente, el control de corriente sería prácticamente igual.

No se puede fijar una regla general para saber de antemano si en un tipo de control predictivo u otro será aplicable esta alternativa, pues la matriz \mathbf{CB} depende de la salida considerada la cual queda a criterio del diseñador. Por ejemplo en un rectificador AFE, Fig. 3.8, se suele utilizar un control en cascada donde en el lazo externo se utiliza un PI para controlar el voltaje d.c. cuya acción de control puede ser la referencia de la componente d de la corriente de entrada (referencia lazo interno), caso en el cual resulta un control predictivo de corriente igual al presentado en el Capítulo 3, sin embargo, la acción de control también puede ser la referencia de potencia activa de entrada cuya matriz \mathbf{C} correspondiente no es siempre invertible y por ende \mathbf{CB} tampoco,

$$\mathbf{y}(k) = \begin{pmatrix} P(k) \\ Q(k) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} v_s^\alpha(k) & v_s^\beta(k) \\ v_s^\beta(k) & -v_s^\alpha(k) \end{pmatrix} \mathbf{x}(k), \quad (3.32)$$

luego la matriz $\mathbf{C}(k) = \begin{pmatrix} v_s^\alpha(k) & v_s^\beta(k) \\ v_s^\beta(k) & -v_s^\alpha(k) \end{pmatrix}$ es variable en el tiempo cuyos elementos son conocidos pues el voltaje de red, $v_s^{\alpha\beta}$, es sensado. Considerando que la matriz \mathbf{B} es diagonal se obtiene,

$$\mathbf{C}(k)\mathbf{B} = \mathbf{C}(k)b\mathbf{I}, \quad (3.33)$$

con determinante,

$$\det(\mathbf{C}(k)\mathbf{B}) = -b^2 \left((v_s^\alpha(k))^2 + (v_s^\beta(k))^2 \right), \quad (3.34)$$

valor el cual no siempre es distinto de 0 por lo que \mathbf{CB} no siempre será invertible.

Por otro lado, que la matriz \mathbf{CB} no sea cuadrada; distinta cantidad de salidas y de entradas, no implica necesariamente que no se pueda despejar/obtener la entrada de referencia. Consideremos el caso de una MI alimentada por un VSI, Fig. 3.9, con,

$$\mathbf{u} = \mathbf{v}_s^{\alpha\beta}, \quad (3.35)$$

$$\mathbf{x} = \begin{pmatrix} \mathbf{i}_s^{\alpha\beta} \\ \Psi_r^{\alpha\beta} \end{pmatrix}, \quad (3.36)$$

$$\mathbf{y} = \begin{pmatrix} \mathbf{i}_s^{\alpha\beta} \\ \Psi_s^{\alpha\beta} \end{pmatrix}, \quad (3.37)$$

donde $\mathbf{v}_s^{\alpha\beta}$ es el vector de voltaje de estator, $\mathbf{i}_s^{\alpha\beta}$ es el vector de corriente de estator, $\Psi_r^{\alpha\beta}$ es el flujo de rotor, y $\Psi_s^{\alpha\beta}$ es el flujo de estator. Para enfocar el análisis en lo que es de interés se omitirá el modelo y la discretización. Para detalles referirse a [47]. Las matrices \mathbf{C} y \mathbf{B} , discretizando el modelo mediante Euler hacia adelante, resultan en,

$$\mathbf{B} = \begin{pmatrix} b & 0 \\ 0 & b \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{pmatrix}, \quad (3.38)$$

$$\mathbf{C} = \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ c_1 & 0 & c_2 & 0 \\ 0 & c_1 & 0 & c_2 \end{pmatrix}, \quad (3.39)$$

donde b , c_1 y c_2 son constantes positivas diferentes entre sí. Luego,

$$\mathbf{CB} = \begin{pmatrix} b & 0 \\ 0 & b \\ bc_1 & 0 \\ 0 & bc_1 \end{pmatrix}, \quad (3.40)$$

multiplicando por la matriz transpuesta,

$$(\mathbf{CB})^T \mathbf{CB} = \begin{pmatrix} b & 0 & bc_1 & 0 \\ 0 & b & 0 & bc_1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} b & 0 \\ 0 & b \\ bc_1 & 0 \\ 0 & bc_1 \end{pmatrix}, \quad (3.41)$$

$$(\mathbf{CB})^T \mathbf{CB} = \begin{pmatrix} b^2 + b^2 c_1^2 & 0 \\ 0 & b^2 + b^2 c_1^2 \end{pmatrix}. \quad (3.42)$$

Es claro que esta última matriz es invertible y por ende se puede obtener la entrada de referencia,

$$\hat{\mathbf{u}}_{\text{ref}}(k+1) = \left((\mathbf{CB})^T \mathbf{CB} \right)^{-1} (\mathbf{CB})^T (\hat{\mathbf{y}}_{\text{ref}}(k+2) - \mathbf{CA}\hat{\mathbf{x}}(k+1)). \quad (3.43)$$

3.4.2 Realimentación de Estados con Integradores

Al probar que la alternativa anterior es el dual del caso convencional, el desempeño también queda dependiente de la precisión del modelo.

Se desea encontrar un controlador que genere un control global robusto ante incertidumbre en los parámetros, que mantenga el concepto simple y no sobrecargue el algoritmo.

Se propone en primer caso una realimentación de estados con integradores. Esta opción es sencilla de integrar en el algoritmo y los integradores aseguran cero error en S.S. bajo errores en los parámetros y el diseño del controlador permite obtener un comportamiento dinámico y estático deseado.

Para desarrollar esta alternativa es necesario agregar tantos integradores como salida tenga el sistema, lo que implica definir nuevas variables de estado,

$$\mathbf{x}_i(k+1) = \mathbf{x}_i(k) + (\mathbf{y}(k) - \mathbf{y}_{\text{ref}}(k)), \quad (3.44)$$

luego,

$$\mathbf{x}_i(k+1) = \mathbf{x}_i(k) + (\mathbf{Cx}(k) - \mathbf{y}_{\text{ref}}(k)), \quad (3.45)$$

combinando con el modelo discreto en variables de estado,

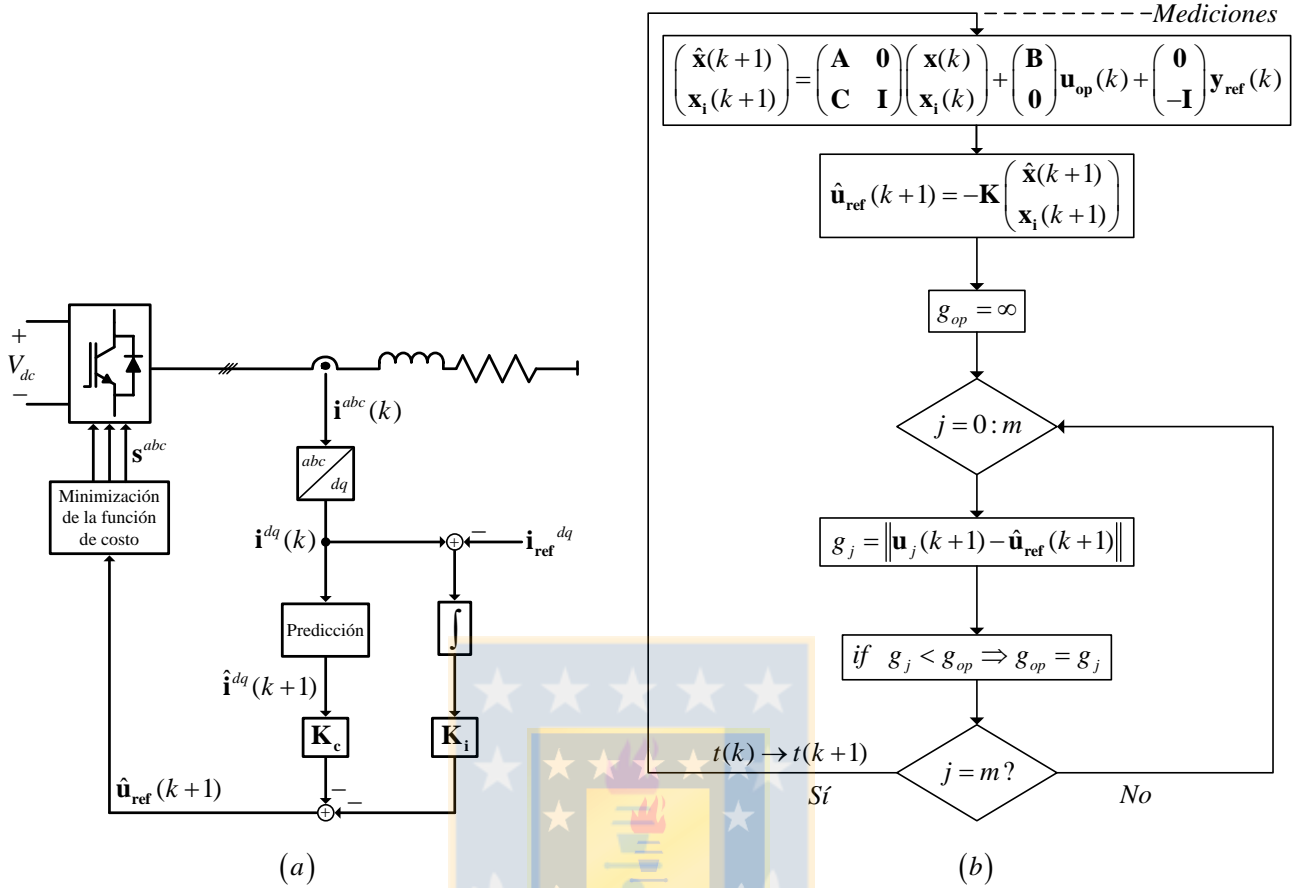


Fig. 3.10 FCS-MPC basado en una realimentación de estados; (a) esquema de control, (b) algoritmo.
Fuente: Elaboración propia.

$$\begin{pmatrix} \hat{\mathbf{x}}(k+1) \\ \mathbf{x}_i(k+1) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \mathbf{A} & \mathbf{0} \\ \mathbf{C} & \mathbf{I} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \mathbf{x}(k) \\ \mathbf{x}_i(k) \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} \mathbf{B} \\ \mathbf{0} \end{pmatrix} \mathbf{u}(k) + \begin{pmatrix} \mathbf{0} \\ -\mathbf{I} \end{pmatrix} \mathbf{y}_{ref}(k), \quad (3.46)$$

considerando,

$$\mathbf{u}(k) = -(\mathbf{K}_c \quad \mathbf{K}_i) \begin{pmatrix} \mathbf{x}(k) \\ \mathbf{x}_i(k) \end{pmatrix} = -\mathbf{K} \begin{pmatrix} \mathbf{x}(k) \\ \mathbf{x}_i(k) \end{pmatrix}, \quad (3.47)$$

donde $\mathbf{K} = (\mathbf{K}_c \quad \mathbf{K}_i)$ es diseñada para obtener un comportamiento dinámico y estático deseado.

Reemplazando (3.47) en (3.46),

$$\begin{pmatrix} \hat{\mathbf{x}}(k+1) \\ \mathbf{x}_i(k+1) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \mathbf{A} - \mathbf{BK}_c & -\mathbf{BK}_i \\ \mathbf{C} & \mathbf{I} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \mathbf{x}(k) \\ \mathbf{x}_i(k) \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} \mathbf{0} \\ -\mathbf{I} \end{pmatrix} \mathbf{y}_{ref}(k). \quad (3.48)$$

Finalmente,

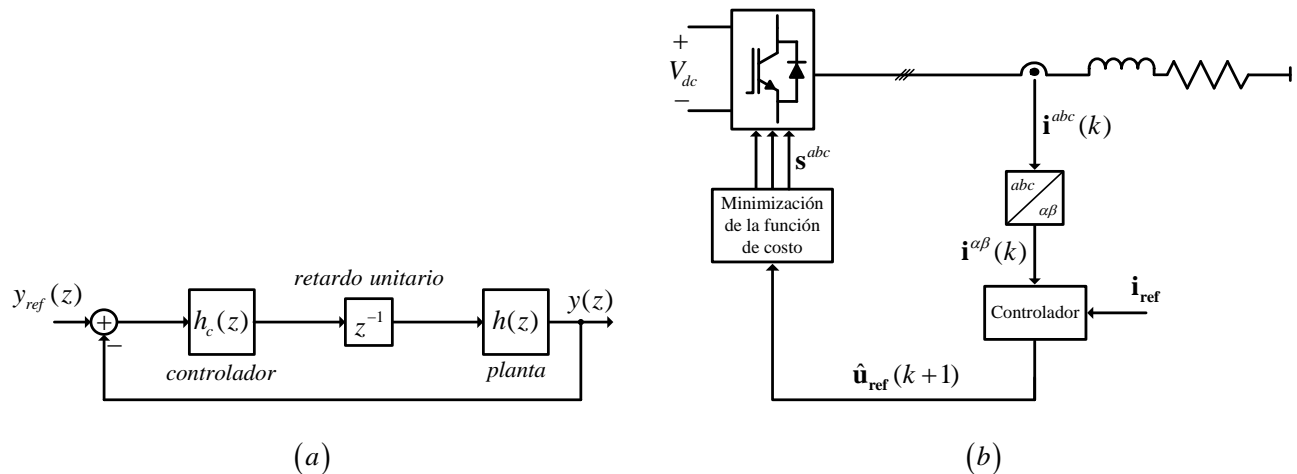


Fig. 3.11 Alternativa controlador resonante; (a) diagrama en bloques que permite diseñar el controlador, (b) esquema de control global.
Fuente: Elaboración propia.

$$\hat{\mathbf{u}}_{ref}(k+1) = -\mathbf{K} \begin{pmatrix} \mathbf{x}(k+1) \\ \mathbf{x}_i(k+1) \end{pmatrix}. \quad (3.49)$$

El esquema de control global se muestra en la Fig. 3.10(a) y el algoritmo asociado en la Fig. 3.10(b). De esta última figura se puede observar que la predicción de las variables en $k+1$ se hace considerando (3.46) y no (3.48) debido a que finalmente no se aplica la entrada de referencia, si no la entrada admisible por el convertidor que más se aproxime a ésta.

El único trabajo adicional que necesita esta opción es el diseño de la matriz \mathbf{K} para ubicar los valores propios del sistema.

Las limitaciones que presenta esta alternativa es que requiere operar en coordenadas dq para lograr asegurar cero error en S.S. y además, que el modelo acepte una representación lineal. Esto no representa un problema cuando se aplica a un control de corriente. Finalmente, para poder aplicar algunas de las alternativas para simplificar el proceso de optimización presentadas anteriormente, se debe transformar la entrada de referencia de dq a $\alpha\beta$.

3.4.3 Controlador Resonante

El problema de usar el clásico controlador lineal PI en la estrategia es que además de requerir trabajar en ejes rotatorios para poder asegurar cero error en S.S., requiere incorporar un desacoplador o hacer algún ajuste para obtener una representación desacoplada. En cambio, un controlador

resonante no necesita transformaciones de coordenadas ni desacopladores, por lo que igual se presenta como alternativa a integrar.

El controlador resonante discreto tiene la forma,

$$h_c(z) = \frac{n(z)}{z^2 - 2\cos(\omega_0 T_s)z + 1}, \quad (3.50)$$

el cual es obtenido a partir de una discretización del controlador continuo,

$$h_c(s) = \frac{m(s)}{s^2 + \omega_0^2}, \quad (3.51)$$

mediante una equivalencia polos y ceros. Donde ω_0 es la frecuencia angular de resonancia a la cual se desea obtener cero error en S.S., y $n(z)$ se diseña con la cantidad y ubicación de ceros necesarios para poder obtener un sistema estable en L.C.

Una opción para diseñar el controlador es considerar el esquema en L.C. de la Fig. 3.11(a). Donde se puede diseñar utilizando L.G.R. por ejemplo. Finalmente, el esquema implementado es el que se muestra en la Fig. 3.11(b), donde el retardo por cálculo está incluido en el bloque del controlador.

3.5. Discusión y Conclusiones

Un enfoque alternativo al convencional se ha presentado el cual está basado en un seguimiento de una entrada de referencia y en consecuencia, permite integrar diferentes controladores a la estrategia. Más aún, se demostró que esta alternativa permite analizar la estabilidad del sistema en L.C.

Se han mostrado 3 opciones para encontrar la entrada de referencia; una basada en un controlador Deadbeat la cual se probó que es el dual de la estrategia convencional, y las otras 2 basadas en controladores lineales de tal forma de obtener una estrategia de control global robusta ante errores en los parámetros, las cuales fueron elegidas porque son sencillas de diseñar, de integrar en el algoritmo y no complejizan considerablemente la estrategia convencional.

En el siguiente capítulo se analiza el desempeño de esta alternativa de forma experimental y mediante simulación y se compara con la estrategia convencional.

Capítulo 4. Desempeño

4.1. Introducción

En el Capítulo 3 se propone un esquema de control alternativo al FCS-MPC convencional, el cual aprovecha sus ventajas características pero que además permite obtener robustez ante imprecisiones en los parámetros, la cual es una de las desventajas de la estrategia convencional. La implementación y validación de esta alternativa son abordadas en este capítulo de forma experimental y mediante simulación.

Para comparar los desempeños se hacen diferentes pruebas en un control de corriente; dinámicas, estáticas, para diferentes puntos de operación y tiempos de muestreo, en una topología de 2 niveles y en otra multinivel. Esto debido a que se probó anteriormente que de todos estos factores depende el desempeño de la estrategia cuando hay errores en los parámetros.

La comparación se hace en un VSI trifásico de 2 niveles con carga RL , el cual ya fue presentado y modelado anteriormente, y en un inversor puente H en cascada (CHB) trifásico con carga RL , Fig. 4.1, para analizar el caso multinivel. La única diferencia entre los modelos de estas topologías es la cantidad de vectores de voltaje que pueden generar.

Tanto para los resultados de simulación como de experimentación se consideran los parámetros nominales; $R = 20 (\Omega)$, $L = 40 (\text{mH})$. El voltaje d.c. y el tiempo de muestreo varían dependiendo de la prueba realizada.

4.2. Simulación

4.2.1 Deadbeat

En el Capítulo 3 se presentó como alternativa para obtener la entrada de referencia, un controlador Deadbeat el cual se probó ser el dual a la estrategia FCS-MPC convencional.

El desempeño de esta alternativa se compara en el VSI de 2 niveles estudiado en el Capítulo 2 con un tiempo de muestreo $T_s = 50 (\mu\text{s})$ y los parámetros mencionados anteriormente.

En la Fig. 4.2 se muestra la comparación del desempeño estático de las estrategias sin errores en los parámetros.

En la Fig. 4.3 se muestra el desempeño de las estrategias en cuestión frente a cambios escalón en la referencia.

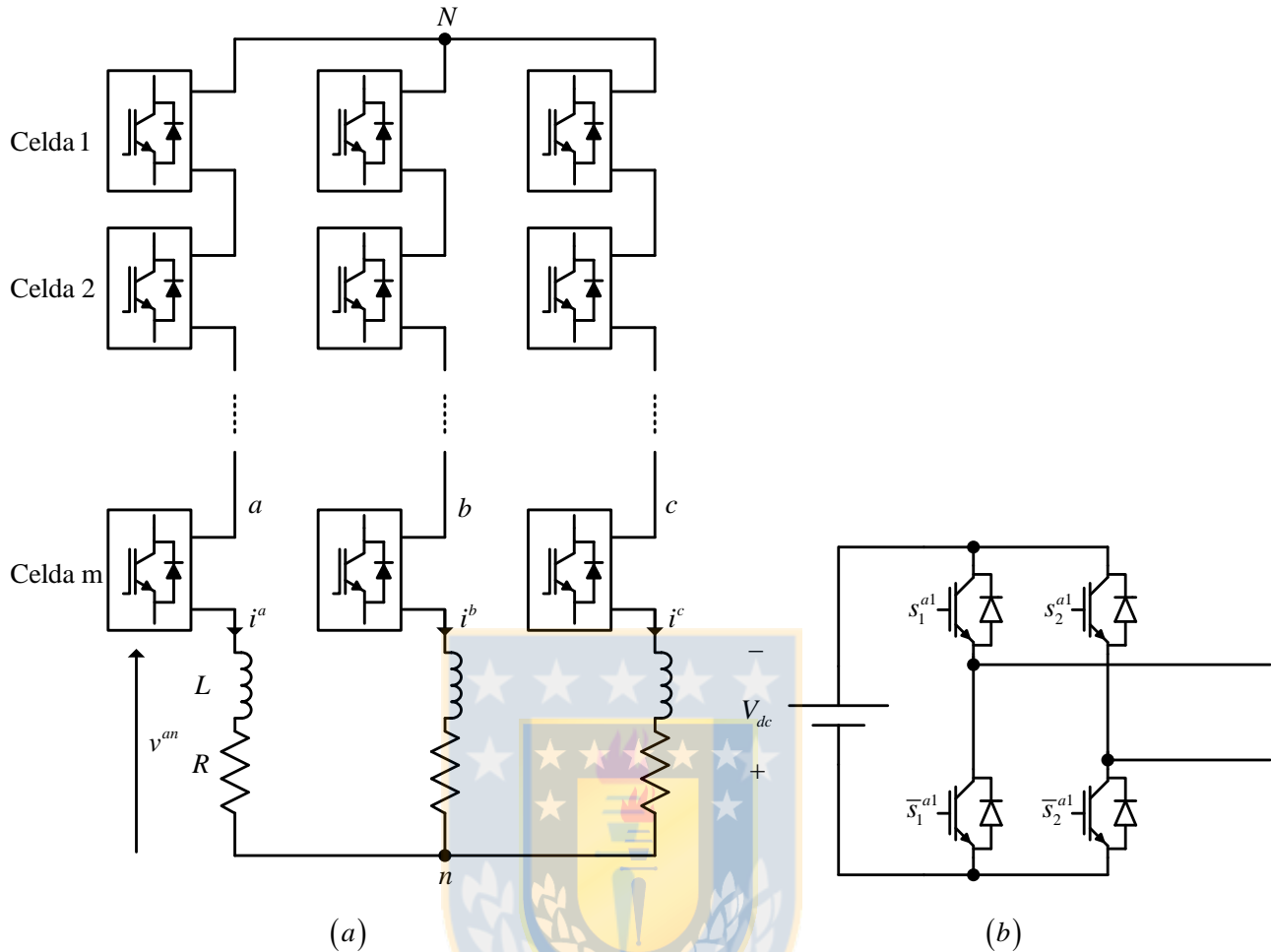


Fig. 4.1 Inversor CHB trifásico de $(2m+1)$ niveles con carga RL ; (a) modelo, (b) celda.
Fuente: Elaboración propia.

En la Fig. 4.4 y Fig. 4.5 se muestran los desempeños de ambas estrategias frente a errores en la resistencia e inductancia de carga respectivamente.

En la Tabla 4.1 se muestra la comparación de los valores medios obtenidos en los distintos escenarios analizados.

De los resultados obtenidos se corrobora lo esperado; el desempeño de ambas estrategias es muy similar. De esto se comprueba que la alternativa presentada es una opción para reemplazar la estrategia convencional con una menor carga computacional asociada.

4.2.2 Optimización offline

En el capítulo anterior se presentaron alternativas para encontrar la entrada óptima reduciendo considerablemente el algoritmo. Una está basada en encontrar el sector al cual pertenece el vector de referencia para luego buscar exhaustivamente sólo los 3 vectores adyacentes. La búsqueda del sector

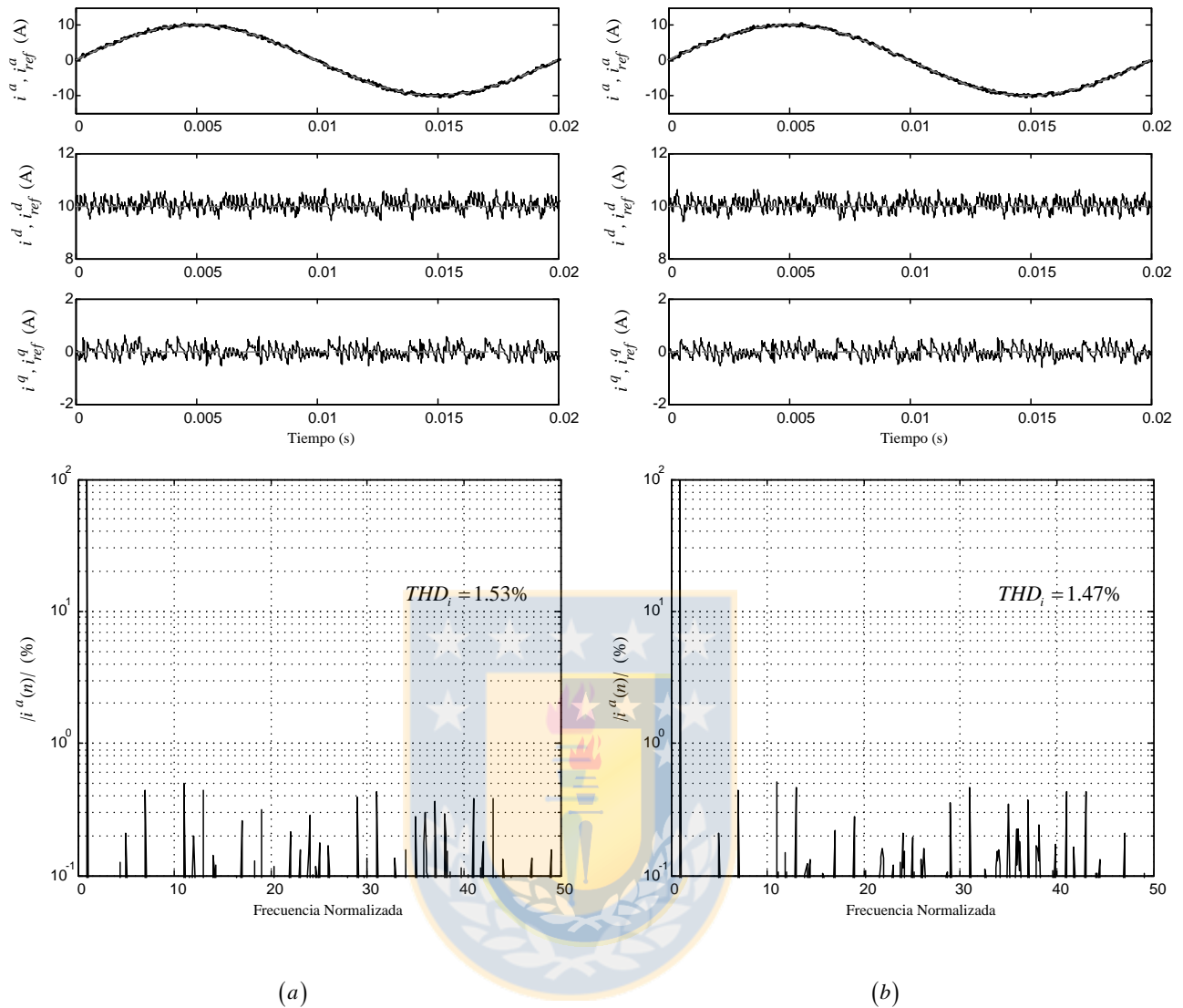


Fig. 4.2 Desempeño estático sin errores en los parámetros; (a) FCS-MPC convencional, (b) FCS-MPC alternativo basado en Deadbeat.

Fuente: Elaboración propia.

al cual pertenece la referencia ha sido ampliamente estudiada debido a su aplicación en SVM, y no afecta el desempeño del control.

Por otro lado, la otra opción presentada sí puede afectar el desempeño. Ésta opción se basa en subdividir los sectores admisibles. Al redondear las componentes del vector de referencia, estos valores se asocian a un elemento de una matriz el cual almacena el óptimo correspondiente. La dependencia del desempeño radica en que a mayor cantidad de subdivisiones, o sea almacenar una matriz más grande, menor es la probabilidad que el óptimo no sea el correcto.

Debido a que no se justifica el uso de esta alternativa en una topología de 2 niveles, se analizará en el caso del inversor CHB, Fig. 4.1, de 2 celdas. Al tener 2 celdas el convertidor resulta de 5 niveles.

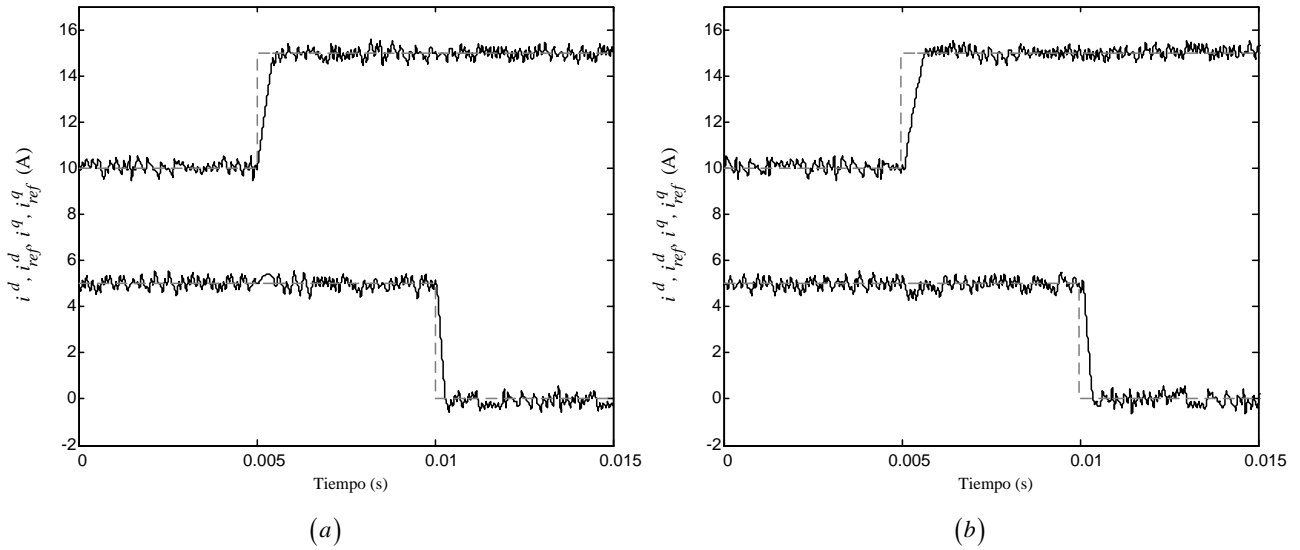


Fig. 4.3 Comparación desempeño dinámico; (a) convencional; (b) alternativo Deadbeat.
Fuente: Elaboración propia.

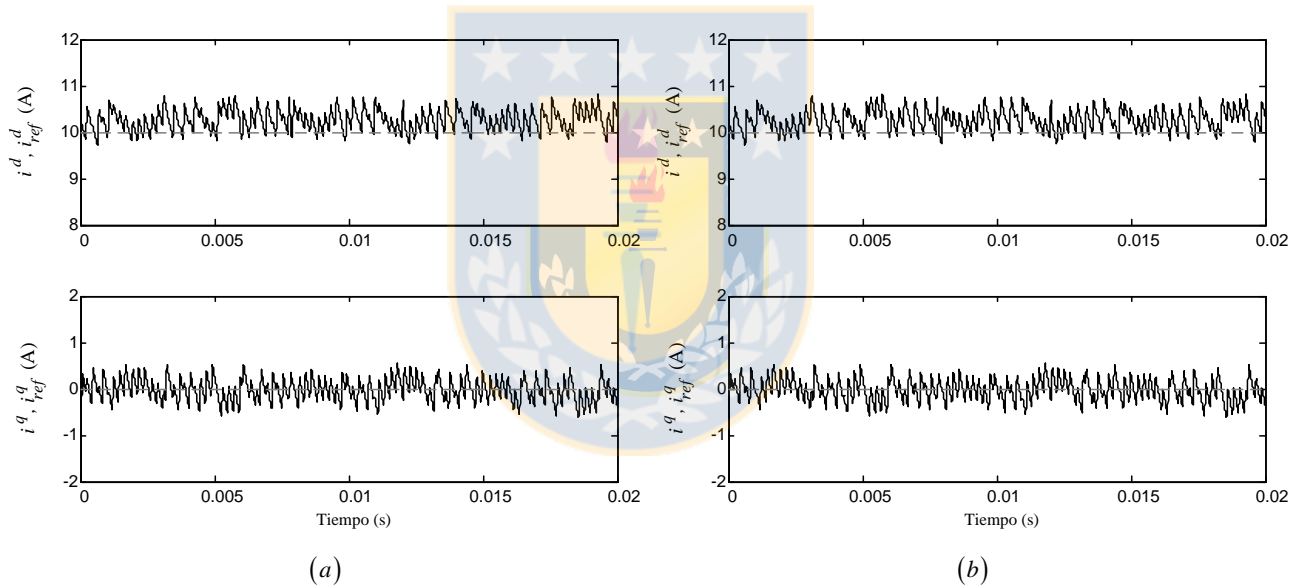


Fig. 4.4 Comportamiento estático en ejes dq de la corriente con $R_{modelo} = 2R$ para $i_{ref}^d = 10$ (A), $i_{ref}^q = 0$ (A) con; (a), convencional y (b) propuesto Deadbeat.
Fuente: Elaboración propia.

Para analizar el desempeño de este método propuesto, se realizan pruebas estáticas y dinámicas. En esta ocasión se evalúa el desempeño de la alternativa propuesta considerando 32 subdivisiones para cada eje, esto implica almacenar una matriz de 33x33 elementos. Luego, la transformación lineal que se debe aplicar a cada componente es, siguiendo la metodología presentada de (3.1) a (3.4),

$$0 \leq v \frac{16}{v_{\max}} + 16 \leq 32, \quad (4.1)$$

de esta forma, las componentes redondeadas serán valores enteros entre 0 y 32, y corresponderán a los elementos de la matriz de 33x33 que almacena los óptimos asociados.

Finalmente, se obtiene el desempeño estático y dinámico mostrado en la Fig. 4.6.

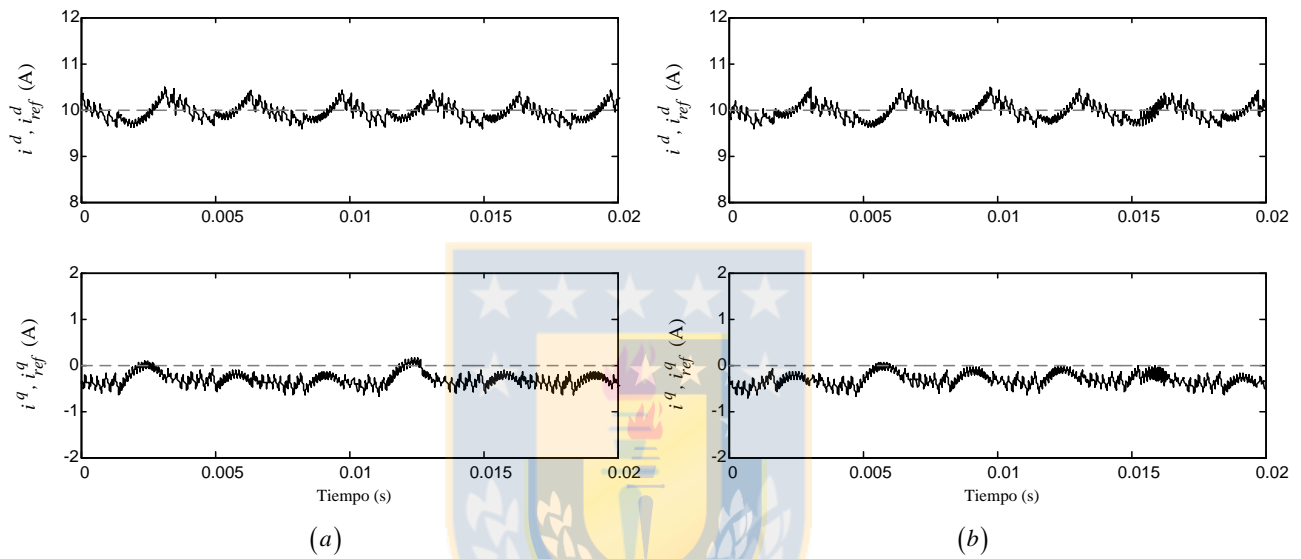


Fig. 4.5 Comportamiento estático en ejes dq de la corriente con $L_{\text{modelo}} = 0.5L$ para $i_{\text{ref}}^d = 10$ (A), $i_{\text{ref}}^q = 0$ (A) con; (a), convencional y (b) propuesta Deadbeat.

Fuente: Elaboración propia.

Tabla 4.1 Comparación desempeño estático estrategia propuesta basada en Deadbeat; $i_{\text{ref}}^d = 10$ (A), $i_{\text{ref}}^q = 0$ (A).

R	L	Convencional		Deadbeat	
		\bar{i}^d	\bar{i}^q	\bar{i}^d	\bar{i}^q
R_{modelo}	L_{modelo}	10.05	-0.016	10.05	-0.013
$0.5R_{\text{modelo}}$	L_{modelo}	10.27	-0.022	10.27	-0.021
R_{modelo}	$2L_{\text{modelo}}$	9.947	-0.351	9.951	-0.324

Fuente: Elaboración propia.

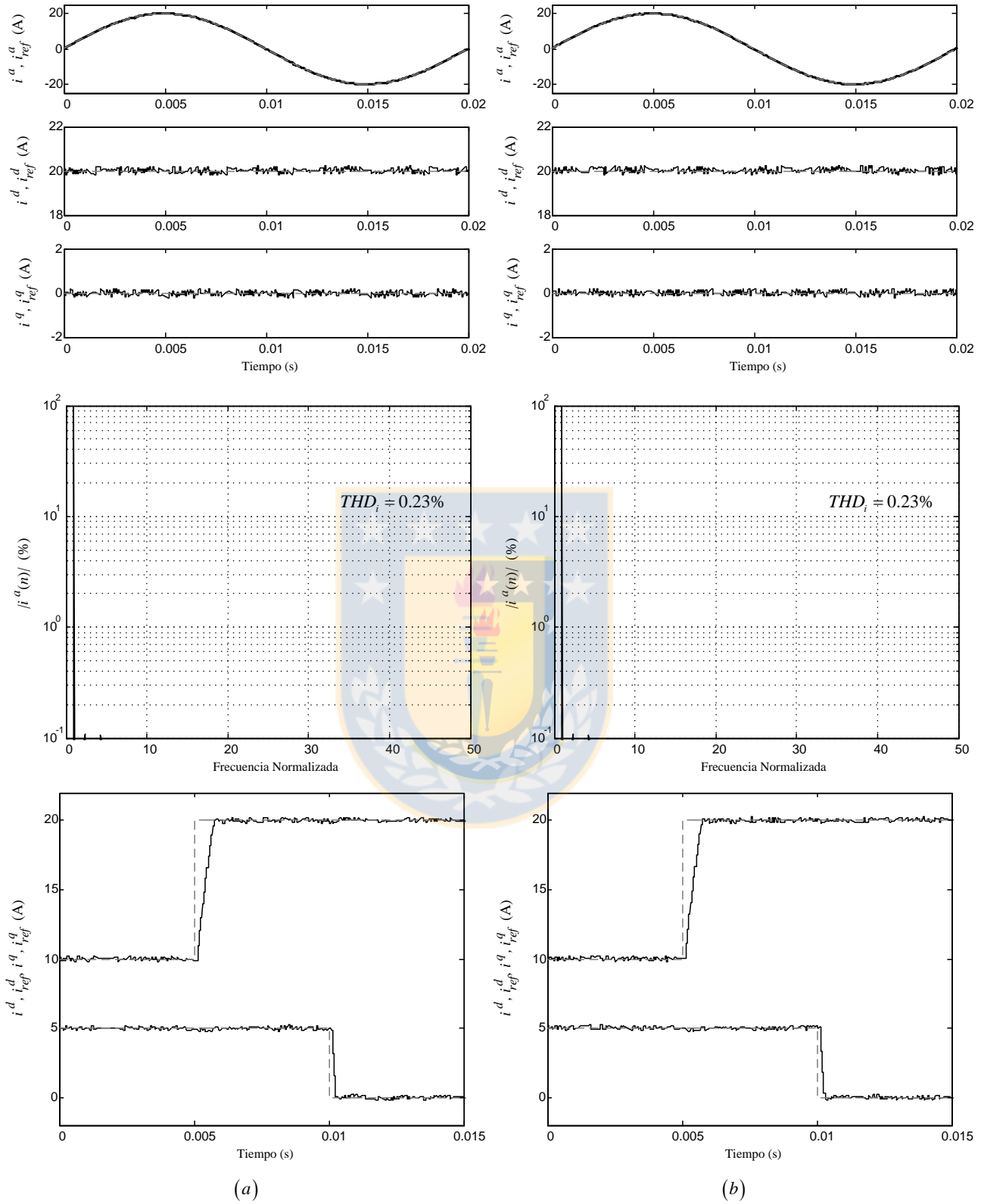


Fig. 4.6 Comparación desempeño estrategia propuesta basada en Deadbeat; (a) optimización convencional, (b) optimización offline.

Fuente: Elaboración propia.

4.2.3 Realimentación de Estados con Integradores

En el capítulo anterior se presentó la opción de obtener la entrada de referencia a partir de una realimentación de estado con integradores para obtener una estrategia de control robusta ante errores en los parámetros.

Para que los integradores permitan asegurar cero error en S.S. se debe trabajar en ejes rotatorios, por lo que se considera el modelo (2.29), pues es el mismo para el inversor CHB.

Se deben agregar tantos integradores como salidas tenga el sistema. En el caso de estudio se deben agregar 2 integradores pues existen 2 salidas; i^d, i^q .

Ahora sólo falta diseñar la matriz \mathbf{K} . Al agregar los integradores el modelo resultante tiene 4 valores propios,

$$\begin{pmatrix} \hat{\mathbf{x}}(k+1) \\ \mathbf{x}_i(k+1) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \mathbf{A} & \mathbf{0} \\ \mathbf{C} & \mathbf{I} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \mathbf{x}(k) \\ \mathbf{x}_i(k) \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} \mathbf{B} \\ \mathbf{0} \end{pmatrix} \mathbf{u}(k) + \begin{pmatrix} \mathbf{0} \\ -\mathbf{I} \end{pmatrix} \mathbf{y}_{\text{ref}}(k), \quad (4.2)$$

los del modelo original más los valores propios en el origen asociados a los integradores, Fig. 4.7(a). Por lo que se diseña \mathbf{K} para obtener 2 valores propios rápidos, por ende despreciables, y otros 2 que fijarán la dinámica del sistema.

Los 2 valores propios que fijan la dinámica del sistema se ubican a criterio del diseñador. En esta ocasión se ubican de tal forma de obtener una respuesta dinámica lo más rápida posible pero sin sobrepaso. En la Fig. 4.7(b) se muestra la ubicación final de los valores propios del sistema.

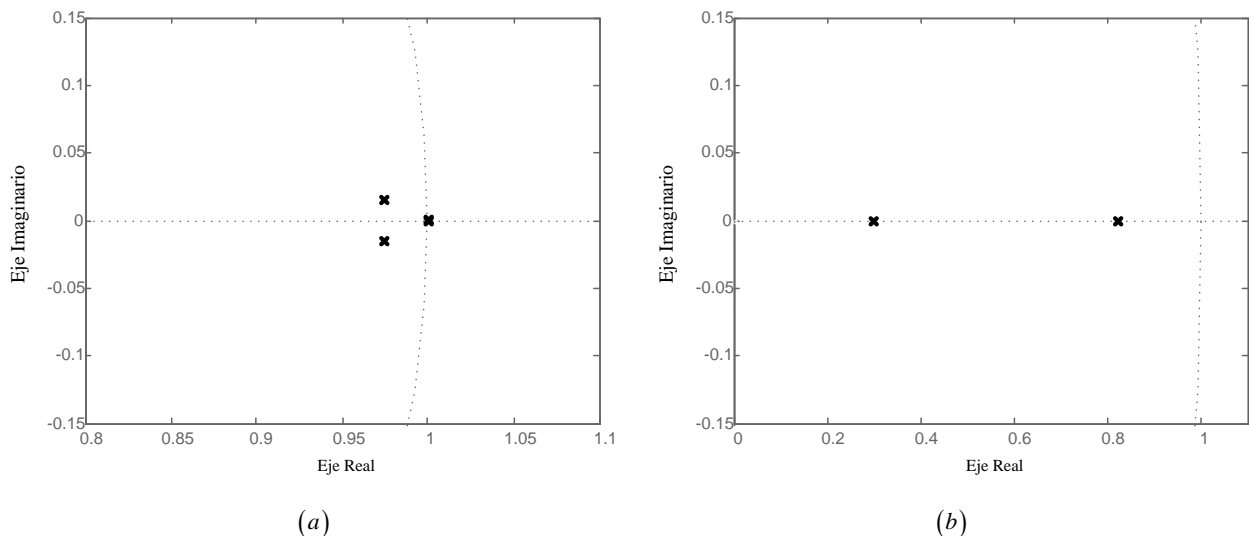


Fig. 4.7 Valores propios del sistema con integradores; (a) con matriz \mathbf{K} nula, (b) con matriz \mathbf{K} diseñada.
Fuente: Elaboración propia.

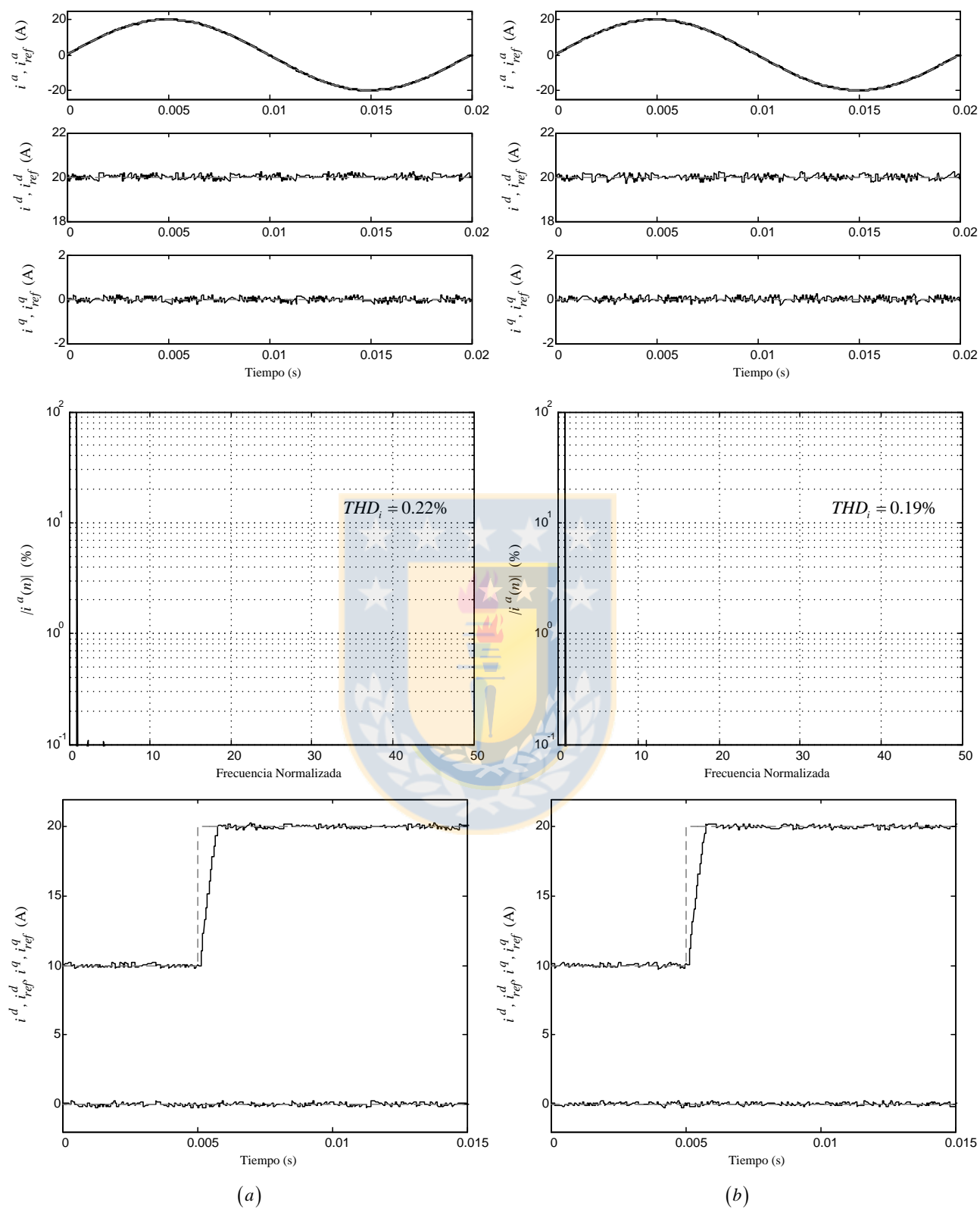


Fig. 4.8 Comparación desempeño sin error en los parámetros y con tiempo de muestreo $T_s = 50$ (μ s); estrategia (a) convencional, (b) propuesta basada en realimentación de estados con integradores.

Fuente: Elaboración propia.

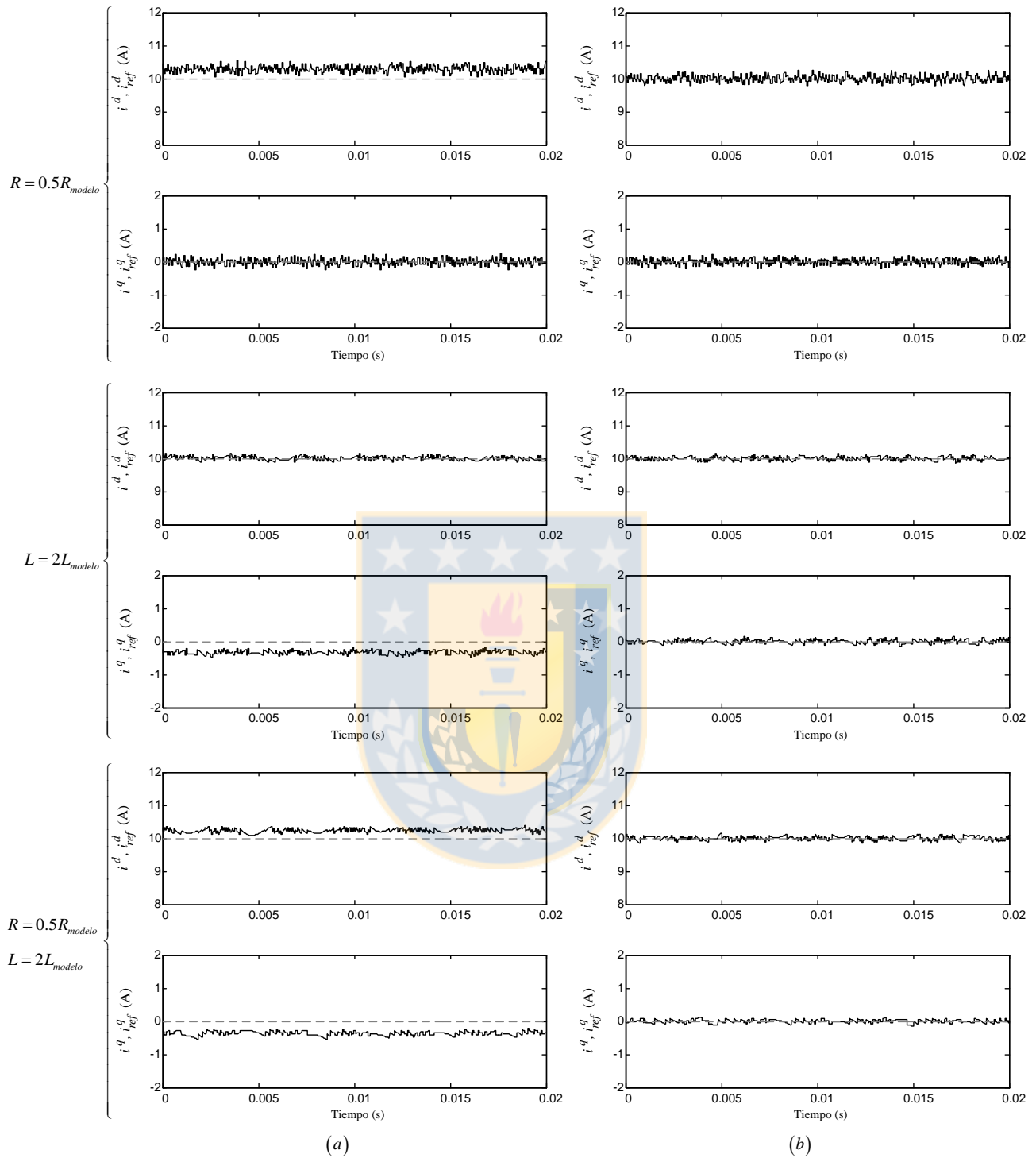


Fig. 4.9 Comparación desempeño con error en los parámetros y con referencias: $i_{ref}^d = 10$ (A), $i_{ref}^q = 0$ (A) y tiempo de muestreo $T_s = 50$ (μ s); estrategia (a) convencional, (b) propuesta basada en realimentación de estado con integradores.
Fuente: Elaboración propia.

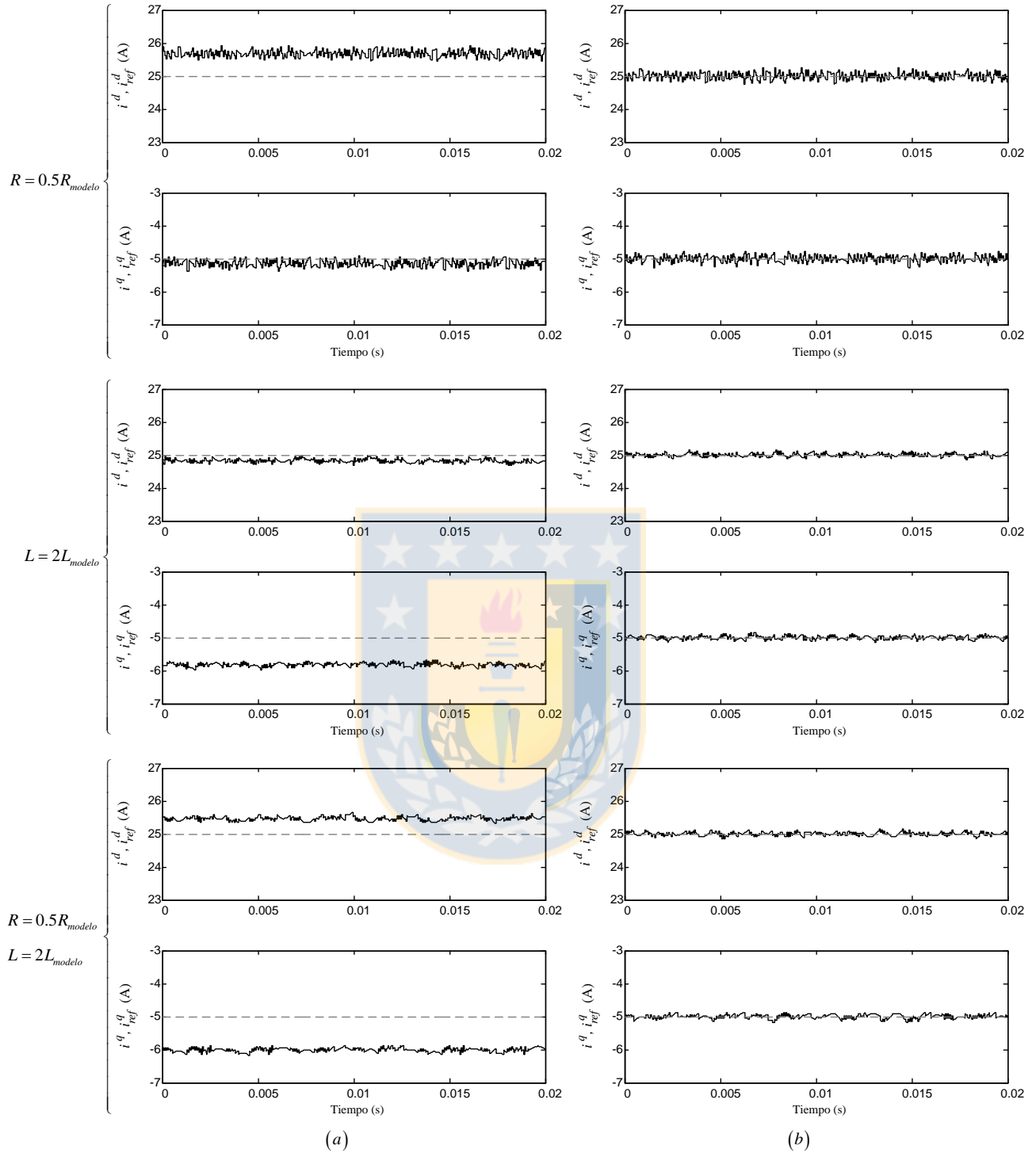


Fig. 4.10 Comparación desempeño con error en los parámetros y con referencias: $i_{ref}^d = 25$ (A), $i_{ref}^q = -5$ (A) y tiempo de muestreo $T_s = 50$ (μ s); estrategia (a) convencional, (b) propuesta basada en realimentación de estado con integradores.

Fuente: Elaboración propia.

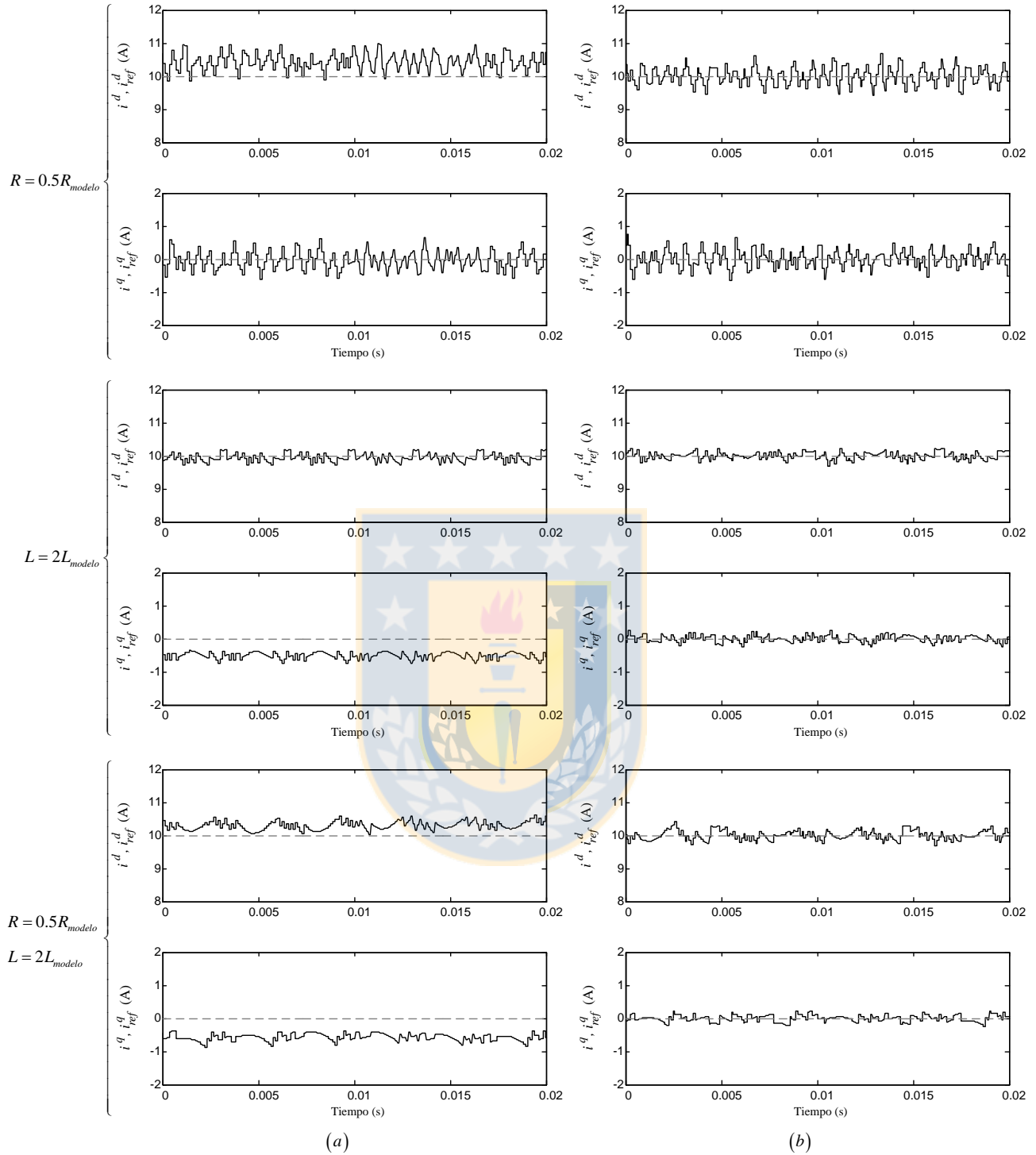


Fig. 4.11 Comparación desempeño con error en los parámetros y con referencias: $i_{ref}^d = 10$ (A), $i_{ref}^q = 0$ (A) y tiempo de muestreo $T_s = 100$ (μ s); estrategia (a) convencional, (b) propuesta basada en realimentación de estado con integradores.

Fuente: Elaboración propia.

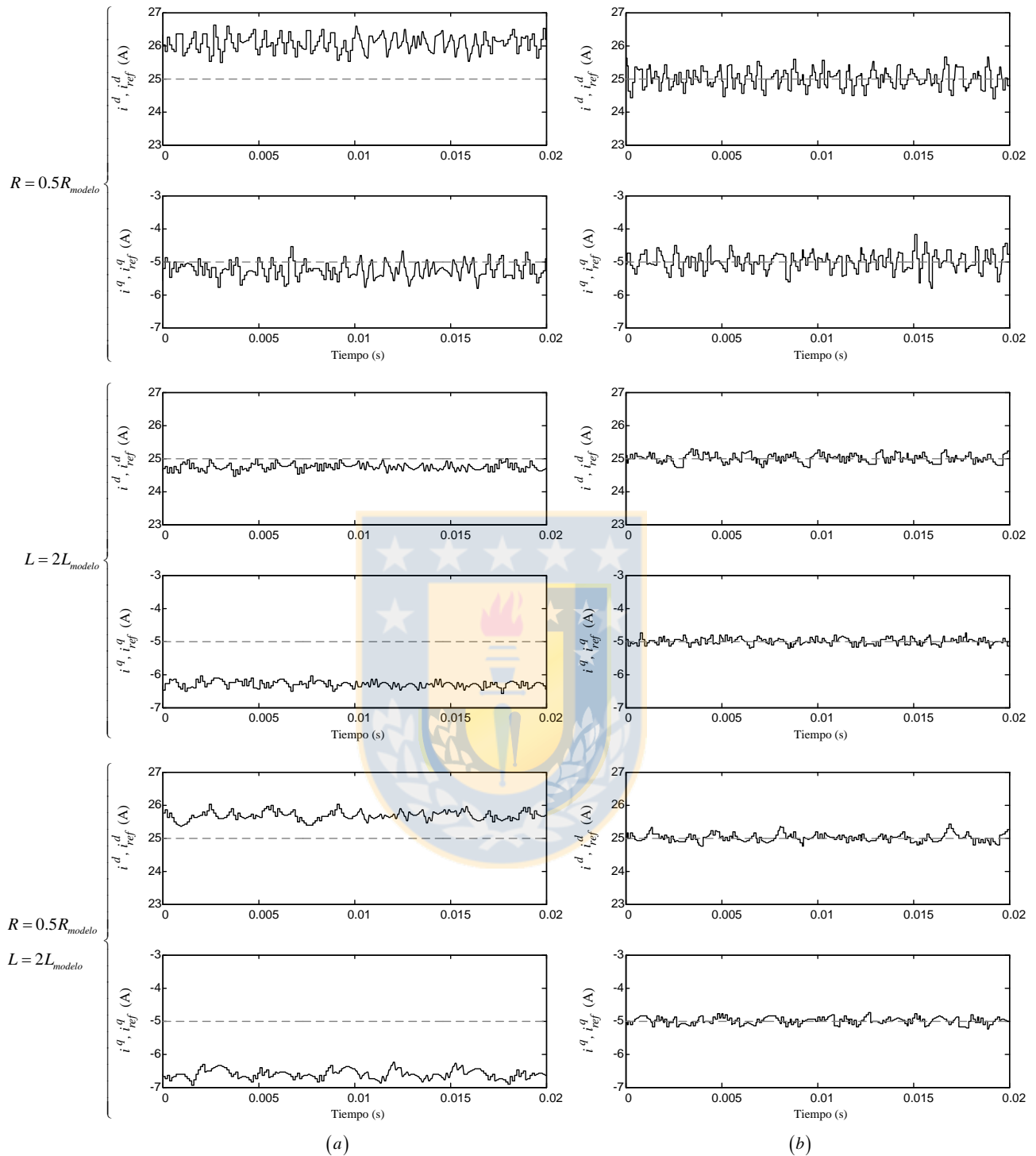


Fig. 4.12 Comparación desempeño con error en los parámetros y con referencias: $i_{ref}^d = 25$ (A), $i_{ref}^q = -5$ (A) y tiempo de muestreo $T_s = 100$ (μ s); estrategia (a) convencional, (b) propuesta basada en realimentación de estado con integradores.

Fuente: Elaboración propia.

Tabla 4.2 Comparación desempeño estrategia propuesta basada en realimentación de estados con integradores; $i_{ref}^d = 10$ (A), $i_{ref}^q = 0$ (A), $T_s = 50$ (μ s).

R	L	Convencional (A)			Propuesta (A)		
		\bar{i}^d	\bar{i}^q	\bar{e}	\bar{i}^d	\bar{i}^q	\bar{e}
$0.5R_{modelo}$	L_{modelo}	10.30	-0.070	3.7%	10.00	0.000	0.0%
R_{modelo}	$2L_{modelo}$	10.00	-0.316	3.2%	10.00	0.000	0.0%
$0.5R_{modelo}$	$2L_{modelo}$	10.22	-0.353	5.7%	10.00	0.000	0.0%

Tabla 4.3 Comparación desempeño estrategia propuesta basada en realimentación de estados con integradores; $i_{ref}^d = 25$ (A), $i_{ref}^q = -5$ (A), $T_s = 50$ (μ s).

R	L	Convencional (A)			Propuesta (A)		
		\bar{i}^d	\bar{i}^q	\bar{e}	\bar{i}^d	\bar{i}^q	\bar{e}
$0.5R_{modelo}$	L_{modelo}	25.68	-5.145	2.8%	25.00	-5.000	0.0%
R_{modelo}	$2L_{modelo}$	24.81	-5.830	3.4%	25.00	-5.000	0.0%
$0.5R_{modelo}$	$2L_{modelo}$	25.46	-6.011	4.9%	25.00	-5.001	0.0%

Tabla 4.4 Comparación desempeño estrategia propuesta basada en realimentación de estados con integradores; $i_{ref}^d = 10$ (A), $i_{ref}^q = 0$ (A), $T_s = 100$ (μ s).

R	L	Convencional (A)			Propuesta (A)		
		\bar{i}^d	\bar{i}^q	\bar{e}	\bar{i}^d	\bar{i}^q	\bar{e}
$0.5R_{modelo}$	L_{modelo}	10.42	-0.055	4.8%	9.999	-0.001	0.0%
R_{modelo}	$2L_{modelo}$	9.935	-0.539	6.0%	10.00	0.000	0.0%
$0.5R_{modelo}$	$2L_{modelo}$	10.32	-0.596	9.2%	10.00	0.002	0.0%

Fuente: Elaboración propia.

Una vez finalizado el diseño se compara el desempeño de la estrategia propuesta con el FCS-MPC convencional en el inversor CHB de 5 niveles para diferentes escenarios; con error en la resistencia e inductancia de carga, para diferentes puntos de operación y diferentes tiempos de muestreo.

Tabla 4.5 Comparación desempeño estrategia propuesta basada en realimentación de estados con integradores; $i_{ref}^d = 25$ (A), $i_{ref}^q = -5$ (A), $T_s = 100$ (μ s).

R	L	Convencional (A)			Propuesta (A)		
		\bar{i}^d	\bar{i}^q	\bar{e}	\bar{i}^d	\bar{i}^q	\bar{e}
$0.5R_{modelo}$	L_{modelo}	26.11	-5.256	5.5%	25.00	-5.000	0.0%
R_{modelo}	$2L_{modelo}$	24.47	-6.313	6.1%	25.00	-4.999	0.0%
$0.5R_{modelo}$	$2L_{modelo}$	25.70	-6.606	7.7%	25.00	-5.000	0.0%

Fuente: Elaboración propia.

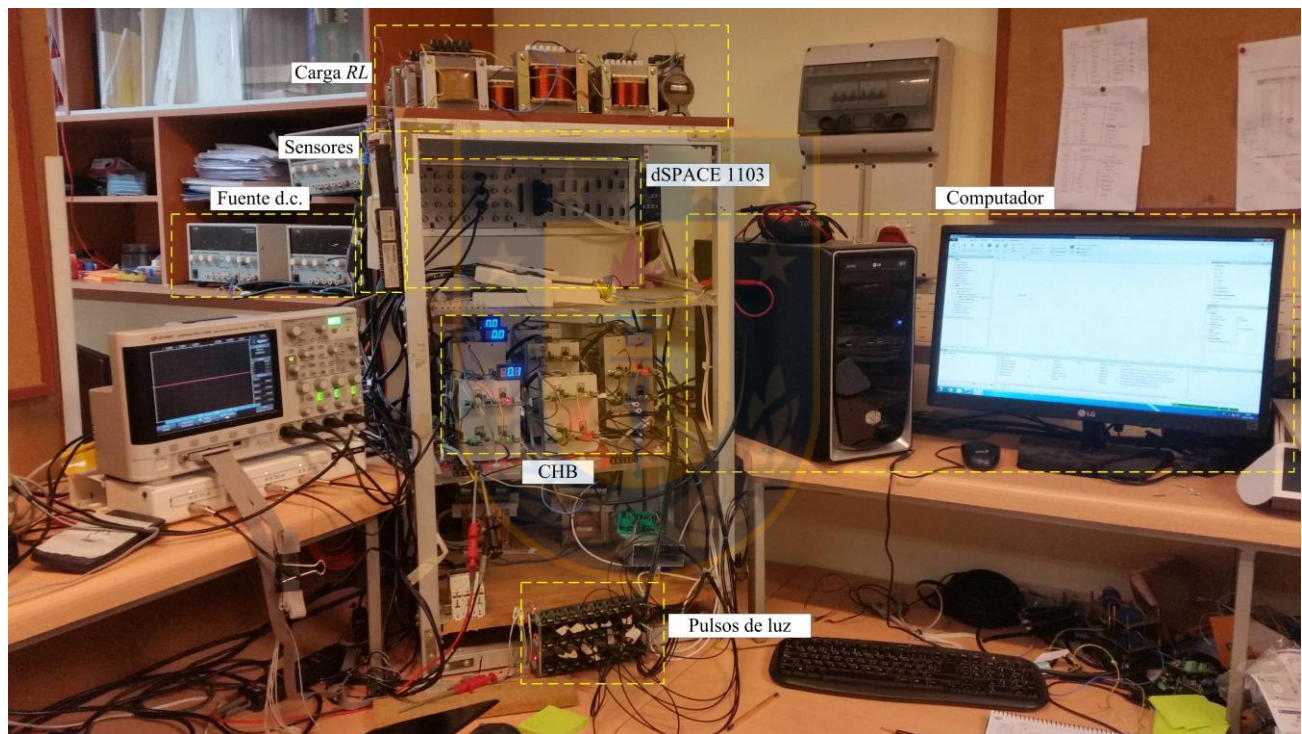


Fig. 4.13 Setup experimental.

Fuente: Elaboración propia

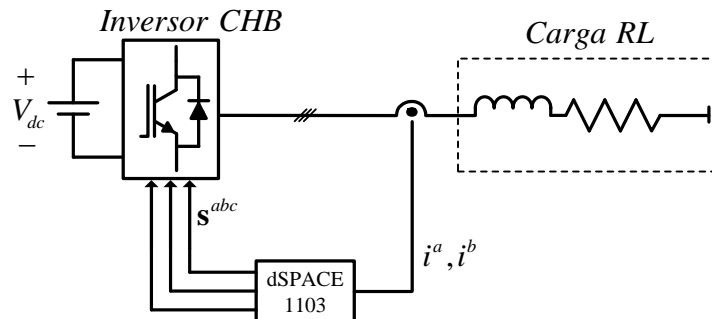


Fig. 4.14 Diagrama setup experimental.

Fuente: Elaboración propia.

En la Fig. 4.8 se muestra la comparación de desempeño estático y dinámico de la estrategia propuesta con la convencional, sin errores en los parámetros.

En la Fig. 4.9 y Fig. 4.10 se muestra la comparación de desempeño estático frente a errores en los parámetros para dos puntos de operación diferentes con $T_s = 50 (\mu\text{s})$.

En la Fig. 4.11 y Fig. 4.12 se muestra la comparación de desempeño estático frente a errores en los parámetros para dos puntos de operación diferentes con $T_s = 100 (\mu\text{s})$.

En las tablas 4.2 a 4.5 se muestra de forma numérica la comparación de desempeño donde e es el error absoluto porcentual obtenido de ambas componentes.

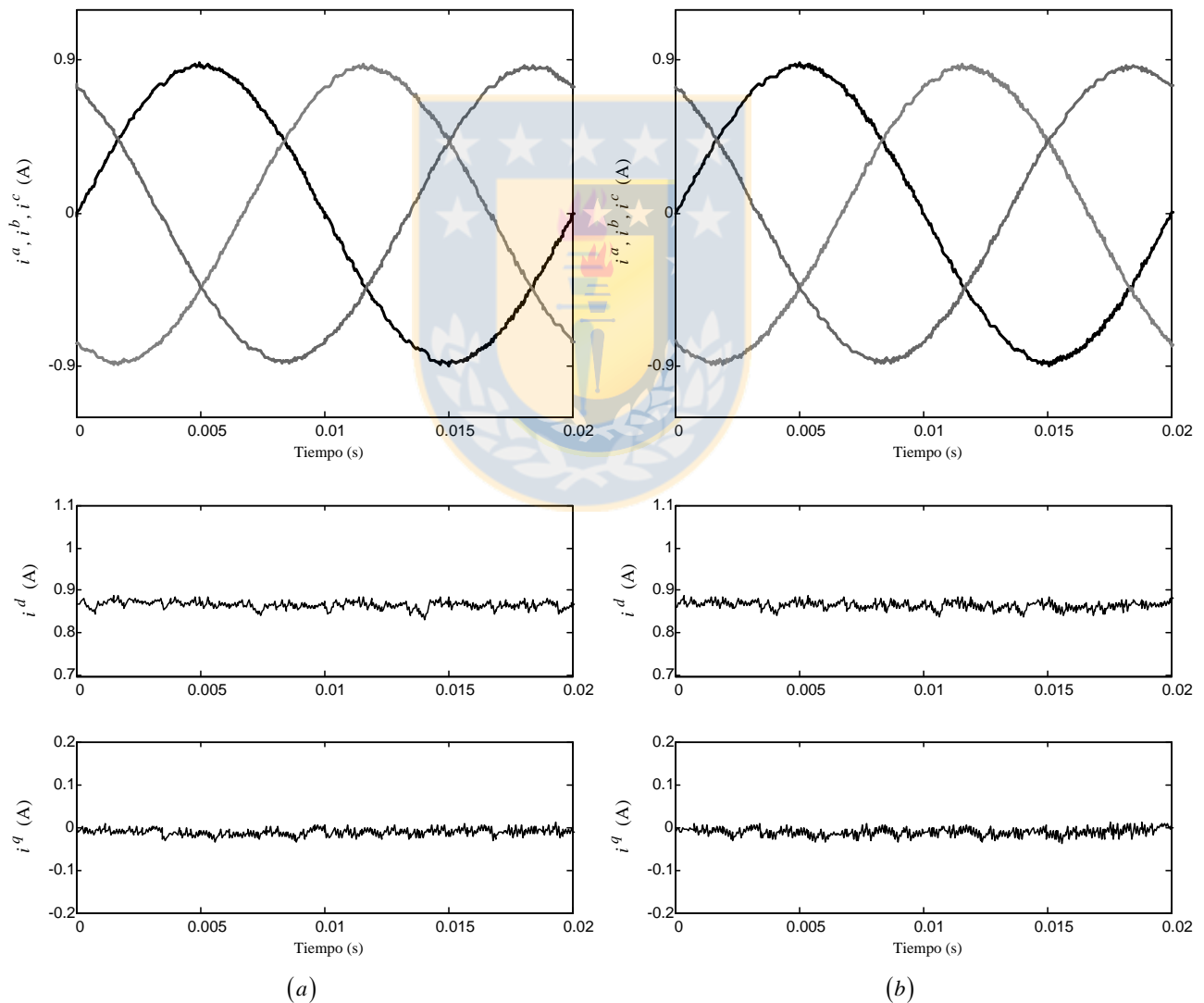


Fig. 4.15 Comparación desempeño estático sin error en los parámetros; estrategia (a) convencional, (b) propuesta basada en Deadbeat.
Fuente: Elaboración propia.

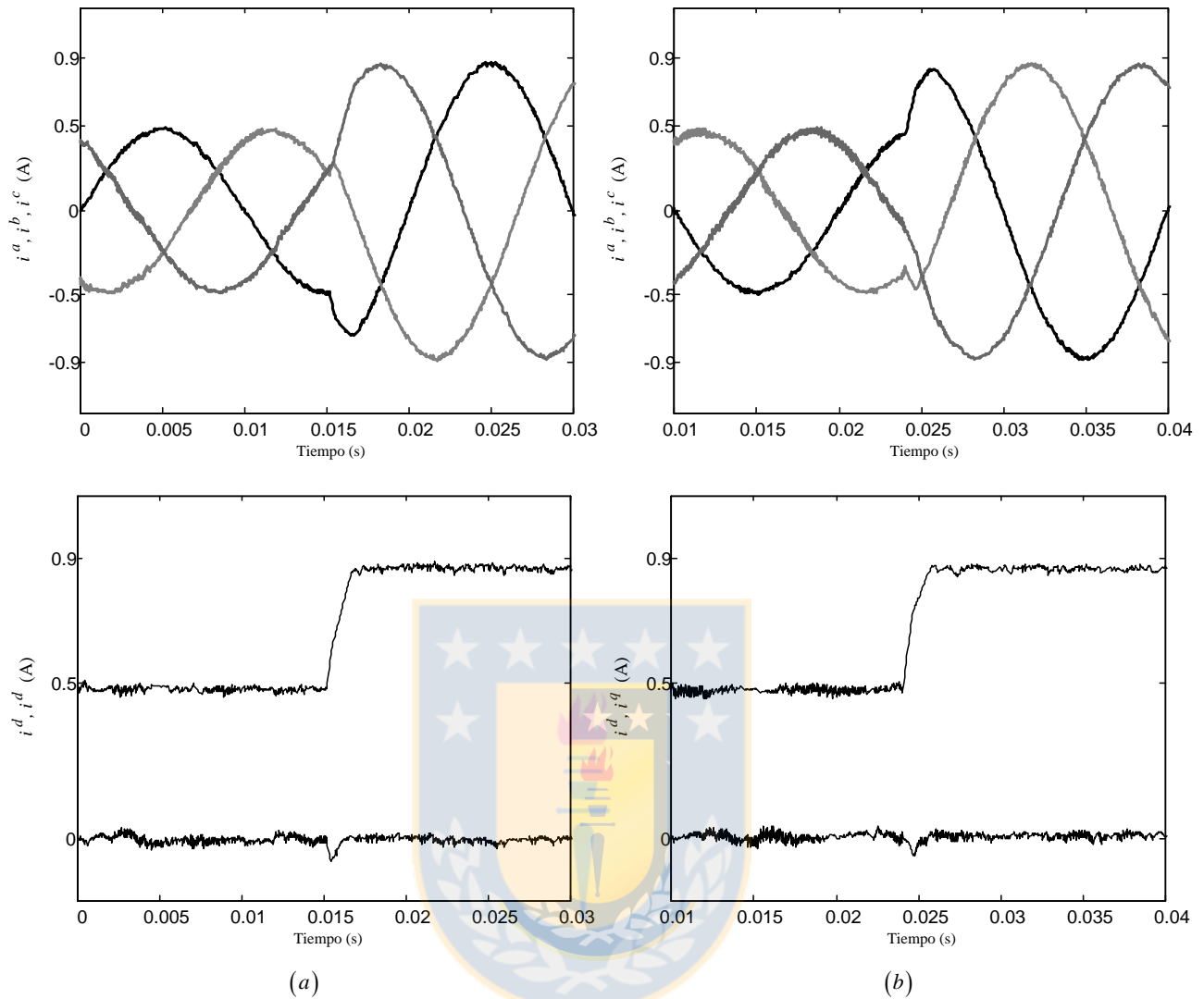


Fig. 4.16 Comparación desempeño dinámico sin error en los parámetros; estrategia (a) convencional, (b) propuesta basada en Deadbeat.
Fuente: Elaboración propia.

4.3. Experimentación

En esta sección se analiza el desempeño de la estrategia propuesta en un prototipo experimental de baja potencia. Estas evaluaciones buscan validar el esquema propuesto y los resultados obtenidos mediante simulación.

Los resultados experimentales son obtenidos en un inversor CHB de 3 niveles con carga RL , como el mostrado anteriormente, el cual es controlado con una dSPACE1103 programada mediante MatLab – Simulink. El software Real Time Interface (RTI) hace la conversión del algoritmo diseñado en Simulink para ser interpretado por la dSPACE. El diagrama del setup experimental se muestra en la Fig. 4.14 y el prototipo en la Fig. 4.13.

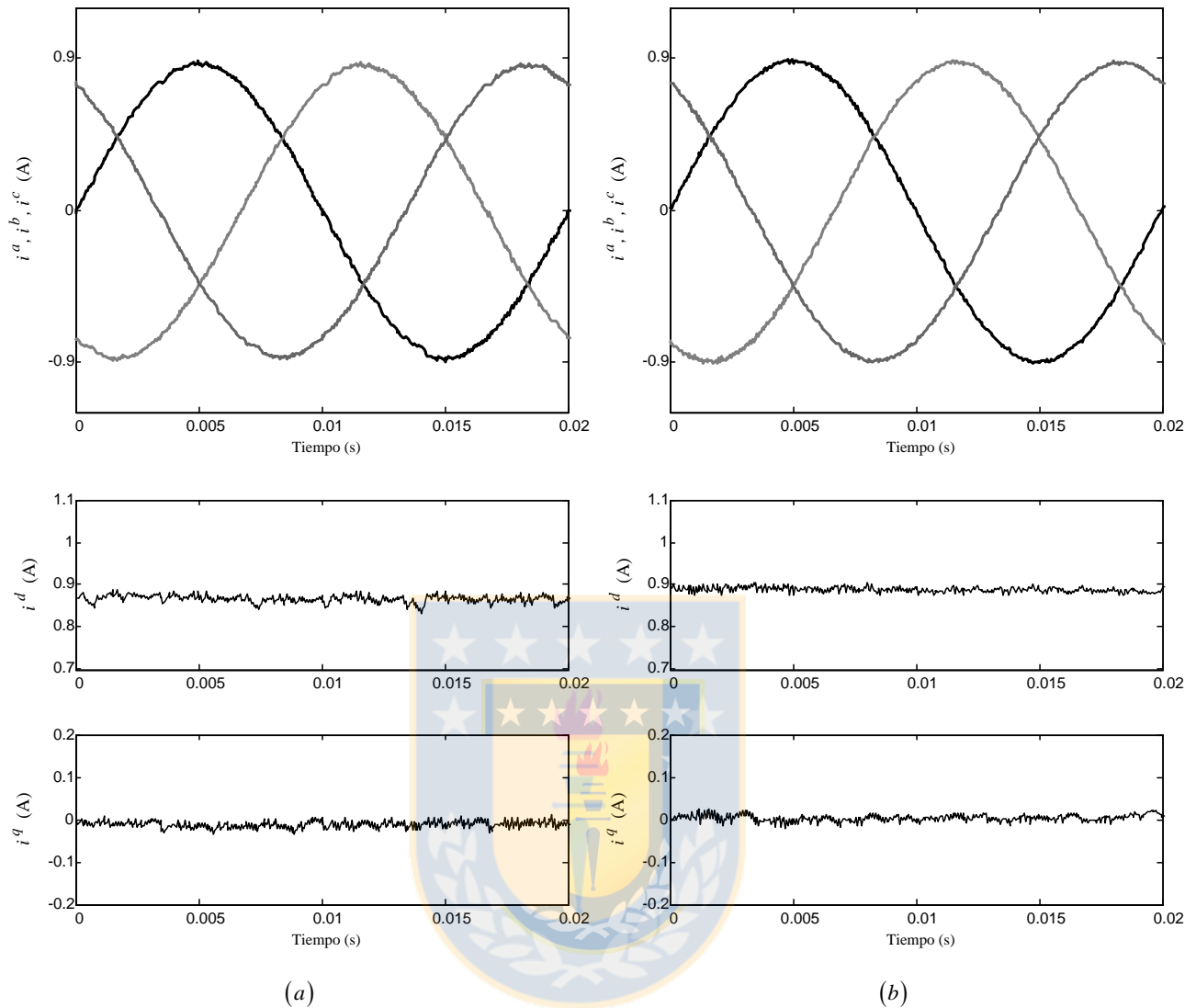


Fig. 4.17 Comparación desempeño estático sin error en los parámetros; estrategia (a) convencional, (b) propuesta basada en realimentación de estados con integradores.

Fuente: Elaboración propia.

Tabla 4.6 Comparación desempeño estático estrategia propuesta basada en realimentación de estados con integradores sin error en los parámetros;

$$\mathbf{i}_{ref}^d = 0.9(\text{A}), \mathbf{i}_{ref}^q = 0(\text{A}), T_s = 50(\mu\text{s}).$$

R	L	Convencional (A)			Propuesta (A)		
		\bar{i}^d	\bar{i}^q	\bar{e}	\bar{i}^d	\bar{i}^q	\bar{e}
R_{modelo}	L_{modelo}	0.878	-0.013	3.9%	0.897	0.001	0.4%

Fuente: Elaboración propia.

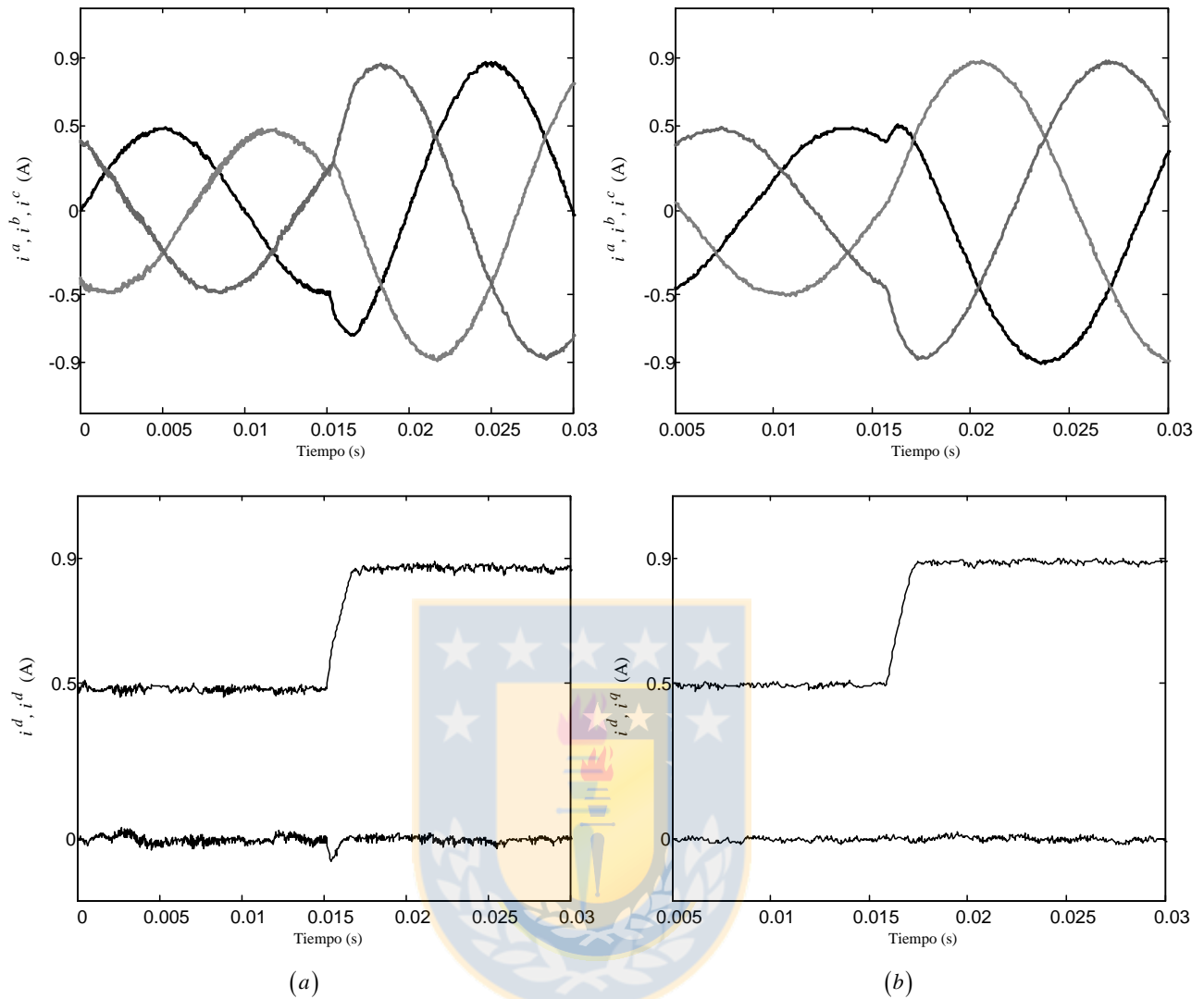


Fig. 4.18 Comparación desempeño dinámico sin error en los parámetros; estrategia (a) convencional, (b) propuesta basada en realimentación de estados con integradores.

Fuente: Elaboración propia.

Se evalúa el desempeño de la estrategia propuesta basada en Deadbeat, en una realimentación de estados con integradores, y la optimización offline. Además, se comparan los tiempos requeridos por cada una de las estrategias propuestas en comparación con la estrategia convencional.

El diseño de la matriz \mathbf{K} en el caso de la realimentación de estados con integradores, se hace de la misma forma como se presentó anteriormente, dejando 2 valores propios rápidos y los otros 2 son ubicados de tal forma de obtener una respuesta a escalón lo más rápida posible pero sin sobrepaso.

En la Fig. 4.15 y Fig. 4.16 se muestra la comparación del desempeño estático y dinámico respectivamente, de la estrategia propuesta basada en Deadbeat con la estrategia convencional. De estas se comprueba lo mencionado anteriormente y lo obtenido mediante simulación, el desempeño de ambas es muy similar.

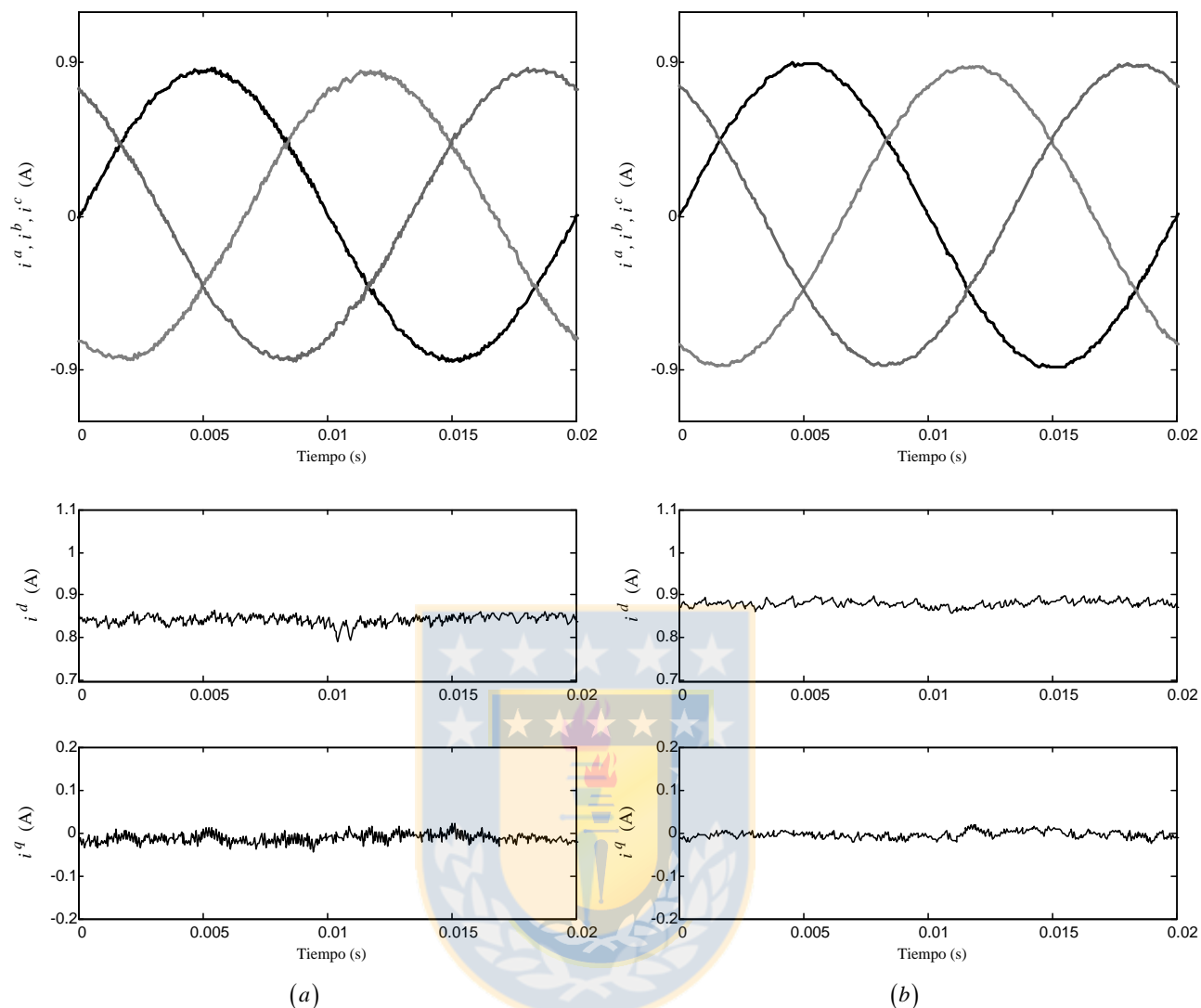


Fig. 4.19 Comparación desempeño estático con error en la resistencia de carga $R = 1.5R_{modelo}$; estrategia (a) convencional, (b) propuesta basada en realimentación de estados con integradores.
Fuente: Elaboración propia.

Tabla 4.7 Comparación desempeño estático estrategia propuesta basada en realimentación de estados con integradores y con error en la resistencia de carga;

$$\mathbf{i}_{ref}^d = 0.9 \text{ (A)}, \mathbf{i}_{ref}^q = 0 \text{ (A)}, T_s = 50 \text{ (}\mu\text{s)}.$$

R	L	Convencional (A)			Propuesta (A)		
		\bar{i}^d	\bar{i}^q	\bar{e}	\bar{i}^d	\bar{i}^q	\bar{e}
$1.5R_{modelo}$	L_{modelo}	0.822	-0.027	11.7%	0.892	-0.002	1.1%

Fuente: Elaboración propia.

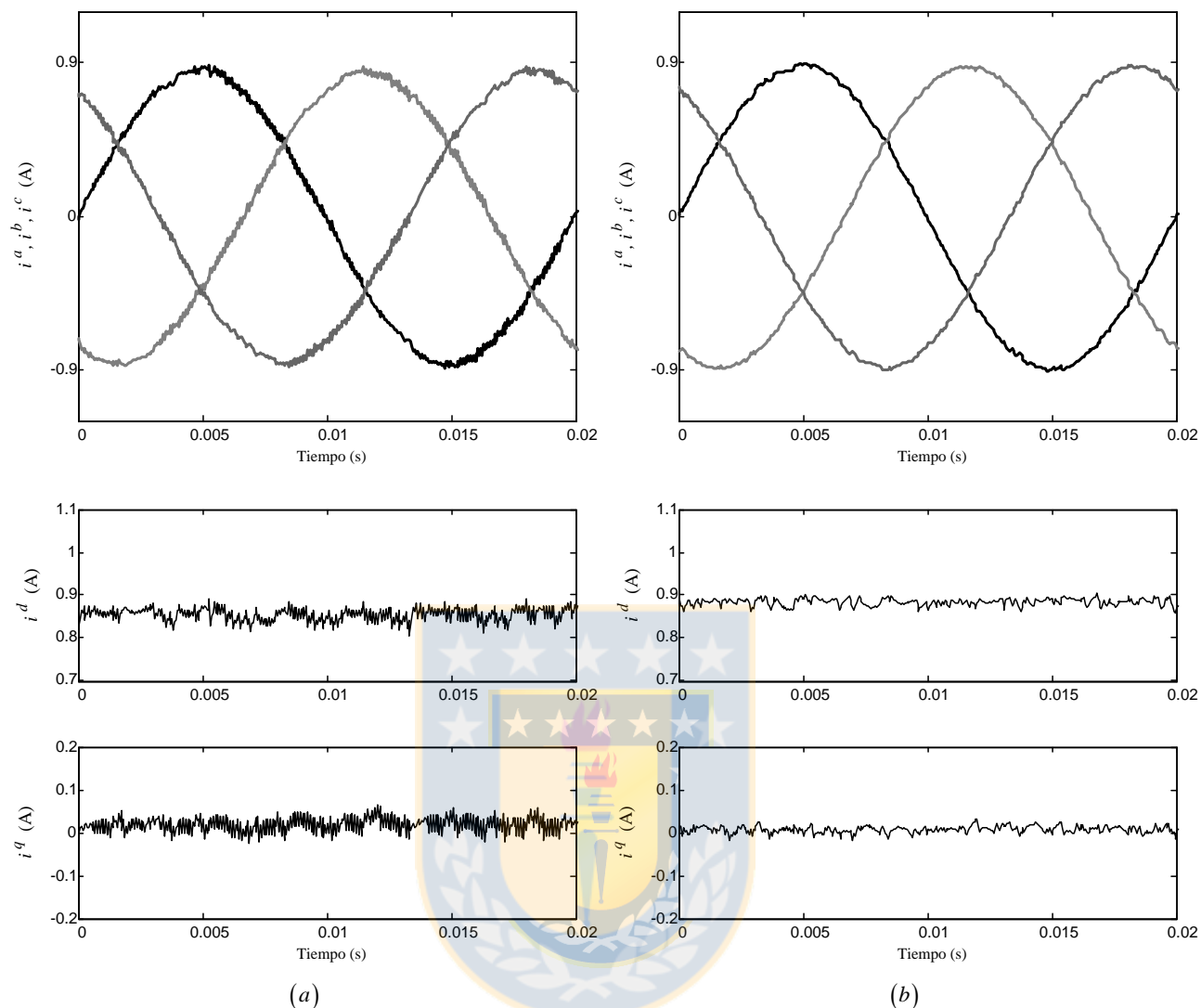


Fig. 4.20 Comparación desempeño estático con error en la inductancia de carga $L = 0.5L_{modelo}$; estrategia (a) convencional, (b) propuesta basada en realimentación de estados con integradores.
Fuente: Elaboración propia.

Tabla 4.8 Comparación desempeño estático estrategia propuesta basada en realimentación de estados con integradores y con error en la inductancia de carga;

$$\mathbf{i}_{ref}^d = 0.9 \text{ (A)}, \mathbf{i}_{ref}^q = 0 \text{ (A)}, T_s = 50 \text{ (}\mu\text{s)}.$$

R	L	Convencional (A)			Propuesta (A)		
		\bar{i}^d	\bar{i}^q	\bar{e}	\bar{i}^d	\bar{i}^q	\bar{e}
R_{modelo}	$0.5L_{modelo}$	0.851	0.033	9.1%	0.898	-0.007	1.0%

Fuente: Elaboración propia.

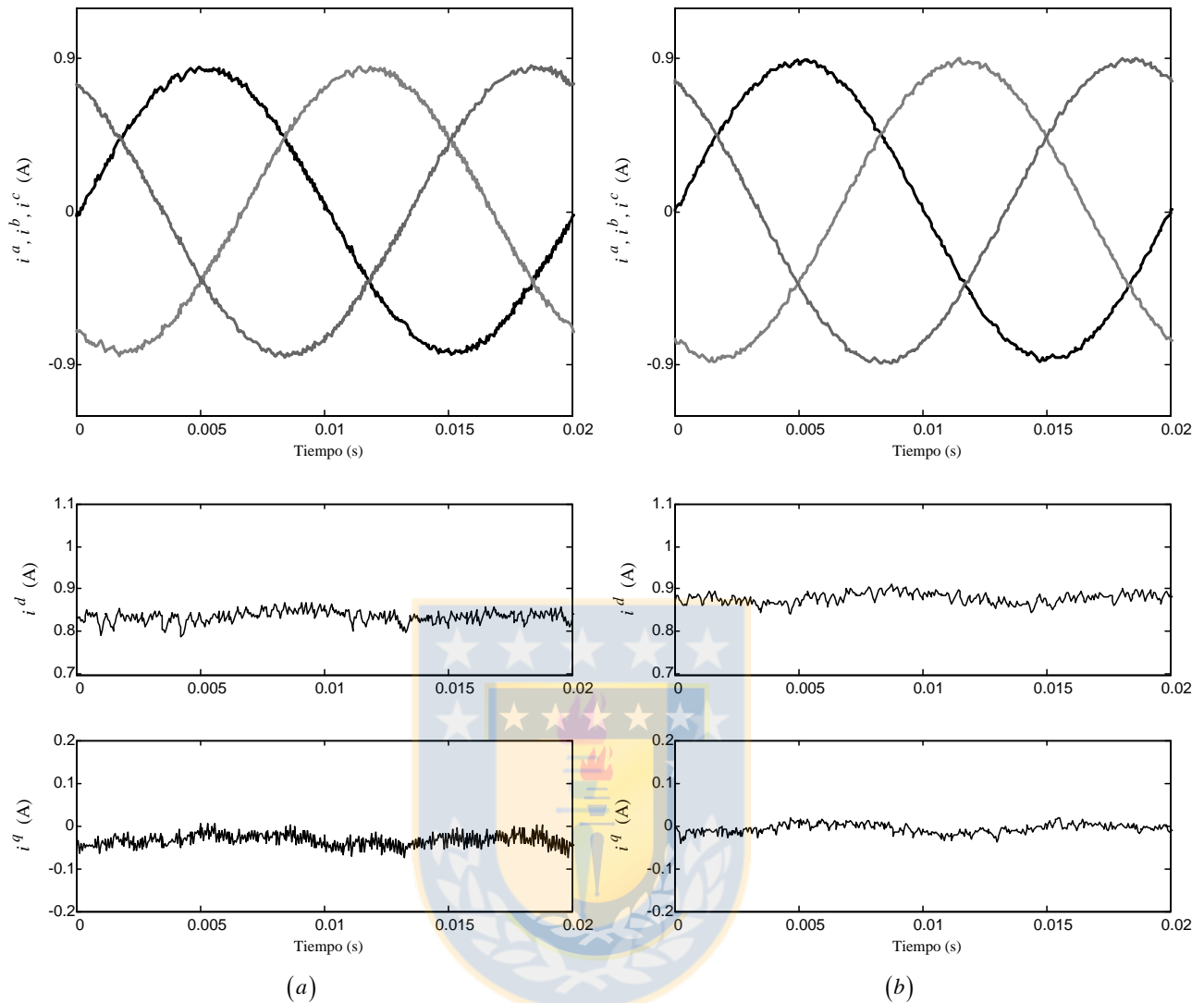


Fig. 4.21 Comparación desempeño estático con error en la inductancia $L = 0.5L_{modelo}$ y resistencia de carga $R = 1.5R_{modelo}$; estrategia (a) convencional, (b) propuesta basada en realimentación de estados con integradores.

Fuente: Elaboración propia.

Tabla 4.9 Comparación desempeño estático estrategia propuesta basada en realimentación de estados con integradores y con error en la inductancia y resistencia de carga;

$$\bar{i}_{ref}^d = 0.9 \text{ (A)}, \bar{i}_{ref}^q = 0 \text{ (A)}, T_s = 50 \text{ (}\mu\text{s)}.$$

R	L	Convencional (A)			Propuesta (A)		
		\bar{i}^d	\bar{i}^q	\bar{e}	\bar{i}^d	\bar{i}^q	\bar{e}
$1.5R_{modelo}$	$0.5L_{modelo}$	0.813	-0.051	15.3%	0.897	-0.005	0.9%

Fuente: Elaboración propia.

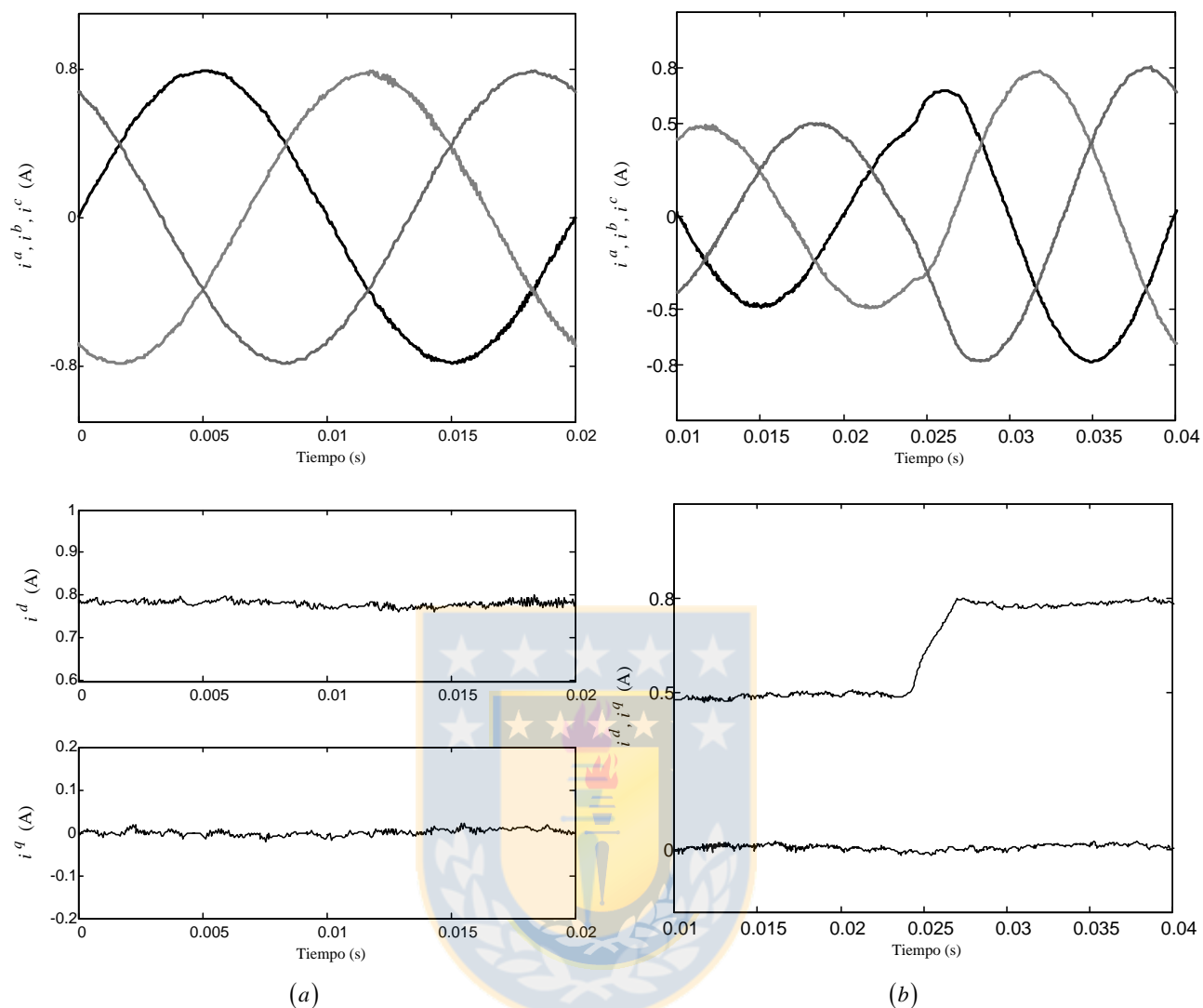


Fig. 4.22 Desempeño estático con error en la inductancia $L = 0.5L_{modelo}$ y resistencia de carga $R = 1.5R_{modelo}$; estrategia propuesta basada en realimentación de estados con integradores con optimización offline (a) desempeño estático, (b) desempeño dinámico.
Fuente: Elaboración propia.

Tabla 4.10 Comparación tiempos de cálculo requeridos por las distintas alternativas evaluadas.

Estrategia	$\bar{\sigma}$ (μs)	σ_{\max} (μs)
Convencional	28.5	28.6
Deadbeat	6.69	6.72
Realimentación de estados	8.64	8.67
Deadbeat/Opt. offline	4.90	5.05
Realimentación de estados/Opt offline	6.90	6.96

Fuente: Elaboración propia.

En la Fig. 4.17 y Tabla 4.6 se muestra la comparación del desempeño estático entre la estrategia convencional y la estrategia propuesta basada en una realimentación de estado con integradores pero sin error en los parámetros. De esta se comprueba que la estrategia propuesta tiene un mejor desempeño estático incluso sin error en los parámetros.

En la Fig. 4.18 se muestra la comparación del desempeño dinámico frente a un cambio escalón en la referencia de las estrategias en cuestión, sin error en los parámetros. De ésta se puede comprobar el diseño deseado de la matriz \mathbf{K} , pues las respuestas dinámicas son prácticamente iguales. Más aún, se puede observar que la estrategia propuesta produce un menor ripple.

En la Fig. 4.19 y Tabla 4.7 se muestra la comparación del desempeño estático frente un error en la resistencia de carga. De éstas se puede afirmar que la estrategia propuesta presenta un error en S.S. 10% menor a la estrategia convencional.

En la Fig. 4.20 y Tabla 4.8 se muestra la comparación del desempeño estático frente a un error en la inductancia de carga. De éstas se puede observar que la estrategia propuesta no tan sólo presenta un menor error en S.S., también presenta un ripple considerablemente más pequeño.

En la Fig. 4.21 y Tabla 4.9 se muestra la comparación del desempeño estático frente a un error en la resistencia e inductancia de carga. De este caso se comprueba el menor ripple que produce la estrategia propuesta y el considerablemente menor error en S.S.

En la Fig. 4.22 se presenta el desempeño de la estrategia propuesta basada en realimentación de estado con integradores, con error en la resistencia e inductancia de carga, y con la optimización offline presentada el capítulo anterior. En este caso se consideran 64 subdivisiones para cada componente, lo que genera una matriz de 65x65. De ésta se corrobora la factibilidad de implementar la optimización offline, pues no afecta el desempeño de la estrategia utilizada.

En la Tabla 4.10 se muestra la comparación de los tiempos de cálculo requeridos para cada una de las estrategias evaluadas. Donde $\bar{\sigma}$ y σ_{\max} son los tiempos de cálculo promedio y máximo respectivamente, obtenidos para cada estrategia. Y los casos sin optimización offline consideran la búsqueda exhaustiva de todos los estados admisibles del convertidor multinivel para encontrar el óptimo, sin considerar los estados redundantes. Como se puede observar, la estrategia propuesta tiene una carga computacional considerablemente menor, más aún cuando se utiliza la optimización offline propuesta, donde la alternativa propuesta requiere de un tiempo de computo de aproximadamente un sexto de la estrategia convencional.

4.4. **Discusión y Conclusiones**

Este capítulo exhibe la implementación y desempeño de las estrategias propuestas; un FCS-MPC alternativo basado en un seguimiento de una entrada de referencia obtenida a partir de ciertos controladores. Se exhibe en particular la estrategia propuesta basada en un enfoque Deadbeat y en una realimentación de estados con integradores, además se prueba la alternativa de eliminar el loop de optimización reemplazándolo por una optimización offline.

En la primera parte se exhibe la comparación del desempeño de la estrategia convencional con la propuesta para diferentes escenarios mediante simulación. Finalmente se muestran los resultados obtenidos de forma experimental en un prototipo de baja potencia.



Capítulo 5. Conclusiones

5.1. Sumario

En este trabajo se ha investigado sobre la estrategia FCS-MPC convencional, dando énfasis en algunas de sus desventajas frente a estrategias clásicas de control; la alta carga computacional asociada, la sensibilidad del desempeño frente a error en los parámetros y la dificultad de obtener una expresión en L.C. del sistema de control. Para ello se revisa la bibliografía asociada a la estrategia y a las soluciones propuestas actualmente a las desventajas en cuestión, partiendo por fijar un contexto de control de convertidores estáticos de potencia actual, destacando en particular las estrategias clásicas.

Una vez mencionada la problemática actual de la estrategia FCS-MPC convencional sobre la cual se centra este estudio, se desarrolla esta estrategia paso a paso para comprobar y evidenciar en detalle sus ventajas, desventajas y su principio de funcionamiento. Además, se presentan soluciones a algunas problemáticas sobre las cuales no se centra este estudio para que no influyan en el análisis posterior. Se muestra que la dificultad de obtener una expresión en L.C. y que la alta cantidad de cálculos requeridos por la estrategia es debido a la optimización propia de ésta. Finalmente, se muestra mediante simulación el desempeño de la estrategia que está limitado por la precisión de los parámetros.

Luego de evidenciar las problemáticas que aborda este trabajo se presenta la estrategia propuesta. Este FCS-MPC alternativo se basa, a diferencia de la estrategia convencional, en un seguimiento de una entrada de referencia la cual puede ser obtenida a partir de diferentes controladores. Después se presentan 3 controladores diferentes para obtener la entrada de referencia los cuales son elegidos de tal forma de mantener las ventajas características del FCS-MPC convencional y solventar las problemáticas analizadas de ésta.

Por último, en el Capítulo 4 se presenta la comparación de los desempeños de la estrategia convencional y de la estrategia propuesta para diferentes controladores presentados en el Capítulo 3, y en diferentes escenarios; distintos puntos de operación, tiempos de muestreo e imprecisión en los parámetros. Todo en un convertidor multinivel; en un inversor CHB con carga RL . Primero se evalúan los desempeños mediante simulación y finalmente de forma experimental en un prototipo de baja potencia controlado por una dSPACE1103.

5.2. Conclusiones

A partir de todo lo presentado y de todos los resultados obtenidos se concluye que:

- La estrategia de control propuesta amplía la versatilidad del FCS-MPC; permite integrar diferentes controladores.
- La estrategia de control propuesta permite estudiar la estabilidad en L.C. pues admite una expresión en L.C. independiente del controlador integrado.
- La estrategia de control propuesta requiere de una menor carga computacional debido a que reduce la cantidad de cálculos en el loop de optimización del algoritmo. Esto se comprueba para todos los casos estudiados.
- La estrategia de control propuesta basada en una realimentación de estados con integradores es robusta ante errores en los parámetros sin perder el desempeño dinámico característico del FCS-MPC convencional. Se redujo hasta en un 14% el error en S.S. cuando hay errores en los parámetros en comparación con la estrategia convencional.
- La optimización offline propuesta elimina completamente el loop de optimización y reduce aproximadamente a la sexta parte el tiempo de cálculo promedio requerido, en comparación con el FCS-MPC convencional cuando se busca el óptimo de forma exhaustiva.

5.3. Trabajo Futuro

El enfoque exhibido sólo se ha presentado de manera superficial, aún falta mucho por abordar. Se han estudiado dos controladores para obtener la entrada de referencia a los cuales no está limitado el enfoque alternativo. Además, se ha introducido el análisis de la estabilidad, falta definir acabadamente para cada controlador integrado la estabilidad en L.C.

Por otro lado, falta desarrollar y estudiar la estrategia propuesta para diferentes objetivos de control, diferentes topologías y diferentes funciones de costo, entre otros.

Finalmente, se pueden estudiar alternativas para encontrar la entrada óptima para analizar diferentes opciones que reduzcan la carga computacional asociada.

Bibliografía

- [1] B. K. Bose, "Energy, environment, and advances in power electronics," *Industrial Electronics, 2000. ISIE 2000. Proceedings of the 2000 IEEE International Symposium on*, Cholula, Puebla, 2000, pp. TU1-T14 vol.1.
- [2] N. Mohan, T. M. Undeland, and W. P. Robbins, *Power Electronics*, 2nd edition, John Willwy & Sons, Inc., 1995.
- [3] Muhammad H. Rashid, *Power Electronics*, 2nd edition, Academic Press, 2001.
- [4] G.-A. Capolino. "Recent advances and applications of power electronics and motor drives – Advances and intelligent control techniques," in *34th Annual IEEE Conference on Industrial Electronics, IECON*. pp. 37-39, Nov. 2005.
- [5] P. Cortes, M. P. Kazmierkowski, R. M. Kennel, D. E. Quevedo and J. Rodriguez, "Predictive Control in Power Electronics and Drives," in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 55, no. 12, pp. 4312-4324, Dec. 2008.
- [6] S. Kouro, M. A. Perez, J. Rodriguez, A. M. Llor and H. A. Young, "Model Predictive Control: MPC's Role in the Evolution of Power Electronics," in *IEEE Industrial Electronics Magazine*, vol. 9, no. 4, pp. 8-21, Dec. 2015.
- [7] S. Kouro, P. Cortes, R. Vargas, U. Ammann and J. Rodriguez, "Model Predictive Control—A Simple and Powerful Method to Control Power Converters," in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 56, no. 6, pp. 1826-1838, June 2009.
- [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," in *IEEE Transactions on Industrial Informatics*, vol. 9, no. 2, pp. 1003-1016, May 2013.
- [9] J. Rodriguez, J. Pontt, C. A. Silva, P. Correa, P. Lezana, P. Cortés and U. Ammann, "Predictive Current Control of a Voltage Source Inverter," in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 54, no. 1, pp. 495-503, Feb. 2007.
- [10] S. Kwak, U. C. Moon and J. C. Park, "Predictive-Control-Based Direct Power Control With an Adaptive Parameter Identification Technique for Improved AFE Performance," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 29, no. 11, pp. 6178-6187, Nov. 2014.

- [11] Kun Shen; Jing Zhang, "Modeling error compensation in FCS-MPC of a three-phase inverter," in *Power Electronics, Drives and Energy Systems (PEDES), 2012 IEEE International Conference on*, vol., no., pp.1-6, 16-19 Dec. 2012.
- [12] M. P. Kazmierkowski, R. Krishnan, and F. Blaabjerg, *Control in Power Electronics*, 1st edition, Academic Press, New York, 2002.
- [13] J. Holtz, "Pulsewidth modulation for electronic power conversion," in *Proceedings of the IEEE*, vol. 82, no. 8, pp. 1194-1214, Aug 1994.
- [14] D. M. Brod and D. W. Novotny, "Current Control of VSI-PWM Inverters," in *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. IA-21, no. 3, pp. 562-570, May 1985.
- [15] Malesani and P. Tenti, "A novel hysteresis control method for current-controlled voltage-source PWM inverters with constant modulation frequency," in *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 26, no. 1, pp. 88-92, Jan/Feb 1990.
- [16] A. Nabae, S. Ogasawara and H. Akagi, "A Novel Control Scheme for Current-Controlled PWM Inverters," in *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. IA-22, no. 4, pp. 697-701, July 1986.
- [17] L. Malesani, P. Tenti, E. Gaio and R. Piovan, "Improved current control technique of VSI PWM inverters with constant modulation frequency and extended voltage range," in *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 27, no. 2, pp. 365-369, Mar/Apr 1991.
- [18] M. P. Kazmierkowski, M. A. Dzieaniakowski and W. Sulkowski, "Novel space vector based current controllers for PWM-inverters," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 6, no. 1, pp. 158-166, Jan 1991.
- [19] A. Ackva, H. Reinold and R. Olesinski, "A simple and self-adapting high-performance current control scheme for three phase voltage source inverters," *Power Electronics Specialists Conference, 1992. PESC '92 Record., 23rd Annual IEEE*, Toledo, 1992, pp. 435-442 vol.1.
- [20] J. A. Houldsworth and D. A. Grant, "The Use of Harmonic Distortion to Increase the Output Voltage of a Three-Phase PWM Inverter," in *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. IA-20, no. 5, pp. 1224-1228, Sept. 1984.
- [21] H. W. van der Broeck, H. C. Skudelny and G. V. Stanke, "Analysis and realization of a pulsewidth modulator based on voltage space vectors," in *IEEE Transactions on Industry*

- Applications*, vol. 24, no. 1, pp. 142-150, Jan/Feb 1988.
- [22] D. N. Zmood and D. G. Holmes, "Stationary frame current regulation of PWM inverters with zero steady-state error," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 18, no. 3, pp. 814-822, May 2003.
- [23] R. Teodorescu, F. Blaabjerg, M. Liserre and P. C. Loh, "Proportional-resonant controllers and filters for grid-connected voltage-source converters," in *IEE Proceedings - Electric Power Applications*, vol. 153, no. 5, pp. 750-762, September 2006.
- [24] M. Mirhosseini, J. Pou, B. Karanayil and V. G. Agelidis, "Resonant Versus Conventional Controllers in Grid-Connected Photovoltaic Power Plants Under Unbalanced Grid Voltages," in *IEEE Transactions on Sustainable Energy*, vol. 7, no. 3, pp. 1124-1132, July 2016.
- [25] R. Kennel and A. Linder, "Predictive control of inverter supplied electrical drives," *Power Electronics Specialists Conference, 2000. PESC 00. 2000 IEEE 31st Annual*, Galway, 2000, pp. 761-766 vol.2.
- [26] J. Lee, "Model predictive control: Review of three decades of development," *International Journal of Control, Automation and Systems*, vol. 9, no. 3, pp. 415-424, 2011.
- [27] A. Linder and R. Kennel, "Model Predictive Control for Electrical Drives," *2005 IEEE 36th Power Electronics Specialists Conference*, Recife, 2005, pp. 1793-1799.
- [28] R. Kennel, A. Linder and M. Linke, "Generalized predictive control (GPC)-ready for use in drive applications?," *Power Electronics Specialists Conference, 2001. PESC. 2001 IEEE 32nd Annual*, Vancouver, BC, 2001, pp. 1839-1844 vol. 4.
- [29] T. Geyer, "A Comparison of Control and Modulation Schemes for Medium-Voltage Drives: Emerging Predictive Control Concepts Versus PWM-Based Schemes," in *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 47, no. 3, pp. 1380-1389, May-June 2011.
- [30] R. Vargas, P. Cortes, U. Ammann, J. Rodriguez and J. Pontt, "Predictive Control of a Three-Phase Neutral-Point-Clamped Inverter," in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 54, no. 5, pp. 2697-2705, Oct. 2007.
- [31] P. Cortés, J. Rodríguez, P. Antoniewicz and M. Kazmierkowski, "Direct Power Control of an AFE Using Predictive Control," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 23, no. 5, pp. 2516-2523, Sept. 2008.

- [32] P. Cortes, J. Rodriguez, D. E. Quevedo and C. Silva, "Predictive Current Control Strategy With Imposed Load Current Spectrum," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 23, no. 2, pp. 612-618, March 2008.
- [33] E. Espinosa, J. Espinoza, J. Rohten, J. Silva, J. Muñoz and P. Melín, "Finite control set model predictive control with reduced switching frequency applied to multi-cell rectifiers," *2015 IEEE International Conference on Industrial Technology (ICIT)*, Seville, 2015, pp. 2261-2267.
- [34] R. Vargas, U. Ammann, J. Rodriguez and J. Pontt, "Reduction of switching losses and increase in efficiency of power converters using predictive control," *2008 IEEE Power Electronics Specialists Conference*, Rhodes, 2008, pp. 1062-1068.
- [35] Z. Zhang, R. Kennel and C. Hackl, "Computationally efficient Direct Model Predictive Control for three-level NPC back-to-back converter PMSG wind turbine systems," *2016 International Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion (SPEEDAM)*, Capri, Italy, 2016, pp. 1045-1050.
- [36] C. Xia, T. Liu, T. Shi and Z. Song, "A Simplified Finite-Control-Set Model-Predictive Control for Power Converters," in *IEEE Transactions on Industrial Informatics*, vol. 10, no. 2, pp. 991-1002, May 2014.
- [37] T. Geyer and D. E. Quevedo, "Multistep Finite Control Set Model Predictive Control for Power Electronics," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 29, no. 12, pp. 6836-6846, Dec. 2014.
- [38] T. Geyer and D. E. Quevedo, "Performance of Multistep Finite Control Set Model Predictive Control for Power Electronics," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 30, no. 3, pp. 1633-1644, March 2015.
- [39] R. P. Aguilera and D. E. Quevedo, "Stability Analysis of Quadratic MPC With a Discrete Input Alphabet," in *IEEE Transactions on Automatic Control*, vol. 58, no. 12, pp. 3190-3196, Dec. 2013.
- [40] R. P. Aguilera and D. E. Quevedo, "On stability of Finite Control Set MPC strategy for Multicell Converters," *Industrial Technology (ICIT), 2010 IEEE International Conference on*, Viña del Mar, 2010, pp. 1277-1282.

- [41] R. P. Aguilera and D. E. Quevedo, "On stability and performance of finite control set MPC for power converters," *Predictive Control of Electrical Drives and Power Electronics (PRECEDE), 2011 Workshop on*, Munich, 2011, pp. 55-62.
- [42] H. Khalil, *Nonlinear Systems*, 3rd edition, Prentice Hall, 2001.
- [43] L. Grüne and J. Pannek, *Nonlinear Model Predictive Control*, Springer, 2011.
- [44] R. P. Aguilera and D. E. Quevedo, "Predictive Control of Power Converters: Designs With Guaranteed Performance," in *IEEE Transactions on Industrial Informatics*, vol. 11, no. 1, pp. 53-63, Feb. 2015.
- [45] G. Prior and M. Krstic, "Quantized-Input Control Lyapunov Approach for Permanent Magnet Synchronous Motor Drives," in *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, vol. 21, no. 5, pp. 1784-1794, Sept. 2013.
- [46] T. Geyer, R. P. Aguilera and D. E. Quevedo, "On the stability and robustness of model predictive direct current control," *2013 IEEE International Conference on Industrial Technology (ICIT)*, Cape Town, 2013, pp. 374-379.
- [47] Christian A. Rojas M., "Multiobjective Finite Control Set Model Predictive Torque Control and Stator Flux of an Induction Machine", Tesis, Doctorado en Ingeniería Electrónica, Julio 2013, Departamento de Electrónica, Universidad Técnica Federico Santa María.

Anexo A. Transformadas

Debido a que la distribución de la energía eléctrica se realiza mayoritariamente de forma alterna y trifásica, es útil representar de manera continua variables que en S.S. son sinusoidales.

Considerando los vectores,

$$\mathbf{x}^{abc}(t) = \begin{bmatrix} x^a(t) & x^b(t) & x^c(t) \end{bmatrix}^T, \quad (\text{A.1})$$

$$\mathbf{x}^{\alpha\beta}(t) = \begin{bmatrix} x^\alpha(t) & x^\beta(t) \end{bmatrix}^T, \quad (\text{A.2})$$

se define,

$$\mathbf{x}^{\alpha\beta}(t) = \mathbf{T}_{abc_{\alpha\beta}} \cdot \mathbf{x}^{abc}(t), \quad (\text{A.3})$$

donde,

$$\mathbf{T}_{abc_{\alpha\beta}} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix}. \quad (\text{A.4})$$

Además existe la transformación inversa $\mathbf{T}_{\alpha\beta_abc} = \mathbf{T}_{abc_{\alpha\beta}}^{-1} = \mathbf{T}_{abc_{\alpha\beta}}^T$ de donde,

$$\mathbf{x}^{abc}(t) = \mathbf{T}_{\alpha\beta_abc} \cdot \mathbf{x}^{\alpha\beta}(t). \quad (\text{A.5})$$

Si bien esta transformación no mapea un vector de cantidades trifásicas a continuas, permite expresar el modelo con una variable menos mientras el sistema sea balanceado.

De forma análoga se define,

$$\mathbf{x}^{dq}(t) = \mathbf{T}_{abc_dq} \cdot \mathbf{x}^{abc}(t), \quad (\text{A.6})$$

donde $\mathbf{x}^{dq}(t) = \begin{bmatrix} x^d(t) & x^q(t) \end{bmatrix}^T$ y,

$$\mathbf{T}_{abc_dq} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\omega t) & \cos(\omega t - 120^\circ) & \cos(\omega t + 120^\circ) \\ \sin(\omega t) & \sin(\omega t - 120^\circ) & \sin(\omega t + 120^\circ) \end{bmatrix}. \quad (\text{A.7})$$

Esta transformación efectivamente mapea un vector de cantidades sinusoidales a cantidades continuas. Además, también permite expresar el modelo con una variable menos mientras el sistema sea balanceado.

Al igual que el caso anterior, existe la transformación inversa $\mathbf{T}_{dq_abc} = \mathbf{T}_{abc_dq}^{-1} = \mathbf{T}_{abc_dq}^T$ de donde,

$$\mathbf{x}^{abc}(t) = \mathbf{T}_{dq_abc} \cdot \mathbf{x}^{dq}(t). \quad (\text{A.8})$$

