

UNIVERSIDAD DE ALCALÁ
Escuela Politécnica Superior
DEPARTAMENTO DE ELECTRÓNICA



**APLICACIÓN DE TÉCNICAS DE IDENTIFICACIÓN
Y CONTROL MULTIVARIABLE EN
CONVERTIDORES EN FUENTE DE TENSIÓN
CONECTADOS A LA RED ELÉCTRICA**

TESIS DOCTORAL

Francisco Huerta Sánchez

2011

Universidad de Alcalá
Escuela Politécnica Superior
Departamento de Electrónica



Aplicación de Técnicas de Identificación y Control Multivariable en Convertidores en Fuente de Tensión Conectados a la Red Eléctrica

Autor: Francisco Huerta Sánchez

Directores: Dr. Francisco Javier Rodríguez Sánchez
Dr. Santiago Cóbreces Álvarez

2011

Tesis doctoral



DEPARTAMENTO DE ELECTRÓNICA

Dr. Francisco Javier Rodríguez Sánchez, Catedrático de la Universidad de Alcalá, y

Dr. Santiago Cóbreces Álvarez, Profesor Ayudante Doctor de la Universidad de Alcalá

INFORMAN : Que la Tesis Doctoral titulada “Aplicación de técnicas de identificación y control multivariable en convertidores en fuente de tensión conectados a la red eléctrica”, presentada por D. Francisco Huerta Sánchez, y realizada bajo nuestra dirección, dentro del campo de la aplicación de los Convertidores PWM como interfaces entre la red eléctrica y sistemas de generación de energía eléctrica, reúne los méritos de calidad y originalidad para optar al Grado de Doctor.

Alcalá de Henares, a 20 de Julio de 2011

Fdo.: Francisco Javier Rodríguez Sánchez

Fdo.: Santiago Cóbreces Álvarez

DEPARTAMENTO DE ELECTRÓNICA

Dr. Juan Jesús García Domínguez, Director del Departamento de Electrónica de la Universidad de Alcalá,

INFORMA: Que la Tesis Doctoral titulada “Aplicación de técnicas de identificación y control multivariable en convertidores en fuente de tensión conectados a la red eléctrica”, presentada por D. Francisco Huerta Sánchez, y dirigida por el Dr. Francisco Javier Rodríguez Sánchez y el Dr. Santiago Cóbreces Álvarez, cumple con todos los requisitos científicos y metodológicos para ser defendida ante un tribunal.

Alcalá de Henares, a 20 de Julio de 2011

Fdo.: Juan Jesús García Domínguez

Abstract

This thesis is focused on the design of the control of Voltage-Source Converters connected to the grid through LCL and L filters. Particularly it is focused on the improvement using multivariable techniques of the design and operation of the inner control loop of a grid converter: the current control. To that end, the thesis follows three main topics.

The first main topic is identification of the VSC and filter model. The thesis proposes the application of techniques of multivariable identification to the Voltage-Source Converter connected to the grid by means of an LCL filter. The objective is to obtain a discrete model in the dq -frame that permits to directly synthesise a multivariable current controller. Three multivariable methods have been proposed: MOESP, N4SID and PEM. The thesis deals with determining the adequate identification method and the kind of inputs that should be applied to obtain a correct model estimation. Besides, an identification method based on linear regression and SISO models is proposed to estimate the values of the LCL filter parameters.

The second main topic is the application of multivariable control techniques to the problem of the current control of the Voltage-Source Converter with LCL filter. The proposed MIMO controllers are based on servo controller structure and the optimal LQ technique. It could be combined with the use of full state vector estimators to reduce the number of necessary sensors to carry out the control. The thesis applies the combination of the LQ servo controller and Kalman Filter to the current control problem in noisy environments, resulting in the proposal of the LQG servo controller. The thesis studies a KF implementation, the so-called SSKF, which permits to reduce the computational complexity and facilitate his implementation on the control platform. The thesis contributes also with some design criteria and an algorithm based on Genetic Algorithms to auto-tune the parameters involved in the control design, helping in this way to the designer. The proposed algorithms have proven their versatility, being suitable to different current control problems. Besides, a structure based on the LQ servo controller and the use of resonators is proposed to mitigate the effects of grid harmonics in the current control. The formulation of the new structure still permits use the design tools applied in the basic structure.

The third main topic is related with the adaptive control. The proposal deals with the improvement of a basic previous control approach for a Voltage-Source Converter with L filter. This previous approach is very simple by operation in the stationary reference frame as well as lack of AC line currents sensors but is very sensitive to variations of the line inductances. The modifications proposed in this thesis overcome this disadvantage using a Fuzzy Logic Controller (FLC) and grid current reconstruction to tune parameters and do more robust the basic control in view of line inductance parameters variations.

Resumen

La Tesis se centra en el diseño del control de convertidores en fuente de tensión (VSC) conectados a la red eléctrica mediante filtros LCL y L. Particularmente está centrada en la mejora, mediante el uso de técnicas multivariantes, del diseño y funcionamiento del lazo interno de control del convertidor conectado a red: el control de corriente. Con este fin, la Tesis se centra en tres líneas de trabajo básicas.

La primera línea de trabajo es la identificación del modelo del convertidor VSC y el filtro de red. La Tesis propone la aplicación de técnicas de identificación multivariantes en el VSC conectado a red mediante filtro LCL. El objetivo es obtener un modelo discreto en ejes dq que permita sintetizar de forma directa un controlador multivariable de corriente. Se han aplicado tres métodos de identificación multivariable: MOESP, N4SID y PEM. La Tesis trata de determinar cual es el método adecuado y el tipo de entradas a aplicar para la correcta identificación del modelo discreto del convertidor con filtro LCL. Asimismo, se propone un método de identificación paramétrico basado en regresiones lineales y modelos SISO con objeto de estimar el valor de los parámetros del filtro LCL.

La segunda línea principal de trabajo es la aplicación de técnicas de control multivariable al problema del control de corriente del VSC conectado a red mediante filtro LCL. Los controladores MIMO propuestos se basan en la combinación de la estructura servocontrol y la técnica de control óptimo *Linear Quadratic* (LQ). Los controladores diseñados pueden ser combinados con el uso de estimadores del vector de estado para reducir el número de sensores necesarios para llevar a cabo el control de corriente del convertidor con filtro LCL. La Tesis aplica la combinación del servocontrol LQ con el filtro de Kalman al problema del control de corriente en entornos ruidosos, resultando en la propuesta del servocontrol LQG. La Tesis estudia la aplicación de una implementación concreta del filtro de Kalman, el SSKF, que está pensado para reducir la complejidad computacional de algoritmo y facilitar su implementación en la plataforma de control. La Tesis contribuye aportando criterios de diseño para el servo control LQ así como un Algoritmo Genético para la automatización de la elección de los parámetros del control LQ, ayudando de esta manera al diseñador. Los algoritmos de control han probado su versatilidad, siendo adecuados para ser empleados en diferentes problemas de control de corriente. Adicionalmente, se ha propuesto una estructura de control basada en el servocontrol LQ y el uso de resonadores para mitigar los efectos en el control de corriente de los armónicos de la tensión de red. La formulación de la nueva estructura permite emplear las herramientas de diseño propuestas en el caso básico.

La tercera línea de investigación está relacionada con el control adaptativo. La propuesta realizada en la Tesis trata de mejorar una propuesta previa de control de un VSC conectado a la red mediante filtro L. Esta propuesta era sencilla de implementar y no requería de la medida de la corriente de red. Sin embargo era especialmente sensible a las variaciones en la inductancia de línea. Las modificaciones propuestas en la Tesis superan esta desventaja empleando un control basado en Lógica Borrosa y la reconstrucción de las corrientes de red, con objeto de ajustar los parámetros de control y hacer más robusto el control básico frente a variaciones en los parámetros del filtro.

Agradecimientos

Probablemente se me acabará olvidando alguien, así que si estás entre los omitidos: gracias.

Quisiera expresar mi gratitud al Dr. Francisco Javier Rodríguez Sánchez, por su experiencia, objetividad y buen hacer en la dirección de este trabajo.

También dar las gracias a mi segundo director de tesis, el Dr. Santiago Cóbreces Álvarez, por su consejo, conocimientos, paciencia, cafés y toda la ayuda prestada a lo largo de estos cinco años. Muchas gracias, Santi.

No se me puede olvidar dar las gracias al “tercer tutor”, el Dr. Emilio José Bueno Peña, por haber estado siempre dispuesto a echar una mano.

Me gustaría también dar las gracias al Dr. Daniel Pizarro Pérez, cuya ayuda en alguna de las partes de esta Tesis ha sido inestimable.

Gracias también a Carlos Girón, ya que su ayuda en la programación del DSP ha sido fundamental.

Asimismo, me gustaría dar las gracias a María Jesús Díaz, en primer lugar por todo el trabajo y esfuerzo que realizó en la programación de la FPGA; y en segundo lugar por su amistad, esos chistes políticamente incorrectos y las cañas. También a Miguel Alfonséa, compañero de carrera y de cañas.

Dar las gracias también al resto de personas que han pasado o continúan desarrollando su trabajo en el grupo de investigación GEISER y que en mayor o menor medida han podido contribuir al desarrollo de la Tesis.

Quiero dar las gracias también al Dr. Mariusz Malinowski, al Prof. Marian P. Kazmierkowski, a Sebastian Stynski y el resto de integrantes del grupo *Intelligent Control Group* del *Institute of Control and Industrial Electronics* de Varsovia, que me acogieron con hospitalidad durante los seis meses que duró la estancia allí y que ayudaron al desarrollo de parte importante de este trabajo. Dziękuję bardzo.

También quiero dar las gracias y mandar un abrazo a todos mis amigos, que durante todo este tiempo han hecho mucho menos pesada la carga. A Javi, Dani, Rubén, Pau, Pedro, Sonia, Juliette, Jaime... A todos, que al final me dejaré a alguno.

Quiero darle las gracias también a Carmen. Porque... ella ya sabe porqué.

Y finalmente a los que más lo han sufrido durante estos años, bien por mis ausencias –físicas y mentales-, o bien por el mal genio mostrado en algunas épocas: a mi familia. Gracias, papa. Gracias, mamá. Gracias, Ana. Y gracias, Pedro.

Y como dije al principio, si hay alguien que no está entre los citados y se siente dolido, ha sido sólo un lapsus, las prisas, ya sabes, mi mala memoria... pero gracias a ti también.

Alcalá de Henares, 18 de Julio del 2011

A mi familia

Glosario

Acrónimos

AFC	Adaptive Feed-forward Cancellation
ARX	AutoRegressive with Exogeneous Input — Modelo autoregresivo con entrada exógena
CL method	Circle Limit Method — Método del círculo límite
DG	Distributed Generation — Generación Distribuida
DPC	Direct Power Control — Control directo de potencia
DPF	Displacement Power Factor — Factor de desplazamiento de potencia
DPGS	Distributed Power Generation Systems — Sistemas distribuidos de generación eléctrica
DSC	Delayed Signal Cancellation
DSOGI	Dual Second-Order Generalized Integrator
DTC	Direct Torque Control — Control directo de par
EF	Euler's Forward
EKF	Extended Kalman Filter — Filtro de Kalman extendido
ELO	Extended Luenberger Observer — Observador Luenberger extendido
EMI	Electromagnetic Interference — Interferencia electromagnética
FLC	Fuzzy Logic Control — Control en lógica borrosa
FOC	Field Oriented Control — Control orientado por campo
GA	Genetic Algorithm — Algoritmo Genético
IMC	Internal Model Control — Control del modelo interno
KF	Kalman Filter — Filtro de Kalman
LQ	Linear Quadratic
LQG	Linear Quadratic Gaussian — Control óptimo cuadrático Gaussiano
LQR	Linear Quadratic Regulator — Regulador óptimo cuadrático
LTI	Linear Time-Invariant — Lineal invariante en el tiempo
MIMO	Multiple Input and Multiple Output
MOESP	Multivariable Output Error State sPace
MPC	Model Predictive Control — Control predictivo basado en modelo
MRAC	Model Reference Adaptive Control — Control adaptativo basado en modelo de referencia
MSOGI	Multiple Second-Order Generalized Integrator
N4SID	Numerical algorithm for Subspace State Space System IDentification
NPC	Neutral Point Campled — Punto neutro enclavado
PCC	Point of Common Coupling — Punto de acoplamiento común
PEM	Predictive Error Minimization — Minimización del Error de Predicción
PI	Proporcional Integral
PKF	Preset Kalman Filter
PLL	Phase-Locked Loop — Lazo de seguimiento de fase
PR	Proporcional Resonante
PWM	Pulse-Width Modulation — Modulación por ancho de pulsos
QSG	Quadrature Signal Generator — Generador de señales en cuadratura
RES	Renewable Energy Systems — Fuentes de energías renovables
SISO	Single Input and Single Output
SOGI	Second-Order Generalized Integrator — Integrador Generalizado de Segundo Orden
SRF-PLL	Synchronous Reference Frame – PLL
SSKF	Steady-State Kalman Filter — Filtro de Kalman en régimen permanente
STATCOM	STATic Synchronous COMPensator — Compensador estático síncrono
SVD	Singular Value Decomposition
SVM	Space Vector Modulation — Modulación en el espacio vectorial

THD	Total Harmonic Distortion — Distorsión Armónica Total
THSPWM	Third Harmonic Sinusoidal PWM
UPFC	Unified Power Flow Controller — Controlador de flujo de potencia unificado
UPS	Uninterruptible Power Supply — Sistemas de alimentación ininterrumpida
VCO	Voltage-Controlled Oscillator — Oscilador controlador por tensión
VF	Virtual Flux — Flujo virtual
VFOC	Virtual-Flux Oriented Control — Control orientado por flujo virtual
VOC	Voltage Oriented Control — Control orientado por tensión
VSC	Voltage-Source Converter — Convertidor en fuente de tensión
VSI	Voltage-Source Inverter — Inversor en fuente de tensión
ZOH	Zero-Order Hold

Índice

ABSTRACT	I
RESUMEN.....	III
AGRADECIMIENTOS	V
GLOSARIO	IX
ÍNDICE	XI
1. INTRODUCCIÓN	1
1.1. Contexto general	1
1.2. Líneas de trabajo de la Tesis	3
1.3. Contexto de desarrollo de la Tesis.....	5
1.4. Estructura de la Tesis	7
1.5. Publicaciones realizadas sobre la temática de la Tesis	8
2 REVISIÓN DE CONOCIMIENTOS Y OBJETIVOS DE LA TESIS	11
2.1. Introducción	11
2.2. Revisión de conocimientos: control de VSCs conectados a red.....	12
2.2.1. Control de alto nivel.....	12
2.2.2. Control de corriente	15
2.3. Revisión de conocimientos: métodos de identificación aplicados en VSCs conectados a la red eléctrica.	21
2.4. Revisión de conocimientos: estimación del vector de estado en el control de VSCs.22	
2.5. Revisión de conocimientos: control adaptativo en Electrónica de Potencia.24	
2.6. Objetivos de la Tesis.	25
2.6.1. Identificación de parámetros del filtro LCL.....	25
2.6.2. Control multivariable de corriente multivariable con filtro LCL.....	25
2.6.3. Control de corriente con filtro L	26
3. MODELADO E IDENTIFICACIÓN.....	27
3.1. Introducción	27
3.2. Modelado de los VSCs	28
3.2.1. Modelo con filtro L	29
3.2.2. Modelo con filtro LC	31
3.2.3. Modelo con filtro LCL.....	33
3.2.4. Discretización de los modelos del convertidor.....	36

3.3. Identificación del filtro LCL	36
3.3.1. Identificación fase a fase.....	36
3.3.2. Identificación black-box del modelo en ejes dq.....	42
a) Algoritmo MOESP.....	44
b) Algoritmo N4SID.....	46
c) Algoritmo PEM.....	47
d) Identificación del modelo del convertidor con filtro LCL.....	50
3.4. Conclusiones	66
4. ESTIMADORES DE ESTADO	69
4.1. Introducción	69
4.2. Conceptos básicos	71
4.2.1. Observabilidad.....	71
4.2.2. Principio de separación y principio de dualidad.....	72
a) Principio de separación.....	72
b) Principio de dualidad.....	73
4.2.3. Filtrado versus Predicción.....	74
4.2.4. Otras consideraciones.....	74
c) Estimadores determinísticos versus estocásticos.....	74
d) Estimadores extendidos.....	75
4.3. Estimadores Determinísticos	76
4.3.1. Observador Luenberger predictivo.....	76
4.3.2. Observador Luenberger actualizado.....	77
4.3.3. Cálculo de la ganancia de los observadores Luenberger.....	78
4.4. Filtro de Kalman	78
4.4.1. Filtro de Kalman formulado en 2 etapas.....	78
4.4.2. Influencia de las matrices de covarianza W y V	79
4.5. Implementación del filtro de Kalman	80
4.5.1. Complejidad computacional.....	80
4.5.2. Steady State Kalman Filter.....	81
4.5.3. Comparativa entre el filtro de Kalman y el SSKF.....	82
4.6. Diseño del Filtro de Kalman: elección de W y V	82
4.7. Diseño y evaluación	84
4.7.1. Diseño de los observadores.....	84
4.7.2. Evaluación de los estimadores.....	86
a) Errores de modelado.....	88
b) Ruido en el sistema.....	88
4.8. Conclusiones	89
5. CONTROL MULTIVARIABLE DE CORRIENTE	91
5.1. Introducción	91
5.2. Conceptos básicos	94
5.2.1. Controlabilidad.....	94
5.2.2. Modelado del retardo computacional.....	95
5.3. Servocontrol LQ	96
5.3.1. Servocontrol.....	96

5.3.2. Linear Quadratic Regulator.....	98
5.3.3. Criterios para el diseño del servocontrol LQ	100
5.3.4. Diseño realizado.....	105
5.3.5. Anti-windup	107
5.4. Servocontrol LQG.....	111
5.5. Compensación de armónicos	113
5.6. Versatilidad del diseño: control con filtro L y filtro LC	129
5.6.1. Control con filtro L	129
5.6.2. Control con filtro LC	131
5.7. Sintonización mediante Algoritmos Genéticos.....	133
5.7.1. Introducción.....	133
5.7.2. Implementación del Algoritmo Genético.....	133
5.7.3. Obtención de un servocontrol LQ.....	140
5.8. Resultados	141
5.9. Conclusiones	144
6. CONTROL ADAPTATIVO CON FILTRO L.....	147
6.1. Introducción	147
6.2. Control básico de Kömürçügil y Kükrer.....	149
6.3. Ajuste del parámetro de control L	152
6.4. Reconstrucción de corriente	157
6.4.1. Modo de muestreo.....	160
6.4.2. Bajo índice de modulación (Sector I).....	160
6.4.3. Vector de tensión próximo a un vector activo (Sector I)	161
6.4.4. Resultados.....	163
6.5. Factor de Potencia de Desplazamiento variable.....	164
6.6. Rechazo de armónicos en la tensión de red.....	165
6.7. Resultados experimentales	166
6.8. Conclusiones	170
7. CONCLUSIONES.....	173
7.1. Conclusions	173
7.1.1. Chapter 3: Filter modelling and LCL identification.....	174
a) Contributions	174
b) Conclusions.....	174
c) Future works	174
7.1.2. Chapter 4: Filter state vector estimation	175
a) Contributions	175
b) Conclusions.....	175
c) Future works	176
7.1.3. Chapter 5: Multivariable current control.....	176
a) Contributions	176
b) Conclusions.....	176
c) Future works	177

7.1.4. Chapter 6: Adaptive control with L filter.....	177
a) Contributions	177
b) Conclusions.....	177
c) Future works	178
7.2. Conclusiones	178
7.2.1. Capítulo 3: Modelado e identificación.....	178
a) Contribuciones.....	178
b) Conclusiones.....	179
c) Trabajos futuros.....	179
7.2.2. Capítulo 4: Estimadores de estado.....	180
a) Contribuciones.....	180
b) Conclusiones.....	180
c) Trabajos futuros.....	181
7.2.3. Capítulo 5: Control multivariable de corriente	181
a) Contribuciones.....	181
b) Conclusiones.....	182
c) Trabajos futuros.....	182
7.2.4. Capítulo 6: Control adaptativo con filtro L.....	183
a) Contribuciones.....	183
b) Conclusiones.....	183
c) Trabajos futuros.....	184
APÉNDICE A. PLATAFORMAS EXPERIMENTALES	185
A.1. Introducción	185
A.2. Plataforma de control multiprocesador.....	186
A.2.1. Unidad Central de Procesado (CPU).....	188
a) Programación del DSP.....	189
b) Comunicaciones USB	191
A.2.2. Unidad Co-Procesador (CoPU).....	191
a) Sincronización CPU – Co-Procesador.....	191
b) Módulos principales del Sistema Co-Procesador	192
A.3. Sistema de Electrónica de Potencia	193
A.3.1. Convertidor Semikron con filtro LCL.....	195
A.3.2. Convertidor Sedecal con filtro L	195
A.4. Equipamiento adicional.....	195
A.4.1. Carga trifásica de 40 kW Avtron.....	196
A.4.2. Fuente de alimentación trifásica Pacific SmartSource 345-AMX	196
A.4.3. Fuente de alimentación SGI600/17 de Sorensen	196
A.4.4. Fuentes de alimentación AMREL de 800V.....	197
A.4.5. Carga pasiva monofásica de 52 kW.....	197
A.5. Modo de muestreo trabajando con filtro L	198
APÉNDICE B. DISCRETIZACIÓN DEL MODELO DEL CONVERTIDOR	203
B.1. Introducción	203
B.2. Discretización de los modelos	203
B.2.1. Con filtro L.....	204

B.2.2. Con filtro LCL.....	205
B.3. Estudio de la estabilidad en función de la discretización	205
B.3.1. Con filtro L.....	205
B.3.2. Con filtro LCL.....	206
B.3.3. Conclusión.....	207
APÉNDICE C. SINCRONISMO CON LA RED ELÉCTRICA	209
C.1. Phase-Locked Loop (PLL).....	209
C.1.1. PLL general	209
C.1.2. PLL en sistemas distribuidos de generación eléctrica	210
C.1.3. Synchronous Reference Frame – PLL (SRF – PLL).....	211
C.2. Separación de secuencia	211
C.2.1. Delayed Signal Cancellation (DSC).....	211
C.2.2. Second Order Generalized Integrator (SOGI).....	212
a) SOGIs en el dominio continuo	212
b) Second Order Generalized Integrator – Quadrature Signal Generator	213
c) Dual Second Order Generalized Integrator – Quadrature Signal Generator.....	214
APÉNDICE D. CONTROL DE TENSIÓN EN EL DC-BUS	215
D.1. Modelado del DC-bus	215
D.1.1. Modelo basado en el balance de potencias del DC-bus.....	216
D.1.2. Modelo basado en la energía almacenada en el condensador del DC-bus.....	217
D.2. Diseño del controlador del DC-bus	218
D.2.1. Diseño empleando como variable de control la corriente del condensador	218
D.2.2. Diseño empleando como variable de control la energía del condensador.....	219
BIBLIOGRAFÍA.....	221

1

INTRODUCCIÓN

1.1. Contexto general

La economía mundial se basa en la energía, de forma que todos los cambios sociales, políticos y económicos que se llevan a cabo en la sociedad están finalmente sometidos al precio y disponibilidad de esta. A pesar de las contribuciones y avances tecnológicos, el consumo de energía se ha doblado desde la década de los 70, habiendo crecido sólo en el año 2010 un 5 % [ENERDATA 11]. La Agencia Internacional de la Energía, en su informe anual World Energy Outlook 2006 [IEA 06], predecía un aumento del consumo del 33 % en el año 2015 y un 52 % en el año 2030. Este incremento en la demanda global se ve fuertemente alimentado por las necesidades de las nuevas economías emergentes como China o India, suponiendo un 93 % del incremento global de aquí al año 2035 [IEA 10].

Ante este escenario, en las últimas décadas han sido varios los gobiernos que ha empezado a considerar el problema energético como una prioridad en sus políticas activas. El reciente giro del gobierno norteamericano hacia las fuentes de energía renovables [EIA 11] o el creciente interés del gobierno chino en la energía eólica [EWEA 09] fueron precedidos por los planes desarrollados en la Unión Europea. El *Libro Blanco* [EU 97] y el *Libro Verde* [EU 06] sirvieron como precedentes a la estrategia energética actual de la Unión Europea, “*Europe 2020*” [EU 11], que pretende conseguir que, en el año 2020, el 20 % de la energía consumida en toda la Unión Europea provenga de fuentes de energías renovables, reduciendo al menos en un 20 % la emisión de gases de efecto invernadero respecto a la situación en el año 1990. En particular, la iniciativa insignia “*Resource efficient Europe*” [EU 10] pretende desligar el crecimiento económico del uso de la energía procedente de los combustibles

fósiles, incrementando el número de energías renovables, modernizando el sector del transporte y promoviendo la eficiencia energética.

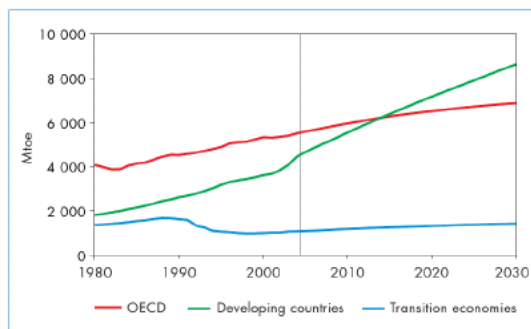


Fig. 1.1. Previsión de la demanda mundial de la energía por regiones. Fuente: [IEA 06].

Estos movimientos están impulsando un nuevo modelo energético basado en la generación distribuida de energía (DPGS — *Distributed Power Generation Systems*), ver Fig. 1.2, como una solución al problema del calentamiento global, la limitación de recursos tanto de combustibles fósiles como nucleares [Bose 09], o el miedo a hipotéticos accidentes nucleares [Fairley 11]. En este nuevo escenario, las fuentes de energías renovables (RES — *Renewable Energy Systems*) —e.g. generación eólica, paneles fotovoltaicos, geotérmica, mareomotriz, etc.— desempeñan un papel fundamental [Carrasco 06]. La caótica naturaleza de los DPGS, donde muchos y diversos generadores inyectan energía a la red, así como la intermitencia de ciertas energías renovables dependiente de las condiciones meteorológicas o la hora del día, podrían comprometer la estabilidad de la red eléctrica. En tal caso, es crucial establecer estándares de calidad de la energía adecuados al nuevo escenario — e.g. IEEE 1547 [IEEE 03]— y emplear interfaces basados en electrónica de potencia que hagan su cumplimiento posible.

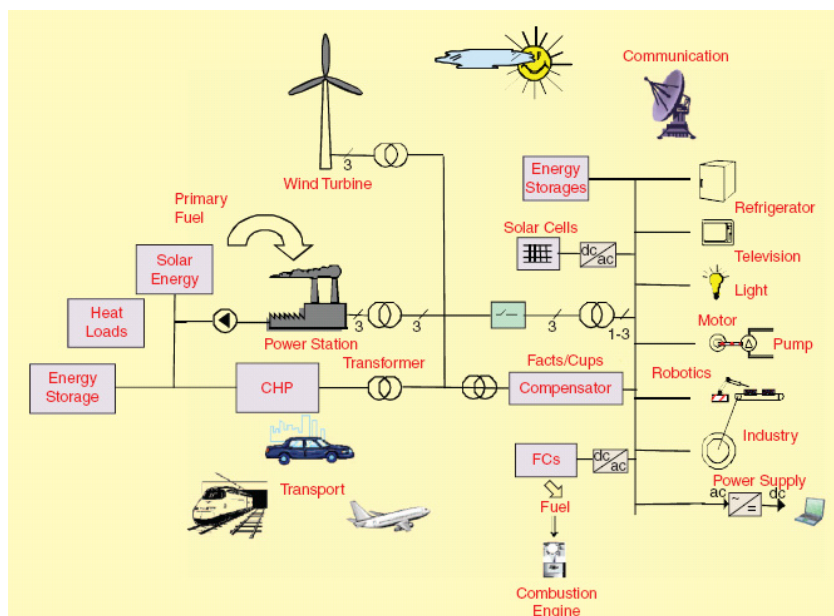


Fig. 1.2. Sistema distribuido de generación eléctrica. Fuente: [Guerrero 10].

Una de las topologías más populares para este propósito es el llamado convertidor en fuente de tensión (VSC — *Voltage Source Converter*). Este tipo de convertidor presenta ciertas características atractivas que justifican su extendido uso, tales como un funcionamiento bidireccional, capacidad para

controlar tanto la potencia activa como la potencia reactiva consumida de o inyectada a la red, bajo rizado en la tensión del bus de continua y en las corrientes alternas y, finalmente, posibilidad de configurar el Factor de Desplazamiento de Potencia (DPF – *Displacement Power Factor*) [Rodríguez 05a].

El VSC mostrado en la Fig. 1.3, se conecta a la red mediante un filtro pasivo, cuya elección es importante ya que condiciona el comportamiento dinámico del sistema completo, el coste final del sistema y la calidad de la energía. En las últimas décadas ha crecido el interés en sustituir los hasta ahora ampliamente empleados filtros L por filtros de mayor orden [Liserre 05], ya que estos permiten conseguir mayor atenuación a la frecuencia de muestreo que un filtro L y mejorar así la calidad de la corriente, reduciendo tanto el tamaño de los componentes del filtro y su coste. Sin embargo, estas mejoras son contrarrestadas parcialmente por el incremento de las variables del sistema que pueden inferir un control mucho más complejo.

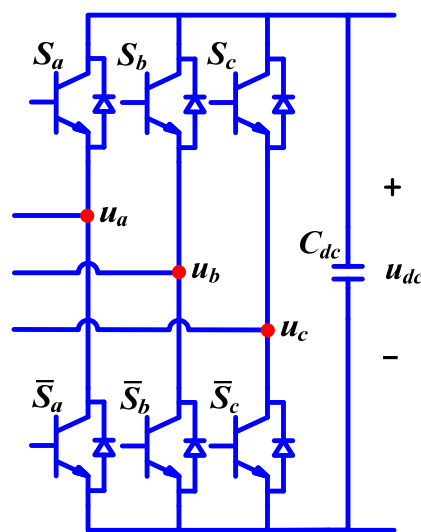


Fig. 1.3. Estructura de un convertidor en fuente de tensión (VSC) de dos niveles.

El control del VSC se estructura frecuentemente como un lazo externo de control de la tensión en el DC-bus y un lazo interno de control de la corriente en el lado AC. Por encima suele existir un control de orden superior orientado a la aplicación, *e.g.* el *droop control* [Guerrero 09]. La calidad en la respuesta del control de corriente es fundamental para garantizar una calidad de la energía alta [Kazmierkowski 98], siendo la razón por la que este tema ha sido ampliamente tratado e investigado en las últimas décadas.

1.2. Líneas de trabajo de la Tesis

La Generación Distribuida (DG — *Distributed Generation*) ha emergido como un nuevo paradigma dentro del modelo de generación de energía eléctrica [Guerrero 10], siendo un modelo donde múltiples y diversos generadores de energía eléctrica contribuyen —y pueden perturbar— al funcionamiento de la red eléctrica. Con su desarrollo surgen nuevos retos de control y diseño a superar.

Una de las características más importantes del nuevo paradigma de generación ha de ser la fiabilidad del sistema. Los interfaces de potencia y sus controladores han de ser capaces de soportar diversas clases de eventos no deseados en la red eléctrica —como por ejemplo armónicos en la

tensión de red, *dips* de tensión, etc. — y operar de forma continua, 24 horas al día, 7 días a la semana. Es también importante prevenir la posibilidad de que la caída de uno o varios sistemas de generación puedan provocar la caída en cadena del resto de componentes de la red, provocando los temidos *black-outs* [Larsson 06].

Ha de ser también prioritario garantizar que el sistema es altamente eficiente, así como la obtención de altos niveles de calidad de la energía cumpliendo con las nuevas normativas y estándares de regulación del sistema eléctrico. En un mundo donde el precio de la energía influye de forma radical en el futuro de la sociedad, el ahorro de energía, maximizando su producción y reduciendo las pérdidas debe ser la clave. La producción, distribución y uso de la energía debiera ser tan eficiente desde el punto de vista tecnológico como sea posible, así como incentivar al ahorro de energía al usuario final [Guerrero 10]. Asimismo, ha de ser fundamental que los diversos generadores de energía operen cumpliendo severamente los nuevos códigos de red aprobados por gobiernos y reguladores de red.

Desde el punto de vista de la fabricación de DPGS, otro objetivo interesante en este nuevo escenario ha de ser la flexibilidad del interfaz de potencia y su control, *i.e.* que la misma electrónica pueda ser empleada con diferentes fuentes de energía, sistemas de almacenamiento o cargas, teniendo que realizar cambios mínimos en la electrónica de potencia y control. De esta forma será posible generar nuevas aplicaciones con muy poco esfuerzo de ingeniería y tiempo, lo que se traduciría en una reducción de costes. La gran diversidad de DPGS hacen atractivas aquellas propuestas que permiten una reconfiguración del sistema sencilla y barata y que permiten la integración de nuevos elementos en la red distribuida.

El hipotético escenario final es, que en prácticamente cada hogar, exista un pequeño generador de energía eléctrica —paneles fotovoltaicos, micro turbinas, etc.— que permita ser al usuario autosuficiente en términos de energía eléctrica y cree la posibilidad de un intercambio bidireccional de energía, en el que usuario pueda vender o comprar energía al operador eléctrico en función de la diferencia entre su consumo y generación de energía. En tal escenario, la tendencia ha de ser la reducción de costes de los sistemas, incluyendo el interfaz de electrónica de potencia, intentando que el precio de este se acerque en la medida de lo posible a la electrónica de consumo.

La Tesis está centrada en la realización de propuestas que contribuyan al cumplimiento de estos objetivos. Ya desde su inicio, la selección del filtro LCL como la forma principal de interconexión del VSC con la red eléctrica es una apuesta por la eficiencia, la alta calidad de la energía y la reducción de costes.

Los trabajos de identificación desarrollados en la Tesis están directamente relacionados con el intento de reducir costes, tanto monetarios como de tiempo de diseño, buscando eliminar la obligación de invertir en caros métodos de medida de los parámetros del filtro para obtener un modelo exacto de este. El incremento que esto conlleva en la robustez del control, ya que este es directamente diseñado empleando un modelo correcto de la planta, tiene como consecuencia el incremento de la calidad de la energía eléctrica.

El uso de estimadores de estado en el control de corriente es también una apuesta por la reducción de costes, ya que reducen el número de sensores necesarios para llevar a cabo el control y por tanto el precio del sistema final. Asimismo, el uso del filtro Kalman está directamente relacionado con la

mejora de la robustez del sistema en ambientes altamente ruidosos como pueden ser los entornos industriales. Esta inmunidad del sistema al ruido mejora la calidad de la energía y la eficiencia.

Las propuestas de control de corriente desarrolladas están orientadas a intentar satisfacer todos los objetivos: reducir el coste del sistema y de la fase de diseño, reduciendo el número de sensores a emplear y proporcionando métodos rápidos y sencillos de diseño de controladores. Se busca que los controladores propuestos sean flexibles y fácilmente reconfigurables para operar con diversos esquemas basados en VSC. Se ha procurado que estos presenten una alta calidad de la energía así como que sean eficientes, empleando para ello el diseño de control óptimo. Asimismo, se ha dotado a los sistemas de control con mecanismos que aseguren su fiabilidad, presentando propuestas robustas ante la presencia de ruido o perturbaciones en la red eléctrica.

La Fig. 1.3 muestra una visión general de los temas investigados en la Tesis.

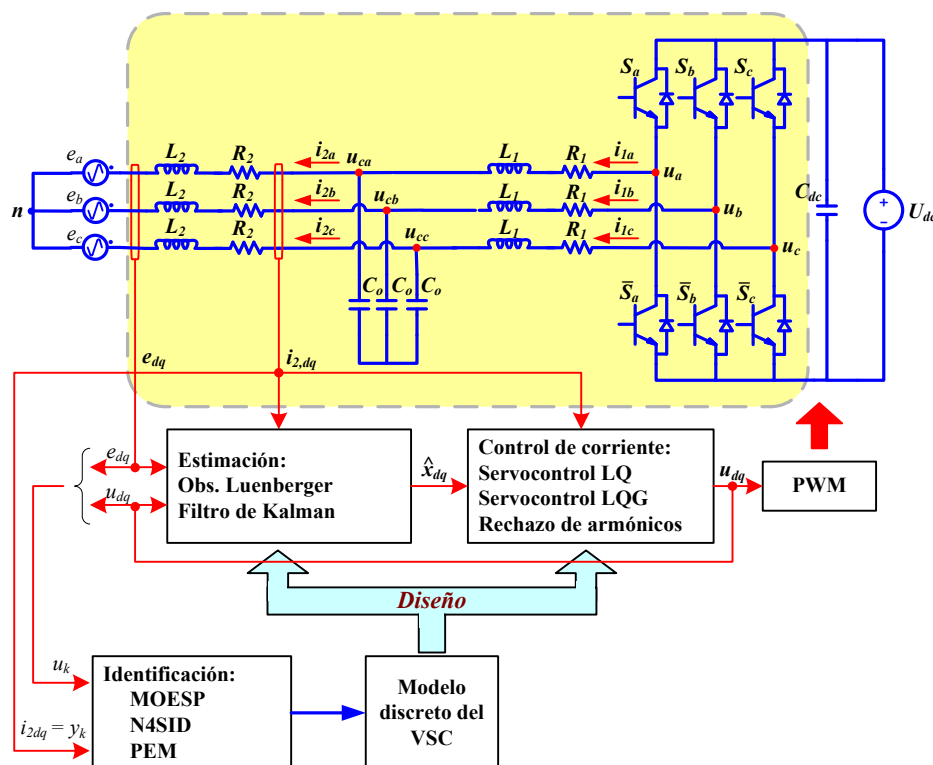


Fig. 1.3. Diagrama general de las propuestas abordadas en la Tesis.

1.3. Contexto de desarrollo de la Tesis

La Tesis se ha desarrollado dentro del marco proporcionado por el proyecto GEOPTIMA, titulado “Optimización y monitorización de la estabilidad de la red eléctrica para maximizar la integración de energía eólica”. Este proyecto está financiado por el Ministerio de Ciencia y Tecnología (ENE2008-06588-C04-01). El proyecto es desarrollado por cuatro grupos de investigación pertenecientes a la Universidad Carlos III, la Universidad de Valencia, la Universidad Politécnica de Cataluña y la Universidad de Alcalá. Entre sus principales objetivos están:

- El desarrollo de técnicas avanzadas de control y sistemas de comunicaciones para mejorar la integración de generadores eólicos en redes eléctricas.

- La maximización de la energía eólica integrable en el sistema mediante la participación en los servicios complementarios de red y la contribución a la estabilidad dinámica
- La mejora de la estabilidad de la red eléctrica de distribución mediante el uso de FACTS basados en generadores eólicos (WTGFACTS).
- El desarrollo de sistemas de medida distribuidos para monitorización industrial mediante redes de sensores inteligentes.

Esta Tesis está englobada dentro del primer objetivo citado desde un punto de vista del diseño de controladores multivariables. El objetivo es intentar encontrar una estructura de control multivariable y una metodología de diseño que reduzca el tiempo de diseño y facilite la labor del diseñador, transfiriendo la complejidad de la etapa de diseño a la plataforma de control. La teoría de control óptimo LQ proporciona un marco adecuado para tratar con esta clase de problemas y es la herramienta escogida para solucionar el problema.

De forma adicional, la Tesis se engloba también dentro del proyecto ATICA, financiado por la Comunidad de Madrid y la Universidad de Alcalá, y titulado “*Aplicación de técnicas de identificación y controladores multivariables, adaptativos y no lineales para optimizar el comportamiento de los convertidores electrónicos de potencia empleados como interfaz con la red eléctrica en sistemas de generación distribuida*” (CCG07-UAH/ENE-1847).

Los principales objetivos de este proyecto son:

- El desarrollo de técnicas de control multivariable para mejorar el diseño del control de corriente y el funcionamiento de los convertidores en fuente de tensión conectados a la red eléctrica mediante filtros de orden elevado.
- El desarrollo de algoritmos de identificación para estimar los parámetros intrínsecos de la red eléctrica.
- El desarrollo de esquemas de control adaptativo que permitan modificar el control del convertidor conectado a red, optimizando su comportamiento en función de las condiciones de la red eléctrica.
- El desarrollo de técnicas de control no lineal para mejorar la calidad de la energía inyectada desde el convertidor de potencia a la red eléctrica cuando la interconexión se realiza mediante filtros con inductancias de bajo coste operando en zona de saturación de flujo.

El ámbito del proyecto es muy cercano a los objetivos de la Tesis. El primer punto del proyecto es común al proyecto GEOPTIMA y comprende el desarrollo de las técnicas de control propuestas en esta Tesis. El tercer punto del proyecto está relacionado con el control adaptativo desarrollado en la Tesis y los métodos de identificación propuestos.

El autor de la Tesis ha desarrollado su trabajo, durante el periodo comprendido entre el año 2008 y el año 2011, financiado por la Consejería de Educación de la Comunidad de Madrid y el Fondo Social Europeo (ESF) a través del programa de *Ayudas para la realización de Contratos de Personal Investigador de Apoyo* (Convocatoria del año 2007). Asimismo, el autor de la Tesis recibió financiación de la Universidad de Alcalá a través del programa *Formación del Personal Investigador*.

El trabajo llevado a cabo en el capítulo 6 de la Tesis fue realizado durante una estancia en el año 2008 en el Instituto de Control y Electrónica Industrial de la Universidad Tecnológica de Varsovia, bajo la dirección del Prof. Marian P. Kazmierkowski.

1.4. Estructura de la Tesis

La Tesis está estructurada en capítulos (Cap.) y apéndices (Ap.). En los primeros, fundamentalmente, se presentan aquellas partes que suponen contribuciones científicas; mientras que los Ap., en general, son resúmenes de trabajos realizados por otros autores necesarios en el desarrollo final de la Tesis. A partir de esta división, el documento se organiza de la siguiente forma:

El Cap. 2 está dedicado a cumplir con un doble objetivo. En la primera parte se realiza una revisión de los trabajos publicados en la literatura científica relacionados con la temática de los distintos capítulos de la Tesis. A continuación se relacionan los objetivos de la Tesis. Estos se centran en realizar aportaciones en la identificación del modelo del VSCs conectados a red, el control de corriente multivariable del VSC conectado a red mediante filtro LCL y el control sin sensores de corriente de VSCs conectados a red mediante filtro L.

El Cap. 3 está dividido en dos partes. En la primera, se revisa el modelado del VSC con filtro de salida L, LCL o LC. La segunda parte, que supone el grueso del capítulo, está dedicado a la identificación. En primer lugar se propone y estudia un método de identificación fase a fase basado en técnicas SISO para la obtención del valor de los parámetros del filtro LCL. En segundo lugar se estudian y emplean métodos de identificación multivariables tipo caja negra orientados a obtener el modelo en variables de estado y ejes dq del convertidor conectado a red mediante filtro LCL. El objetivo de este tipo de identificación es obtener un modelo del VSC que puede ser empleado directamente para la sintetización del control.

El Cap. 4 está dedicado a la estimación del vector de estados del VSC conectado a red mediante LCL. El objetivo del capítulo es dotar al sistema de control presentado en el Cap. 5 con las herramientas necesarias para no tener que medir el vector de estados completo y así reducir el coste del sistema. Se ha propuesto la aplicación de dos tipos de estimadores: observadores Luenberger, predictivo y actualizado, de naturaleza determinística; y el filtro de Kalman, cuya naturaleza es estocástica y que está especialmente pensado para trabajar ante condiciones de ruido. Para la implementación del filtro de Kalman se ha propuesto el uso del denominado Steady-State Kalman Filter, que sin perder las características del filtro de Kalman estándar reduce la complejidad computacional, haciéndolo adecuado para su uso en la plataforma de control empleada en la Tesis.

El Cap. 5 forma el grueso de la Tesis, en él se propone el uso de controladores multivariables de corriente destinados a ser usados dentro de una estrategia de control VOC. El controlador base propuesto en la Tesis se basa en el uso de la llamada estructura servocontrol, que integra un lazo de realimentación del vector de estados con un lazo integrador destinado a obtener error en régimen permanente nulo, y la técnica de control óptimo *Linear Quadratic*. Una de las aportaciones de este Cap. es, por un lado, proponer unos criterios de diseño que permiten reducir la fase de diseño a la elección de un único parámetro de control, y por otro, proponer un proceso de automatización del diseño del controlador basado en Algoritmos Genéticos. El control ha sido también implementado en combinación con los estimadores diseñados en el Cap. 4, dando como resultado, en el caso del filtro de Kalman, un servocontrol de corriente LQG cuya principal ventaja frente a las otras propuestas es

su inmunidad al ruido en sistemas con un alto contenido de este como pueden ser los entornos industriales. Una aportación más de este Cap. es la propuesta de un control de corriente basado en la estructura del servocontrol LQ combinada con el uso de resonadores, cuyo objetivo es realizar un control de corriente inmune al efecto de los posibles armónicos en la tensión de red. El hecho de respetar la estructura del servocontrol LQ empleada hasta ese momento permite seguir empleando las herramientas de diseño del control diseñadas para el caso anterior.

El Cap. 6 propone mejoras a un método de control del VSC conectado a red mediante filtro L basado en la dinámica completa del modelo previo. La propuesta previa resultaba sencilla de implementar y reducía el número de sensores a emplear ya que no necesitaba medir las corrientes de red para realizar el control. Sin embargo, resultaba muy sensible a las variaciones en las inductancias de línea. Las modificaciones propuestas en la Tesis están orientadas a paliar este defecto mediante el uso de controladores basados en Lógica Borrosa y reconstrucción de las corrientes de línea a partir de la corriente en el DC-bus, con objeto de los parámetros del controlador y hacer más robusto el control básico frente a variaciones en los parámetros de las inductancias.

El Cap. 7 es un compendio de las contribuciones y conclusiones extraídas a lo largo de la Tesis, a partir de las cuales se plantean las futuras líneas de trabajo.

El Ap. A presenta la plataforma experimental empleada en la obtención de resultados experimentales a lo largo del desarrollo de la Tesis. A continuación presenta una justificación del modo de muestreo de la tensión en el punto de conexión común.

El Ap. B muestra un estudio de la estabilidad del modelo discreto del VSC en función del método de discretización, el periodo de muestreo y el valor de las inductancias del filtro.

El Ap. C presenta el método de sincronismo empleado en la estrategia VOC en la que están integrados los controladores de corriente propuestos en el Cap. 5.

El Ap. D presenta el control de tensión del DC-bus empleado en la estrategia VOC en la que están integrados los controladores de corriente propuestos en el Cap. 5.

1.5. Publicaciones realizadas sobre la temática de la Tesis

A continuación se detallan las publicaciones realizadas en revistas y conferencias internacionales de reconocido prestigio dentro del campo de desarrollo de la Tesis. Las propuestas de identificación multivariable presentadas en el Cap. 3 fueron presentadas en los siguientes artículos:

- F. Huerta, S. Cobrecas, F.J. Rodríguez, D. Pizarro, F.J. Meca, "*Black-box Identification for an auto-tuned current controller working with Voltage Source Converters connected to the grid through a LCL filter*," 2010 IEEE International Symposium on Industrial Electronics. ISIE 2010.

- F. Huerta, S. Cobrecas, F.J. Rodríguez, E.J. Bueno, D. Pizarro, "*State-space model identification of an LCL filter used as interface between a Voltage Source Converter and the electrical grid*," IEEE Energy Conversion Congress and Exposition, 2009. ECCE 2009.

S. Cobreces, E. Bueno, F.J. Rodríguez, F. Huerta, P. Rodríguez, "*Influence analysis of the effects of an inductive-resistive weak grid over L and LCL filter current hysteresis controllers,*" European Conference on Power Electronics and Applications, 2007.

Las propuestas relaciones con el control corriente multivariable tratadas en los Cap. 4 y Cap. 5 fueron presentadas en los siguientes artículos y comunicaciones en conferencias:

- F. Huerta, S. Cobreces, F.J. Rodríguez, D. Pizarro, C. Giron, A. Rodríguez, "*LQG servo controller for the current control of LCL grid-connected Voltage-Source Converters,*" presentado al IEEE Transactions on Industrial Electronics, en proceso de 2ª revisión.

- F. Huerta, S. Cobreces, E. Bueno, F.J. Rodríguez, F. Espinosa, C. Giron, "*Control of voltage source converters with LCL filter using state-space techniques,*" 34th Annual Conference of IEEE Industrial Electronics, 2008. IECON 2008.

- F. Huerta, E. Bueno, S. Cobreces, F.J. Rodríguez, C. Giron, "*Control of grid-connected voltage source converters with LCL filter using a Linear Quadratic servocontroller with state estimator,*" IEEE Power Electronics Specialists Conference, 2008. PESC 2008.

Las publicaciones relacionadas con el capítulo 6 son las siguientes:

- F. Huerta, S. Stynski, S. Cobreces, M. Malinowski, F.J. Rodríguez, "*Novel Control of Three-Phase Active Front-End Converter with Compensation of Unknown Grid-Side Inductance,*" aceptado en IEEE Transactions on Industrial Electronics, pendiente de publicación, DOI: 10.1109/TIE.2010.2089942.

- F. Huerta, S. Stynski, S. Cobreces, M. Malinowski, F.J. Rodríguez, "*Control of three-phase rectifiers based on voltage equation of the PWM converter,*" 35th Annual Conference of IEEE Industrial Electronics, 2009. IECON 09.

Otras publicaciones en las que ha colaborado el autor de esta Tesis durante su desarrollo, que no se engloban directamente dentro de las propuestas presentadas en la Tesis, pero sí en la temática de esta son:

- S. Cóbreces, E.J. Bueno, D. Pizarro, F.J. Rodríguez, F. Huerta. "*Grid Impedance Monitoring System for Distributed Power Generation Electronic Interfaces,*" IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, vol. 58, no. 9, September 2009.

- S. Cóbreces, F. Huerta, D. Pizarro, F.J. Rodríguez, E. Bueno, "*Three-phase power system parametric identification based in complex-space recursive least squares,*" 2007 IEEE International Symposium on Intelligent Signal Processing. WISP 2007.

- E. Bueno, S. Cóbreces, F.J. Rodríguez, F. Huerta, M. Gálvez, A. Rodríguez, F.A.S. Neves, "*Optimal proposal to mitigate the problems produced by the acquisition of noisy signals in the control of grid-converters,*" 34th Annual Conference of IEEE Industrial Electronics, 2008. IECON 2008.

- S. Cóbreces, E.J. Bueno, F.J. Rodríguez, D. Pizarro, F. Huerta, "*Robust loop-shaping H_∞ control of LCL-connected grid converters,*" 2010 IEEE International Symposium on Industrial Electronics. ISIE 2010.

2

REVISIÓN DE CONOCIMIENTOS Y OBJETIVOS DE LA TESIS

La finalidad de este capítulo es doble. Por un lado, pretende, mediante un apartado de revisión de conocimientos, establecer el estado del arte de las materias sobre las que versa el trabajo realizado en esta Tesis. Y, en segundo lugar, enumera los objetivos a partir de los cuales se desarrolló esta.

2.1. Introducción

El trabajo desarrollado en esta Tesis se centra en mejorar el comportamiento de los convertidores en fuente de tensión (VSC) conectados a red mediante filtro LCL y filtro L a través de tres líneas básicas:

- Identificación multivariable del convertidor con filtro LCL.
- Diseño de controladores multivariables para el VSC conectado a red mediante filtro LCL.
- Mejora en cuanto a la robustez de un controlador para VSC con filtro L.

El siguiente apartado muestra, en sus diversos subapartados, una revisión de conocimientos de las propuestas previas en cuanto a los temas abordados en esta Tesis. El apartado que cierra este capítulo resume los objetivos propuestos para el desarrollo de la Tesis extraídos a partir del estudio de las ideas y propuestas esbozadas en los apartados previos.

2.2. Revisión de conocimientos: control de VSCs conectados a red

La Fig. 2.1 muestra una estructura genérica del control de VSCs conectados a red. La primera etapa, denominada control de potencia, genera las señales de referencia que ha de seguir el control de tensión, que a su vez genera las señales de referencia destinadas al control de corriente. Este último genera las señales que se suministran al bloque modulador. Control de potencia y control de tensión suelen considerarse como el control de alto nivel del sistema y su existencia en el lazo de control suele venir determinada por la estrategia de control implementada. La estructura mostrada es genérica y, como se verá más adelante en este apartado, no todas las estrategias de control han de ajustarse estrictamente a ella. En el caso, por ejemplo, del control directo de potencia (DPC — *Direct Power Control*) [Ohnishi 91], se reduciría al bloque de control de potencia. En el caso de seguir una estrategia de control orientada por tensión (VOC — *Voltage Oriented Control*) [Malinowski 03] con un control de corriente basado en histéresis, el bloque de corriente y el modulador se reducirían a una única etapa.

La mayoría de las aplicaciones de PWM VSC trifásicos —*drivers* de motores AC, filtros activos, convertidores AC/DC con alto factor de potencia, sistemas de alimentación ininterrumpida (UPS — *Uninterruptible Power Supply*), fuentes de tensión AC, etc.— poseen esta estructura de control [Kazmierkowski 98], viéndose el comportamiento del convertidor influenciado en gran medida por la calidad del control de corriente aplicado [Kazmierkowski 02].

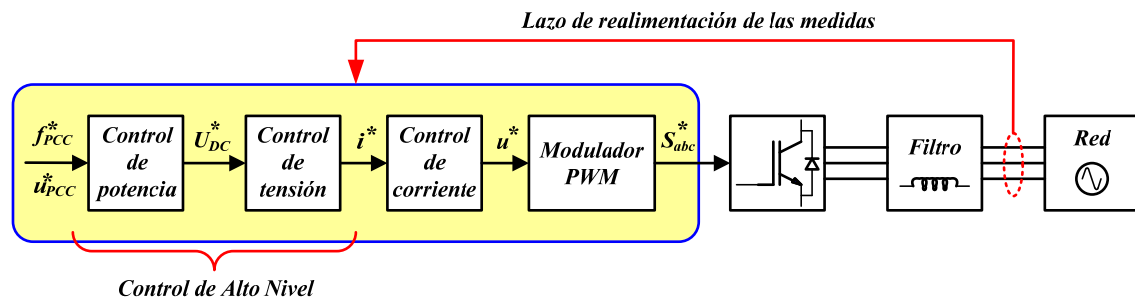


Fig. 2.1. Estructura del control de VSCs conectados a red.

2.2.1. Control de alto nivel

Rigurosamente hablando, sería más apropiado hablar de estrategia de control que de control en sí mismo. Una clasificación habitual de las estrategias de control con rectificadores PWM se puede encontrar en el trabajo de Malinowski *et al.* [Malinowski 03], ver Fig. 2.2.

Esta clasificación viene motivada de la consideración del control de los rectificadores PWM como un problema dual respecto al control en máquinas de inducción [Kazmierkowski 02], de forma que el control orientado con la tensión (VOC — *Voltage Oriented Control*) [Blasko 97a] se asemeja al control orientado por campo (FOC — *Field Oriented Control*); asimilándose, asimismo, el control directo de potencia basado en tensión (V-DPC — *Voltage-based Direct Power Control*) [Ohnishi 91] al control directo de par (DTC — *Direct Torque Control*).

El concepto de flujo virtual (VF — *Virtual Flux*) fue introducido por Duarte [Duarte 99] [Malinowski 01b] con objeto de mejorar la robustez del esquema VOC, dando origen al control orientado por flujo virtual (VFOC — *Virtual-Flux Oriented Control*) [Malinowski 03] y al control directo

de potencia basado en flujo virtual (VF-DPC — *Virtual-Flux-based Direct Power Control*) [Malinowski 01a].

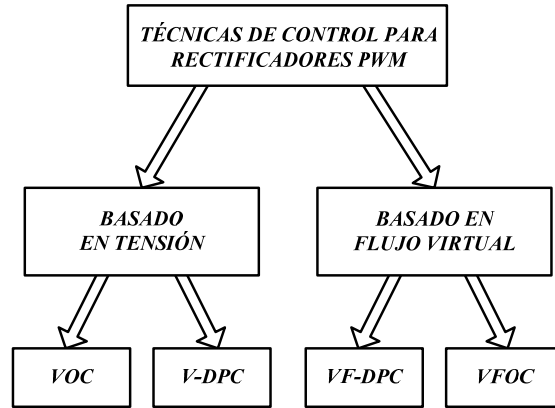


Fig.2.2. Clasificación de técnicas de control de rectificadores PWM.

La estrategia VOC se basa en la transformación de un sistema de coordenadas estacionario $\alpha\beta$ a un sistema de coordenadas rotatorio dq . Garantiza una rápida respuesta transitoria, así como alto rendimiento en régimen permanente mediante el uso de lazos internos de control de corriente.

Por contra, la estrategia DPC se basa en los lazos de control de las potencias activa y reactiva, no existiendo ni lazos internos de control de corriente ni un bloque modulador específico, seleccionándose los estados de conmutación del convertidor mediante tablas de conmutación a partir del error entre las referencias de potencias y los valores estimados.

La Fig. 2.3 muestra el diagrama vectorial del VOC. En este caso, el eje d del sistema de coordenadas rotatorio dq se alinea con el vector de tensión de red \vec{e}_g , que gira a una pulsación ω en el sistema de coordenadas estacionario $\alpha\beta$, obteniendo con ello un modelo que trabaja con señales continuas

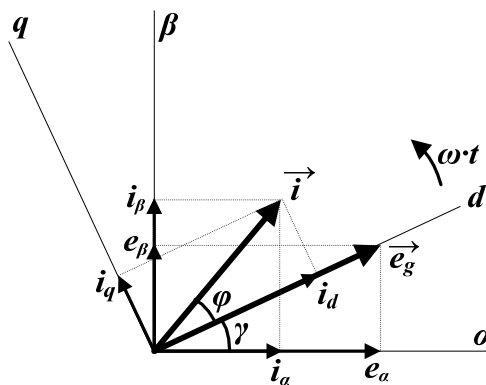


Fig. 2.3. Diagrama vectorial del control orientado por tensión (VOC).

Siendo $e_d = E_m$ y $e_q = 0$ (transformación invariante en potencia), la potencia aparente en la red que se define como:

$$\vec{S}_g = P_g + jQ_g = (e_d i_d + e_q i_q) - j(e_d i_q - e_q i_d) \tag{2.1}$$

resulta

$$\begin{aligned} P_g &= e_d i_d \\ Q_g &= -e_d i_q \end{aligned} \quad (2.2)$$

A partir de (2.2) se desprende que es posible realizar un control desacoplado de las potencias activa y reactiva, mediante el uso de dos lazos de corriente independientes.

Tal como se han alineado los ejes de referencia dq , el control de i_d determina la tensión en el DC-bus y por tanto el flujo de potencia activa; y la regulación de la componente i_q fija el desplazamiento del factor de potencia. En aquellas situaciones en las que se requiera que estén en fase las tensiones y corrientes de red, *i.e.* tener un desplazamiento del factor de potencia igual a uno, la consigna se fijará a cero, $i_q^* = 0$. El control de la tensión del DC-bus se alcanza a través del balance de potencias del sistema.

La Fig. 2.4 muestra la estructura convencional del VOC formada por los dos lazos internos de control de corriente y el lazo externo de control de tensión. Este ha de ser entre 5 y 20 veces más lento que los lazos de control de corriente para considerarlos desacoplados [Bueno 05] y que el diseño pueda abordarse de forma independiente.

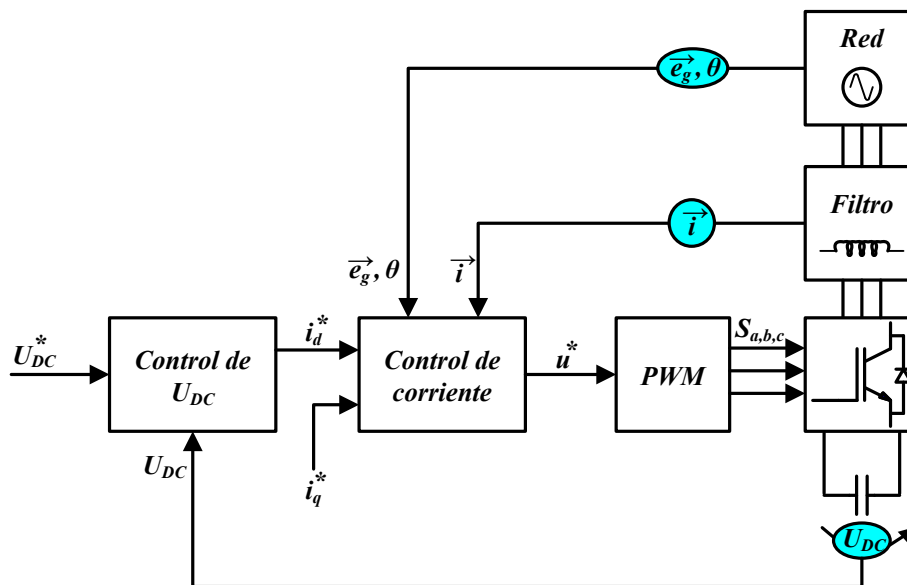


Fig. 2.4. Diagrama de bloques del control orientado por tensión (VOC).

La idea principal del DPC fue propuesta por Ohnishi [Ohnishi 91] y después desarrollada en la segunda parte de la década de los 90 por Manninen [Manninen 95] y Noguchi [Noguchi 98]. Similar al DTC en máquinas de inducción, como ya se indicó, controla las potencias activa y reactiva en lugar de par y flujo de estator. Con la componente de potencia reactiva, q , se determina el desplazamiento del factor de potencia; y con la componente activa, p , se regula la tensión en el DC-bus.

La Fig. 2.5 muestra el esquema del V-DPC, las consignas p^* , que viene determinada por control de tensión en el DC-bus, y q^* se comparan con los valores estimados de potencias instantáneas activa y reactiva, empleando para ello controladores con histéresis, tal que

$$\begin{cases} d_q = 1 & \text{si } q < q^* - H_q \\ d_q = 0 & \text{si } q > q^* + H_q, \end{cases} \quad (2.4)$$

y

$$\begin{cases} d_p = 1 & \text{si } p < p^* - H_p \\ d_p = 0 & \text{si } p > p^* + H_p. \end{cases} \quad (2.5)$$

A partir de d_p , d_q y la posición del vector de tensión de red, γ_e , se selecciona el vector de tensión del convertidor apropiado acorde a la tabla de conmutación.

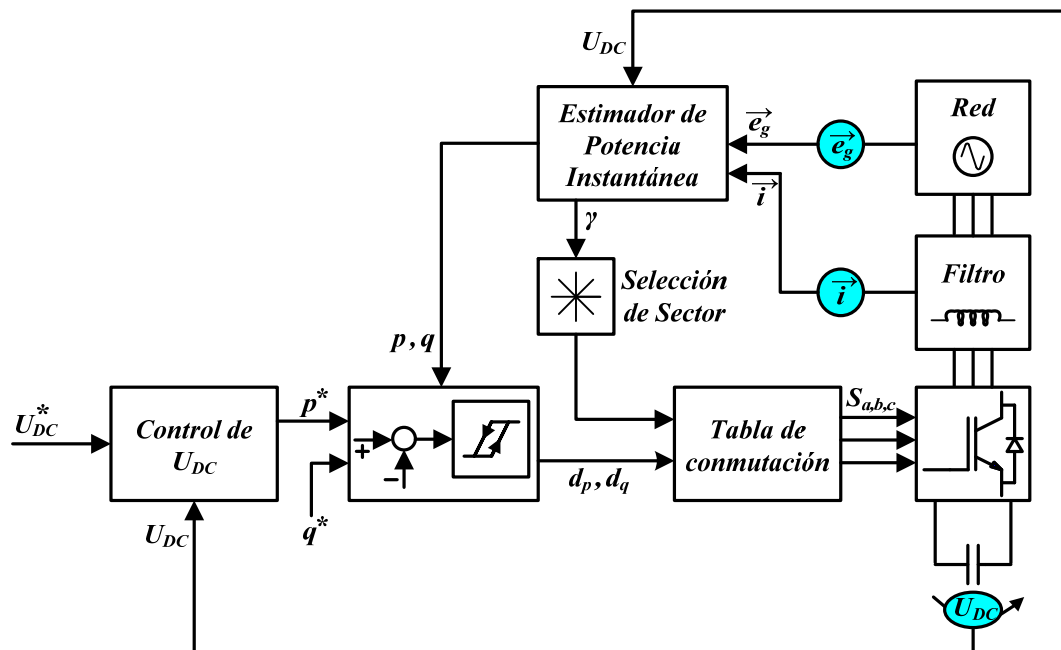


Fig.2.5. Esquema del control directo de potencia basado en tensión (V-DPC).

La técnica DPC no requiere de una transformación de coordenadas y presenta una buena respuesta dinámica y un control de potencia activa y reactiva desacoplado.

2.2.2. Control de corriente

Abordar la clasificación de los diferentes controles de corriente mediante un criterio simple resulta ser una tarea compleja debido a la heterogeneidad de las diversas propuestas existentes. Una de las clasificaciones más comúnmente aceptada es la realizada por Kazmierkowski y Malesani [Kazmierkowski 98]. En ella se establece la distinción entre controladores lineales y controladores no lineales.

El concepto de controlador lineal se asociaría con aquellos esquemas que presentan una clara estructura de bloques formada por una etapa de comparación de salida-referencia, otra etapa de compensación del error y un último bloque generador de PWM., ver Fig. 2.6, donde la compensación del error se realiza mediante una estricta función de transferencia LTI.

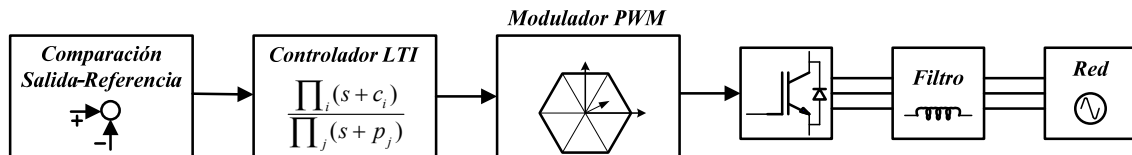


Fig. 2.6. Diagrama de bloques del controlador de corriente lineal.

Por contra, los controladores no lineales romperían con esta estructura basada en controlador-modulador, presentando la mayoría de ellos una estructura basada en la realimentación mediante comparación con histéresis como se muestra en la Fig. 2.7.

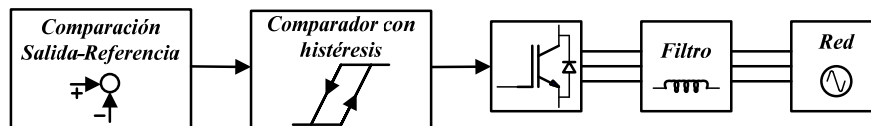


Fig. 2.7. Diagrama de bloques del controlador de corriente no lineal.

Los controladores proporcional integral (PI) han sido ampliamente usados en el control de corriente, en general proporcionan un proceso de diseño directo con el que se obtiene un buen comportamiento y una fácil implementación en sistemas en lazo cerrado.

Otra posible forma de clasificación de los controladores de corriente es según en qué ejes de referencia trabajen estos, siendo posible encontrar tres clases de propuestas [Blaabjerg 06].

- **Control en ejes naturales abc** . En este caso el problema se reduce al control de tres plantas SISO lineales e independientes entre sí, cuyas señales de salida y referencia son sinusoidales. Algunas propuestas de este tipo se pueden encontrar en [Enjeti 86], [Lorenz 87], [Malesani 97] o [Roncero-Sanchez 09a]. Este marco de referencia resulta especialmente útil con el propósito de la eliminación de armónicos. Desde un punto de vista de la estructura de control, la opción más sencilla es la aplicación de controladores SISO independientes por cada una de las fases.

- **Control en ejes de referencia estacionarios $\alpha\beta$** . La planta que se obtiene a partir de los ejes abc aplicando una transformación de Clark [Krause 95] es una asociación de dos plantas SISO independientes con señales de salida y referencia sinusoidales, pero con una útil interpretación eléctrica [Cóbreces 09]. Aumentan la complejidad del diseño de control, pero resultan bastante útiles cuando se trabaja en sistemas no equilibrados. El sistema resultante se puede controlar mediante el uso de dos controladores SISO independientes. Ejemplos de su uso se encuentran en [Fukuda 01], [Yuan 02], [Zmood 01] y [Zmood 03]. También se ha empleado para el control de armónicos de alto orden en filtros activos [Allmeling 02].

- **Control en ejes de referencia síncronos dq** . Se tiene una buena interpretación de potencia activa y reactiva. Con el empleo de los PI clásicos se consigue compensar el error en la componente fundamental, ya que tras la transformación de Park [Krause 95], i_d e i_q son componentes continuas. Sin embargo, el control resulta más complejo, existiendo un acoplamiento cruzado entre las componentes y requiriéndose de dos transformaciones de coordenadas con conocimiento explícito de la frecuencia síncrona ω_s . Ejemplos de su uso se pueden encontrar en [Bueno 05], [Kazmierkowski 02], [Rim 94], [Jasinski 02], [Twining 03], [García-González 00], [Malinowski 09], [Arbolea 10] o [Sato 98].

Una tercera posible clasificación sería según la estructura del controlador. Distinguiéndose también entre controladores lineales y no lineales.

Entre los controladores lineales se pueden citar los siguientes.

Controlador PI. Es probablemente una de las opciones más ampliamente usadas en combinación con el sistema de referencia dq [Blasko 97b] [Liserre 04] [Malinowski 05] [Blaabjerg 06] [Twining 03] [Malinowski 08][Lindgren 98] [Briz 00] dada la naturaleza constante de las señales.

Un caso particular del control de corriente empleando PIs síncronos es el control de la corriente de red, \bar{i}_2 , cuando el convertidor de potencia se conecta a la red mediante un filtro LCL. El control puede realizarse mediante la implementación de PIs en cascada o también llamado multilazo [Bueno 05] [Loh 05], ver Fig. 2.8, donde el PI que compensa el error en \bar{i}_2 genera la señal de referencia para el PI que regula la tensión en los condensadores del filtro, \bar{u}_c , cuya salida, a su vez, sirve de consigna para regular la corriente del lado del convertidor, \bar{i}_1 .

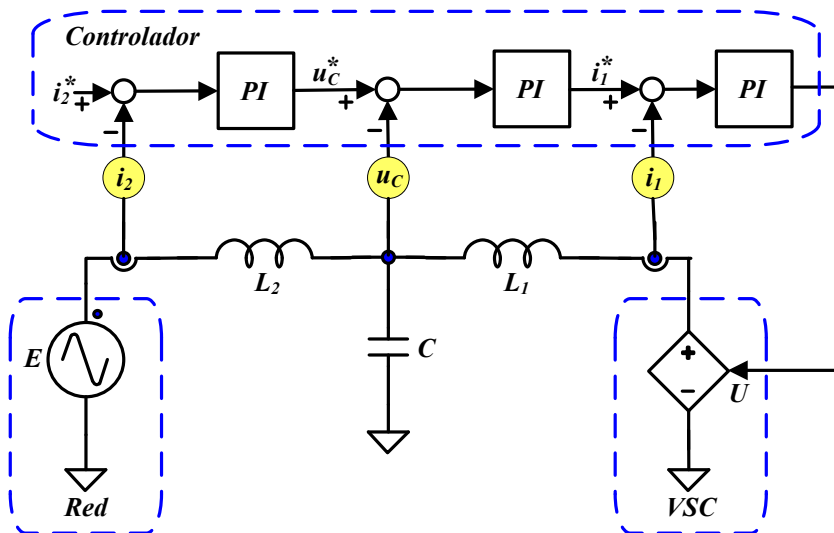


Fig. 2.8. Estructura secuencial del control de corriente de un VSCs conectado a red mediante un filtro LCL.

Es posible diseñar los controladores PI para obtener una respuesta tipo *dead beat* [Kuo 02], de forma que alcance el régimen permanente en un mínimo número de periodos de muestreo — idealmente igual al número de variables que conforman el vector de estado— asumiendo como cierto que el esfuerzo de control no está limitado y que la planta carece de retardos en las entradas y ha sido perfectamente modelada. En la práctica [Bueno 04] [Ottersten 02], la cancelación cero-polo que implica el diseño es poco efectivo ante desajustes en el modelado de la planta, lo que acarrea un controlador demasiado sensible, y tanto la saturación como los retardos en la entrada de la planta alejan al controlador de su comportamiento ideal.

Los controladores proporcionales resonantes (PR) surgieron como una modificación al esquema PI. La parte integral del controlador PI se modifica mediante un integrador generalizado de segundo orden [Malo 08] [Liserre 06a], proporcionando ganancia infinita a una frecuencia arbitraria. De esta manera es posible obtener características perfectas en el seguimiento de referencias sinusoidales. Presenta ciertas desventajas como el hecho de que no existe un procedimiento de diseño sistematizado y que pueden surgir problemas por el desplazamiento de los polos resonantes cuando el algoritmo se implementa sobre dispositivos digitales de coma fija. Una extensión de este tipo de

controladores es el llamado controlador multiresonante, que puede ser aplicado a la compensación de armónicos en la tensión de línea [Sato 98]. Otras referencias interesantes sobre su uso se pueden encontrar en [Zmood 03] [Machmoum 04] [Blanco 05] [Teodorescu 06] o [Blaabjerg 06] [García-Cerrada 04].

Aunque el gran número de propuestas basadas en técnicas de control SISO presentan resultados positivos y, en general, limitan la complejidad del diseño, muestran, por el contrario, una falta de rigor dado que las aproximaciones asumidas complican la tarea de diseñar el control siguiendo criterios avanzados tales como robustez o mitigación del acoplamiento entre variables [Cóbreces 09].

Es en este punto donde entran en juego los controladores basados en la realimentación del vector de estado. Algunas de las primeras aplicaciones en electrónica de potencia con controladores multivariable aparecieron en el control de motores de inducción. Lee *et al.* [Lee 94] proponían una estrategia de control de corriente, en un FOC sobre un motor de inducción, basada en la realimentación del vector de estado y la integración del error, también llamado servocontrolador. Consideraban la fuerza contra-electromotriz como una perturbación que, junto a la referencia de corriente, era empleada como término *feed-forward* para mejorar la respuesta transitoria del sistema. Aplicaban adicionalmente un observador de estado de orden reducido para estimar el flujo de rotor, con el que compensaban la fuerza contra-electromotriz. Uhrin y Profumo [Uhrin 96] proponían el control del convertidor conectado a red en un sistema AC/DC/AC, mediante dos controladores basados en la realimentación de estado, uno destinado al lazo interno del control de corriente, y el otro destinado al lazo externo del control de tensión del DC-bus. También Roncero-Sánchez *et al.* [Roncero-Sánchez 09b] emplearon, en un sistema *back-to-back*, un servo controlador en el control de corriente del convertidor conectado a red mediante filtro L. García-González y García-Cerrada [García-González 00] aplicaron, basándose en la realimentación del vector de estado, un control de potencia activa y reactiva en una STATCOM (*STATic Synchronous COMPensator*). Los mismos autores proponían el uso de servocontroladores para los controles de corriente en un UPFC (*Unified Power Flow Controller*) [García-González 03]. Trabajando con filtro LCL, Gabe *et al.* [Gabe 07] planteaban controlar, en ejes estacionarios, la corriente del convertidor empleando una realimentación parcial del vector de estado, con objeto de amortiguar activamente la resonancia del filtro, junto con un controlador resonante que aseguraba el correcto seguimiento de la referencia. Dannehl *et al.* [Dannehl 10] proponían un control en ejes *dq* con realimentación del vector de estado, proponiendo un criterio para obtener el controlador mediante la técnica de ubicación de polos. Aparte de tener que medir todo el vector de estado y desprestigiar ciertos parámetros en el modelo del filtro LCL para simplificar la metodología de diseño, su controlador presentaba sobre-impulsos en la respuesta de las corrientes bastante elevados.

Ante el incremento de la complejidad en el diseño, se puede optar por emplear controladores basados en la teoría de control óptimo *Linear Quadratic* (LQ) [Pou 02] [Alepez 05] [Wu 06]. Esta ofrece resultados satisfactorios, garantiza ciertos márgenes de robustez [Skogestad 05] y permite un diseño MIMO completo. No obstante, presenta ligeros problemas tales como una inapropiada metodología de diseño basada en la optimización de la energía y las propiedades estocásticas de las señales. Ha sido también común basar el diseño en la técnica óptima *Linear Quadratic* (LQ), ya que esta garantiza, en términos generales, un compromiso adecuado entre robustez y complejidad de diseño. Uno de los primeros trabajos encontrados es el de Kuroe *et al.* [Kuroe 88], quienes proponían el control de velocidad de un motor síncrono aplicando un regulador basado en LQ. Otros ejemplos hallados del control de motores empleando la técnica LQ se encuentran en los trabajos de Soltani y

Zarchi [Soltani 03], que proponían una combinación de LQ y control por deslizamiento para realizar el control de corriente de un motor de reluctancia síncrono; o en el trabajo de Ebrahim y Jain [Ebrahim 08], quienes aplicaban un control orientado por campo de estator en una máquina de inducción basándose en técnicas LQ. Otra aplicación ha sido en el control de convertidores DC-DC, donde Marino y Vasca [Marino 93], por ejemplo, empleaban un control de realimentación de estado basado en LQ. Otros ejemplos de aplicaciones se encuentran en el trabajo de Kömürçügil *et al.* [Kömürçügil 06], que proponían un método de control óptimo basado en LQ, trabajando en el dominio continuo, para realizar el control de un inversor monofásico empleado como UPS; así como en la propuesta de Gezgin *et al.* [Gezgin 97], que utilizaba LQ para el diseño y control de un convertidor *boost*. Se basaban en lo que se denomina “Optimización de control-estructura”, donde tanto la elección de los componentes del convertidor, como el cálculo de las ganancias del controlador lineal de realimentación de estado, son llevados a cabo mediante la técnica LQ. Kedjar y Al-Haddad emplearon servocontroladores LQ, tanto para realizar el control de un rectificador trifásico Vienna [Kedjar 06], como para el control de un filtro activo *shunt* trifásico [Kedjar 07].

Particularizando en el control de VSCs conectados a la red, han sido varias las propuestas en la última década que han explorado la vía del control MIMO aplicado sobre el lazo de corriente en el control de VSCs [Botteron 03] [Alepuz 06] [Roncero-Sánchez 09b] [Cóbreces 09]. Cabe destacar el trabajo de Svensson [Svensson 96], que en una aplicación de energía eólica, empleaba un servocontrolador LQ sobre el VSI conectado a red mediante filtro L. Esta solución era también abordada en su tesis doctoral por Pou [Pou 02] o en el trabajo de Alepuz *et al.* [Alepuz 07], pero empleando convertidores de tres niveles. Los mismos autores proponían en [Alepuz 05] aplicar LQ junto con la técnica de programación de ganancia (*Gain Scheduling*) para realizar un control de corriente adaptativo aplicado en un VSI de tres niveles, conectado a red mediante un filtro LC. Otro buen ejemplo se encuentra en el trabajo de Wu y Lehn [Wu 06], que realizaban el control de corriente de un VSC conectado a red eléctrica mediante filtro LCL, buscando el error nulo en la corriente del lado del convertidor y empleando LQ para la obtención de alguna de las ganancias del controlador propuesto. El control propuesto requería de la medida completa del vector de estado al no ser empleada ninguna técnica para la estimación de variables. Por último, citar el trabajo de De Camargo *et al.* [de Camargo 02], donde los autores utilizaban un servocontrolador LQ para el control de corriente y tensión de un VSI trifásico de cuatro ramas.

Con objeto de reducir costes asociados con la medida de las variables de control, es práctica común el uso de estimadores de estado, *e.g.* el filtro de Kalman [De Brabandere 06], suponiendo tal solución la pérdida de los márgenes de robustez que presentaba originalmente el control LQ [Doyle 78].

El control predictivo, trabajando con frecuencia de conmutación constante, también ha sido ampliamente usado en el control de corriente de los VSCs [Rodríguez 07] [Mattavelli 05] [Wipasuramontorn 06] [Abu-Rub 04] [Han 05] [Alepuz 08]. El algoritmo de control predice, al principio de cada periodo de conmutación, el valor de la tensión de salida del convertidor que fuerza a que la corriente inyectada alcance el valor de referencia. Este cálculo se lleva a cabo basándose en el error actual y en los parámetros del sistema. Resultan fáciles de implementar desde un punto de vista conceptual y de diseño, pero presentan problemas de comportamiento ante errores de modelado de la planta, no siendo tampoco muy apropiados para plantas con una dinámica rápida. Cuando la elección del vector de tensión se realiza para obtener error nulo al final del periodo de muestreo, el controlador predictivo a menudo se denomina controlador *dead beat* [Nishida 02] [Kawabata 90] [Malesani 98].

Es de destacar dentro de los controladores lineales la propuesta realizada por Harnefors y Nee para el control de corriente de un VSC basándose en el concepto de *Internal Model Control* (IMC) [Harnefors 98]. El IMC fue originalmente diseñado para el control de procesos en ingeniería química [Morari 89], y ofrece una combinación de cierta robustez con un proceso de diseño sencillo, al menos cuando este se realiza en el espacio continuo y empleando un modelo del sistema basado en plantas SISO.

Otra opción entre los controladores lineales ha sido el uso del llamado control repetitivo, que basa su funcionamiento en el Principio del Modelo Interno [Doyle 92], siendo útil para el seguimiento o rechazo de señales periódicas. Esta última característica lo ha hecho especialmente adecuado para su uso en filtros activos [Costa-Castelló 04] [Griño 05] [Griño 07] [García-Cerrada 07]. También es posible encontrar propuestas VSC trifásicos conectados a red mediante filtro L [Zhou 03] [Roncero-Sánchez 09b] o filtro LCL [Liu 07].

Entre los controladores no lineales son populares los controladores con histéresis. Basan su funcionamiento en mantener el error de la señal a controlar dentro de una banda de tolerancia, generando para ello las señales de conmutación de forma continua [Buso 99] [Bode 01]. Ofrecen buen seguimiento de referencias y una gran simplicidad en el diseño e implementación. Por contra, la frecuencia de conmutación variable puede acarrear ciertos problemas de interferencias electromagnéticas (EMI — *Electromagnetic Interference*). Se corrige, cediendo la ventaja de la simplicidad, con el uso de controladores con frecuencia de conmutación constante, donde la banda de tolerancia se varía en función de la tensión de red [Bose 90] [Chun 96]. Ambos tipos de controlador con histéresis resultan parcialmente incompatibles con el control digital y es difícil extraer conclusiones sobre su robustez [Cóbreces 09].

La modulación delta [Kheraluwala 90] [Ziogas 81] parece similar a los controladores con histéresis, pero su principio de funcionamiento difiere de estos. La señal de error es detectada por los comparadores, cuya salida se muestrea a una frecuencia constante de forma que el estado del convertidor se mantiene fijo durante cada intervalo de muestreo. Aunque para obtener resultados comparables a los de un modulador PWM debería conmutar a una frecuencia 7 veces superior [Mertens 94], su principal atractivo radica en que es muy fácil de implementar.

El control deslizante (*sliding control*) ofrece márgenes de estabilidad para las incertidumbres en los parámetros de la planta, así como una implementación simple, resultando interesante para su aplicación al control de corriente en VSCs [Jung 96] [Gous 04] [Miret 04]. El control en modo deslizante es un control de estructura variable, que selecciona el estado de conmutación adecuado en el convertidor para guiar la trayectoria de las variables de estado hacia una superficie de conmutación predefinida. Una vez el sistema alcanza esta superficie, éste es forzado a restringir su evolución sobre ella para todos los instantes de tiempo subsecuentes [Utkin 77] [Rodríguez 05b]. Su aplicación con filtros LCL se considera todavía una investigación abierta.

Una línea emergente es el uso de controladores predictivos no lineales. Las propuestas existentes en la literatura técnica pueden clasificarse [Cortés 08] en control predictivo basado en histéresis [Holtz 83], basado en trayectoria [Depenbrock 88] [Holtz 92] y *Model Predictive Control* (MPC) [Depenbrock 88] [Zeng 08] [Malesani 98] [Antoniewicz 09].

Existen también propuestas de controladores basados en técnicas de control modernas tales como redes neuronales [Kandil 99] [Liu 08] [Diaz 08], cuya principal desventaja es un proceso de diseño

excesivamente costoso en tiempo [Kazmierkowski 02]. Algunos autores [Tzou 95] [Dzieniakowski 96] han propuesto controladores basados en lógica borrosa (FLC – *Fuzzy Logic Control*) como sustituto para los convencionales PI. Su mayor problema es que tanto el procedimiento de diseño como los resultados obtenidos dependen fundamentalmente del conocimiento y experiencia del diseñador.

2.3. Revisión de conocimientos: métodos de identificación aplicados en VSCs conectados a la red eléctrica.

La identificación de parámetros ha sido ampliamente estudiada en el campo de las máquinas de inducción, no existiendo una división clara entre identificación y estimación, de forma que es frecuente que en el mismo algoritmo exista una parte destinada a la identificación de los parámetros de la máquina [Du 93] [Du 95] [Finch 98] —aunque para ello se empleen estimadores o técnicas de control adaptativo—, como podría ser la resistencia del rotor, y otra parte destinada a la estimación de variables de estado de la máquina, como puede ser la corriente del rotor. Generalmente, los algoritmos de identificación empleados en la identificación de parámetros de las máquinas de inducción se pueden clasificar en tres grupos principales atendiendo al enfoque teórico adoptado: estimadores extendidos de estado, modelos de regresión lineal y estimadores adaptativos basados en modelos de referencia [Zamora 97]. Fuera de esta clasificación, existen también propuestas basadas en técnicas de control modernas tales como lógica borrosa y redes neuronales [Karanayil 05].

Finch *et al.* [Finch 98] propusieron emplear un filtro de Kalman extendido (EKF — *Extended Kalman Filter*) para la identificación en tiempo real de la resistencia de rotor, cuyo valor exacto es fundamental para la correcta aplicación del algoritmo de cálculo de deslizamiento en el control vectorial indirecto de una máquina AC. Leite *et al.* [Leite 02] aplicaban, igualmente, un EKF a la identificación de la inductancia magnetizante, la resistencia e inductancia de estator y la constante de tiempo del rotor. Como se verá posteriormente en el apartado dedicado a la estimación del vector de estado, Du *et al.* [Du 93] proponían un observador Luenberger extendido (ELO — *Extended Luenberger Observer*) para la estimación conjunta de las variables de estado del sistema y algunos parámetros de la máquina, como, por ejemplo, la constante de tiempo del rotor.

Zamora y García-Cerrada proponían, en [Zamora 00], una serie de algoritmos de estimación basados en modelos de regresión con métodos de mínimos cuadrados, para realizar la identificación de la resistencia e inductancia de estator y la inductancia de fugas. Telford *et al.* [Telford 03] proponían un método de identificación basado en un algoritmo de mínimos cuadrados recursivo para obtener, también, parámetros de la máquina relativos al estator. Wang *et al.* [Wang 05] aplicaban un método de mínimos cuadrados no lineal, justificándose en el hecho de que las anteriores propuestas aplicaban métodos lineales presuponiendo una variación lenta en los parámetros, para la obtención de la resistencia e inductancia de estator, el coeficiente de dispersión y la constante de tiempo del rotor. A partir de los parámetros eléctricos del motor así obtenidos, aplicaban, también, un algoritmo de mínimos cuadrados lineal para la obtención de los parámetros mecánicos: momento de inercia del rotor y par de carga.

También ha sido común el uso de métodos de control adaptativo para la identificación de parámetros, aunque como ya se dijo anteriormente, estrictamente sería más correcto denominarlo estimación. De Kock *et al.* [de Kock 94] presentaban un método de identificación de los parámetros de la máquina empleando control adaptativo basado en modelo de referencia (MRAC — *Model Reference Adaptive Control*). La salida del modelo de referencia se comparaba con las medidas de la

corriente de estator y la velocidad. La suma ponderada de los errores conformaba una función de coste, que servía para el ajuste de los parámetros del modelo mediante un algoritmo de optimización. Su aplicación era *off-line*. Siguiendo la misma filosofía, Proca y Keyhani [Proca 02] proponían un método MRAC en tiempo real, que utilizaba un algoritmo de optimización restringido para ajustar los parámetros que minimizaban la función de error obtenida al comparar la corriente de estator de la planta con la del modelo de referencia. Tenía como objetivo estimar las inductancias de dispersión y magnetización, y la resistencia del rotor.

Karanayil *et al.* [Karanayil 05] proponían la identificación en tiempo real de la resistencia del rotor mediante el uso de un red neuronal artificial con entrenamiento on-line. La estimación de la resistencia del rotor requería del conocimiento de la resistencia de estator, por lo que aplicaban también un algoritmo de identificación basado en lógica borrosa para obtener el valor de esta última.

Sin embargo, no ha sido un tema suficientemente tratado en el campo de los VSCs conectados a la red eléctrica y es difícil encontrar referencias en la literatura técnica. Arriagada *et al.* [Arriagada 03] realizaron una interesante propuesta que consistía en emplear un algoritmo de Mínimos Cuadrados Recursivo con objeto de estimar el valor de las inductancias de un filtro tipo L trabajando con un VSC trifásico. Otra referencia se puede encontrar en el trabajo de Takeshita y Matsui [Takeshita 92], donde los autores proponían un método de estimación de los parámetros de un filtro L basándose en MRAC. Recientemente, Ma *et al.* [Ma 05] plantearon utilizar un algoritmo basado en Mínimos Cuadrados para identificar el modelo híbrido unificado de diferentes configuraciones de convertidores de potencia, tales como los convertidores DC/DC, los rectificadores trifásicos trabajando con filtro L y los inversores trifásicos.

Una tendencia diferente trabajando con VSCs trifásicos mostrada en los trabajos de Espinoza y Araya [Espinoza 00] y [Araya 05] es emplear métodos de identificación a modo de sensores de tensión y corriente virtuales.

Recientemente, Valdivia *et al.* [Valdivia 09] [Valdivia 11] han propuesto un método de identificación que, empleando un punto de vista de entradas y salidas, obtiene el modelo de un convertidor más filtro en función de las impedancias del sistema. Su propuesta se basa en el uso de métodos de identificación SISO basados en modelos tipo Output Error y está destinada a obtener una descripción del comportamiento del convertidor orientada a la simulación de sistemas.

De los pocos trabajos encontrados sobre identificación de parámetros en VSCs conectados a la red eléctrica mediante filtros tipo L, así como de la ausencia de referencias trabajando con filtros tipo LCL, se puede considerar que este es un tema de trabajo abierto a nuevas contribuciones.

2.4. Revisión de conocimientos: estimación del vector de estado en el control de VSCs.

El uso de estimadores de estado está bastante extendido en el control de máquinas, existiendo numerosos ejemplos, tanto en el uso de máquinas síncronas [Nandam 90] [Xu 04], como en máquinas de inducción [Toliyat 03] [Briz 11]. Existen ciertas analogías entre el control de VSCs conectados a la red eléctrica mediante un filtro L y el control de convertidores de potencia conectados a máquinas de inducción, que hacen interesante detenerse en las propuestas de estimadores de estado existentes en el control de VSIs conectados a motores de inducción.

En [Ben-Brahim 92], los autores proponían el FOC de un inversor conectado a un motor de inducción, basándose en un control de corriente *dead beat* y empleando un estimador de estado predictivo para obtener los vectores de flujo de rotor y corriente de estator, de forma que se compensaba el retardo computacional. Du y Brdys [Du 93] proponían emplear un estimador no lineal —el ELO— para obtener tanto el vector de estado como ciertos parámetros de la máquina de inducción fuertemente ligados a la temperatura, como puede ser la constante de tiempo del rotor. Du *et al.* comparaban en [Du 95] el uso del ELO frente al EKF para el mismo problema, los autores afirmaban que el ELO era superior al EKF, basándose principalmente en su facilidad de diseño frente a sus prestaciones, pero obviaban realizar una comparativa en cuanto a funcionamiento en entornos ruidosos. En [Bird 96], se proponía el uso de un estimador predictivo para obtener la corriente y el flujo de estator empleando una estrategia de control DTC. Song *et al.* [Song 00] planteaban emplear un estimador predictivo no lineal de orden reducido para obtener el vector de flujo de rotor y su velocidad angular, aplicándolo al control vectorial de la máquina de inducción. Tanto Kwon *et al.* [Kwon 05], como Mouna y Lassaâd [Mouna 06], empleaban un estimador predictivo para obtener la velocidad del rotor en un control vectorial FOC sin sensores de velocidad.

En el caso del control de VSCs trifásicos conectados a la red eléctrica, el número de propuestas encontradas en la literatura técnica no es tan extenso y existe cierta heterogeneidad en cuanto al objeto en sí de la estimación. Lee *et al.* [Lee 00b], por ejemplo, utilizaban un estimador de estado predictivo para reconstruir las corrientes de fase a partir de la información de la corriente del DC-bus, trabajando con una configuración VSC - filtro L. Por otro lado, Svensson [Svensson 96] proponía aplicar un estimador de Kalman no lineal en las señales de entrada del controlador de corriente basado en LQ de un inversor trifásico con filtro L integrado en una aplicación de energía eólica, con objeto de reducir tanto su contenido armónico, como el ruido presente en las señales. León *et al.* [Leon 07] utilizaban un observador no lineal de orden reducido basado en el observador *Luenberger* [Ciccarella 93] para estimar la corriente de la carga conectada al DC-bus, con objeto de emplearla como término de compensación *feedforward* en el control basado en *feedback linearization* de un VSC más filtro L. En la misma línea, Lee y Tzeng [Lee 02b] proponían emplear un estimador no lineal de la carga del DC-bus, que evitase tener que emplear un sensor de corriente. Otro ejemplo del uso de observadores se puede encontrar en el trabajo de Joo *et al.* [Joo 01], donde aplicaban sobre el control de un VSC con filtro L, un estimador de orden reducido para obtener la secuencia positiva y negativa de la tensión de red a partir de la información de las corrientes de línea. Otro ejemplo del uso de estimadores de estado en el control de VSC con filtro L es la propuesta de Sariñana *et al.* [Sarinana 00], quienes empleaban un observador no lineal basado en el filtro de Kalman para estimar, a partir de las medidas de corriente, la tensión en el DC-bus en un rectificador PWM. Resultaba fácil de implementar, pero era necesario resolver numéricamente una ecuación diferencial no lineal.

En la literatura técnica se pueden encontrar las siguientes referencias sobre su aplicación al control de VSCs con filtros de orden superior. Viet *et al.* [Viet 05] aplicaron un estimador de estado predictivo para compensar el retardo de computación en el control de corriente *dead beat* de un VSC con filtro LC. Bolsens *et al.* [Bolsens 05] sugirieron en el control de corriente de un VSC conectado a la red mediante un filtro LCL, el empleo de un filtro de Kalman para obtener la tensión de red, incluyendo distorsión y desequilibrios, y el vector de estado del filtro LCL. Esta propuesta empleaba un observador de 20 estados, lo que incrementaba la complejidad del control.

Especificando para el filtro de Kalman [Kalman 60a], sus aplicaciones en el campo de la electrónica de potencia han sido diversas [Moreno 09], siendo empleado con objeto de estimar la

frecuencia fundamental [Zadeh 10], la medida de las componentes armónicas [Moreno 07], detección de perturbaciones de red [Liserre 06c] o estimación de variables [Salvatore 10].

Otra opción empleada en el control de VSCs, alternativa al uso de estimadores predictivos, es el denominado Predictor de Smith [Levine 96], cuyo diseño está pensado para compensar retardos puros en sistemas. Ejemplos de su uso en sistemas con convertidores se puede encontrar [Ottersten 02] o [Bueno 05].

2.5. Revisión de conocimientos: control adaptativo en Electrónica de Potencia.

Como en los apartados anteriores, la relativamente gran cantidad de trabajos existentes en el campo del control orientado por campo de los motores de inducción, relacionados con el control adaptativo, hace preciso detenerse primeramente en ellos como punto de partida.

Bose [Bose 97] clasificaba en dos problemas básicos el ajuste de los controladores de motores AC: el ajuste inicial al arrancar el sistema; y el ajuste durante el funcionamiento que refleje los cambios en los parámetros. Este último suele denominarse *self-tuning* y se realiza mediante propuestas basadas en el control adaptativo que varían los parámetros del controlador y fuerzan la convergencia. Entre los métodos empleados está la estimación paramétrica basada en mínimos cuadrados recursivos [Velez-Reyes 89] [Borgard 95], que resulta un método factible, pero cuya respuesta tiende a ser lenta debido al procesamiento de datos requerido. Uno de los métodos más ampliamente usado es el control adaptativo basado en modelo de referencia (MRAC) [Lorenz 90] [Garces 80] [Zai 92] [Sugimoto 87] [Rowan 91] [Bostan 03] [Hintze 92], que se fundamenta en la comparación de las medidas actuales con un modelo de referencia, que se ajusta mediante el error. Una característica generalmente indeseable del MRAC es la naturaleza no lineal del término de error empleado para la adaptación. Este tipo de no linealidad es empleado para reducir la sensibilidad al ruido y a las perturbaciones de la carga, sin embargo, también fuerza a que la respuesta dinámica de la adaptación en lazo cerrado sea dependiente del punto de operación [Bose 97]. Existen, también, propuestas de control adaptativo *dead beat* [Hung 90] [Moreira 92], donde el controlador se ajusta, teóricamente, en un número de ciclos de muestreo igual al orden del sistema. Presentan como limitación que el modelo del motor de inducción es no lineal y que no puede ser invertido directamente, por lo que se recurre a linealizar en torno a un punto de funcionamiento, de forma que la adaptación *dead beat* es estrictamente correcta únicamente para pequeños cambios alrededor de este. En general, resulta una propuesta simple y fácil de implementar.

En el control de convertidores conectados a red existen también diversas propuestas. Gründling *et al.* [Gründling 97] realizaban el control de una UPS monofásica basándose en un estrategia MRAC que incluía un control repetitivo. Yacoubi *et al.* [Yacoubi 05] implementaban un MRAC aplicado sobre un rectificador trifásico NPC de tres niveles. Desarrollaban un modelo multivariable no lineal del rectificador en ejes síncronos, y basaban el controlador en el uso de *feedback linearization* seguido del MRAC. Ibrahim y El-Saadany [Ibrahim 08] proponían, sobre un VSI integrado en un sistema de generación distribuida, un sistema de control sin sensores de tensión de red basado en un modelo adaptativo de la red-filtro L. El sistema empleaba un estimador de red, basado en redes neuronales, que junto con un estimador de los parámetros del filtro, ajustaban el modelo de referencia, minimizando el error de corriente. Alepuz *et al.* [Alepuz 05] propusieron el control adaptativo de un VSI trifásico de tres niveles, combinando el diseño LQ y la técnica de control *Gain Scheduling*. En el

modo de funcionamiento normal, el regulador controlaba el balance del punto neutro del bus de continua y la tensión en la carga. En caso de que apareciese una sobrecorriente, el control conmutaba a controlar la corriente de salida y la tensión en el punto neutro.

2.6. Objetivos de la Tesis.

La Tesis se centra en tres objetivos fundamentales: la identificación del modelo del convertidor con filtro LCL; el control de corriente multivariable del VSC conectado a red mediante filtro LCL; el control del VSC conectado a red mediante filtro L. Estos tres objetivos se desglosan a continuación.

2.6.1. Identificación de parámetros del filtro LCL.

Como ya se vio en el apartado 2.3, existe un vacío en cuanto a la identificación de parámetros en el control de convertidores conectados a red y, más concretamente, cuando se trabaja con filtros de orden elevado como puede ser el filtro LCL.

Una identificación precisa de los parámetros del filtro es crucial para el adecuado diseño tanto de los controladores multivariable, así como de los posibles estimadores de estado empleados para reducir el coste en cuanto a número de sensores, o la posible aplicación de controladores adaptativos.

Los objetivos de la Tesis en este aspecto son:

- Diseño e implementación de métodos de identificación *off-line* de los parámetros del filtro LCL, con objeto de obtener un método rápido y sencillo para caracterizar los componentes del filtro LCL.
- Diseño e implementación de métodos de identificación *off-line* multivariables para la obtención del modelo discreto en ejes de referencia dq del convertidor conectado a red mediante filtro LCL, con objeto de obtener un modelo que sirva para sintetizar directamente un controlador multivariable.

2.6.2. Control multivariable de corriente multivariable con filtro LCL

En la última década han empezado a ser cada vez más comunes las propuestas de controles de corriente basados en la realimentación del vector de estado. Estos ofrecen, como se ya ha dicho anteriormente, una oportunidad de aplicar criterios de control moderno así como cierto grado de automatización difícilmente alcanzable mediante el empleo de controladores SISO. Sin embargo se ha carecido en general de una metodología que facilitase el diseño.

Esta Tesis plantea su contribución en este aspecto persiguiendo los siguientes objetivos:

- Diseño e implementación de controladores multivariables de corriente, basados en la técnica de control óptimo LQ y el uso de estimadores de estado, aplicados en el control VOC del convertidor conectado a red mediante filtro LCL.
- Propuesta de estimadores de estado, observadores Luenberger y, para cuando el sistema trabaje en entornos ruidosos, Filtros de Kalman; con objeto de reducir del número de sensores necesario para realizar el control. La combinación del control LQ y el filtro de Kalman infiere un control de corriente LQG.

- Propuesta de modificaciones en el control de corriente multivariable diseñado para la respuesta ante perturbaciones en la red eléctrica, respetando la metodología de diseño empleada.
- Automatización del diseño mediante el uso de Algoritmo Genéticos para la sintonización de los parámetros de las matrices de pesos implicadas en la técnica LQ.
- Aporte de criterios de diseño que reduzcan la complejidad de este. Tanto en el caso del servocontrol como en el caso del filtro de Kalman.

2.6.3. Control de corriente con filtro L

En este caso, la Tesis parte de un control propuesto por Kömürçügil y Kükreer [Kömürçügil 99] para el control de un convertidor conectado a red mediante filtro L. Este control resulta fácilmente implementable y, además, no requería la medida de las corrientes de red. Sin embargo, presentaba problemas de sensibilidad ante variaciones en los parámetros del filtro.

En este apartado, la Tesis tiene como objetivos:

- Mejorar la propuesta de [Kömürçügil 99], respetando en la medida de lo posible su sencillez de implementación y el ahorro de sensores de corriente, a partir de la implementación de un controlador adaptativo.
- Con objeto de implementar el procedimiento adaptativo se estudiará el uso de controladores de lógica borrosa.
- Con la finalidad de no aumentar, en la medida de lo posible, el número de sensores necesario para realizar el control, se explorará la implementación de técnicas de reconstrucción de corriente de red.

3

MODELADO E IDENTIFICACIÓN

Este capítulo aborda dos hitos de la Tesis. El primero de ellos es el modelado del convertidor conectado a red mediante un filtro. El segundo hito es la identificación del modelo del convertidor conectado a red mediante un filtro LCL.

3.1. Introducción

Para el diseño de cualquier controlador, es conveniente disponer de un modelo lineal discreto del convertidor conectado a red mediante filtro LCL, lo más próximo posible a la realidad, ya que de ello dependerá buena parte de sus propiedades.

En algunas circunstancias, medir el valor de los parámetros de los componentes que conforman el filtro de red puede ser complicado, bien por no disponer del equipo necesario, bien por la imposibilidad física de medir en el convertidor. En estos casos, una opción que puede ser útil es emplear algún método que permita obtener el modelo del convertidor *in situ*, empleando para ello el sistema de adquisición disponible en la plataforma de control. Para ello, esta Tesis aborda la identificación desde dos puntos de vista.

El primero de ellos trata de identificar los parámetros del filtro LCL a partir de técnicas de identificación ARX y modelos SISO, realizando una identificación fase a fase. El segundo punto de vista es más complejo que el primero y tiene como objetivo obtener un modelo discreto en variables de estado y ejes dq del convertidor con filtro LCL, a partir del cual se puedan implementar directamente los controladores MIMO que se abordarán en los próximos capítulos. Para ello, se ha

recurrido a técnicas de identificación complejas tales como los métodos de subespacios o los algoritmos PEM multivariable.

Este capítulo se estructura de la siguiente forma. En el apartado 3.2 se revisa el modelado del convertidor con conexión a red mediante filtro L y LCL y conectado a una carga mediante filtro LC. En el siguiente apartado se aborda la identificación del convertidor con filtro L. En el subapartado 3.2.1 se propone un sencillo método de identificación basado en la regresión lineal y modelos ARX SISO para la obtención de los valores de los parámetros de las inductancias del filtro LCL. En el subapartado 3.2.2 se propone una identificación multivariable tipo caja negra del modelo discreto en ejes dq del convertidor con filtro LCL. Se ha propuesto el uso de cuatro métodos diferentes de identificación: a) MOESP, b) N4SID, y c) PEM *black-box* y PEM *grey-box*. En el subapartado d) se analiza el comportamiento de los cuatro métodos empleados y se establecen criterios de selección tanto de los métodos de identificación como del tipo de entradas a usar para llevar a cabo una correcta identificación del modelo. El capítulo se cierra con el apartado 3.3, donde se concretan las conclusiones obtenidas.

3.2. Modelado de los VSCs

Un convertidor AC/DC conectado a la red eléctrica se compone, de forma general, de los bloques mostrados en la Fig. 3.1. El proceso de modelado del convertidor consiste en obtener los modelos matemáticos que describen el comportamiento de los bloques mostrados en la Fig. 3.1, a excepción del bloque del controlador.

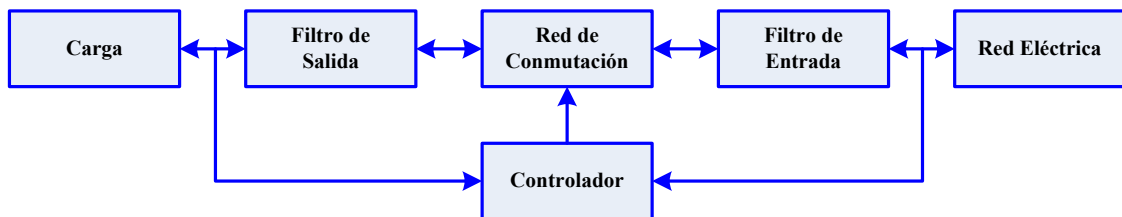


Fig. 3.1. Estructura generalizada de un convertidor de potencia AC conectado a la red eléctrica.

En la literatura técnica se pueden encontrar varios métodos para modelar los convertidores PWM. La Fig. 3.2 [Boroyevich 00] muestra un resumen de los pasos a seguir hasta obtener un modelo lineal e invariante en potencia:

- **Modelo de conmutación.** Las entradas al convertidor son directamente las señales de control de los dispositivos de conmutación — IGBTs, MOSFETs, etc. —. El resultado es un modelo no lineal donde las señales de referencia, *e.g.* las referencias de corriente en cada una de las fases, son, en general, señales sinusoidales.

- **Modelo promediado en los ejes estacionarios.** Las funciones de conmutación modeladas en el paso anterior son promediadas durante un ciclo de trabajo de la PWM, T_{sw} , mediante el operador promediado [Levine 96]:

$$\langle x \rangle_{T_{sw}} = \frac{1}{T_{sw}} \int_{t-T_{sw}}^t x(\tau) d\tau \quad (3.1)$$

Este proceso de promediado permite obtener las señales de salida del convertidor — $u_a(t)$, $u_b(t)$ y $u_c(t)$ — como una relación lineal del ciclo de trabajo y la tensión del DC-bus. El modelo tiene el inconveniente de estar representado en un eje de referencia estacionario y trabajar con señales sinusoidales. Sin embargo, son bastantes las propuestas de control que han obtenido buenos resultados partiendo desde este punto de vista [Yuan 02][Zmood 03][Liserre 06a].

• **Modelo promediado en los ejes síncronos.** Girando los ejes de referencia a una velocidad angular igual a la frecuencia fundamental de red, e.g. $\omega_1 = 2\pi 50$ rad/s, las señales sinusoidales del sistema con frecuencia fundamental ω_1 se transforman en señales de valor constante. Esta transformación se efectúa aplicando la transformada de Park [Krause 95].

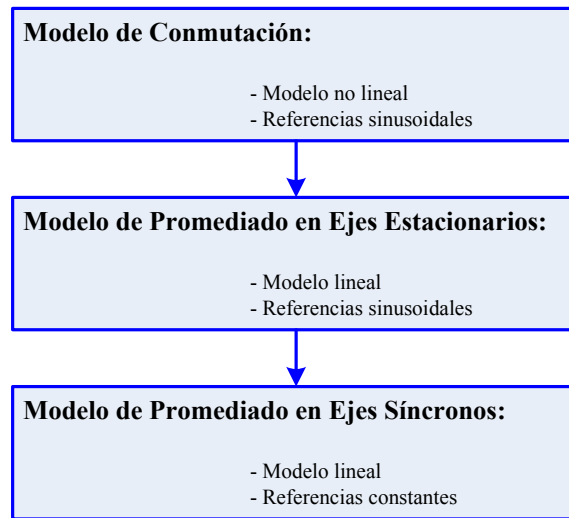


Fig. 3.2. Modelado por pasos de los convertidores PWM.

Un paso más allá de los modelos promediados pueden encontrarse los Modelos Promediados Simplificados (*Average Switch Models* – ASMs) [Lindgren 98], que proporcionan modelos más sencillos, siendo por ello ampliamente empleados en el desarrollo de los controladores del VSC [Bueno 05]. Permiten aproximar el conjunto que forman convertidor y modulador PWM a una ganancia k_{PWM} , suponiendo que en cada periodo de conmutación de la señal PWM, el valor a la salida del convertidor es el valor promediado de las tensiones $u_a^*(k)$, $u_b^*(k)$ y $u_c^*(k)$. De esta forma, el modelado del sistema se reduce a modelar el filtro de red y multiplicarlo por la ganancia k_{PWM} , cuyo valor depende de la técnica de modulación empleada. En general los sistemas se diseñan para que $k_{PWM} \approx 1$.

En este apartado se desarrollan, empleando el método del ASM, los modelos del VSC conectado a red mediante filtro L, LC y LCL, empleando una conexión a tres hilos. A efectos de diseño de los controladores se ha despreciado la impedancia de red.

3.2.1. Modelo con filtro L

El esquema del convertidor conectado a red mediante filtro L se puede simplificar, aplicando la hipótesis del ASM al modelo del convertidor de la Fig. 3.3 suponiendo que los componentes del filtro se mantienen constantes a sus valores nominales en cualquier circunstancia. Las ecuaciones diferenciales en función del tiempo que describen el comportamiento de este circuito son:

$$\begin{aligned}
 u_a(t) &= Ri_a(t) + L \frac{di_a(t)}{dt} + e_a(t) \\
 u_b(t) &= Ri_b(t) + L \frac{di_b(t)}{dt} + e_b(t) \\
 u_c(t) &= Ri_c(t) + L \frac{di_c(t)}{dt} + e_c(t)
 \end{aligned} \tag{3.2}$$

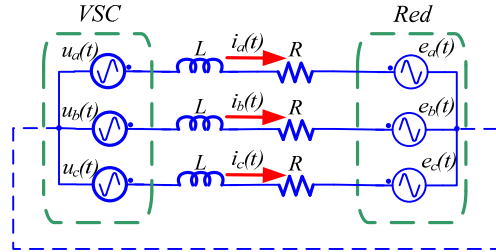


Fig. 3.3. Modelo lineal promedio del convertidor conectado a red mediante filtro L .

Las ecuaciones (3.2) se pueden expresar en forma vectorial en ejes $\alpha\beta$ [Duarte 99] según:

$$\begin{aligned}
 \vec{u}_{\alpha\beta}(t) &= R\vec{i}_{\alpha\beta}(t) + L \frac{d\vec{i}_{\alpha\beta}(t)}{dt} + \vec{e}_{\alpha\beta}(t) \\
 u_{\alpha}(t) &= Ri_{\alpha}(t) + L \frac{di_{\alpha}(t)}{dt} + e_{\alpha}(t) \\
 u_{\beta}(t) &= Ri_{\beta}(t) + L \frac{di_{\beta}(t)}{dt} + e_{\beta}(t)
 \end{aligned} \tag{3.3}$$

Donde $\vec{u}_{\alpha\beta} = u_{\alpha} + ju_{\beta}$ representa la transformada $\alpha\beta$ de las tensiones de salida promedio del convertidor, $[u_a(t), u_b(t), u_c(t)]$; $\vec{i}_{\alpha\beta} = i_{\alpha} + ji_{\beta}$ representa la transformada $\alpha\beta$ de las corrientes de red, $[i_a(t), i_b(t), i_c(t)]$; y $\vec{e}_{\alpha\beta} = e_{\alpha} + je_{\beta}$ representa la transformada $\alpha\beta$ de las tensiones de red, $[e_a(t), e_b(t), e_c(t)]$.

Aplicando la transformada de Park [Krause 95][Krause 95], las expresiones en (3.3) se transforman a los ejes dq como

$$\begin{cases}
 \vec{u}_{dq}(t) = R\vec{i}_{dq}(t) + L \frac{d\vec{i}_{dq}(t)}{dt} + j\omega_1 L \vec{i}_{dq}(t) + \vec{e}_{dq}(t) \\
 u_d(t) = Ri_d(t) + L \frac{di_d(t)}{dt} - \omega_1 Li_q(t) + e_d(t) \\
 u_q(t) = Ri_q(t) + L \frac{di_q(t)}{dt} + \omega_1 Li_d(t) + e_q(t)
 \end{cases} \tag{3.4}$$

Donde $\vec{u}_{dq} = u_d + ju_q$ representa la transformada dq de las tensiones de salida del convertidor; $\vec{i}_{dq} = i_d + ji_q$ representa la transformada dq de las corrientes de red; $\vec{e}_{dq} = e_d + je_q$ representa la transformada dq de las tensiones de red; y ω_1 es la frecuencia de giro de vector de tensión de red \vec{e}_g .

El sistema (3.4) se puede representar en el espacio de estados continuo como:

$$\begin{cases} \dot{\vec{x}}(t) = A\vec{x}(t) + B\vec{m}(t) \\ \vec{y}(t) = C\vec{x}(t) + D\vec{m}(t) \end{cases} \quad (3.5)$$

Donde:

$$\vec{y}(t) = \vec{x}(t) = [i_d(t) \quad i_q(t)]^T \quad (3.6)$$

$$\vec{m}(t) = [u_d(t) \quad u_q(t) \quad e_d(t) \quad e_q(t)]^T \quad (3.7)$$

$$A = \begin{bmatrix} -R/L & \omega_1 \\ -\omega_1 & -R/L \end{bmatrix}, \quad B = \begin{bmatrix} 1/L & 0 & -1/L & 0 \\ 0 & 1/L & 0 & -1/L \end{bmatrix} \quad (3.8)$$

$$C = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}, \quad D = \emptyset_{2 \times 4}$$

El modelo (3.5) será válido en adelante a efectos del diseño de los estimadores, sin embargo, cuando se trabaje en el diseño del controlador se ha de despreciar el término relacionado con la tensión de red considerándola como una perturbación externa, ya que es una entrada no controlable. En ese caso, la matriz B en (3.8) ha de dividirse en dos matrices, de forma que la ecuación relativa a la evolución de estado en el sistema (3.5) se puede expresar como:

$$\dot{\vec{x}}(t) = A\vec{x}(t) + B_u \vec{u}(t) + B_e \vec{v}(t) \quad (3.9)$$

donde $\vec{u}(t) = [u_d(t) \quad u_q(t)]^T$, $\vec{v}(t) = [e_d(t) \quad e_q(t)]^T$ y

$$B_u = \begin{bmatrix} 1/L & 0 \\ 0 & 1/L \end{bmatrix}, \quad B_e = \begin{bmatrix} -1/L & 0 \\ 0 & -1/L \end{bmatrix} \quad (3.10)$$

3.2.2. Modelo con filtro LC

Con el interés de mostrar la versatilidad de diseño del servo-control LQ que se presentará en el capítulo 5 de esta Tesis, se presenta el modelo del convertidor conectado a una carga mediante filtro LC. El convertidor con filtro LC se puede simplificar, aplicando la hipótesis del ASM al modelo del convertidor mostrado en la Fig. 3.4, suponiendo que los componentes del filtro se mantienen constantes a sus valores nominales en cualquier circunstancia. Las ecuaciones diferenciales en función del tiempo que describen el comportamiento de este circuito son:

$$\begin{cases} \vec{u}(t) = R\vec{i}_1(t) + L \frac{d\vec{i}_1(t)}{dt} + \vec{u}_c(t) \\ \vec{i}_1(t) = C_o \frac{d\vec{u}_c(t)}{dt} + \vec{i}_2(t) \end{cases} \quad (3.11)$$

Donde $\vec{u}(t) = [u_a(t) \quad u_b(t) \quad u_c(t)]^T$ es el vector de las tensiones de salida del convertidor; $\vec{i}_1(t) = [i_{1,a}(t) \quad i_{1,b}(t) \quad i_{1,c}(t)]^T$ es el vector de las corrientes por el filtro;

$\vec{i}_2(t) = [i_{2,a}(t) \ i_{2,b}(t) \ i_{2,c}(t)]^T$ es el vector de las corrientes en la carga; y $\vec{u}_C(t) = [u_{C,a}(t) \ u_{C,b}(t) \ u_{C,c}(t)]^T$ es el vector de las tensiones en los condensadores del filtro.

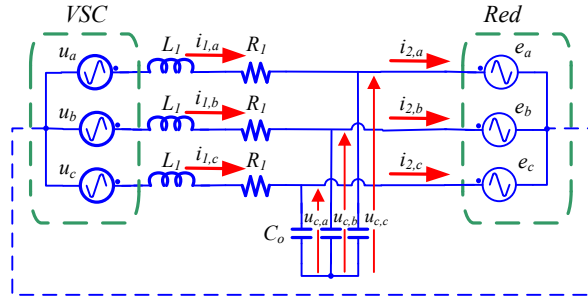


Fig. 3.4. Modelo lineal promedio del convertidor conectado a una carga mediante filtro LC.

Las ecuaciones (3.11) se pueden expresar en forma vectorial en ejes $\alpha\beta$ según

$$\begin{cases} \vec{u}_{\alpha\beta}(t) = R\vec{i}_{1,\alpha\beta}(t) + L \frac{d\vec{i}_{1,\alpha\beta}(t)}{dt} + \vec{u}_{C,\alpha\beta}(t) \\ \vec{i}_{1,\alpha\beta}(t) = C_o \frac{d\vec{u}_{C,\alpha\beta}(t)}{dt} + \vec{i}_{2,\alpha\beta}(t) \end{cases} \quad (3.12)$$

Aplicando la transformada de Park, las expresiones en (3.12) se transforman a los ejes dq como

$$\begin{cases} \vec{u}_{dq}(t) = R\vec{i}_{1,dq}(t) + L \frac{d\vec{i}_{1,dq}(t)}{dt} + j\omega_1 L \vec{i}_{1,dq}(t) + \vec{u}_{C,dq}(t) \\ \vec{i}_{1,dq}(t) = C_o \frac{d\vec{u}_{C,dq}(t)}{dt} + j\omega_1 C_o \vec{u}_{C,dq}(t) + \vec{i}_{2,dq}(t) \end{cases} \quad (3.13)$$

(3.13) se puede expresar en forma de ecuaciones escalares como

$$\begin{aligned} L \frac{di_{1d}}{dt} &= -Ri_{1d} + \omega_1 L i_{1q} + u_d - u_{Cd} \\ L \frac{di_{1q}}{dt} &= -Ri_{1q} - \omega_1 L i_{1d} + u_q - u_{Cq} \\ C_o \frac{du_{Cd}}{dt} &= i_{1d} - i_{2d} + \omega_1 C_o u_{Cq} \\ C_o \frac{du_{Cq}}{dt} &= i_{1q} - i_{2q} - \omega_1 C_o u_{Cd} \end{aligned} \quad (3.14)$$

Donde $\vec{u}_{dq} = u_d + ju_q$ representa la transformada dq de las tensiones de salida del convertidor; $\vec{i}_{1,dq} = i_{1,d} + ji_{1,q}$ representa la transformada dq de las corrientes del convertidor; $\vec{i}_{2,dq} = i_{2,d} + ji_{2,q}$ representa la transformada dq de las corrientes del carga; $\vec{u}_{C,dq} = u_{C,d} + ju_{C,q}$ representa la transformada dq de las tensiones de los condensadores del filtro; y ω_1 es la frecuencia de giro de vector de tensión de salida \vec{u} .

El sistema (3.14) se puede representar en el espacio de estados continuo, considerando la corriente de carga como una perturbación, como:

$$\begin{cases} \dot{\bar{x}}(t) = A\bar{x}(t) + B\bar{u}(t) + N\bar{d}(t) \\ \bar{y}(t) = C\bar{x}(t) + D\bar{u}(t) \end{cases} \quad (3.15)$$

Donde:

$$\bar{x}(t) = \begin{bmatrix} i_{1d}(t) & i_{1q}(t) & u_{Cd}(t) & u_{Cq}(t) \end{bmatrix}^T \quad (3.16)$$

$$\bar{u}(t) = \begin{bmatrix} u_d(t) & u_q(t) \end{bmatrix}^T \quad (3.17)$$

$$\bar{y}(t) = \begin{bmatrix} i_{1d}(t) & i_{1q}(t) \end{bmatrix}^T \quad (3.18)$$

$$\bar{d}(t) = \begin{bmatrix} i_{2d}(t) & i_{2q}(t) \end{bmatrix}^T \quad (3.19)$$

$$A = \begin{bmatrix} -R/L & -\omega & -1/L & 0 \\ \omega & -R/L & 0 & -1/L \\ 1/C & 0 & 0 & \omega \\ 0 & 1/C & -\omega & 0 \end{bmatrix}, \quad B = \begin{bmatrix} 1/L & 0 \\ 0 & 1/L \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (3.20)$$

$$C = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad D = \emptyset_{2 \times 2}, \quad N = \begin{bmatrix} 0 & 0 & -1/C & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -1/C \end{bmatrix}^T$$

A efectos de diseño se despreciará la corriente de la carga al ser considerada como una perturbación.

3.2.3. Modelo con filtro LCL

El esquema del convertidor conectado a red mediante filtro LCL se puede simplificar, aplicando la hipótesis del ASM al modelo del convertidor mostrado en la Fig. 3.5 suponiendo que los componentes del filtro se mantienen constantes a sus valores nominales en cualquier circunstancia. Las ecuaciones diferenciales en función del tiempo que describen el comportamiento de este circuito son:

$$\begin{cases} \bar{u}(t) = R_1 \bar{i}_1(t) + L_1 \frac{d\bar{i}_1(t)}{dt} + \bar{u}_C(t) \\ \bar{i}_1(t) = \bar{i}_2(t) + C_o \frac{d\bar{u}_C(t)}{dt} \\ \bar{u}_C(t) = R_2 \bar{i}_2(t) + L_2 \frac{d\bar{i}_2(t)}{dt} + \bar{e}_g(t) \end{cases} \quad (3.21)$$

Donde $\bar{u}(t) = [u_a(t) \ u_b(t) \ u_c(t)]^T$ es el vector de las tensiones de salida del convertidor; $\bar{i}_1(t) = [i_{1,a}(t) \ i_{1,b}(t) \ i_{1,c}(t)]^T$ es el vector de las corrientes del lado del convertidor; $\bar{i}_2(t) = [i_{2,a}(t) \ i_{2,b}(t) \ i_{2,c}(t)]^T$ es el vector de las corrientes del lado de red;

$\vec{u}_c(t) = [u_{C,a}(t) \ u_{C,b}(t) \ u_{C,c}(t)]^T$ es el vector de las tensiones en los condensadores del filtro; y $\vec{e}_g(t) = [e_a(t) \ e_b(t) \ e_c(t)]^T$ es el vector de las tensiones de red.

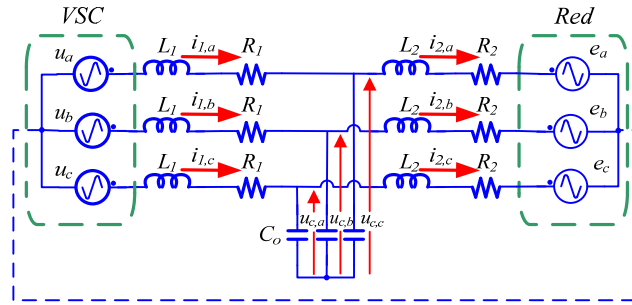


Fig. 3.5. Modelo lineal promedio del convertidor conectado a red mediante filtro LCL.

Las ecuaciones (3.21) se pueden expresar en forma vectorial en ejes $\alpha\beta$ según

$$\begin{cases} \vec{u}_{\alpha\beta}(t) = R_1 \vec{i}_{1,\alpha\beta}(t) + L_1 \frac{d\vec{i}_{1,\alpha\beta}(t)}{dt} + \vec{u}_{C,\alpha\beta}(t) \\ \vec{i}_{1,\alpha\beta}(t) = \vec{i}_{2,\alpha\beta}(t) + C_o \frac{d\vec{u}_{C,\alpha\beta}(t)}{dt} \\ \vec{u}_{C,\alpha\beta}(t) = R_2 \vec{i}_{2,\alpha\beta}(t) + L_2 \frac{d\vec{i}_{2,\alpha\beta}(t)}{dt} + \vec{e}_{\alpha\beta}(t) \end{cases} \quad (3.22)$$

Aplicando la transformada de Park, las expresiones en (3.22) se transforman a los ejes dq como:

$$\begin{cases} \vec{u}_{dq}(t) = R_1 \vec{i}_{1,dq}(t) + L_1 \frac{d\vec{i}_{1,dq}(t)}{dt} + j\omega_1 L_1 \vec{i}_{1,dq}(t) + \vec{u}_{C,dq}(t) \\ \vec{i}_{1,dq}(t) = \vec{i}_{2,dq}(t) + j\omega_1 C_o \vec{u}_{C,dq}(t) + C_o \frac{d\vec{u}_{C,dq}(t)}{dt} \\ \vec{u}_{C,dq}(t) = R_2 \vec{i}_{2,dq}(t) + L_2 \frac{d\vec{i}_{2,dq}(t)}{dt} + j\omega_1 L_2 \vec{i}_{2,dq}(t) + \vec{e}_{g,dq}(t) \end{cases} \quad (3.23)$$

Donde $\vec{u}_{dq} = u_d + ju_q$ representa la transformada dq de las tensiones de salida del convertidor; $\vec{i}_{1,dq} = i_{1d} + ji_{1q}$ representa la transformada dq de las corrientes del lado del convertidor; $\vec{i}_{2,dq} = i_{2d} + ji_{2q}$ representa la transformada dq de las corrientes del lado de red; $\vec{u}_{C,dq} = u_{C,d} + ju_{C,q}$ representa la transformada dq de las tensiones de los condensadores del filtro de red; $\vec{e}_{g,dq} = e_d + je_q$ representa la transformada dq de las tensiones de red; y ω_1 es la frecuencia de giro de vector de tensión de red \vec{e}_g .

(3.23) se puede expresar en forma de ecuaciones escalares como:

$$\begin{aligned}
L_1 \frac{di_{1d}}{dt} &= -R_1 i_{1d} + u_d - u_{Cd} + \omega_1 L_1 i_{1q} \\
L_1 \frac{di_{1q}}{dt} &= -R_1 i_{1q} + u_q - u_{Cq} - \omega_1 L_1 i_{1d} \\
L_2 \frac{di_{2d}}{dt} &= -R_2 i_{2d} - e_d + u_{Cd} + \omega_1 L_2 i_{2q} \\
L_2 \frac{di_{2q}}{dt} &= -R_2 i_{2q} - e_q + u_{Cq} - \omega_1 L_2 i_{2d} \\
C_o \frac{du_{Cd}}{dt} &= i_{1d} - i_{2d} + \omega_1 C_o u_{Cq} \\
C_o \frac{du_{Cq}}{dt} &= i_{1q} - i_{2q} - \omega_1 C_o u_{Cd}
\end{aligned} \tag{3.24}$$

El sistema (3.24) se puede representar en el espacio de estados continuo (3.5), de forma que

$$\bar{x}(t) = \begin{bmatrix} i_{1q}(t) & i_{1d}(t) & i_{2d}(t) & i_{2q}(t) & u_{Cd}(t) & u_{Cq}(t) \end{bmatrix}^T \tag{3.25}$$

$$\bar{m}(t) = \begin{bmatrix} u_d(t) & u_q(t) & e_d(t) & e_q(t) \end{bmatrix}^T \tag{3.26}$$

Si se supone que las señales medidas van a ser las corrientes del lado de red, el vector de salida será

$$\bar{y}(t) = \begin{bmatrix} i_{2d}(t) & i_{2q}(t) \end{bmatrix}^T \tag{3.27}$$

Las matrices que conforman la representación (3.5) son

$$\begin{aligned}
A &= \begin{bmatrix} -R_1/L_1 & \omega_1 & 0 & 0 & -1/L_1 & 0 \\ -\omega_1 & -R_1/L_1 & 0 & 0 & 0 & -1/L_1 \\ 0 & 0 & -R_2/L_2 & \omega_1 & 1/L_2 & 0 \\ 0 & 0 & -\omega_1 & -R_2/L_2 & 0 & 1/L_2 \\ 1/C_o & 0 & -1/C_o & 0 & 0 & \omega_1 \\ 0 & 1/C_o & 0 & -1/C_o & -\omega_1 & 0 \end{bmatrix}, \\
B &= \begin{bmatrix} 1/L_1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1/L_1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -1/L_2 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -1/L_2 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad C = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 1 & 0 \\ 0 & 1 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}^T, \quad D = \mathcal{O}_{2 \times 4}
\end{aligned} \tag{3.28}$$

Como en los casos anteriores, este modelo será válido en adelante a efectos del diseño de los estimadores, sin embargo, cuando se trabaje en el diseño del controlador no se ha de considerar el término relacionado con la tensión de red al actuar ésta como una perturbación externa, ya que es una entrada no controlable. En ese caso, la matriz B en (3.28) ha de dividirse en dos matrices, de forma que la ecuación relativa a la evolución de estado se expresa como (3.9), siendo:

$$B_u = \begin{bmatrix} 1/L & 0 \\ 0 & 1/L \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad B_e = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ -1/L & 0 \\ 0 & -1/L \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (3.29)$$

3.2.4. Discretización de los modelos del convertidor

El método de discretización seleccionado en la Tesis es el método Zero-Order Hold (ZOH) [Levine 96] ya que aproxima el comportamiento de una planta continua visto desde el punto de vista del procesador. El modelo discretizado mediante el método ZOH de la planta, ec. (3.5), se expresa como

$$\begin{cases} \bar{x}(k+1) = G\bar{x}(k) + H\bar{m}(k) \\ \bar{y}(k) = C\bar{x}(k) + D\bar{m}(k) \end{cases} \quad (3.30)$$

siendo

$$\begin{aligned} G &= e^{AT_s} \\ H &= [e^{AT_s} - \mathbf{I}] A^{-1} B \end{aligned} \quad (3.31)$$

Los algoritmos propuestos en esta Tesis han sido validados en la plataforma experimental descrita en el Apéndice A, pero han de ser válidos también para sistemas de mayor potencia. Por esta razón se ha seleccionado el periodo de muestreo $T_s = 200 \mu s$. Este periodo de muestreo fue usado en la plataforma experimental descrita en [Bueno 05] y es también el periodo por defecto en la plataforma de control empleada en esta Tesis.

En el apéndice B se muestra una comparativa del método de discretización ZOH con el método *Euler's Forward* (EF) [Levine 96], aplicados estos sobre el modelo del convertidor con filtro L y filtro LCL. La comparativa realiza un estudio de la estabilidad del modelo discreto obtenido en función del periodo de discretización y el valor de las inductancias del filtro. El método de discretización EF ha sido usado de forma frecuente en el modelado del VSC, *e.g.* en [Ottersten 02] o [Kaynama 10].

3.3. Identificación del filtro LCL

En primer lugar se aborda la identificación fase a fase del filtro LCL mediante un algoritmo basado en la regresión lineal y modelos ARX. A continuación se realiza la identificación del modelo discreto en variables de estado y ejes dq del filtro LCL mediante el uso de técnicas de identificación multivariables.

3.3.1. Identificación fase a fase

El primer método de identificación implementado en la Tesis es una identificación por fases básica de los componentes que forman el filtro LCL mediante regresión lineal, basándose en modelos ARX

(*AutoRegressive with eXternal —o eXogeneous— input*) [Zhu 01], (3.32), y el método de los mínimos cuadrados [Ljung 87], que se describe a continuación. Sea la ecuación en diferencias:

$$y(k) + a_1 y(k-1) + \dots + a_{n_a} y(k-n_a) = b_1 u(k-1) + \dots + b_{n_b} u(k-n_b) + e(k) \quad (3.32)$$

(3.32) se puede agrupar como

$$A(q)y(k) = B(q)u(k) + e(k) \quad (3.33)$$

donde

$$A(q) = 1 + a_1 q^{-1} + a_{n_a} q^{-n_a} \quad (3.34)$$

$$B(q) = b_1 q^{-1} + \dots + b_{n_b} q^{-n_b} \quad (3.35)$$

$e(k)$ es el residuo y q^{-1} es el operador de retraso.

La ecuación (3.32) también se puede expresar como

$$y(k) = \vec{\varphi}(k)\vec{\theta} + e(k) \quad (3.36)$$

siendo $\vec{\varphi}(k)$ el vector de datos

$$\vec{\varphi}(k) = [-y(k-1) \quad \dots \quad -y(k-n_a) \quad u(k-1) \quad \dots \quad u(k-n_b)] \quad (3.37)$$

y $\vec{\theta}$ el vector de parámetros a estimar

$$\vec{\theta} = [a_1 \quad \dots \quad a_{n_a} \quad b_1 \quad \dots \quad b_{n_b}]^T \quad (3.38)$$

Si se toman N entradas y salidas del sistema sobre un intervalo de tiempo $1 \leq k \leq N$

$$Z^N = \{u(1), y(1), \dots, u(N), y(N)\} \quad (3.39)$$

el vector de parámetros estimados que minimiza la función de coste

$$V_N = \frac{1}{N} \sum_{k=1}^N (e(k))^2 = \frac{1}{N} \sum_{k=1}^N (y(k) - \vec{\varphi}(k)\vec{\theta})^2 \quad (3.40)$$

es

$$\hat{\theta} = \left[\sum_{k=1}^N \vec{\varphi}(k)^T \vec{\varphi}(k) \right]^{-1} \sum_{k=1}^N \vec{\varphi}(k)^T y(k) \quad (3.41)$$

El objetivo es identificar, fase a fase, los parámetros de la inductancia del lado de red, L_2 y R_2 , así como los parámetros de la inductancia del lado del convertidor, L_1 y R_1 . No se ha considerado la

identificación de los condensadores, ya que habitualmente la tolerancia que presentan es muy pequeña y se puede considerar como válido el valor referido por el fabricante.

El montaje experimental para la captura de datos, Z^N , se muestra en la Fig. 3.6. La conexión a la red eléctrica ha de cortocircuitarse y se ha de trabajar con una fuente de tensión continua en el DC-bus. El convertidor puede estar trabajando en lazo abierto aplicando directamente las señales de actuación \bar{u}_{abc} , cuidando que el valor de estas no pueda dañar el equipo, o bien se puede realizar un control de corriente en lazo cerrado con el servo control que se diseñará más adelante o cualquier otro controlador implementado.

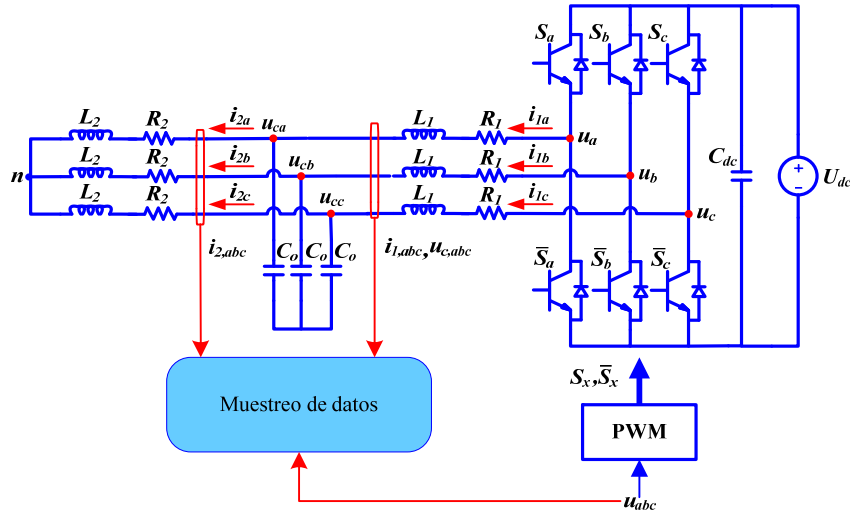


Fig. 3.6. Esquema propuesto para la identificación fase a fase de los parámetros del filtro.

En cada fase del filtro LCL, se considera cada bobina como un sistema SISO, cuya entrada y salida son, respectivamente, la tensión en bornas y la corriente que circula por ella, ver Fig. 3.7. Para L_1 la entrada, u_{1x} , será la diferencia entre la tensión de actuación, u_x , y la tensión en el condensador del filtro, u_{Cx} , siendo $x = a, b, c$; y la salida será la corriente i_{1x} . La entrada u_{2x} a L_2 será la tensión u_{Cx} , mientras que la salida será la corriente i_{2x} .

$$u_{1x} = u_x - u_{Cx} \quad (3.42)$$

$$u_{2x} = u_{Cx} \quad (3.43)$$

Los funciones de transferencia SISO a identificar serán entonces

$$G_{1x}(s) = \frac{i_{1x}(s)}{u_{1x}(s)} = \frac{1/L_1}{s + R_1/L_1} \quad (3.44)$$

$$G_{2x}(s) = \frac{i_{2x}(s)}{u_{2x}(s)} = \frac{1/L_2}{s + R_2/L_2} \quad (3.45)$$

La transformada \bar{z} de (3.44) y (3.45) es

$$G(z) = \frac{\alpha}{z - \beta} = \frac{\alpha z^{-1}}{1 - \beta z^{-1}} \quad (3.46)$$

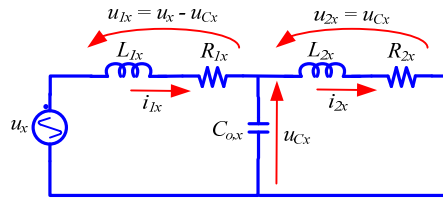


Fig. 3.7. Esquema de una fase del filtro LCL.

Los datos se muestrean vía la tarjeta multiprocesador de control (ver Ap. A) con un periodo de muestreo $T_s = 200 \mu s$. Para realizar la identificación de los componentes de las tres fases se requieren N capturas de las corrientes del lado del convertidor, $i_{1,abc}$; las corrientes del lado de red, $i_{2,abc}$; las tensiones en los condensadores, $u_{C,abc}$; y la tensión de salida del convertidor, u_{abc} . Esta última no se muestrea, sino que se considera como válida la tensión de actuación u_{abc}^* que se envía a los generadores de PWM.

La Fig. 3.8 muestra el diagrama de identificación implementado. Partiendo de i colecciones de datos, se efectúan i iteraciones en cada una de las cuales se identifica la función de transferencia en z (3.46) correspondiente a las funciones de transferencia (3.44) y (3.45) de cada fase. La identificación se realiza mediante el método ARX, empleando para ello la función $arx(\cdot)$ de la *System Identification Toolbox*TM [Ljung 09] de MATLAB®.

Los argumentos de esta función son:

- Data: objeto de datos con el que trabaja la *toolbox* de identificación de MATLAB®. Se crean mediante la función $iddata(output, input, sample_time)$, donde *output* es la colección de datos de salida, *input* es la colección de datos de entrada y *sample_time* es el periodo de muestreo.
- n_a : número de polos de la función de transferencia a identificar, en este caso, para ambas funciones de transferencia, $G_{1x}(z)$ y $G_{2x}(z)$, $n_a = 1$.
- n_b : número de ceros de la función de transferencia más 1. En este caso $n_b = 1$.
- n_k : número de muestras que han de pasar para que una entrada afecte a la salida, esto es, el tiempo muerto del sistema. Para aquellos sistemas discretos que no presentan tiempos muertos, existe un retardo mínimo de 1 muestra ya que la salida depende de la entrada previa, siendo $n_k = 1$. En nuestro caso, hay que añadir el retardo computacional inherente al sistema multi-procesador de control, siendo $n_k = 2$.

Las 6 funciones de transferencia discretas, $G_{1x}(z)$ y $G_{2x}(z)$ con $x = a, b, c$, se transforman al dominio continuo mediante el método *matched* [Franklin 98], obteniendo seis funciones en s de la forma

$$G(s) = \frac{A}{s + B} \quad (3.47)$$

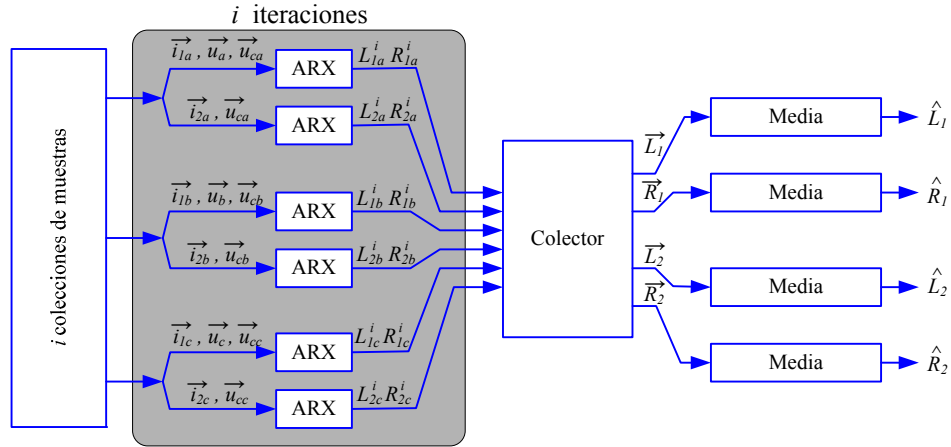


Fig. 3.8. Diagrama del método de identificación por fases de los parámetros del filtro implementado.

A partir de (3.44), (3.45) e (3.47) se obtienen los valores L_1^i , R_1^i , L_2^i y R_2^i correspondientes a cada fase. Una opción sería estimar para cada fase valores distintos, sin embargo, se ha optado por obtener una media de los parámetros de las tres fases. Tras las i iteraciones se tienen 4 vectores, \vec{L}_1 , \vec{R}_1 , \vec{L}_2 y \vec{R}_2 , de i componentes cada uno, a partir de los cuales se obtiene los valores estimados medios para los parámetros del filtro, \hat{L}_1 , \hat{R}_1 , \hat{L}_2 y \hat{R}_2 . Para la obtención de las medias se descartan aquellos valores que se alejen de la mediana, ver Fig. 3.9 y Fig. 3.10, aceptando como válidos sólo aquellos que cumplan

$$\left| \frac{X(i) - M_{e,X}}{M_{e,X}} \right| < Tol_X \quad (3.48)$$

donde $M_e(X)$ y Tol_X son la mediana y la tolerancia admitida para el parámetro X , respectivamente. En la Tabla 3.I se muestran las tolerancias fijadas de forma experimental para la identificación del filtro LCL empleado en la plataforma experimental mostrada en el Apéndice A. La elección de las tolerancias se ha realizado basándose en eliminar aquellas estimaciones cuya función de transferencia ha presentado menor ajuste o *fitness* (fit) respecto al modelo real. Los umbrales de la tolerancia se han fijado observando aquellas estimaciones cuyo valor *fitness* se aleja de la mediana de todos los *fitness*.

TABLA 3.I. TOLERANCIAS PERMITIDAS EN EL PROCESO DE IDENTIFICACIÓN FASE A FASE

Tol_{LbL2}	0,05
Tol_{RbR2}	0,5

La *fitness* de cada estimación se obtiene mediante la función de MATLAB® *compare*(·). La función necesita como argumentos un set de datos de entrada y salida y el modelo de la función de transferencia obtenida mediante *arx*(·). Las Fig. 3.11 y Fig. 3.12 muestran, respectivamente, el ajuste de la estimación de L_1 y R_1 y de L_2 y R_2 en una de las fases para el convertidor mostrado en el Apéndice A. En general, las estimaciones de los parámetros del lado del convertidor resultan desde un punto de vista cualitativo, según el *fitness*, peores que las estimaciones de los parámetros del lado de red. Parece lógico pensar que esto se debe a que la modulación introduce cierto error en la identificación. En la Tabla 3.II se muestran los valores obtenidos para el convertidor mostrado en el Apéndice A mediante el método mostrado en la Fig. 3.8.

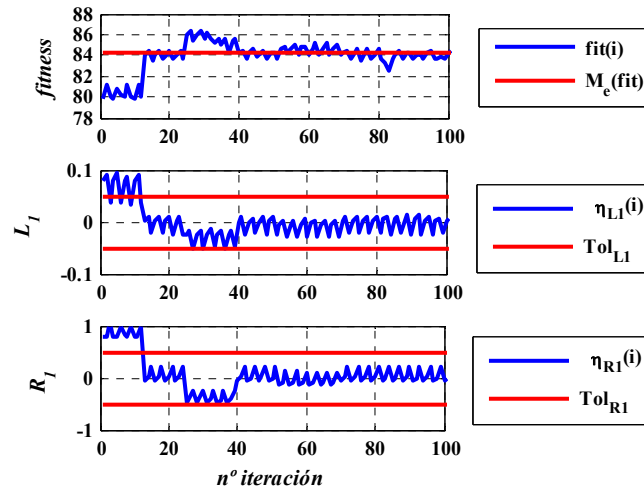
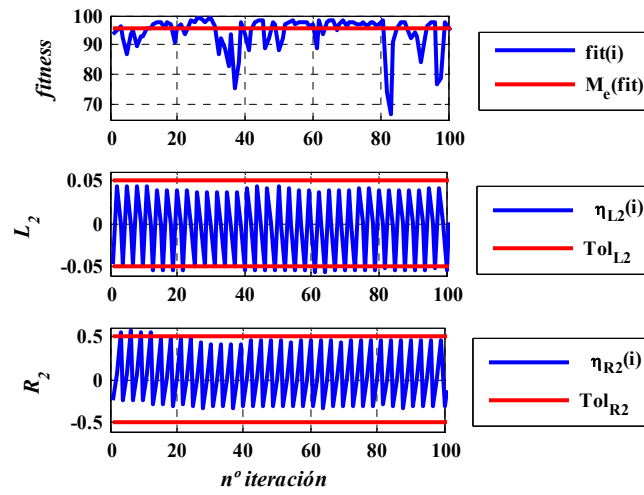
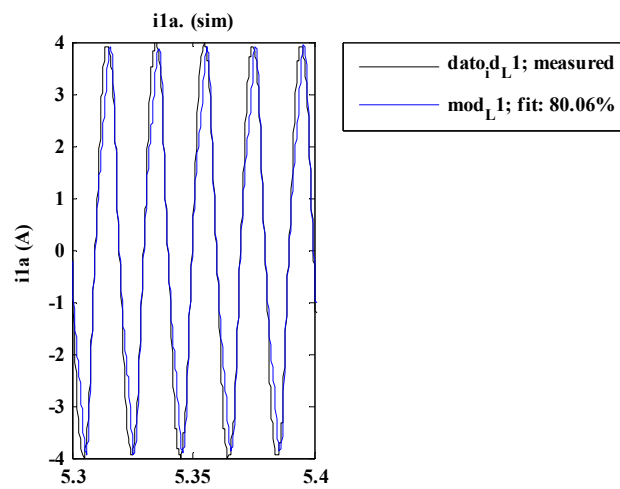
Fig. 3.9. Fitness de la estimación de los parámetros L_1 y R_1 .Fig. 3.10. Fitness de la estimación de los parámetros L_2 y R_2 .

Fig. 3.11. Validación de una de las estimaciones de los parámetros del filtro del lado del convertidor.

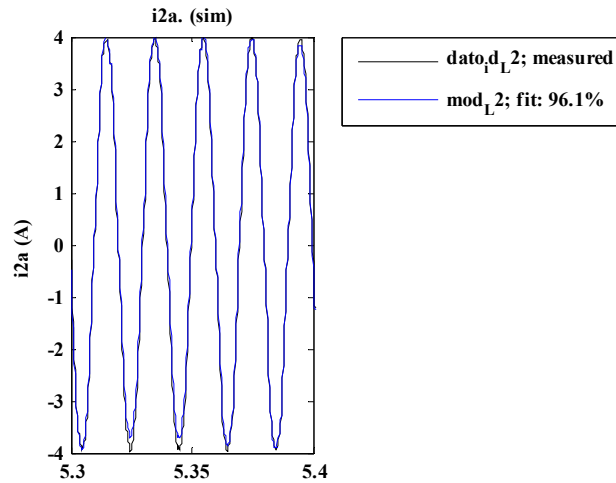


Fig. 3.12. Validación de una de las estimaciones de los parámetros del filtro del lado de red.

TABLA 3.II. VALORES IDENTIFICADOS POR EL MÉTODO FASE A FASE

\hat{L}_1	5,40 mH
\hat{R}_1	0,76 Ω
\hat{L}_2	2,46 mH
\hat{R}_2	0,08 Ω

3.3.2. Identificación *black-box* del modelo en ejes *dq*

El objetivo de los métodos de identificación implementados en este subapartado es obtener la identificación de un modelo discreto multivariable del convertidor con filtro LCL en ejes *dq* que pueda ser directamente utilizable en el diseño o ajuste de un controlador MIMO, en lugar de una identificación paramétrica de los valores del filtro tal como se realizó en el subapartado anterior.

Los métodos de identificación propuestos se basan en una estructura de “caja negra” donde se parametriza de forma completa el modelo en el espacio de estados. El modelo del VSC con filtro pasa a ser visto como una caja negra, del que se desconoce la estructura interna y únicamente se dispone del vector de entradas y salidas, a partir de los cuales se realiza la identificación de un modelo que, a efectos de diseño, se comportará de forma similar al convertidor. Este tipo de identificación tiene como ventaja que la flexibilidad en cuanto a la elección de la representación del modelo puede garantizar mejores propiedades numéricas de la parametrización [Ljung 87].

Las principales diferencias respecto a los métodos de identificación paramétrica, como el implementado anteriormente, son:

- Aunque la propuesta está destinada a la identificación del convertidor con filtro LCL, sería fácilmente aplicable sobre cualquier otro tipo de configuración.
- No es necesario un conocimiento preciso de la planta a identificar.
- El modelo identificado puede incluir las imprecisiones y dinámicas ocultas que normalmente son despreciadas en el modelado lineal de la planta.

El modelo en ejes dq del convertidor con filtro LCL discretizado mediante el método ZOH presentado anteriormente puede ser completamente parametrizado con $G(\theta)$, $H(\theta)$, $C(\theta)$ y $D(\theta)$, donde θ son parámetros desconocidos a priori. El objetivo de la identificación es obtener tales parámetros. El método de identificación considera el modelo como una caja negra con un número determinado de entradas y salidas. Es importante remarcar aquí que el orden del mejor modelo estimado no tiene porqué ser igual —aunque en general sí suele ser así— al número de estados que presenta el modelo del convertidor con filtro LCL en ejes dq , *i.e.* 6.

Se han implementado tres métodos diferentes de identificación. Los dos primeros, el MOESP (*Multivariable Output Error State sPace*) [Verhaegen 94] y el N4SID (*Numerical algorithm for Subspace State Space System IDentification*) [Overschee 94], están englobados dentro de lo que se denomina métodos de identificación de subespacios. El otro método implementado consiste en el algoritmo iterativo de minimización del error de predicción (PEM – *Predictive Error Minimization*). Este último algoritmo se ha aplicado de dos formas diferentes: considerando el modelo como una caja negra, donde se desconocen los elementos de todas las matrices que forman el modelo, *i.e.* (G, H, C, D) ; y considerando el modelo como una estructura tipo *grey-box*, donde algunos de los parámetros de las matrices (G, H, C, D) es conocido y no puede variar.

Los llamados métodos de identificación de subespacios surgieron a mediados de los 80 y se basan en la factorización QR y la descomposición en valores singulares (SVD – *Singular Value Decomposition*) [Katayama 05].

Este tipo de algoritmos presentan algunas características interesantes [Overschee 94] [Casals Carro 97] como:

- Se identifican realizaciones mínimas de modelos en forma de espacio de estados.
- El modelo se identifica directamente a partir de los datos observados y no requiere establecer una parametrización a priori. Sólo necesitan conocer el orden del sistema, que puede ser determinado a través de la inspección de los valores singulares dominantes de una matriz que es calculada durante la identificación.
- Son procedimientos no iterativos y no está implicada ninguna etapa de optimización no lineal y, por tanto, no presentan problemas de convergencia, mínimos locales o sensibilidad al valor inicial de los parámetros. Asimismo, tienen una carga computacional muy reducida en comparación con otras técnicas como puede ser el método PEM.
- El estado inicial es indiferente, pudiendo ser cero o no.

El problema de la identificación del sistema lineal puede definirse como: dado los conjuntos de medidas de entrada, u_k , y salida, y_k , en un sistema LTI desconocido descrito en la forma de innovaciones [García Hiernaux 05] como

$$\begin{aligned} x_{k+1} &= Ax_k + Bu_k + Ke_k \\ y_k &= Cx_k + Du_k + e_k \end{aligned} \tag{3.49}$$

donde e_k es ruido blanco Gaussiano con matriz de covarianza $E[e_p e_q^T] = S \delta_{pq}$; el objetivo es encontrar una estimación de las matrices del sistema A , B , C , D y las matrices relacionadas con el ruido S y K [Favoreel 98].

Los algoritmos de identificación de subespacios tienen en común los siguientes pasos [Favoreel 98]:

- Se construyen las matrices Hankel de bloques de datos a partir de las medidas de entrada, $\{u_k\}_{k=1}^N$, y salida, $\{y_k\}_{k=1}^N$ [Van Overschee 98].

$$U = \begin{bmatrix} U_p \\ U_f \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} u_1 & u_2 & \cdots & u_{N-2s+1} \\ u_2 & u_3 & \cdots & u_{N-2s+2} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ u_s & u_{s+1} & \cdots & u_{N-s} \\ u_{s+1} & u_{s+2} & \cdots & u_{N-s+1} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ u_{2s} & u_{2s+1} & \cdots & u_N \end{bmatrix} \quad (3.50)$$

$Y = [Y_p \mid Y_f]$ se construye de forma similar a U .

- A partir de esta matriz, se realiza una descomposición QR [Katayama 05].
- Se lleva a cabo una SVD [Katayama 05] sobre la componente R de rango deficiente y baja dimensión para encontrar la matriz de observabilidad extendida, O_k , y/o la secuencia de filtros de Kalman del sistema.

$$O_k = \begin{bmatrix} C \\ CA \\ \vdots \\ CA^{k-1} \end{bmatrix} \quad (3.51)$$

Aunque difieren en el modo en que cada uno los lleva a cabo. Tras estos tres primeros pasos, el método para determinar las matrices A , B , C , D , S y K , pueden diferir completamente de uno a otro método.

a) Algoritmo MOESP

Definiendo las matrices Hankel de datos siguiendo la notación de [Katayama 05] como

$$U_{0|k-1} = \begin{bmatrix} u_0 & u_1 & \cdots & u_{N-1} \\ u_1 & u_2 & \cdots & u_N \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ u_{k-1} & u_k & \cdots & u_{k+N-2} \end{bmatrix} \in \mathbb{R}^{km \times N} \quad (3.52)$$

y

$$Y_{0|k-1} = \begin{bmatrix} y_0 & y_1 & \cdots & y_{N-1} \\ y_1 & y_2 & \cdots & y_N \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ y_{k-1} & y_k & \cdots & y_{k+N-2} \end{bmatrix} \in \mathbb{R}^{kp \times N} \quad (3.53)$$

donde u es el vector de entradas de dimensión m e y es el vector de salidas de dimensión p .

El método llamado MOESP está compuesto de los siguientes pasos [Katayama 05]:

- Paso 1: Se calcula la descomposición LQ de la matriz de datos compuesta

$$\begin{bmatrix} U_{0|k-1} \\ Y_{0|k-1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{11} & 0 \\ L_{12} & L_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} Q_1^T \\ Q_2^T \end{bmatrix} \quad (3.54)$$

siendo $L_{11} \in \mathbb{R}^{km \times km}$, $L_{21} \in \mathbb{R}^{kp \times km}$, $L_{22} \in \mathbb{R}^{kp \times kp}$, donde L_{11} y L_{22} son matrices triangulares inferiores; y $Q_1 \in \mathbb{R}^{N \times km}$ y $Q_2 \in \mathbb{R}^{N \times kp}$ matrices ortogonales. La descomposición LQ se calcula como las matrices transpuestas de la descomposición QR de la matriz $\begin{bmatrix} U_{0|k-1}^T & Y_{0|k-1}^T \end{bmatrix} \in \mathbb{R}^{N \times k(m+p)}$.

- Paso 2: Se computa la SVD de

$$L_{22} = \begin{bmatrix} U_1 & U_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Sigma_1 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_1^T \\ V_2^T \end{bmatrix} = U_1 \Sigma_1 V_1^T \quad (3.55)$$

donde $U_1 \in \mathbb{R}^{kp \times n}$ y $U_2 \in \mathbb{R}^{kp \times (kp-n)}$, siendo $n = \dim \Sigma_1$. A continuación se define la matriz de observabilidad extendida como

$$O_k = U_1 \Sigma_1^{1/2} \quad (3.56)$$

- Paso 3: Se obtiene la matriz C como

$$C = O_k(1:p, 1:n) \quad (3.57)$$

Y la matriz A tras resolver la ecuación lineal

$$O_k(1:p(k-1), 1:n)A = O_k(p+1:kp, 1:n) \quad (3.58)$$

- Paso 4: Definiendo

$$U_2^T := [\mathcal{L}_1 \quad \mathcal{L}_2 \quad \cdots \quad \mathcal{L}_k] \quad (3.59)$$

$$U_2^T L_{21} L_{11}^{-1} := [\mathcal{M}_1 \quad \mathcal{M}_2 \quad \cdots \quad \mathcal{M}_k] \quad (3.60)$$

donde $\mathcal{L}_i \in \mathbb{R}^{(kp-n) \times p}$, $i = 1, \dots, k$ y $\mathcal{M}_i \in \mathbb{R}^{(kp-n) \times m}$.

Definiendo $\bar{\mathcal{L}}_i = [\mathcal{L}_i \quad \cdots \quad \mathcal{L}_k] \in \mathbb{R}^{(kp-n) \times (k+1-i)p}$, $i = 2, \dots, k$, se obtiene el sistema de ecuaciones lineales sobredeterminado

$$\begin{bmatrix} \mathcal{L}_1 & \bar{\mathcal{L}}_2 O_{k-1} \\ \mathcal{L}_2 & \bar{\mathcal{L}}_3 O_{k-2} \\ \vdots & \vdots \\ \mathcal{L}_{k-1} & \bar{\mathcal{L}}_k O_1 \\ \mathcal{L}_k & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} D \\ B \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathcal{M}_1 \\ \mathcal{M}_2 \\ \vdots \\ \mathcal{M}_{k-1} \\ \mathcal{M}_k \end{bmatrix} \quad (3.61)$$

De cuya resolución por el método de los mínimos cuadrados se estiman las matrices B y D .

b) Algoritmo N4SID

La propuesta empleada se basa en el esquema de identificación de Van Overschee y De Moor [Overschee 94].

Definiendo $W_p, W_f \in \mathbb{R}^{k(m+p) \times N}$ como

$$W_p := \begin{bmatrix} U_p \\ Y_p \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} U_{0|k-1} \\ Y_{0|k-1} \end{bmatrix} \quad (3.62)$$

$$W_f := \begin{bmatrix} U_f \\ Y_f \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} U_{k|2k-1} \\ Y_{k|2k-1} \end{bmatrix} \quad (3.63)$$

$$X_p := X_0 = [x_0 \quad x_1 \quad \cdots \quad x_{N-1}] \in \mathbb{R}^{n \times N} \quad (3.64)$$

y

$$X_f := X_k = [x_k \quad x_{k+1} \quad \cdots \quad x_{k+N-1}] \in \mathbb{R}^{n \times N} \quad (3.65)$$

El método N4SID está compuesto de los siguientes pasos [Katayama 05]:

- Paso 1: Se calcula ξ empleando

$$\xi = \hat{E}_{\|U_f} \{Y_f | W_p\} = R_{32} R_{22}^\dagger W_p = O_k X_f \quad (3.66)$$

donde $\hat{E}_{\|U_f} \{Y_f | W_p\}$ es la proyección de Y_f sobre W_p a lo largo de U_f y R_{22}^\dagger es la pseudo-inversa; y la descomposición LQ de

$$\begin{bmatrix} U_f \\ W_p \\ Y_f \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_{11} & 0 & 0 \\ R_{12} & R_{22} & 0 \\ R_{13} & R_{23} & R_{33} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{Q}_1^T \\ \bar{Q}_2^T \\ \bar{Q}_3^T \end{bmatrix} \quad (3.67)$$

- Paso 2: A partir de la SVD

$$\xi = U_1 \Sigma_1 V_1^T \quad (3.68)$$

Se tiene que

$$n = \dim \Sigma_1 \quad (3.69)$$

$$\xi = O_k X_f \in \mathbb{R}^{kp \times N} \quad (3.70)$$

$$O_k = U_1 \Sigma_1^{1/2} T \in \mathbb{R}^{kp \times n}, \quad |T| \neq 0 \quad (3.71)$$

Calculándose el vector de estado X_k como

$$X_f = T^{-1} \Sigma_1^{1/2} V_1^T \in \mathbb{R}^{n \times N} \quad (3.72)$$

Se definen

$$\bar{X}_{k+1} := [x_{k+1} \quad \cdots \quad x_{k+N-1}] \quad (3.73)$$

$$\bar{X}_k := [x_k \quad \cdots \quad x_{k+N-2}] \quad (3.74)$$

$$\bar{U}_{k|k} := [u_k \quad \cdots \quad u_{k+N-2}] \quad (3.75)$$

$$\bar{Y}_{k|k} := [y_k \quad \cdots \quad y_{k+N-2}] \quad (3.76)$$

• Paso 3: Las matrices A , B , C y D se obtienen resolviendo mediante el método de los mínimos cuadrados el sistema de ecuaciones lineales

$$\begin{bmatrix} \bar{X}_{k+1} \\ \bar{Y}_{k|k} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{X}_k \\ \bar{U}_{k|k} \end{bmatrix} \quad (3.77)$$

c) Algoritmo PEM

A diferencia de los dos métodos anteriores, el algoritmo PEM ha de ser inicializado con un modelo inicial, que bien ha podido ser calculado con los datos nominales o haber sido estimado mediante alguno de los métodos anteriores. La inicialización se lleva a cabo mediante el método N4SID, para a continuación, estimar el modelo de la planta haciendo uso del algoritmo PEM.

La Fig. 3.13 muestra una interpretación gráfica de este algoritmo. En general, el objetivo es encontrar el mínimo global de una función de coste convexa, que puede presentar varios mínimos locales. Partiendo de un modelo erróneo —o sin él—, el algoritmo N4SID traslada la identificación a las inmediaciones del mínimo global. Tras ello, el algoritmo PEM, que se basa un proceso iterativo, mejora la aproximación.

Los algoritmos PEM fueron introducidos en 1965 por Aström y Bolin [Aström 65] y, actualmente, comprenden diversas técnicas de identificación estadística. Entre sus características, destacan las siguientes: válidos para sistemas lineales, algunos de ellos pueden ser empleados para estimar modelos en espacios de estados, y es posible definir modelos estructurados [Ljung 09].

En el caso de la Tesis, M es definido como un modelo con parámetros $\theta \in D_M \subset \mathbb{R}^d$, donde d es la dimensión de θ . Expresando el modelo en forma de innovaciones

$$M : \begin{cases} x(k+1) = A(\theta)x(k) + B(\theta)u(k) + K(\theta)e(k) \\ y(k) = C(\theta)x(k) + D(\theta)u(k) + e(k) \end{cases} \quad (3.78)$$

donde A, B, C, D y K están formadas por las componentes del vector de parámetros θ . Cada modelo particular $M(\theta)$ está representado por un valor del vector θ y representa formas de predecir salidas futuras $\hat{y}(k | \theta)$.

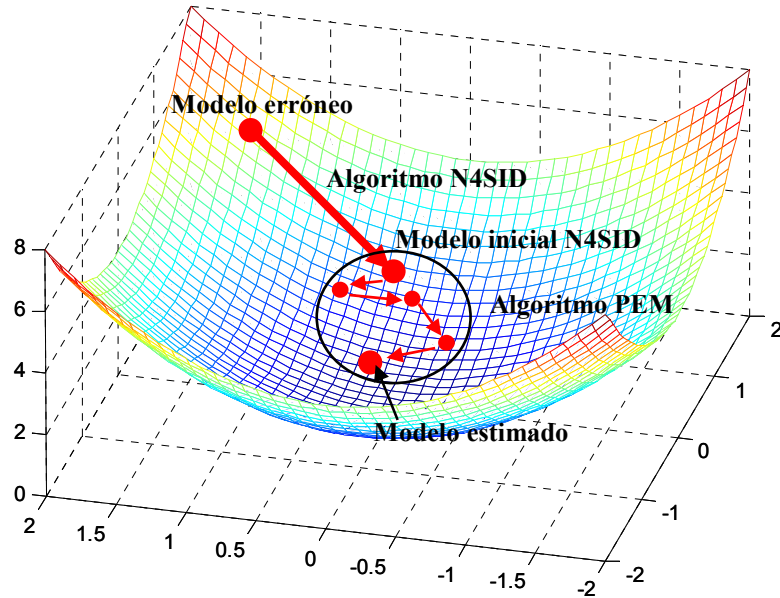


Fig. 3.13. Interpretación gráfica del método de identificación basado en los algoritmos N4SID y PEM.

La estructura de datos de estimación se forma a partir de las secuencias de entradas y salidas medidas, $\{u(k)\}$ y $\{y(k)\}$:

$$Z^N = \{y(k), u(k) \mid k = 1, \dots, N\} \quad (3.79)$$

El error de predicción dado por un cierto modelo $M(\theta)$ es entonces

$$\varepsilon(k, \theta^*) = y(k) - \hat{y}(k | \theta^*) \quad (3.80)$$

El algoritmo PEM consiste en encontrar el valor $\hat{\theta}_N$ que minimiza la función de coste

$$V_N(\theta, Z^N) = \frac{1}{N} \sum_{k=1}^N l(\varepsilon(k, \theta)) \quad (3.81)$$

donde $l(\cdot)$ es una función escalar o norma. El vector de parámetros que minimiza (3.81) se define como

$$\hat{\theta}_N = \arg \min_{\theta \in D_M} V_N(\theta, Z^N) \quad (3.82)$$

El algoritmo de minimización empleado en esta Tesis se basa en la propuesta de McKelvey [McKelvey 95]. Se define el Gramiano de observabilidad como

$$W_o = \sum_{k=0}^{\infty} (A^T)^k C^T C A^k \quad (3.83)$$

y el Gramiano de controlabilidad según

$$W_c = \sum_{k=0}^{\infty} A^k B B^T (A^T)^k \quad (3.84)$$

Los pasos del algoritmo son [McKelvey 95]:

- Paso 1: Se obtiene una estimación de un modelo inicial en el espacio de estados, *e.g.* mediante el método N4SID.
- Paso 2: Mediante el algoritmo (3.85)-(3.86) propuesto por Laub *et al.* [Laub 87]

$$W_o = R^T R \quad (3.85)$$

$$R W_c R^T = U \Sigma^2 U^T \quad (3.86)$$

$$T = R^{-1} U \Sigma^{1/2} \quad (3.87)$$

es posible transformar el sistema (A, B, C, D) a la realización internamente balanceada $(T^{-1}AT, T^{-1}B, CT, D)$, estableciendo el vector de parámetros correspondiente $\hat{\theta}_b^0$.

- Paso 3: $k = 1$
- Paso 4: Se soluciona el problema de minimización

$$\hat{\theta}_k = \arg \min_{\theta \in D_M} \left[V_N(\theta) + \frac{\delta}{2} \left| \theta - \hat{\theta}_b^{k-1} \right|^2 \right] \quad (3.88)$$

empleando el procedimiento de optimización Gauss-Newton [Dennis 83].

- Paso 5: La estimación obtenida se convierte para que corresponda a una realización balanceada

$$\hat{\theta}_b^k = b(\hat{\theta}^k) \quad (3.89)$$

donde $b(\cdot)$ representa el algoritmo de balanceado (3.85)-(3.87).

- Paso 6: $k = k + 1$ y se repiten los pasos 4 – 6 hasta que

$$V_N(\hat{\theta}_b^{k-2}) - V_N(\hat{\theta}_b^{k-1}) < \varepsilon \quad (3.90)$$

donde ε es una constante establecida a priori.

d) Identificación del modelo del convertidor con filtro LCL

La Fig. 3.14 representa el concepto que hay detrás de la identificación tipo caja negra del convertidor con filtro LCL que se persigue con los métodos anteriormente comentados. Únicamente a partir de las entradas, u_{dq} y e_{dq} , y salidas, i_{2dq} , estos métodos van a devolver una representación en variables de estado, (A, B, C, D) , del convertidor, que presentará la misma respuesta que este ante los mismos estímulos. Remarcar que es una de las infinitas posibilidades de representación y que el vector de estados x_k no tiene porqué corresponderse con el vector de estados $[i_{1dq}, i_{2dq}, u_{cdq}]^T$, pudiendo ser incluso una combinación lineal de este. Esta consideración es importante, puesto que implica, en un futuro desarrollo de un controlador servo-control a partir del modelo identificado, la obligación del diseño de un estimador del estado x_k para construir la componente de regulación.

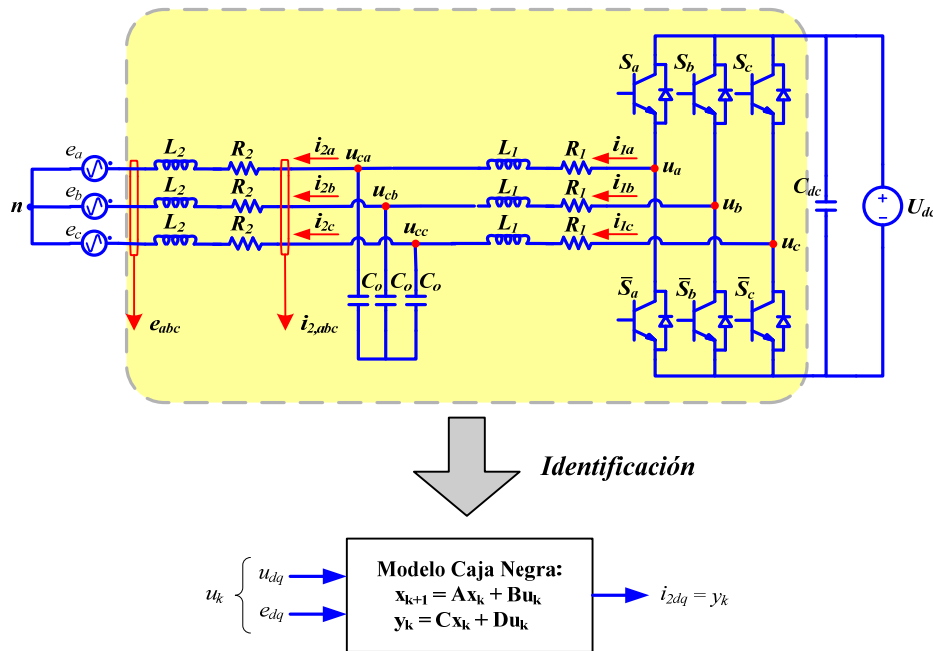


Fig. 3.14. Diagrama conceptual de la identificación tipo caja negra del convertidor conectado a red eléctrica mediante filtro LCL.

Para la comparación de los métodos de identificación se define un modelo del filtro de red con los valores reales de los parámetros, ver Tabla 3.III, cuya representación en el espacio de estados sería (A^r, B^r, C^r, D^r) según (3.30). Se ha respetado la notación usual en los textos de identificación, donde A^r y B^r son matrices en tiempo discreto. Tanto este modelo discreto lineal, como el modelo no lineal del convertidor —incluyendo componentes reales y modulación— con los parámetros del filtro indicados en la Tabla 3.IX, serán los modelos empleados en lazo abierto para la obtención de las secuencias de datos con las que realizar la identificación.

TABLA 3.III. COMPONENTES DEL MODELO REAL

L_1	4,3 mH
R_1	83,1 mΩ
L_2	2,5 mH
R_2	67,3 mΩ
C_o	18 μF

Se define también un modelo del filtro de red con valores nominales de los parámetros, ver Tabla 3.IV, que se empleará para inicializar el algoritmo PEM cuando se realice una identificación estructurada tipo *grey-box*.

TABLA 3.IV. COMPONENTES DEL MODELO NOMINAL

L_1	$0.9 \cdot 4,3 \text{ mH}$
R_1	$0.9 \cdot 83,1 \text{ m}\Omega$
L_2	$0.9 \cdot 2,5 \text{ mH}$
R_2	$0.9 \cdot 67,3 \text{ m}\Omega$
C_o	$18 \mu\text{F}$

Uno de los parámetros clave en la identificación es el tiempo de muestreo considerado en el proceso. Aunque, en general, la identificación mejora a medida que se incrementa la frecuencia de muestreo, el hecho de identificar el modelo discreto para su empleo directo en el diseño de un controlador en ejes dq condiciona la posibilidad de jugar con el periodo de muestreo, viniendo este fijado por las especificaciones del controlador.

El algoritmo MOESP implementado en MATLAB® se puede encontrar en [Katayama 05]:

TABLA 3.V. MÉTODO MOESP

```

% Función MOESP (Katayama05)
% [A,B,C,D] = v_moesp(U,Y,m,p,n)
% m = dim(u), p = dim(y), n = dim(x)
% U = km x N input data matrix
% Y = kp x N output data
function [A,B,C,D] = v_moesp(U,Y,m,p,n)
km = size(U,1);kp = size(Y,1);
k = km / m; % o k = kp / p
L = triu(qr([U;Y]')); % Descomposicion LQ
L11 = L(1:km,1:km);
L21 = L(km+1:km+kp,1:km);
L22 = L(km+1:km+kp,km+1:km+kp);
[UU,SS,VV] = svd(L22);
U1 = UU(:,1:n);
Ok = U1 * sqrtm(SS(1:n,1:n));
% Matrices A y C
C = Ok(1:p,1:n);
A = pinv(Ok(1:p*(k-1),1:n))*Ok(p+1:p*k,1:n);
% Matrices B y D
U2 = UU(:,n+1:size(UU,1));
Z = U2*L21*pinv(L11);
XX = [ ];RR = [ ];
for j=1:k
    XX = [XX;Z(:,m*(j-1)+1:m*j)];
    Okj = Ok(1:p*(k-j),:);
    Rj = [zeros(p*(j-1),p) zeros(p*(j-1),n);
          eye(p) zeros(p,n);zeros(p*(k-j),p) Okj];
    RR = [RR;U2*Rj];
end
DB = pinv(RR)*XX;
D = DB(1:p,:);
B = DB(p+1:size(DB,1),:);

```

Los algoritmos N4SID y PEM se han implementado utilizando las funciones $n4sid(\cdot)$ y $pem(\cdot)$ respectivamente, incluidas en la toolbox *System Identification* de MATLAB® [Ljung 09].

Los algoritmos implementados han sido MOESP, N4SID, PEM con estructura black-box y PEM con estructura grey-box. El modelo para inicializar el último algoritmo se calcula empleando los valores de la Tabla 3.IV.

En primer lugar se han testeado los algoritmos identificando el modelo lineal discreto. Para ello, se han generado diversos conjuntos de entradas, según la Fig. 3.15, que se han aplicado en simulación

sobre el modelo lineal de la planta para los parámetros mostrados en la Tabla 3.III, obteniendo así la respuesta del modelo. La generación de la tensión de salida del convertidor se genera para cada caso como

$$u_{dq} = u'_{dq} + e_{dq} \quad (3.91)$$

El set de entradas $(a - 1)$ estará compuesto por la señal e_{dq} definida como (a) en Fig. 3.15 y la suma de esta misma señal con la señal u'_{dq} etiquetada como (1).

Uno de los conceptos más importantes relacionado con las señales de entrada empleadas en la identificación es el de la condición de excitación persistente (PE – *Persistently Exciting*). Para que una secuencia de entrada u de longitud N sea PE, se tiene que cumplir que

$$\text{rango} \begin{bmatrix} u_0 & u_1 & \cdots & u_{N-k} \\ u_1 & u_2 & \cdots & u_{N-k+1} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ u_{k-1} & u_k & \cdots & u_{N-1} \end{bmatrix} = k \quad (3.92)$$

En caso de que u sea un vector de longitud m , la condición (3.92) se convierte en $\text{rango}(U_{N-1}) = km$ [Katayama 05].

Por cada set de entradas y sus respectivos datos de salida, se ha llevado a cabo la identificación mediante los cuatro métodos citados anteriormente. En la Fig. 3.16 se muestra el primer cuadrante de la representación de los autovalores tanto para el modelo ideal, como para los cuatro modelos identificados. Se puede comprobar que, a excepción del método PEM estructurado, los modelos obtenidos presentan los mismos autovalores que el modelo ideal. Sin embargo, este no es un parámetro concluyente de la calidad de la estimación y la idoneidad de cada set de entradas. Para continuar con la validación, se define un nuevo sets de entradas, distinto de los anteriores, y se compara la salida del modelo ideal con las salidas de los modelos identificados, tal y como se muestra en la Fig. 3.17. El error de identificación para cada método se define como [Favoreel 98]

$$e^p = \frac{1}{l} \sum_{q=1}^l \sqrt{\frac{\sum_{k=1}^{nl} (y_{k,q} - y_{k,q}^p)^2}{\sum_{k=1}^{nl} y_{k,q}^2}} \quad (3.93)$$

donde $y_{k,q}$ es la q-ésima salida del modelo real en el instante de tiempo k e $y_{k,q}^p$ la q-ésima salida del modelo identificado. El error obtenido en cada uno de los métodos de identificación y según el set de datos de entrada empleado en la identificación, se muestra en la Tabla 3.VI y la Fig. 3.18.

En la Tabla 3.VII se muestra el tiempo de computación para cada algoritmo implementado en MATLAB®, corriendo sobre un equipo PC i7 a 2,70 GHz.

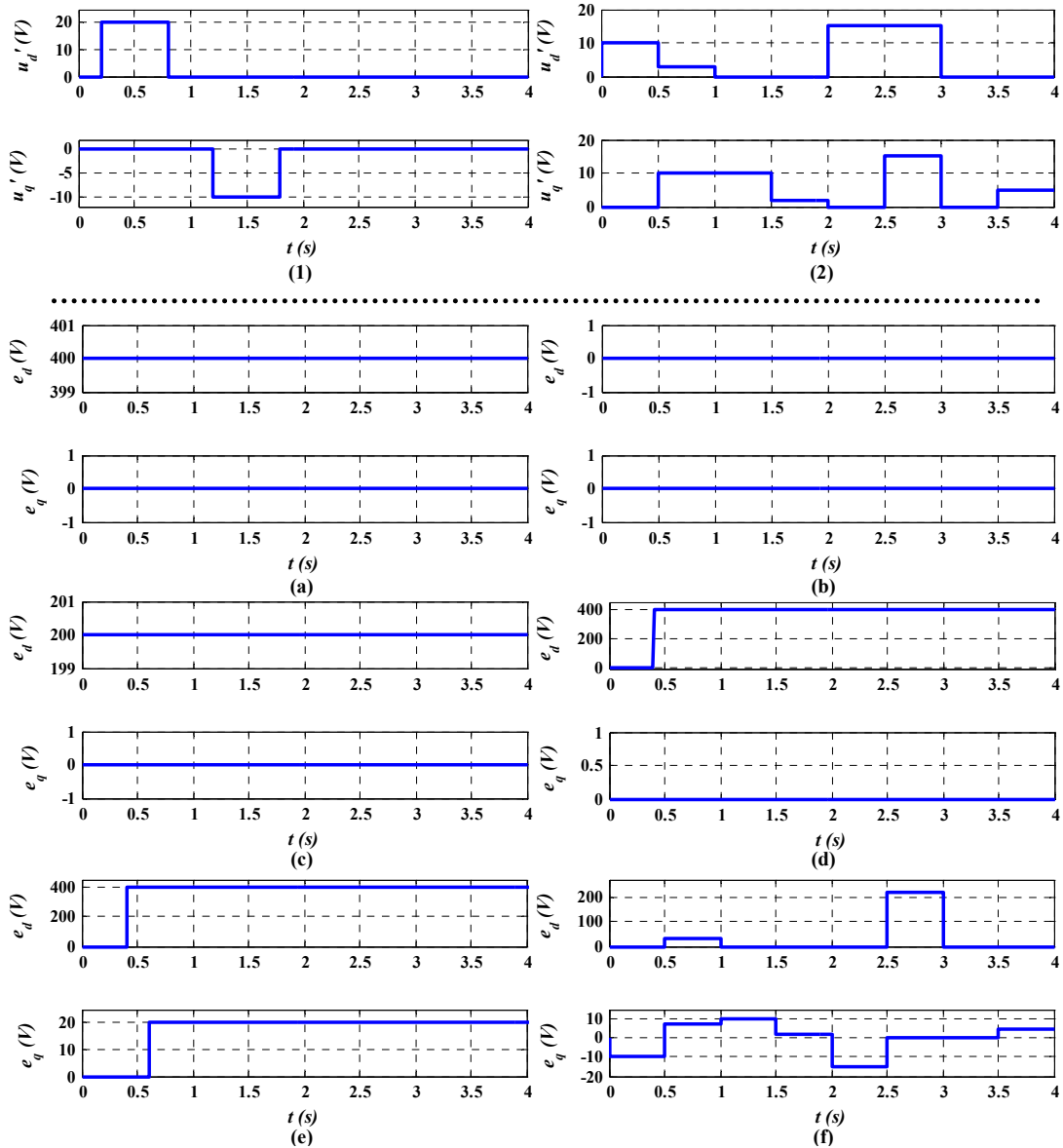


Fig. 3.15. Señales e_{dq} y u'_{dq} para la generación del set de entradas. La señal de entrada correspondiente a actuación sobre el convertidor se calcula como $u_{dq} = u'_{dq} + e_{dq}$

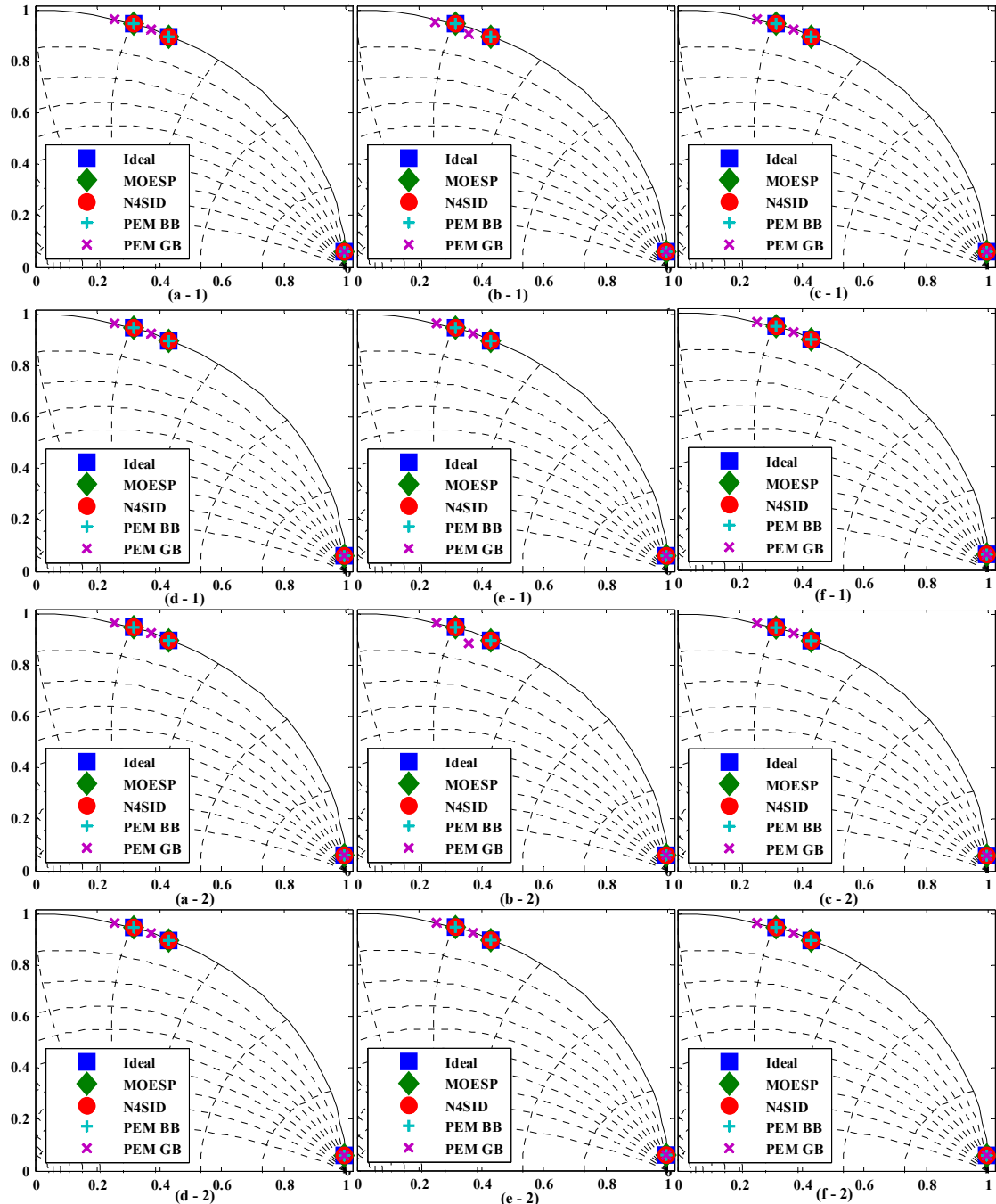


Fig. 3.16. Representación de los autovalores del sistema ideal y los sistemas identificados.

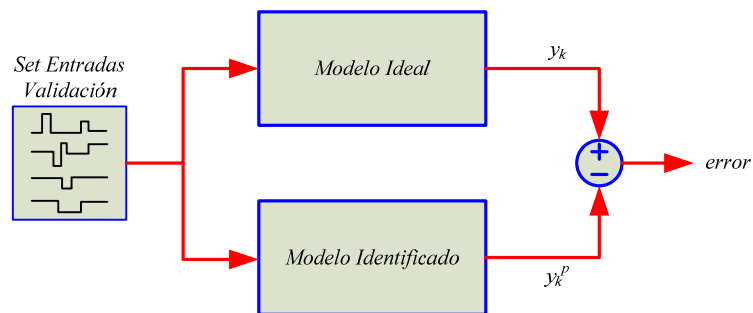


Fig. 3.17. Esquema para la validación de los modelos identificados.

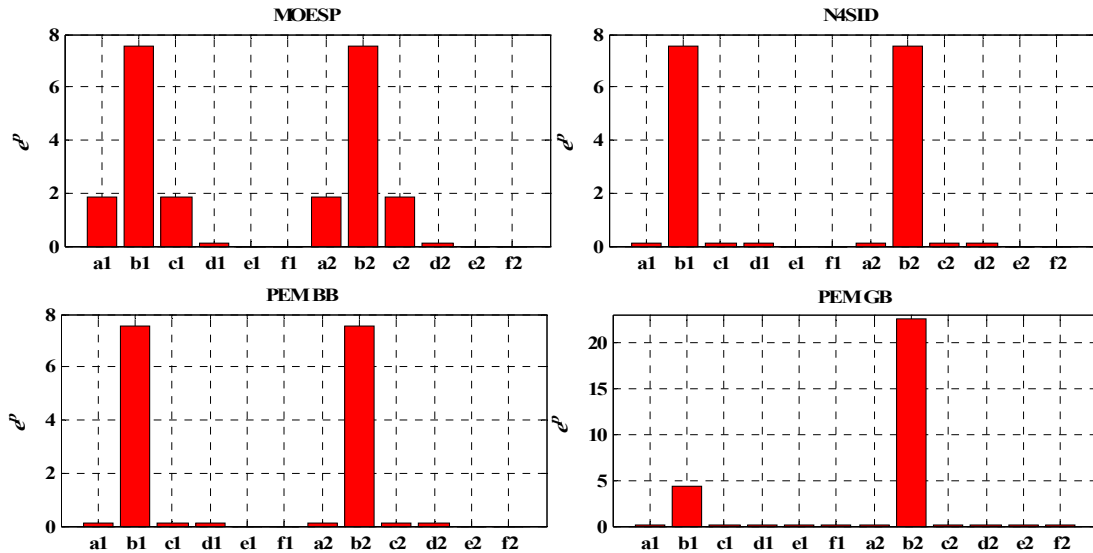


Fig. 3.18. Error de identificación del modelo en función del método de identificación utilizado y el set de datos de entrada empleados.

TABLA 3.VI. ERROR DE IDENTIFICACIÓN DE LOS DIVERSOS ALGORITMOS IMPLEMENTADOS EN FUNCIÓN DEL SET DE ENTRADA EMPLEADO PARA LA IDENTIFICACIÓN

e^p	MOESP	N4SID	PEM BB	PEM GB	$rango(U)$
a-1	1,82	0,08	0,08	0,01	41
b-1	7,53	7,53	7,53	4,37	40
c-1	1,82	0,08	0,08	0,01	41
d-1	0,08	0,08	0,08	0,02	60
e-1	≈ 0	≈ 0	≈ 0	0,02	80
f-1	≈ 0	≈ 0	≈ 0	0,07	80
a-2	1,82	0,08	0,08	0,01	41
b-2	7,53	7,53	7,53	22,7	40
c-2	1,82	0,08	0,08	0,01	41
d-2	0,08	0,08	0,08	0,02	60
e-2	≈ 0	≈ 0	≈ 0	0,02	80
f-2	≈ 0	≈ 0	≈ 0	0,02	80

TABLA 3.VII. TIEMPO DE COMPUTACIÓN DE LOS MÉTODOS DE IDENTIFICACIÓN

	t_{exec}
MOESP	0,36 s
N4SID	21,09 s
PEM BB	147,91 s
PEM GB	150,03 s

A continuación se ha realizado una identificación a partir de un modelo de simulación no lineal, donde se tienen en cuenta los efectos de la modulación, la no idealidad de los IGBTs, etc. Para llevar a cabo la identificación se ha obtenido la respuesta del convertidor no ideal a diversos sets de medidas definidos según la Fig. 3.19. En este caso se han propuesto tres tipos de señales a aplicar en la señal \bar{u}_{dq} , etiquetados en la Fig. 3.19 como 1, 2, y 3. Como señales de tensión de red, \bar{e}_{dq} , se han propuesto tres tipos de señales, etiquetados en la Fig. 3.19 como A, B y C. El set de entradas que se aplica al modelo no lineal del convertidor para obtener los datos de salida, que junto a los de entrada, conformarán el set de datos para la identificación, se forma escogiendo como entradas un tipo de señal de cada columna de la Fig. 3.19.

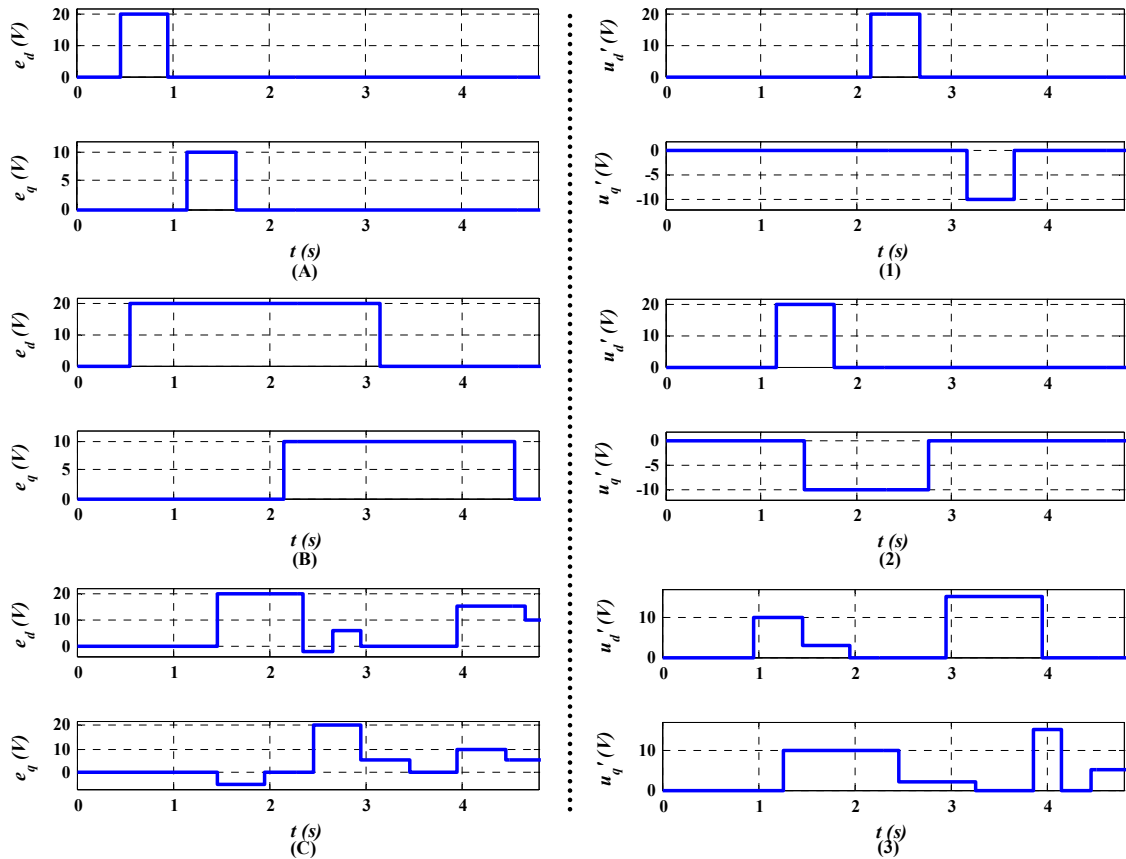


Fig. 3.19. Señales e_{dq} y u_{dq} para la generación del set de entradas.

Por cada set de entradas y sus respectivos datos de salida se ha llevado a cabo la identificación mediante los cuatro métodos citados anteriormente. En la Fig. 3.20 se muestra el primer cuadrante de la representación de los autovalores tanto para el modelo ideal, como para los cuatro modelos identificados. En este caso, los autovalores de los modelos identificados dependen bastante tanto del método como del tipo de entradas empleadas para la identificación. En el caso del método MOESP, presenta, en general, una ubicación de los polos que visiblemente se aleja de la del modelo ideal, *e.g.* en el caso A-3. Únicamente coincide cuando para la identificación se ha empleado como entrada \vec{u}_{dq} un tipo 2 (Fig. 3.19), independientemente del tipo de entrada empleado en e_{dq} . Por el contrario, el método N4SID presenta un lugar de las raíces próximo al lugar de las raíces del modelo ideal, a excepción de dos casos, A1 y B1 (Fig. 3.19), dónde dos de los polos se alejan de lugar de las raíces ideal. En el caso del método PEM *black-box*, la ubicación de los polos difiere notablemente de la ubicación de los polos del modelo ideal en la mayoría de los casos, presentando en algunos casos polos en el eje real. El método PEM *grey-box* muestra un lugar de las raíces próximo al modelo ideal para todos los sets de entradas bajo estudio. En los nueve casos, la ubicación difiere parcialmente de la planta ideal, pero muestran un esquema similar.

Para continuar con la validación, se define un nuevo sets de entradas, distinto de los anteriores, y se compara la salida del modelo no lineal con las salidas de los modelos identificados y el modelo ideal, siguiendo una estructura similar a la empleada en la Fig. 3.17. En la Fig. 3.21 y la Tabla 3.VIII se muestra el error entre el modelo identificado y el modelo no lineal, definido según la ec. (3.93). Se incluye también como guía el error que existe entre el modelo ideal y el modelo no lineal. El MOESP presenta, en general, un error que se aleja del error que presenta el modelo ideal, a excepción de los modelos identificados mediante los sets de entradas donde \vec{u}_{dq} se ha seleccionado tipo 2. N4SID

presenta un error bastante regular, incluso para entradas tipo A1 o B1, que en vista de los resultados mostrados en Fig. 3.20 se podría pensar que su comportamiento se alejaría bastante del ideal. Lo mismo ocurre para el algoritmo PEM *black-box* donde el error de identificación es relativamente similar al error que presenta el modelo ideal incluso para aquellas situaciones en que el lugar de las raíces presenta un esquema diferente al modelo ideal. En el caso del PEM *grey-box* el error mostrado es regular y bastante próximo al valor mostrado en el caso ideal, a excepción de los errores obtenidos con los modelos identificados donde la señal de entrada \bar{u}_{dq} se escogió tipo 2, donde el error es ligeramente superior.

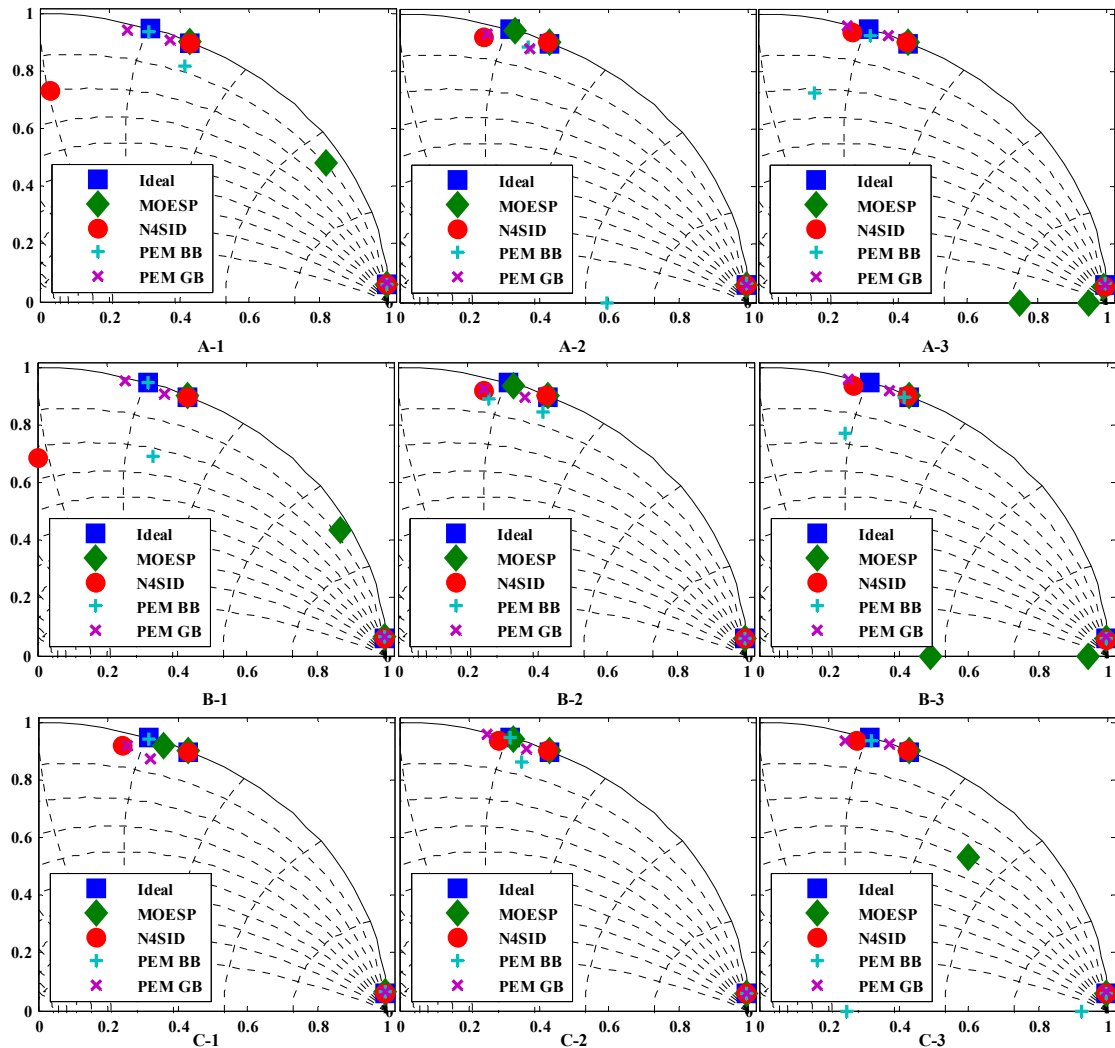


Fig. 3.20. Ubicación de los autovalores de los modelos identificados a partir de los datos obtenidos simulando el modelo no lineal del convertidor, respecto al valor de los autovalores del modelo ideal.

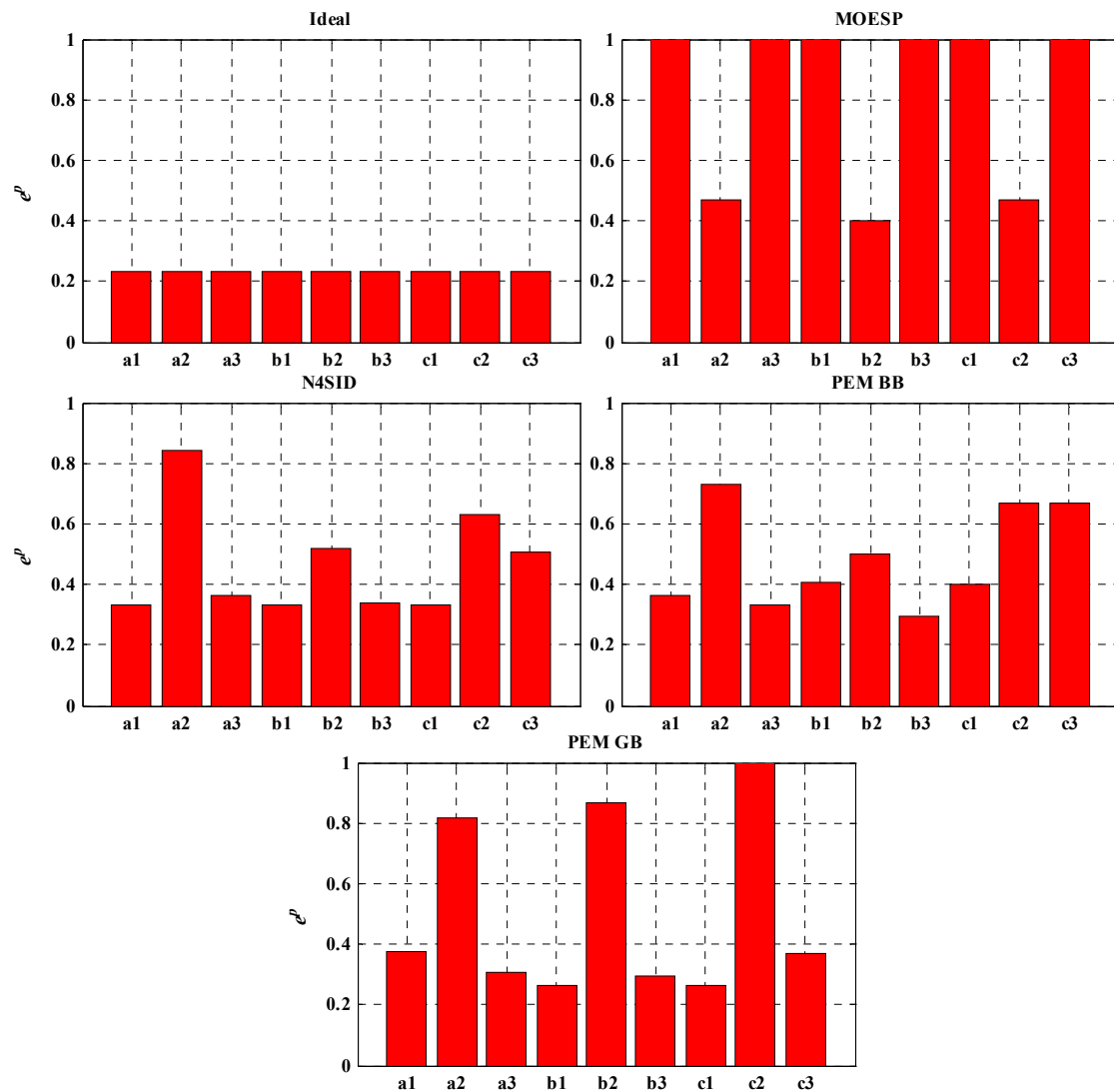


Fig. 3.21. Error de simulación del modelo ideal respecto al modelo real y errores de identificación de los modelos obtenidos en función del método de identificación utilizado y el set de datos de entrada empleados. Se muestra una ampliación del eje Y entre 0 y 1.

TABLA 3.VIII. ERROR DEL MODELO IDEAL RESPECTO AL MODELO REAL Y ERRORES DE IDENTIFICACIÓN DE LOS DIVERSOS ALGORITMOS IMPLEMENTADOS EN FUNCIÓN DEL SET DE ENTRADA EMPLEADO PARA LA IDENTIFICACIÓN

e^p	IDEAL	MOESP	N4SID	PEM BB	PEM GB	rango(U)
a1	0,23	2,49	0,33	0,36	0,38	80
a2	0,23	0,47	0,84	0,73	0,82	80
a3	0,23	2393	0,36	0,33	0,31	80
b1	0,23	2,17	0,33	0,40	0,26	80
b2	0,23	0,40	0,52	0,50	0,87	80
b3	0,23	2535	0,34	0,30	0,30	80
c1	0,23	1,39	0,33	0,40	0,26	80
c2	0,23	0,47	0,63	0,67	1,20	80
c3	0,23	6,18	0,51	0,67	0,37	80

En la Fig. 3.22 se muestra la representación de los valores singulares de los 4 modelos identificados a partir del conjunto de entradas A1, comparándolos con el modelo ideal, en el que se puede observar que existe un pico de resonancia en $2\pi 50 \text{ rad/s}$ y dos picos muy próximos en torno a $6 \cdot 10^3 \text{ rad/s}$. La Fig. 3.23 muestra una ampliación de la zona de los dos picos de resonancia. En la Tabla 3.IX se muestra un resumen de los datos observados. Se ha valorado el número de picos de resonancia presentes, su ubicación, la ganancia en bajas frecuencias y como se ajusta la pendiente de

bajada del modelo identificado con el modelo ideal a partir $2\pi 50 \text{ rad/s}$. Los datos obtenidos para los modelos identificados con este tipo de entrada difieren, en general, del modelo ideal.

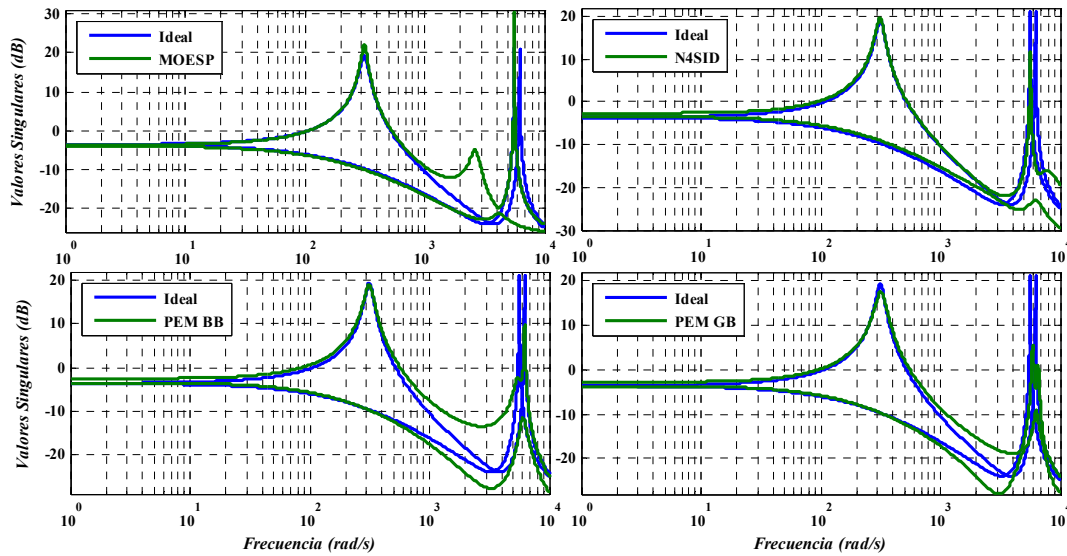


Fig. 3.22. Valores singulares del modelo identificado mediante el set de entradas A1.

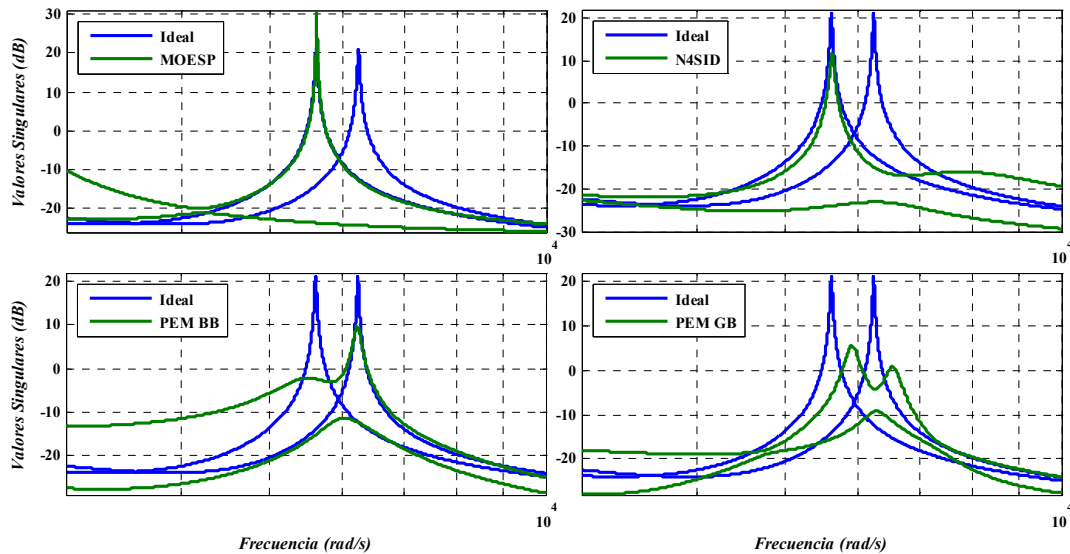


Fig. 3.23. Detalles de los picos de resonancia (Fig. 3.22) de los modelos identificados mediante el set de entradas A1.

TABLA 3.IX. VALORACIÓN DE LOS VALORES SINGULARES DE LOS MODELOS IDENTIFICADOS MEDIANTE EL SET DE ENTRADAS A1.

Set A1	MOESP	N4SID	PEM BB	PEM GB
Picos de resonancia	3	2	2	3
Ubicación resonancias	MAL	MAL	MAL	REGULAR
Ganancia en bajas frec.	BIEN	REGULAR	REGULAR	REGULAR
Pendiente	MAL	BIEN	MAL	REGULAR

El mismo estudio se ha realizado para otros dos tipos de entradas: C2 y C3. Los resultados para el set C2 se muestran en las figuras 3.24-25 y la Tabla 3.X. En este caso los resultados son bastante correctos para la identificación mediante los métodos MOESP y N4SID y ligeramente peores para el método PEM *grey-box*. En el caso del método PEM *black-box* los resultados son negativos. Los resultados para el set C3 se muestran en las figuras 3.26-27 y la Tabla 3.XI. Los algoritmos N4SID y PEM *grey-box* presentan un comportamiento que se aproxima al del modelo ideal, al contrario que los

algoritmos PEM *black-box* y, especialmente, MOESP, donde el comportamiento se aleja del modelo ideal.

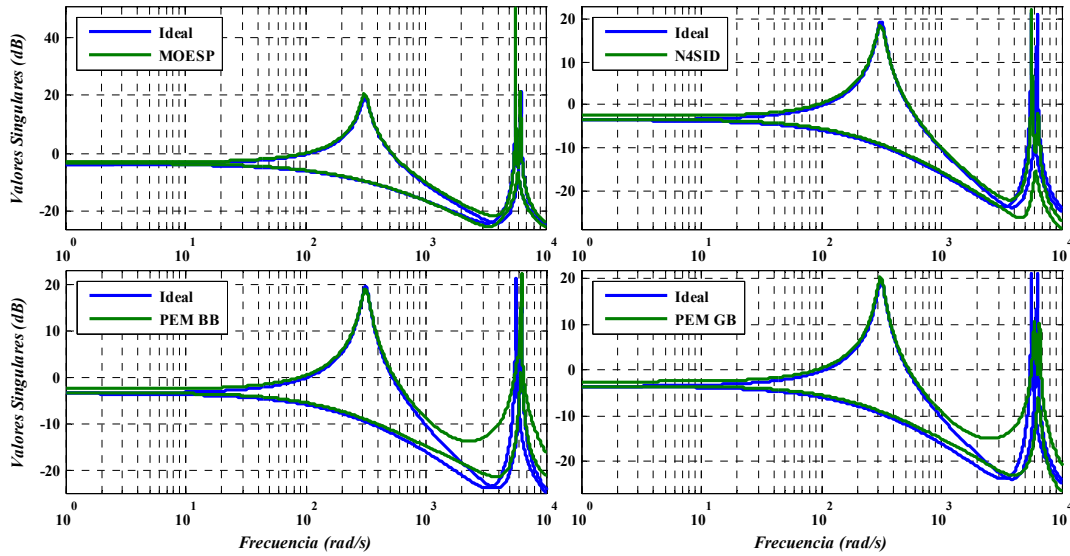


Fig. 3.24. Valores singulares del modelo identificado mediante el set de entradas C2.

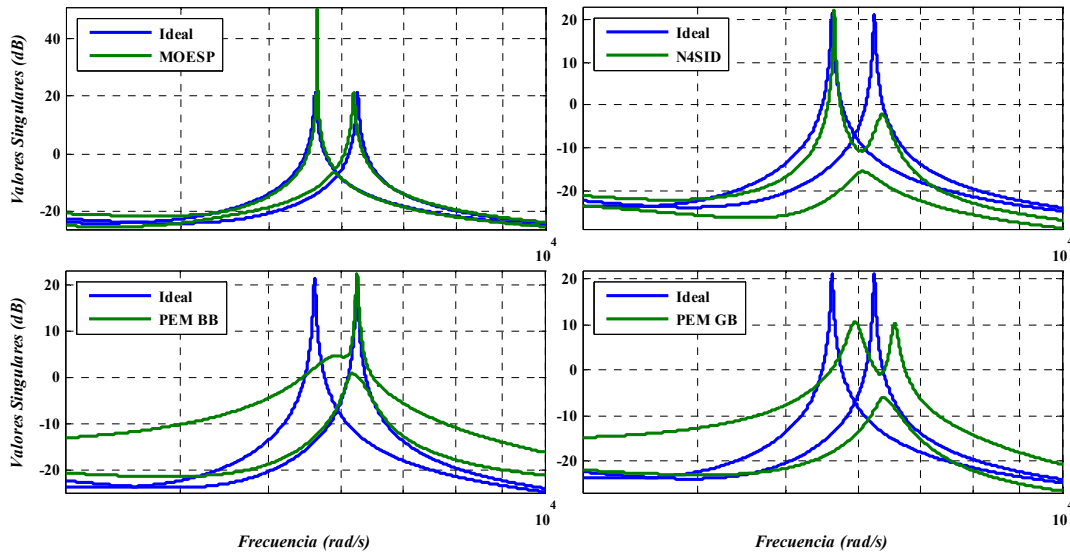


Fig. 3.25. Detalles de los picos de resonancia (Fig. 3.24) de los modelos identificados mediante el set de entradas C2.

TABLA 3.X. VALORACIÓN DE LOS VALORES SINGULARES DE LOS MODELOS IDENTIFICADOS MEDIANTE EL SET DE ENTRADAS C2.

Set C2	MOESP	N4SID	PEM BB	PEM GB
Picos de resonancia	3	3	2	3
Ubicación resonancias	BIEN	BIEN	MAL	REGULAR
Ganancia en bajas frec.	BIEN	REGULAR	REGULAR	REGULAR
Pendiente	BIEN	BIEN	REGULAR	REGULAR

En el siguiente tests se ha diseñado un servocontrolador con estimador Luenberger actualizado a partir de los modelos identificados según cuatro sets de entradas: A1, C2, C3 y A3. Se ha comprobado, mediante la simulación con el modelo no lineal del convertidor, si el sistema en lazo cerrado funciona correctamente. Los resultados se muestran en la Tabla 3.XII. En el caso de los algoritmos N4SID y PEM *grey-box*, el controlador diseñado para los cuatro tipos de entradas ha

mostrado un comportamiento estable cuando se ha aplicado sobre la planta no lineal. No así el algoritmo PEM *black-box*, que en ningún caso ha dado un controlador estable, y el algoritmo MOESP, que únicamente ha resultado estable para el controlador diseñado a partir del modelo obtenido mediante el conjunto de datos C2.

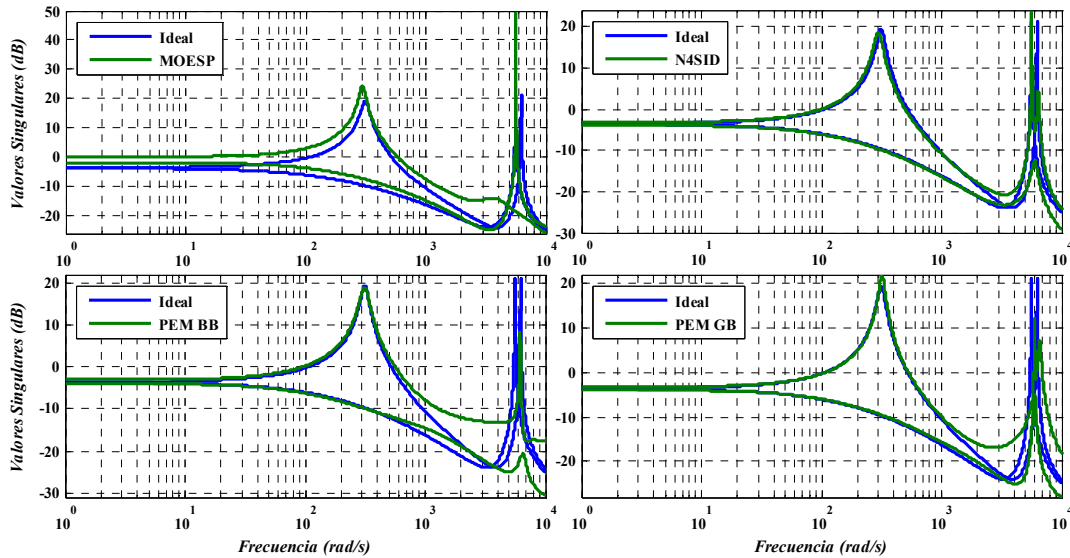


Fig. 3.26. Valores singulares del modelo identificado mediante el set de entradas C3.

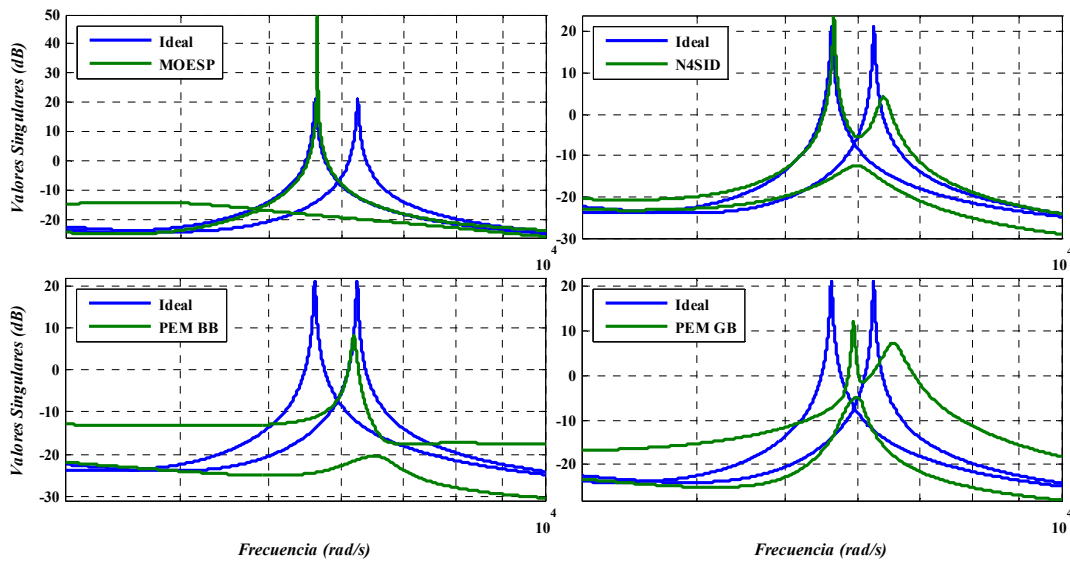


Fig. 3.27. Detalles de los picos de resonancia (Fig. 3.26) de los modelos identificados mediante el set de entradas C3.

TABLA 3.XI. VALORACIÓN DE LOS VALORES SINGULARES DE LOS MODELOS IDENTIFICADOS MEDIANTE EL SET DE ENTRADAS C3.

Set C3	MOESP	N4SID	PEM BB	PEM GB
Picos de resonancia	2	3	2	3
Ubicación resonancias	MAL	REGULAR	MAL	REGULAR
Ganancia en bajas frec.	MAL	BIEN	BIEN	BIEN
Pendiente	MAL	BIEN	REGULAR	REGULAR

TABLA 3.XII. COMPORTAMIENTO DEL CONTROL DISEÑADO MEDIANTE EL MODELO IDENTIFICADO, SEGÚN EL MÉTODO Y EL SET DE ENTRADAS EMPLEADO PARA LA IDENTIFICACIÓN. (V) CORRECTO O (X) INCORRECTO O INESTABLE.

Set de entradas	MOESP	N4SID	PEM BB	PEM GB
A1	X	✓	X	✓
C2	✓	✓	X	✓
C3	X	✓	X	✓
A3	X	✓	X	✓

A partir de los resultados mostrados hasta ahora, se puede discriminar entre los métodos propuestos. En el caso del método MOESP, el comportamiento es irregular, estando fuertemente ligado a la naturaleza de las señales de entrada empleadas para la obtención de los datos de identificación, resultando en la mayoría de los casos controladores que se muestran no estables cuando se aplican sobre el modelo no lineal del convertidor. El algoritmo N4SID ha mostrado buenos resultados a excepción de algún conjunto de entradas, donde el comportamiento empeoraba ligeramente (A1 o B1), siendo en todos los casos los controladores estables cuando se han aplicado sobre la planta no ideal. El método PEM *black-box* ha sido el que peores resultados ha mostrado a lo largo de los tests anteriores, resultando los controladores inestables para todos los conjuntos de entradas. Sin embargo, el algoritmo PEM *grey-box* ha mostrado resultados positivos aproximadamente similares a los del algoritmo N4SID. Por tanto, el estudio a partir de ahora se centrará en buscar las mejores condiciones en cuanto al tipo de señales de entrada a aplicar a los dos métodos que mejores resultados han mostrado hasta ahora, el N4SID y el PEM *grey-box*.

Los siguientes tests se centrarán en estos dos métodos, N4SID y PEM *grey-box*, teniendo como meta establecer un criterio acerca del tipo de entradas a emplear con objeto de la identificación.

El primer tests consiste en diseñar un servo controlador con estimador Luenberger actualizado a partir de los modelos identificados para cada uno de los sets de entradas mostrados en la Fig. 3.19 y comprobar, mediante simulación del modelo no lineal del convertidor, si el sistema en lazo cerrado funciona correctamente. Como índices de rendimiento se han empleado la media y varianza del error en régimen permanente definido según:

$$\epsilon_{ss} = i_{2d} - i_{2d}^* \tag{3.94}$$

En la Tabla 3.XIII se muestra el comportamiento en lazo cerrado del sistema formado por el convertidor no lineal conectado a la red mediante filtro LCL y el servo control con observador, diseñados ambos a partir del modelo identificado. La tabla muestra el comportamiento del sistema en lazo cerrado en función del método de identificación y el set de entradas empleados para obtener el modelo. Independientemente del set de entradas empleado para la identificación, los controles diseñados a partir de los modelos identificados mediante el método N4SID resultan funcionar correctamente, presentando un comportamiento estable en lazo cerrado. No así en el caso de la identificación PEM *grey-box*, donde los controladores diseñados a partir de los sets de entradas A2, B2 y C1 presentan un comportamiento incorrecto o inestable.

TABLA 3.XIII. COMPORTAMIENTO DEL CONTROL DISEÑADO MEDIANTE EL MODELO IDENTIFICADO, SEGÚN EL MÉTODO Y EL SET DE ENTRADAS EMPLEADO PARA LA IDENTIFICACIÓN. (V) CORRECTO O (X) INCORRECTO.

	A1	A2	A3	B1	B2	B3	C1	C2	C3
N4SID	✓	✓	✓	✓	✓	✓	✓	✓	✓
PEM GB	✓	X	✓	✓	X	✓	X	✓	✓

En la Fig. 3.28 se muestran el error medio en régimen permanente —o sesgo— y su varianza cometidos por los controladores diseñados a partir de los modelos identificados mediante el algoritmo N4SID. Es fácil observar, que en el caso de los sets de entradas B2, C2 y C3, el controlador presenta un sesgo menor que para el resto de conjuntos, mostrando asimismo una varianza equivalente a la gran mayoría de los otros sets de entradas.

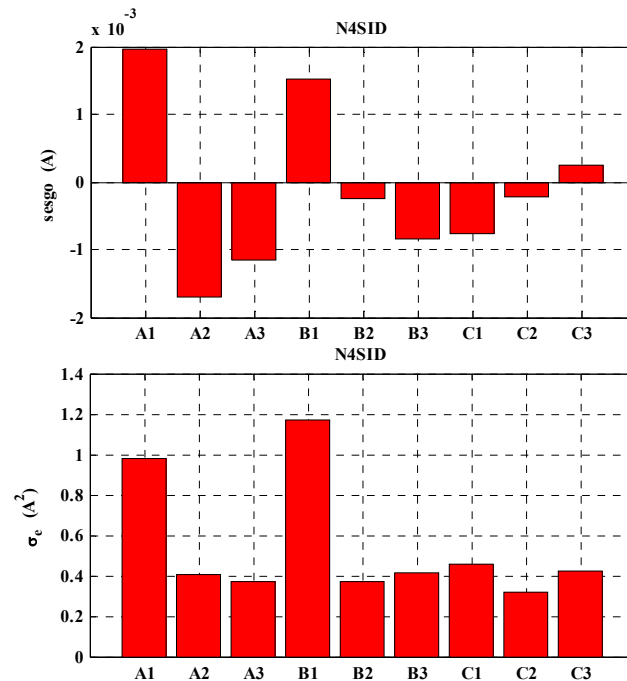


Fig. 3.28. Comportamiento en lazo cerrado de los modelos identificados según el método N4SID para los distintos sets de entradas propuestos. Arriba: error medio en régimen permanente. Abajo: varianza del error en régimen permanente.

En la Fig. 3.29 se muestran el error medio en régimen permanente —o sesgo— y su varianza cometidos por los controladores diseñados a partir de los modelos identificados mediante el algoritmo PEM *grey-box*. La imagen se ha centrado en los casos donde el comportamiento es correcto, de forma que las barras correspondientes a los modelos identificados a partir de los sets de entradas A2, B2 y C1 han sido recortadas. En cuanto al sesgo, los resultados obtenidos para los conjuntos de entradas A1, A3, B1, B3 y C2 son ciertamente próximos, manteniéndose esta proximidad en el caso de la varianza. Para el caso del set de entrada C3, aún obteniendo resultados ligeramente peores que en los otros casos, siguen siendo relativamente correctos.

La Fig. 3.30 muestra la ubicación de los polos del sistema con servocontrolador y observador Luenberger actualizado. En rojo se muestra la ubicación de los polos del sistema en lazo cerrado con planta identificada, habiendo sido diseñados controlador y observador a partir del modelo identificado. En azul se muestran los polos en lazo cerrado del sistema formado por control y estimador diseñados mediante el modelo identificado, pero esta vez aplicados sobre la planta real. Se ha estudiado el resultado para los métodos de identificación con dos sets de entradas diferentes, el set A2 —cuyos resultados con el método de identificación PEM *grey-box* mostrados en las figuras anteriores no era correcto— y el set C2 —donde para ambos métodos el control diseñado a partir de los modelos identificados ha dado buenos resultados—. El lugar de las raíces concuerda con los resultados mostrados en las figuras anteriores, donde el sistema de control diseñado a partir del modelo identificado mediante el método PEM *grey-box* y el set de entradas A2 mostraba un

comportamiento inestable. En la Fig. 3.30 se puede ver como en este caso el sistema en lazo cerrado formado por la planta real y el sistema de control presenta polos inestables.

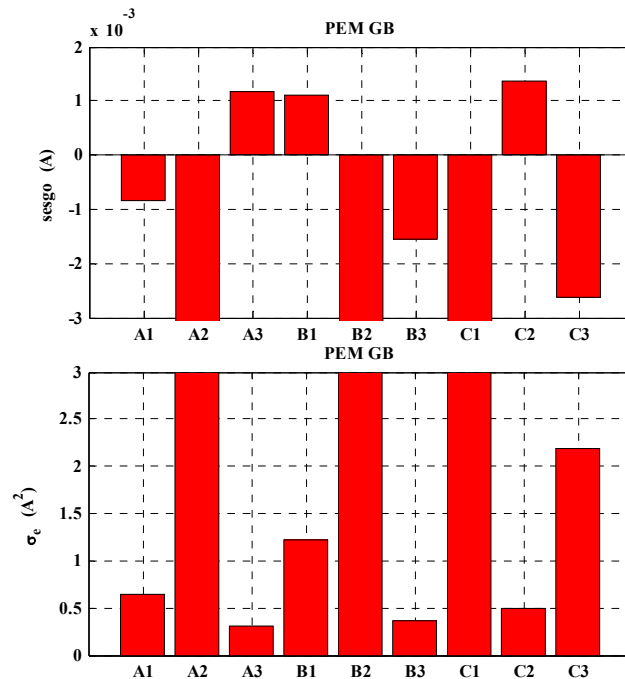


Fig. 3.29. Comportamiento en lazo cerrado de los modelos identificados según el método PEM grey-box para los distintos sets de entradas propuestos. Arriba: error medio en régimen permanente. Abajo: varianza del error en régimen permanente.

De estos últimos estudios particularizados para los algoritmos N4SID y PEM *grey-box*, se puede extraer un criterio para la elección del tipo de entradas a aplicar en el convertidor en lazo abierto para realizar una identificación correcta. En general, ambos métodos han obtenido resultados correctos para las identificaciones realizadas mediante sets de entradas donde \bar{u}_{dq} se ha seleccionado tipo 3. En el caso del método N4SID los resultados obtenidos mediante C3 son ligeramente mejores que los resultados obtenidos cuando se han empleado los sets A3 y B3. El PEM *grey-box* ha mostrado un comportamiento opuesto.

A la hora de elegir entre emplear un método u otro, los resultados mostrados en la Tabla 3.XV, así como los tiempos de ejecución de los algoritmos mostrados en la Tabla 3.VII animan a utilizar el método N4SID para llevar a cabo la identificación del modelo discreto en ejes dq . El posible atractivo del método PEM *grey-box* reside en que dada su naturaleza iterativa podría ser un puerta directa a la identificación *on-line*.

El diseño del servocontrol a partir de los modelos identificados se realiza según la estructura mostrada en la Fig. 3.31. Se ha de diseñar un estimador, con ganancia K_e , implementado a partir de las matrices (A_i, B_i, C_i, D_i) del modelo identificado. El servocontrol emplea el vector de estados estimado para la regulación (K_r) e integra el error entre la referencia de corriente y la corriente medida (K_i). Hay que hacer notar que los estados estimados no se corresponden con los estados reales de la planta, siendo una combinación lineal de estos. El diseño de los estimadores y el servocontrol se abordaran en los dos próximos capítulos de la Tesis.

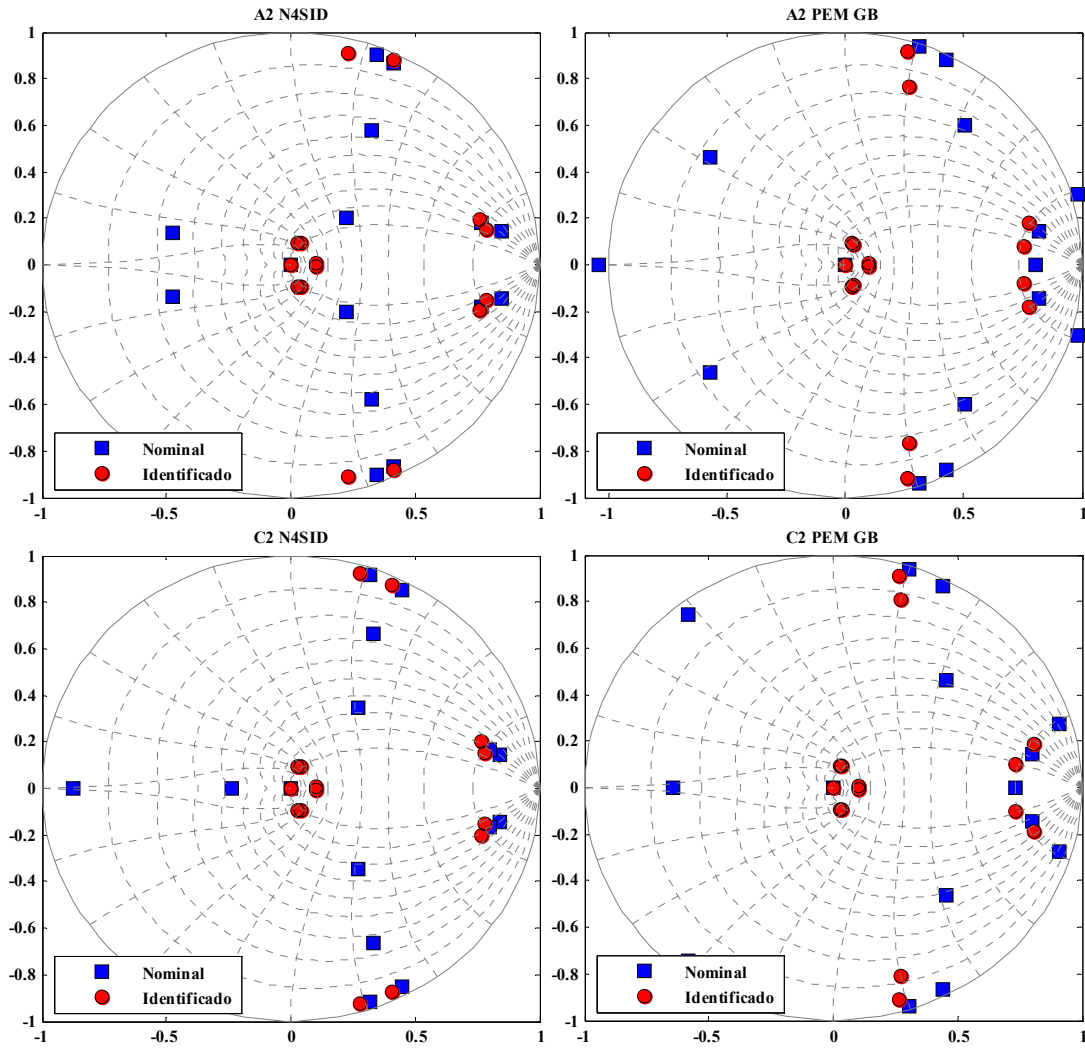


Fig. 3.30. Ubicación de los polos del sistema con servocontrolador y observador Luenberger actualizado. En rojo se muestra la ubicación de los polos del sistema en lazo cerrado con planta identificada, habiendo sido diseñados controlador y observador a partir del modelo identificado. En azul se muestran los polos en lazo cerrado del sistema formado por control y estimador diseñados mediante el modelo identificado, pero esta vez aplicados sobre la planta nominal. Arriba, set de entradas A2; abajo, set de entradas C2. Izquierda, modelo identificado mediante N4SID; derecha, modelo identificado mediante PEM grey-box.

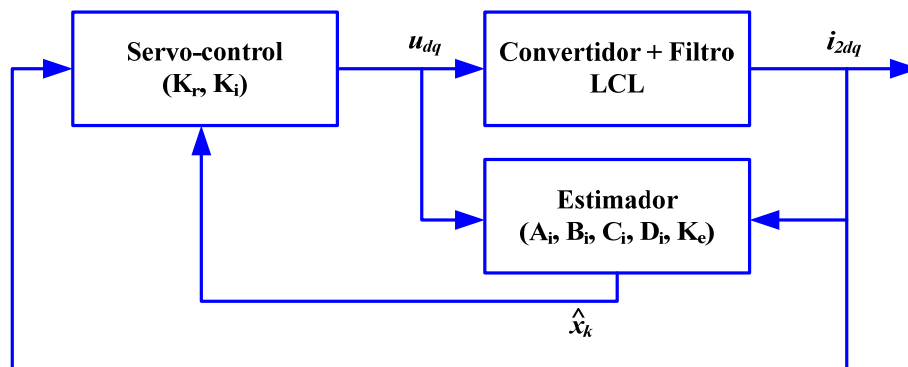


Fig. 3.31. Diagrama de bloques del control diseñado a partir del modelo identificado.

A partir del modelo identificado mediante el método N4SID y entrada tipo C3, se ha diseñado un servo-control LQ para mostrar la validez de la identificación en el diseño del controlador.

En la Fig. 3.32 se muestra el funcionamiento del controlador ante un perfil de referencia, corroborando el perfecto funcionamiento del sistema.

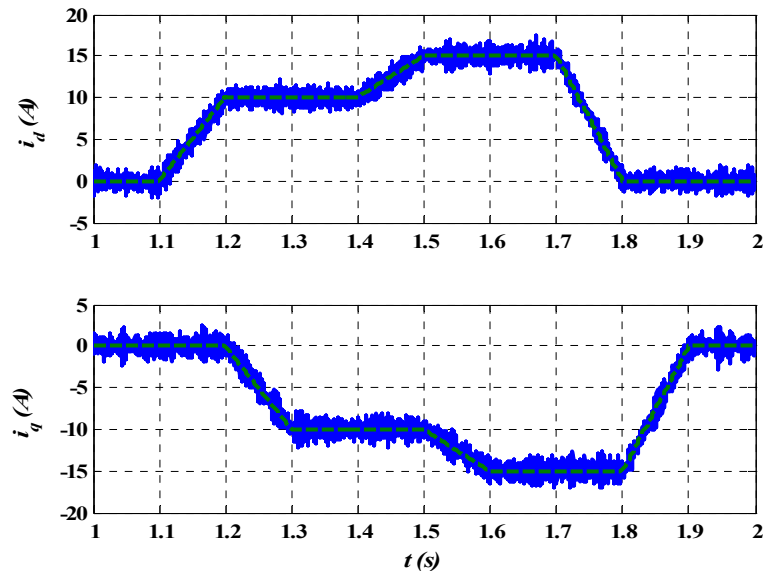


Fig. 3.32. Respuesta ante un perfil de referencia del servo-control diseñado a partir del modelo del convertidor identificado mediante el método N4SID.

Para mostrar el interés que puede tener el aplicar este tipo de algoritmos se muestra en la Fig. 3.33 la respuesta del sistema formado por VSC y filtro LCL para distintos controladores, diseñados a partir de tres modelos del filtro: el modelo basado en los datos aportados por el fabricante, el modelo obtenido a partir de los valores reales que presenta el filtro y el modelo identificado mediante el método N4SID y el conjunto de entradas C3. Los valores de las inductancias que aporta el fabricante se han considerado $L_n = 1,15 \cdot L_r$ el valor real de las inductancias del filtro. En la imagen se puede ver como el control cuando el sistema ha sido diseñado mediante el modelo identificado se aproxima al comportamiento que presenta el control diseñado a partir del modelo discreto lineal obtenido a partir de los datos reales del filtro. Sin embargo, el control diseñado mediante los datos del fabricante presenta un comportamiento que difiere claramente del modelo real.

3.4. Conclusiones

En este capítulo se ha abordado primeramente el modelado del convertidor con tres topologías diferentes de filtros: L, LC y LCL.

A continuación se han realizado dos propuestas para la identificación del filtro LCL: una basada en identificación paramétrica y otra basada en identificación tipo *black-box*.

La primera de ellas realiza una identificación paramétrica fase a fase, basando su funcionamiento en algoritmos de regresión lineal y modelos ARX. Con ello se obtiene un método sencillo para la identificación de los parámetros L_1 , R_1 , L_2 y R_2 , que, a partir únicamente de las medidas disponibles en la plataforma de control empleada, puede usar datos de funcionamiento tanto en lazo abierto como en lazo cerrado para realizar la identificación. El algoritmo ha mostrado un buen funcionamiento en la identificación de los parámetros del lado de red, presentando una ligera reducción de la calidad de la

identificación en el caso de los parámetros del filtro del lado del convertidor. Esta reducción probablemente se deba al hecho de que la modulación introduce cierto error en la identificación.

La segunda propuesta es emplear métodos de identificación tipo caja negra para la obtención del modelo discreto en ejes dq del convertidor con filtro LCL. En este tipo de modelos, el convertidor se ve como una caja negra, de la que se desconoce su estructura y donde únicamente están accesibles entradas y salidas.

Se han propuesto para ello cuatro algoritmos diferentes: los métodos de subespacios MOESP y N4SID y el algoritmo PEM, en su versión *black-box* y en su versión *grey-box*.

A partir del estudio realizado, el mal funcionamiento que han mostrado los algoritmos PEM *black-box* y MOESP en la mayoría de los casos, recomienda investigar en mayor profundidad su uso y sus posibles mejoras. Los algoritmos N4SID y PEM *grey-box* han mostrado un funcionamiento correcto en la mayoría de los casos, habiéndose comportado de forma ligeramente superior, según los estudios realizados, el primero de ellos. Este hecho, junto con los datos de tiempo de ejecución, hace que el autor de la Tesis se decante por el primero de ellos.

Se ha realizado también un estudio de la conveniencia de según qué tipos de entradas para la obtención de un modelo identificado apropiado para el diseño de controladores. En general, ambos métodos han obtenido resultados muy favorables para las identificaciones realizadas mediante sets de entradas donde \bar{u}_{dq} ha sido excitada de forma persistente.

Con ambos métodos se obtienen modelos en variables de estado y ejes dq que pueden ser empleados directamente para la sintetización de un controlador de corriente multivariable como los que se diseñarán en el Capítulo 5 de esta Tesis.

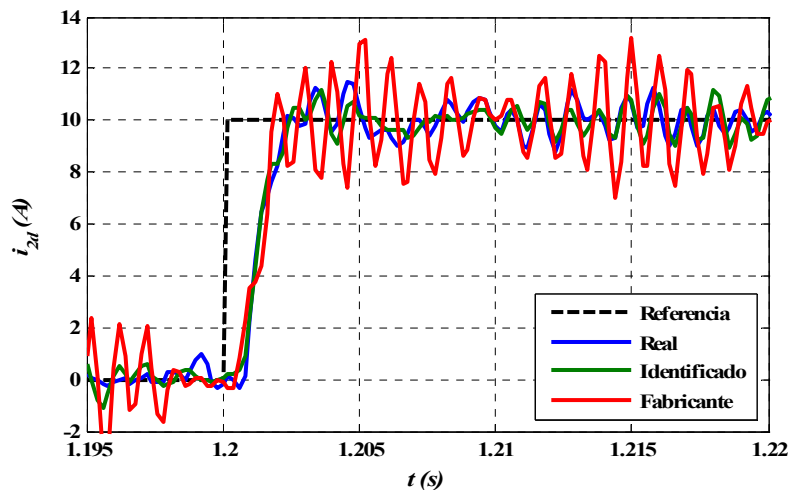


Fig. 3.33. Simulación con modelo no lineal del convertidor del control en lazo diseñado mediante el modelo lineal obtenido a partir de los datos reales del filtro (trazo azul); el modelo identificado mediante el método N4SID, set de entradas C2 (trazo verde); y el modelo lineal obtenido a partir de los datos suministrados por el fabricante (trazo rojo).

4

ESTIMADORES DE ESTADO

En este capítulo de la Tesis se aborda el estudio y diseño de estimadores de estado para la obtención del vector de estado completo, minimizando en lo posible el número de sensores empleados en el sistema de control multivariable.

4.1. Introducción

El incremento de los costes asociados con la necesidad de medir el vector de estado completo cuando se trabaja con controladores multivariable puede ser fácilmente evitado o reducido con el uso de estimadores de estado. Un estimador —u observador— para un sistema dinámico $S(x, y, u)$ con vector de estado x , vector de salida y y vector de entrada u es aquel sistema dinámico $\hat{S}(\hat{x}, \hat{y}, u)$ con la propiedad de que el vector de estado \hat{x} del observador \hat{S} converge al vector de estado x del proceso S , independientemente de la entrada u o el estado x [Levine 96].

Los primeros pasos para el desarrollo de la teoría de estimación fueron dados, aparentemente, por los estudios de astronomía, donde mediante el uso de datos de observaciones telescópicas se estudió el movimiento de los cuerpos celestes [Sorenson 70]. El primer método empleado para realizar una estimación óptima a partir de datos contaminados con ruido sería el método de los mínimos cuadrados [Grewal 01], cuyo formulación se atribuye generalmente a Carl Friedrich Gauss en 1795, pero que no sería publicado por el alemán hasta el año 1809 dentro de su obra “*Theoria motus corporum coelestium in sectionibus conicis solem ambientium*”. No obstante, la primera publicación donde se detalla el método de mínimos cuadrados se debe al francés Adrien-Marie Legendre en el año 1805, lo que supondría una agria disputa sobre la autoría del método entre ambos matemáticos [Ross 05]. Gauss

emplearía en 1801 el método de los mínimos cuadrados para determinar correctamente la órbita de Ceres, el cual había sido perdido de vista tras su descubrimiento por el astrónomo italiano Giuseppe Piazzi a principios de ese mismo año. Piazzi había publicado los datos de sus observaciones con la esperanza de que algún otro científico fuera capaz de determinar la trayectoria. Tras unos meses de la aparición de la publicación, Gauss le prestaría atención y en un corto espacio de tiempo publicó, sin detallar el método empleado, la predicción de la órbita correspondiente al mes de Diciembre que ayudaría a Piazzi a localizar de nuevo el —considerado por aquel entonces— asteroide el 31 de diciembre de 1801 [Grewal 01].

Kolmogórov en 1941 y Wiener en 1942 desarrollaron de forma independiente el estimador lineal de mínimo error cuadrático medio [Sorenson 70], también conocido generalmente como filtro de Wiener. Este estaba restringido únicamente a señales escalares estacionarias y ruido, siendo la solución obtenida mediante él no recursiva, de forma que el filtro necesita almacenar todos los datos pasados de la observación [Moreno 09].

El artículo seminal del filtro de Kalman (KF – *Kalman Filter*) publicado en 1960 [Kalman 60a], reformulaba el problema de Wiener [Gelb 74] y proponía una nueva solución basada en la transición de estados, evitando así las limitaciones estacionarias del filtro de Wiener y proporcionando un algoritmo más adecuado para ser implementado en ordenadores [Moreno 09]. El filtro encontraría el impulso en su aplicación tras una visita de Kalman a Stanley F. Schmidt en el Centro de Investigación AMES de la NASA [McGee 85]. Schmidt vislumbró la posible aplicación de la reciente propuesta de Kalman sobre la estimación de trayectoria y el problema de control en el programa Apolo, siendo finalmente incluido en el sistema de guiado de a bordo de la nave [Grewal 01].

En la misma década, David G. Luenberger formularía la noción de un observador para reconstruir el vector de estado de un sistema dinámico lineal observable a partir de medidas exactas de la salida, es decir, un observador determinístico [Gelb 74]. El observador Luenberger sería primeramente propuesto y desarrollado en [Luenberger 64] y más ampliamente estudiado en [Luenberger 66]. En general, los observadores Luenberger presentan un diseño relativamente simple, siendo ste uno de sus principales atractivos [Luenberger 71].

El uso de observadores determinísticos ha sido comúnmente empleado en el control de máquinas, pero su uso en convertidores conectados a red no ha sido tan extendido y existe cierta heterogeneidad entre las diferentes propuestas que se han venido realizando [Mariethoz 09][Lee 10][Saritha 07]. Trabajando en entornos industriales, las señales medidas podrían estar fácilmente contaminadas con ruido aditivo. Los observadores determinísticos, que son generalmente diseñados para que presenten una respuesta de tipo *dead beat*, difícilmente podrán filtrar el posible ruido presente en las medidas, obteniendo por tanto estimaciones del vector de estado erróneas. Trabajando con sistemas lineales y asumiendo ciertas presunciones sobre el posible ruido en el sistema a controlar, el estimador de estado óptimo resulta ser el filtro de Kalman. Las aplicaciones de este en el campo de la electrónica de potencia han sido diversas [Moreno 09], *e.g.* ha sido utilizado para estimar la frecuencia fundamental de la red [Zadeh 10][Cardoso 08], la medida de armónicos [Bolsens 06][Moreno 07], detección de perturbaciones en la red [Barros 06] [Liserre 06c], o la estimación de variables del modelo [Salvatore 10][Ahmed 09].

La próxima sección repasa algunos de los conceptos básicos relativos a la estimación del vector de estado. En el apartado 4.3 se aborda el diseño de los estimadores determinísticos, también llamados Luenberger. A continuación, en el apartado 4.4, se presenta el filtro de Kalman, más concretamente

en su formulación de 2 etapas. El apartado 4.5 del capítulo discute sobre su implementación y diseño, proponiendo finalmente el uso del denominado Steady-State Kalman Filter, implementación que simplifica la complejidad del diseño. En el apartado 4.6 se propone un criterio de diseño para elección de las matrices de covarianza del filtro de Kalman. El apartado 4.7 presenta un estudio de la robustez de los tres estimadores propuestos —observador Luenberger predictivo, observador Luenberger actualizado y SSKF— ante variaciones o errores de modelado en los parámetros del filtro y ruido en las señales de medida. El capítulo concluye con el apartado 4.8 donde se exponen las conclusiones.

4.2. Conceptos básicos

4.2.1. Observabilidad.

La definición formal de observabilidad para un sistema lineal en tiempo discreto dice que un sistema discreto es observable, si, para cualquier estado inicial $x(0)$ y un tiempo final k , el estado inicial $x(0)$ puede ser determinado únicamente a partir de la información de $u(i)$ e $y(i)$ para todo $i \in [0, k]$ [Simon 06].

Si un sistema es observable, el estado inicial puede ser establecido. Y si el estado inicial puede ser determinado, entonces cualquier estado entre el tiempo inicial y el final puede ser determinado.

En un sistema discreto LTI de n estados

$$\begin{aligned}x_k &= Ax_{k-1} + Bu_{k-1} \\y_k &= Cx_k\end{aligned}\tag{4.1}$$

se dice que el sistema es observable, si y sólo si [Simon 06]:

- Definiendo la matriz de observabilidad como

$$Q = \begin{bmatrix} C \\ CA \\ \vdots \\ CA^{n-1} \end{bmatrix}\tag{4.2}$$

el rango de Q es igual a n .

- El Gramiano de observabilidad

$$\sum_{i=0}^k (F^i)^T H^T H F^i\tag{4.3}$$

es definido positivo para cualquier $k \in (0, \infty)$.

- La ecuación en diferencia de Lyapunov

$$\begin{aligned}W_k &= 0 \\W_i &= F^T W_{i+1} F + H^T H\end{aligned}\tag{4.4}$$

posee una solución W_0 definida positiva para cualquier $k \in (0, \infty)$. Esto se llama también ecuación de Stein.

Si un sistema es observable y estable, entonces es también detectable. Si un sistema no es observable o es inestable, entonces se dice que es detectable si sus estados no observables son estables [Simon 06].

4.2.2. Principio de separación y principio de dualidad

a) Principio de separación

El principal uso de los estimadores es la estimación del vector de estado para su uso en el control por realimentación, Fig. 4.1a.

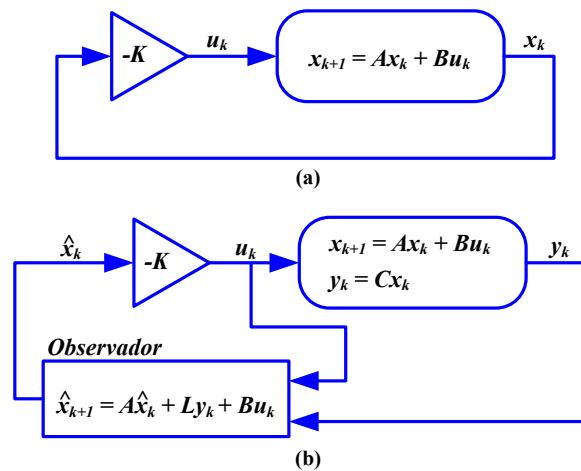


Fig. 4.1. (a) Control por realimentación completa del vector de estado. (b) Control por realimentación completa del estado y observador de estado de orden completo.

En un sistema lineal como el que se muestra en la Fig. 4.1.a, con un control diseñado bajo la asunción de una realimentación del vector de estado completo, la entrada del sistema es determinada como

$$u(k) = -Kx(k) \quad (4.5)$$

Cuando el estado $x(k)$ no es medible directamente, se emplea un observador de estado (Fig. 4.1.b) y el estado estimado $\hat{x}(k)$ se usa en la realimentación en lugar de $x(k)$. El control se implementa entonces como

$$u(k) = -K\hat{x}(k) \quad (4.6)$$

Se define el error de estimación como la diferencia entre el vector de estado del sistema y el vector de estado del observador:

$$e(k) = x(k) - \hat{x}(k) \quad (4.7)$$

Y el residuo como la diferencia entre la salida de la planta y la salida del controlador:

$$r(k) = y(k) - C\hat{x}(k) \quad (4.8)$$

Cuando se emplea un estimador, la dinámica en lazo cerrado del sistema viene dada en parte por

$$x(k+1) = Ax(k) - BK\hat{x}(k) = Ax(k) - BK[x(k) - e(k)] \quad (4.9)$$

$$x(k+1) = (A - BK)x(k) + BKe(k) \quad (4.10)$$

Esta ecuación, junto con la ecuación de la propagación del error, define la dinámica completa del sistema en lazo cerrado. Cuando se emplea un observador de orden completo:

$$e(k+1) = (A - LC)e(k) \quad (4.11)$$

La dinámica en lazo cerrado completa viene determinada por:

$$\begin{bmatrix} x(k+1) \\ e(k+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A - BK & BK \\ 0 & A - LC \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x(k) \\ e(k) \end{bmatrix} \quad (4.12)$$

$$\begin{bmatrix} \lambda I - A + BK & -BK \\ 0 & \lambda I - A + LC \end{bmatrix} = 0 \quad (4.13)$$

Los autovalores en lazo cerrado del sistema completo viene dado por

$$|\lambda I - A + BK| |\lambda I - A + LC| = 0 \quad (4.14)$$

Es decir, los autovalores del controlador

$$|\lambda I - A + BK| = 0 \quad (4.15)$$

Y los autovalores del observador

$$|\lambda I - A + LC| = 0 \quad (4.16)$$

Esto es una afirmación del principio de separación, que permite diseñar el observador y el control de realimentación del vector de estado de forma independiente, con la certeza de que los polos en lazo cerrado del sistema serán los polos escogidos para el sistema realimentado y aquellos seleccionados para el observador [Ogata 95].

Es importante recalcar, sin embargo, que el principio de separación se aplica únicamente cuando el modelo del proceso usado en el observador coincide exactamente con la dinámica actual del proceso físico. No es posible cumplir con este requerimiento en la práctica y, por lo tanto, el principio de separación es una aproximación en el mejor de los casos [Levine 96].

b) Principio de dualidad

Una de las contribuciones más importantes de Kalman fue el principio de dualidad [Kalman 60b]. Este establece que el sistema S_1 definido según

$$\mathcal{S}_1 \begin{cases} x(k+1) = Gx(k) + Hu(k) \\ y(k) = Cx(k) \end{cases} \quad (4.17)$$

es completamente controlable/observable, si y sólo si, el sistema \mathcal{S}_2 definido según

$$\mathcal{S}_2 \begin{cases} \hat{x}(k+1) = G^* \hat{x}(k) + C^* \hat{u}(k) \\ \hat{y}(k) = H^* \hat{x}(k) \end{cases} \quad (4.18)$$

es completamente observable/controlable.

4.2.3. Filtrado versus Predicción

Kalman fue de los primeros en diferenciar entre el problema de predicción y el problema de filtrado [Kalman 60a], empleando el termino unificado estimación para referirse a ambos casos.

Teixeira, en [Teixeira 08], clarifica la diferencia entre ambos estimadores, definiendo en primer lugar los problemas de predicción y filtrado para sistemas lineales. Para ello, parte del modelo determinístico del proceso en tiempo discreto

$$\begin{aligned} x_{k+1} &= Gx_k + Hu_k \\ y_k &= Cx_k \end{aligned} \quad (4.19)$$

El problema de predicción consiste en encontrar una estimación de estado \hat{x}_{k+1} dadas las medidas pasadas y_1, \dots, y_k . Mientras que el problema de filtrado estriba en encontrar \hat{x}_{k+1} a partir de las medidas pasadas y actual y_1, \dots, y_{k+1} . Otra forma de verlo es considerando el sistema en el instante k , el predictor realizaría la estimación del estado futuro \hat{x}_{k+1} , en función de la estimación \hat{x}_k , corregida con la medida actual y_k . Por el contrario, el filtro lleva a cabo la estimación del estado \hat{x}_k , en función de la estimación anterior \hat{x}_{k-1} corregida con la medida actual y_k .

Bajo la asunción de la hipótesis Gaussiana, la solución óptima recursiva al problema de predicción viene dada por el predictor de Kalman (KP), mientras que la solución óptima recursiva al problema de filtrado viene dada por el filtro de Kalman (KF) [Teixeira 08].

4.2.4. Otras consideraciones

a) Estimadores determinísticos versus estocásticos

Por estimador determinístico —*i.e.* los observadores Luenberger que se desarrollarán en la próxima sección— se entiende aquel que emplea el modelo determinístico de la planta, así como medidas exactas en las señales observadas, para obtener una estimación del vector de estado.

Sin embargo, existen, a priori, tres razones básicas por las cuales un sistema determinístico no puede proporcionar una estimación correcta bajo ciertas circunstancias [Maybeck 79]:

- El modelado matemático de los sistemas no es perfecto.

- Los sistemas dinámicos no están sometidos únicamente por las señales de control, sino que también se ven bajo la influencia de perturbaciones que, generalmente, ni pueden ser controladas ni modeladas de forma determinística.
- Los sensores no proporcionan medidas exactas, sino que añaden también su propia dinámica, así como posibles distorsiones. Adicionalmente, la medida de estos dispositivos puede estar contaminada con ruido.

Los estimadores estocásticos —*i.e.* el filtro de Kalman— combinan la información relativa a la dinámica de la planta; la información probabilística relativa a las perturbaciones estocásticas que influyen sobre las variables de estado de la planta, así como aquellas que relacionan el ruido de medida que corrompen las medidas del sensor; y el control determinístico [Levine 96].

Un modelo lineal, contaminado con ruido aditivo blanco Gaussiano, es la opción más común para representar el efecto de la aleatoriedad en los sistemas de control, siendo la base para el filtro de Kalman, así como para el regulador LQG [Levine 96]. Aunque ningún sistema es realmente lineal y ningún ruido es realmente blanco, son varias las razones por las cuales se emplean de forma tan común los sistemas lineales empleando el ruido blanco como modelo de aleatoriedad [Levine 96]. Una de ellas es que el modelo resultante es relativamente elemental y de fácil manejo. Por otro lado, un gran número de procesos estocásticos pueden ser representados como la salida de un sistema lineal conducido por ruido blanco.

b) Estimadores extendidos

Los estimadores extendidos, el filtro de Kalman extendido (EKF – *Extended Kalman Filter*) y el observador Luenberger extendido (ELO – *Extended Luenberger Observer*), son estimadores no lineales, aplicables a sistemas no lineales variantes en el tiempo [Vas 98]. Estocásticos en el caso del EKF. Determinísticos en el caso del ELO. Los estimadores extendidos pueden ser empleados para proporcionar tanto la estimación del vector de estado como la estimación de los parámetros del modelo del sistema [Price 82].

Fue Schmidt [McGee 85] quien introdujera el EKF —denominado filtro de Kalman-Schmidt en sus inicios— para sistemas no lineales [Grewal 01]. El algoritmo es una interesante mezcla de dinámicas lineales y no lineales [Speyer 08]. La idea general es relinealizar el sistema en cada iteración empleando el valor estimado del vector de estado. Las predicciones del vector de estado y las medidas se realizan mediante las ecuaciones no lineales del sistema, sin embargo, la matriz de covarianza se obtiene mediante la linealización de las ecuaciones dinámicas no lineales evaluadas en torno al valor del vector de estado.

El observador determinístico extendido para aplicaciones en sistemas no lineales fue primeramente definido [Price 82] por Ueda *et al.* [Ueda 75] y Tsuji *et al.* [Tsuji 77]. En cada instante del periodo de muestreo se discretiza la ecuación diferencial no lineal de propagación del estado mediante series de Taylor respecto al último valor estimado. Asimismo, se linealiza también la ecuación de salida no lineal respecto al valor estimado. A ambas ecuaciones linealizadas se les aplica la teoría de observadores lineales. El ELO resulta ser una solución alternativa para implementaciones en tiempo real en sistemas industriales, ya que su sencillez algorítmica y su facilidad de ajuste pueden suponer ciertas ventajas sobre el EKF convencional [Vas 98].

4.3. Estimadores Determinísticos

4.3.1. Observador Luenberger predictivo

En el caso del observador Luenberger predictivo, cuya estructura se muestra en la Fig. 4.2, la dinámica viene determinada por:

$$\hat{x}_{k+1} = G\hat{x}_k + Hu_k + K_e r_k = G\hat{x}_k + Hu_k + K_e [y_k - \hat{y}_k] \quad (4.20)$$

donde K_e es la matriz de ganancia de realimentación del estimador. Reorganizando la ecuación (4.20) se puede reescribir en la forma:

$$\hat{x}_{k+1} = (G - K_e C)\hat{x}_k + Hu_k + K_e y_k \quad (4.21)$$

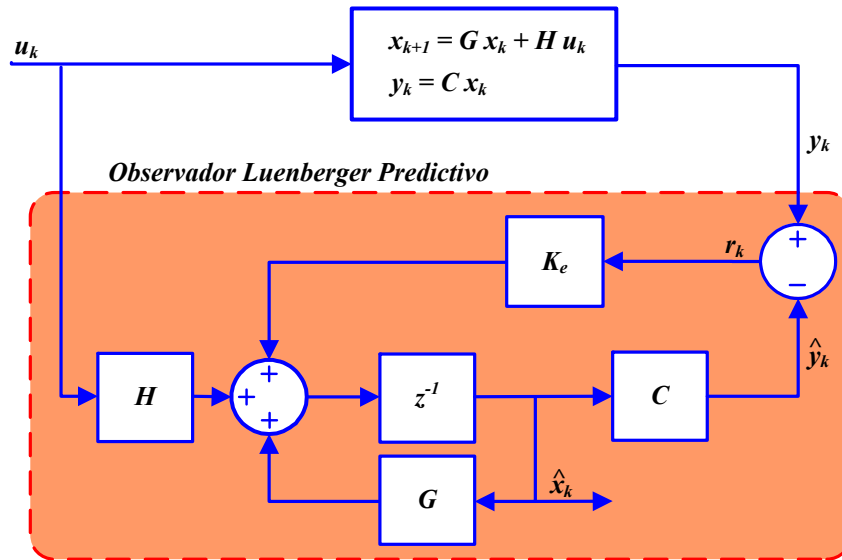


Fig. 4.2. Diagrama de bloques del observador Luenberger predictivo.

Si se define el error de estimación como:

$$e_k = x_k - \hat{x}_k \quad (4.22)$$

A partir de las ecuaciones anteriores se llega al modelo dinámico del error de estimación, que se puede escribir como:

$$e_{k+1} = (G - K_e C) e_k \quad (4.23)$$

Si la matriz $(G - K_e C)$ es estable, el error de estimación convergerá a cero, *i.e.* \hat{x}_k convergerá al valor de x_k para cualquier $x(0)$ y $\hat{x}(0)$.

4.3.2. Observador Luenberger actualizado

Las ecuaciones que definen la dinámica del observador Luenberger actualizado, cuya estructura se muestra en la Fig. 4.3, son:

$$\begin{cases} \hat{x}_{k+1} = \tilde{x}_{k+1} + K_e r_{k+1} = \tilde{x}_{k+1} + K_e (y_{k+1} - C\tilde{x}_{k+1}) \\ \tilde{x}_{k+1} = G\hat{x}_k + H u_k \end{cases} \quad (4.24)$$

El proceso de estimación en el observador Luenberger actualizado está conformado por dos etapas: una primera etapa de predicción, donde se determina \tilde{x}_{k+1} , que es una aproximación del vector de estado x_{k+1} obtenida a partir de la información contenida en x_k y u_k ; y una segunda etapa de corrección o actualización, donde se usa el valor del vector de salida y_{k+1} para mejorar la estimación \tilde{x}_{k+1} , obteniendo el vector de estado estimado \hat{x}_{k+1} .

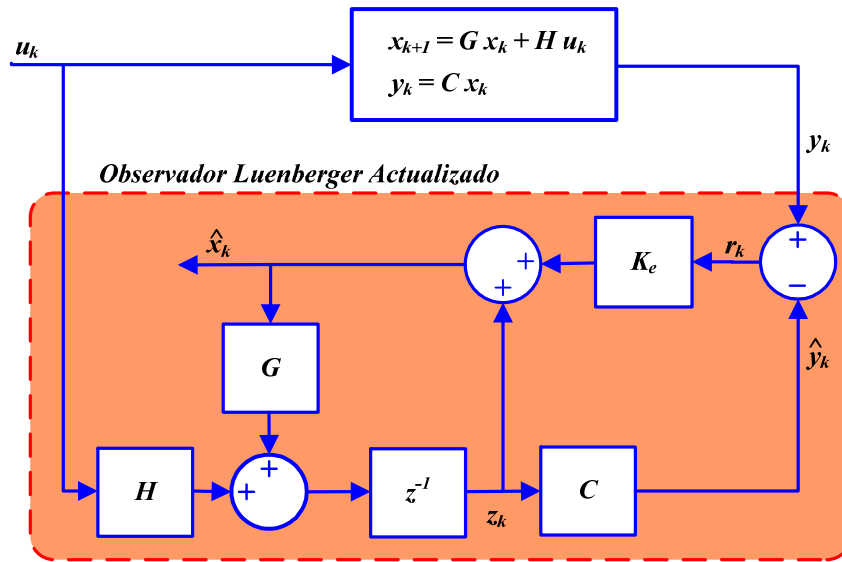


Fig. 4.3. Diagrama de bloques del observador Luenberger actualizado.

Definiendo el error de estimación como:

$$e_k = x_k - \hat{x}_k \quad (4.25)$$

A partir de (4.24) y (4.25) se puede llegar a la ecuación dinámica que gobierna el error de estimación:

$$e_{k+1} = (G - K_e C G) e_k \quad (4.26)$$

La convergencia del error, y por lo tanto la convergencia de \hat{x}_k a x_k para cualquier valor de $x(0)$ y $\hat{x}(0)$, se asegura si la matriz $(G - K_e C G)$ es estable.

4.3.3. Cálculo de la ganancia de los observadores Luenberger

Los autovalores de $(G - K_e C)$ —en el caso de observador predictivo— y de $(G - K_e CG)$ —en el caso del observador actualizado— han de seleccionarse de forma que la respuesta del observador sea cuatro o cinco veces más rápida que la de la planta en lazo cerrado, o incluso, en algunas aplicaciones, se puede seleccionar una respuesta tipo *dead beat* [Ogata 95].

La matriz K_e se emplea como término de corrección al modelo de la planta, teniendo en cuenta las posibles incógnitas en ella. Si estas son grandes, la señal de realimentación a través de K_e debiera ser relativamente grande. Sin embargo, en el caso de ruido de medida o perturbaciones considerables en las señales de salida, esta no es fiable y la señal realimentada a través de K_e habría de ser relativamente pequeña. De forma práctica, la elección de K_e resulta ser un compromiso entre la velocidad de respuesta del observador y la sensibilidad a perturbaciones y ruidos [Ogata 95].

4.4. Filtro de Kalman

El origen del filtro de Kalman, como se comentó anteriormente, se encuentra en la década de los sesenta, cuando fue desarrollado para solucionar el problema de la navegación de cohetes dentro del programa Apolo [Simon 01]. Desde entonces, su uso como estimador de variables se ha visto extendido a un amplio número de aplicaciones.

4.4.1. Filtro de Kalman formulado en 2 etapas

Considerando el siguiente sistema LTI

$$\begin{cases} \vec{x}_{k+1} = G\vec{x}_k + H\vec{u}_k + \vec{w}_k \\ \vec{y}_k = C\vec{x}_k + \vec{v}_k \end{cases} \quad (4.27)$$

donde el vector de ruido del proceso, \vec{w}_k , y el vector de ruido de medida, \vec{v}_k , son ruidos blancos, de media cero e incorrelados; y presentan como matrices de covarianza W y V , respectivamente.

El filtro de Kalman se puede enunciar en forma de dos etapas [Teixeira 08]. Durante la primera etapa, el paso de predicción (*forecast* en inglés, de ahí el superíndice f), la información del modelo es utilizada para predecir la estimación del vector de estado x_{k+1}^f .

$$\vec{x}_{k+1}^f = G \vec{x}_k^{da} + H \vec{u}_k \quad (4.28)$$

$$P_{k+1}^f = G P_k^{da} G^T + W \quad (4.29)$$

A continuación, durante la etapa de asimilación de datos (*data-assimilation* en inglés, de ahí el superíndice da), las medidas son aplicadas para corregir la estimación previa, dando como resultado la estimación de estado corregida x_{k+1}^{da} .

$$L_{k+1} = P_{k+1}^f C^T (C P_{k+1}^f C^T + V)^{-1} \quad (4.30)$$

$$x_{k+1}^{da} = x_{k+1}^f + L_{k+1}(y_{k+1} - C x_{k+1}^f) \quad (4.31)$$

$$P_{k+1}^{da} = (I - L_{k+1}C)P_{k+1}^f \quad (4.32)$$

donde L_{k+1} es la ganancia de Kalman. El estado estimado y la matriz de covarianza del error de estimación son, respectivamente:

$$\hat{x}_{k+1} \triangleq x_{k+1}^{da} \triangleq E[x_{k+1} | \mathcal{Y}_1, \dots, \mathcal{Y}_{k+1}] \quad (4.33)$$

$$P_{k+1} \triangleq P_{k+1}^{da} \triangleq E[(x_{k+1} - \hat{x}_{k+1})(x_{k+1} - \hat{x}_{k+1})^T] \quad (4.34)$$

donde $E[\cdot]$ es la esperanza matemática.

4.4.2. Influencia de las matrices de covarianza W y V

Las expresiones formales para el filtro de Kalman, ecuaciones (4.28)-(4.32), incluyen las matrices de covarianza W y V , que pueden verse durante la fase del diseño como dos matrices de pesos que representan, desde el punto de vista práctico, los grados de libertad en el diseño del filtro de Kalman.

La matriz V representa la cantidad —covarianza— de ruido presente en las señales medidas del proceso —salida—. Los valores de V pueden ser, por lo tanto, obtenidos a partir de un modelado del ruido en las señales de medida. De acuerdo con las asunciones a priori del filtro de Kalman —inherentes al filtro de Wiener original—, las señales de salida estocásticas están contaminadas con ruido blanco Gaussiano aditivo de una cierta covarianza.

En realidad, en la práctica, es prácticamente imposible tal señal de salida. Las señales medidas en un convertidor de potencia están acompañadas por un ruido resultante de la suma de múltiples fuentes de ruido. El ruido térmico puede ciertamente formar parte de ese conglomerado, pero el resultado ni es Gaussiano ni blanco. Bajo estas circunstancias, el filtro de Kalman es todavía aplicable pero pierde su comportamiento óptimo. Aún así, desde un punto de vista empírico, bajo condiciones de ruido no óptimas, sigue representando un buen criterio de diseño con ciertas ventajas sobre propuestas más clásicas como pueden ser los predictores con comportamiento *dead beat* o los observadores actualizados.

Una solución normalmente satisfactoria es seleccionar la matriz V asumiendo que el ruido es blanco y Gaussiano y emplear métodos de estimación estándar para obtener su varianza.

La elección de W es más compleja. Teóricamente, representa la covarianza estadística de la ecuación de la planta que relaciona la entrada al sistema con el estado. En la práctica resulta excesivamente complejo obtener esos valores. El diseñador, generalmente, puede ser capaz de establecer los límites de la incertidumbre en los parámetros de la planta, y mientras que métodos como el diseño de controladores H_∞ proporcionan un camino para introducir en el diseño estos errores de modelado, en este caso resulta arduo convertir las incertidumbres al modelo estadístico del filtro de Kalman.

El método más factible es, probablemente, tener presentes ciertas reglas prácticas: asignar valores pequeños a \mathcal{W} supone asumir que el proceso de modelado es muy preciso y que las entradas generan respuestas en las salidas —y estados— muy próximas al modelo teórico. Un filtro de Kalman diseñado bajo ese paradigma eliminará de forma muy efectiva el ruido presente en las medidas. Por otro lado, escoger valores muy bajos en \mathcal{W} implicará que los posibles errores de modelado se traducirán en errores de sesgo de valor considerable sobre la estimación de las salidas y los estados. Asignar valores altos a \mathcal{W} supondrá reducir el sesgo ante errores de modelado al precio de reducir el rendimiento como filtro. Por tanto, \mathcal{W} tabula el comportamiento del filtro de Kalman entre operar como estimador de estado o como filtro.

4.5. Implementación del filtro de Kalman

En este subapartado se analiza la complejidad computacional y el número de operaciones atómicas necesarias para llevar a cabo la implementación del filtro de Kalman estándar. Se analiza, también, una aproximación del filtro, el denominado Filtro de Kalman en Régimen Permanente (SSKF – *Steady-State Kalman Filter*), que basa su funcionamiento en fijar la ganancia de Kalman a su valor en régimen permanente. Esta aproximación permite reducir de forma significativa la complejidad computacional del estimador sin mermar su precisión para operaciones en régimen permanente.

4.5.1. Complejidad computacional

Se asume que la arquitectura hardware presenta las siguientes operaciones atómicas: suma, resta, multiplicación y división de valores escalares en coma flotante. Este requerimiento puede no ajustarse completamente a plataformas reales, pero permite fijar un criterio para comparar el coste computacional de los algoritmos.

El filtro de Kalman se ha dividido en cinco pasos, correspondientes a las ecuaciones (4.28) - (4.32). La Tabla 4.I muestra tanto el número de operaciones requeridas, así como la complejidad computacional asintótica de cada paso. Los indicadores computacionales son representados en función de la longitud n del vector de estado, x_k ; la longitud r del vector de entrada, u_k ; y la longitud m del vector de medidas, y_k . El número de operaciones resultantes mostrado en la Tabla 4.I se obtienen teniendo en cuenta el hecho de que las matrices de covarianza son simétricas y que \mathcal{W} y \mathcal{V} son matrices diagonales.

Se hace evidente que la actualización de la ganancia de Kalman es el paso del algoritmo más costoso desde un punto de vista de complejidad computacional, principalmente debido a la inversión matricial que implica, así como a la cantidad de multiplicaciones matriciales que conlleva. Se ha asumido que no se puede encontrar una estructura evidente en las matrices del sistema, que podría permitiría reducir el número de operaciones.

El lazo del filtro de Kalman completo es excesivamente costoso para el hardware escogido en esta Tesis descrito en el Apéndice A —el filtro de Kalman consume al menos un 30% del tiempo de procesado disponible para el controlador—. Por lo tanto se ha preferido emplear un procedimiento simple para aproximar las ecuaciones del filtro de Kalman fijando la ganancia de Kalman a su valor en régimen permanente [Simon 01] [Banfield 95].

TABLA 4.I. COMPLEJIDAD Y NÚMERO DE OPERACIONES DEL FILTRO DE KALMAN

Ec.	Nº de operaciones ($n = 6, m = 2, r = 4$)	Complejidad	
(4.28)	$2n^2 - 2n + 2nr$	108	$O(n^2)$
(4.29)	$3n^3 + n^2/2 + n/2$	669	$O(n^3)$
(4.30)	$4n^2m - 2nm + 3nm^2 - m^2/2 + m/6 + m^3/3$	337	$O(n^2m + m^3 + nm^2)$
(4.31)	$4nm$	48	$O(nm)$
(4.32)	$n^2m - 2n^2 + nm + n + n^3$	234	$O(n^3 + n^2m)$
Total		1294	$O(n^3 + n^2m)$

4.5.2. Steady-State Kalman Filter

Como puede observarse a partir de las ecuaciones del filtro de Kalman, el valor de la ganancia de Kalman, L_k , sigue una evolución predefinida que depende únicamente de las matrices de coeficientes constantes, *i.e.* G , C , P_0 , W y V . Esta evolución conduce a la ganancia de Kalman a un estado permanente.

La ecuación recursiva que rige el valor de P_k^f es la siguiente:

$$P_k^f = GP_k^{da}G^T + W = GP_k^fG^T + W + GP_k^fC^T(CP_k^fC^T + V)^{-1}CP_k^fG^T \quad (4.35)$$

La solución en régimen permanente de la matriz de covarianza, P_∞^f , debe satisfacer la siguiente relación algebraica que resulta ser una ecuación algebraica de Riccati (ARE – *Algebraic Riccati Equation*):

$$P_\infty^f = GP_\infty^fG^T + W + GP_\infty^fC^T(CP_\infty^fC^T)^{-1}CP_\infty^fG^T \quad (4.36)$$

La solución puede ser encontrada aplicando cualquiera de los métodos de resolución de ecuaciones de Riccati disponibles [Arnold 84]. Una vez que se determina la matriz P_∞^f , la ganancia de Kalman en régimen permanente, L_∞ , se encuentra directamente a partir de la siguiente expresión:

$$L_\infty = GP_\infty^fC^T(CP_\infty^fC^T + V)^{-1} \quad (4.37)$$

Si se cumple que el sistema (G, C) es observable y el sistema (G, W) es controlable la ARE tiene solución. En este caso concreto ambos requerimientos se cumplen, siendo:

$$\text{rank}(C^T, G^TC^T, \dots, (G^T)^5C^T) = 6 \quad (4.38)$$

$$\text{rank}(W, G^TW, \dots, (G^T)^5W) = 6 \quad (4.39)$$

El SSKF está de este modo únicamente compuesto por las ecuaciones (4.28) y (4.31):

$$x_{k+1}^f = Gx_k^{da} + H\mu_k \quad (4.40)$$

$$x_{k+1}^{da} = x_{k+1}^f + L_\infty(J_{k+1} - Cx_{k+1}^f) \quad (4.41)$$

La nueva complejidad computacional se muestra en la Tabla 4.II. Se ha reducido en un orden de magnitud el número de operaciones requeridas —de 1294 a 156 operaciones—. La complejidad teórica es ahora cuadrática en n .

TABLA 4. II. COMPLEJIDAD Y NÚMERO DE OPERACIONES DEL SSKF

Ec.	Nº de operaciones ($n = 6, m = 2, r = 4$)		Complejidad
(4.40)	$2n^2 - 2n + 2nr$	108	$O(n^2)$
(4.41)	$4nm$	48	$O(nm)$
	Total	156	$O(n^2 + nm)$

4.5.3. Comparativa entre el filtro de Kalman y el SSKF

Se ha propuesto un simple experimento donde se aplica como referencia al sistema bajo estudio un escalón unitario. Los dos algoritmos, filtro de Kalman y SSKF, se testean bajo las mismas circunstancias y niveles de ruido. Se define el error entre los dos filtros como la variable

$$\varepsilon_k = \left| x_{k,SSKF}^{da} - x_{k,KF}^{da} \right|^2 \quad (4.42)$$

Expresando la norma de la diferencia entre el vector de estado estimado en el SSKF, $x_{k,SSKF}^{da}$, y el vector de estado estimado con el filtro de Kalman regular, $x_{k,KF}^{da}$. Las evoluciones de ε_k y $|L_k - L_\infty|$ frente al número de iteraciones se representan en la Fig. 4.4.

Se puede observar a partir de los resultados obtenidos en el experimento que ambos filtros son muy cercanos uno al otro tras un número limitado de muestras, siendo el valor de la norma (4.42) prácticamente cero tras la iteración 15. Tras un tiempo suficiente, el valor de L_k se aproxima a L_∞ y los dos filtros son prácticamente idénticos. Para operaciones a largo plazo esto es un hecho y por tanto el SSKF es la mejor opción con diferencias despreciables frente al filtro de Kalman. Para $k = 20$ la matriz se puede considerar que está en un punto estable para la precisión en coma flotante.

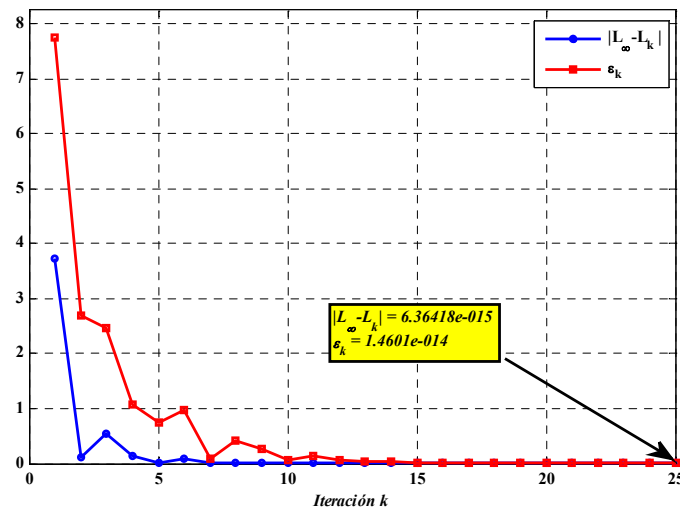


Fig. 4.4. Comparación entre el Filtro de Kalman y el SSKF

4.6. Diseño del Filtro de Kalman: elección de W y V

Con objeto de aportar un criterio para la elección de los parámetros de diseño del KF, *i.e.* las matrices de covarianza W y V , se ha realizado el siguiente estudio de simulación. En este, se considera un error de modelado del 20% en las inductancias del filtro LCL. Las medidas se contaminan con un ruido blanco Gaussiano aditivo con varianza $10 \mathcal{A}^2$. La matriz V se selecciona

de acuerdo a este último valor. Bajo estas condiciones, se ha realizado una tanda de simulaciones variando los valores asignados a la diagonal de la matriz de covarianza W , buscando encontrar la influencia que tiene esta sobre la calidad de la estimación. En la Fig. 4.5 se muestran los resultados del estudio.

La Fig. 4.5 representa en dos gráficas distintas el sesgo y la varianza de la estimación en régimen permanente de la componente d de las distintas variables de estado implicadas en el proceso de control respecto a los valores asignados a la matriz de covarianza W . De forma específica:

Los ejes horizontales de las dos gráficas muestran el valor del parámetro λ , asumiendo que $W = \lambda \cdot I_{6 \times 6}$.

En la gráfica superior de la Fig. 4.5 se representa la magnitud δ_y , que representa la diferencia en régimen permanente, o sesgo, entre el valor real de la componente d del estado y y su estimación mediante el KF, \hat{y} , normalizado respecto al valor de y en régimen permanente.

La gráfica inferior de la Fig. 4.5 representa la desviación estándar en régimen permanente, σ_y , de la estimación \hat{y} , respecto al valor en régimen permanente de y .

De la mera observación de la Fig. 4.5, es posible extraer la conclusión de que reducir el valor asignado al parámetro λ conlleva reducir la varianza del error, al coste de incrementar el valor del sesgo del error de estimación. Por el contrario, aumentar el valor asignado al parámetro λ , acarrea que el sesgo del error de estimación se reduzca, al precio de que la covarianza del error sea mayor.

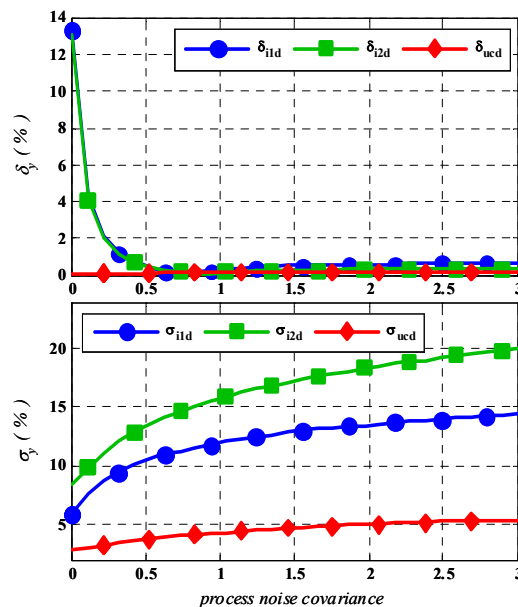


Fig. 4.5. Influencia de la matriz de covarianza del ruido del proceso, W , sobre la estimación en función de λ .

El proceso de diseño consiste, como se puede ver claramente, en elegir una solución de compromiso: robustez en la estimación frente a comportamiento como filtro. En este caso se ha seleccionado $\lambda = 1$, ya que como puede observarse en la Fig. 4.5, este valor minimiza el sesgo en la estimación mientras que mantiene unas características como filtro aceptables.

La Fig. 4.6 muestra los polos en lazo cerrado de un servo-controlador LQ —cuyo diseño se abordará en el siguiente capítulo— y el SSKF en función de $W = \lambda \cdot I_{6 \times 6}$ y $V = \mu \cdot I_{2 \times 2}$. Se puede comprobar en la figura, como las raíces del filtro de Kalman se aproximan a los polos del controlador a medida que μ crece. Lo que significa que un filtro de Kalman diseñado para presentar un comportamiento como filtro muy bueno, podría influenciar en el funcionamiento del controlador, en el hipotético caso de que los polos de este dejaran de ser dominantes. Sin embargo, los polos del filtro de Kalman se alejan de los polos del controlador a medida que λ crece. En este caso, el filtro de Kalman actúa más como un estimador de estado que como un filtro y el funcionamiento del controlador no se ve perturbado.

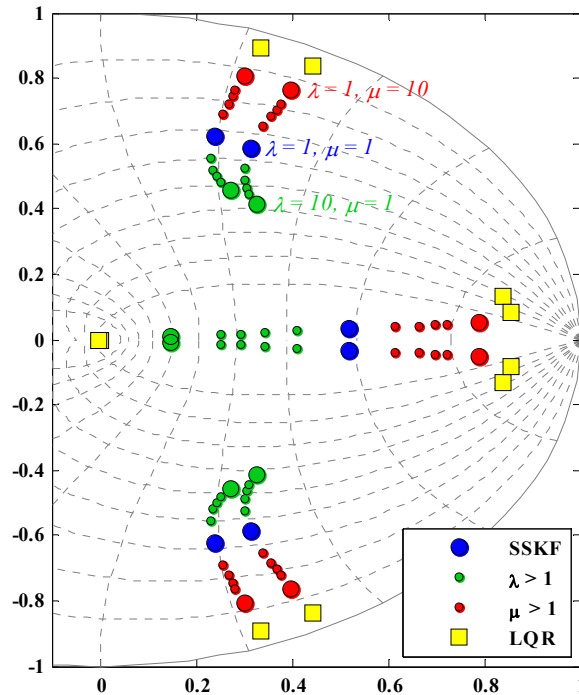


Fig. 4.6. Polos en lazo cerrado del servo-control LQ (cuadrados amarillos) y el SSKF: para $\lambda = 1$ y $\mu = 1$ (círculos azules); para $\lambda > 1$ y $\mu = 1$ (círculos verdes); y para $\lambda = 1$ y $\mu > 1$ (círculos rojos).

4.7. Diseño y evaluación

4.7.1. Diseño de los observadores

En el diseño de los observadores que se va a abordar hay que tener en cuenta tres consideraciones previas:

- La observabilidad del sistema. Tal y como se definió en el apartado 4.2.1, un sistema es observable si el rango de su matriz de observabilidad es igual al número de estados del sistema. En el caso bajo estudio esta condición se cumple.
- Qué hacer con la tensión de red. A efectos de diseño, tal y como se ha establecido en el capítulo 3, la tensión de red ha de considerarse como una perturbación, no siendo considerada para la obtención de las ganancias del controlador. Sin embargo, a efectos de estimación, sí que hay que tener en cuenta el efecto que tiene sobre el sistema,

considerándola como una entrada al observador, empleando por ello en el diseño de los estimadores el modelo en variables de estado completo —ec. (3.28)—.

- Qué hacer con el retardo computacional en la señal de actuación. En el caso de los observadores ha de ser tenido en cuenta. A efectos de esquema, la señal de actuación tendrá un retardo asociado en la entrada del estimador —no así la señal de red—. La Fig. 4.7 muestra el esquema de la implementación de los estimadores incluyendo el retardo. A efectos de programación, esto se modela de forma que en la ejecución número k , la entrada al estimador correspondiente a la tensión de red es la medida al comienzo de la ejecución número k , mientras que la entrada asociada a la señal de actuación es la calculada en la ejecución $k-1$.

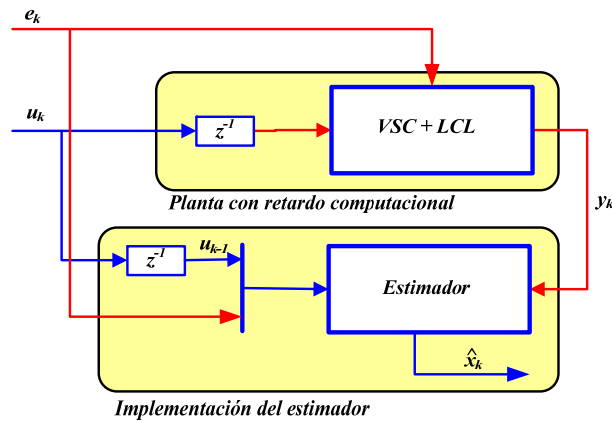


Fig. 4.7. Diagrama de la implementación de los estimadores. Las líneas azules denotan variables internas del algoritmo implementado en el DSP, mientras que las líneas rojas denotan señales físicas medidas o de actuación sobre el convertidor.

Tal y como se verá en los próximos subapartados, la elección de la ubicación de los polos de los estimadores Luenberger es un compromiso entre robustez frente a variaciones o errores de modelado en los parámetros de la planta e inmunidad frente al ruido.

Partiendo de la premisa de que ante un sistema con ruido, la mejor opción entre las propuestas es el filtro de Kalman —en cualquiera de sus implementaciones—, se ha priorizado la robustez de los observadores Luenberger, eligiendo los polos de forma que presenten la respuesta más rápida posible, *i.e.* comportamiento *dead beat*. Para ello, los polos de este han de ubicarse en el origen del plano discreto —o lo más próximo posible—.

Es aquí donde entra en juego la utilidad del principio de dualidad comentado en el subapartado 4.2.2, resultando la obtención de las ganancias K_e de los estimadores similar a la forma de obtener las ganancias en los controladores. En el caso de los observadores Luenberger esto se realiza mediante la función *place*(\cdot) de MATLAB®. Para una ubicación de polos deseada ρ_{obs} , la orden para el diseño del observador predictivo es:

$$K_e = \text{place}(G^T, C^T, \rho_{obs})^T \quad (4.43)$$

Para una ubicación de los polos

$$\rho_{obs} = (0, 0, 10^{-3}, 10^{-3}, 2 \cdot 10^{-3}, 2 \cdot 10^{-3}) \quad (4.44)$$

la matriz de ganancia del estimador Luenberger predictivo, K_e , que se obtiene es

$$K_e = \begin{bmatrix} 0,247 & -0,016 & 1,737 & -0,109 & 2,444 & -0,156 \\ 0,016 & 0,247 & 0,109 & 1,737 & 0,156 & 2,444 \end{bmatrix}^T \quad (4.45)$$

En el caso del observador actualizado:

$$K_e = \text{place}(G^T, (CG)^T, \rho_{obs})^T \quad (4.46)$$

De forma que la matriz de ganancia del observador obtenida mediante la ubicación de los polos según (4.44) es

$$K_e = \begin{bmatrix} 0,679 & -0,001 & 1 & 0 & 13,906 & -0,002 \\ 0,001 & 0,679 & 0 & 1 & 0,002 & 13,906 \end{bmatrix}^T \quad (4.47)$$

Para la obtención de la matriz de ganancia del SSKF, L_{ss} , se emplea la función de MATLAB® $\text{kalmd}(\cdot)$. La matriz de covarianza del ruido del proceso se ha fijado acorde a las conclusiones extraídas del apartado 4.6, $\lambda = 1$, siendo $W = \lambda \cdot I_{6 \times 6}$. En la matriz de covarianza del ruido de medida se ha fijado $\mu = 1$, siendo $V = \lambda \cdot I_{2 \times 2}$.

La matriz de ganancia del SSKF es

$$L_{ss} = \begin{bmatrix} 0,167 & 0 & 0,761 & 0 & 3,222 & 0 \\ 0 & 0,167 & 0 & 0,761 & 0 & 3,222 \end{bmatrix}^T \quad (4.48)$$

4.7.2. Evaluación de los estimadores

En la Fig. 4.8 se muestra una comparación entre implementaciones del Filtro de Kalman y los observadores Luenberger. Los estimadores a comparar son el filtro de Kalman convencional; el SSKF; un filtro de Kalman prefijado (PKF – *Preset Kalman Filter*), donde se han calculado previamente el valor de las ganancias para 20 iteraciones, que se almacenan en la memoria del DSP; el observador Luenberger predictivo; y el observador Luenberger actualizado. Se toma como referencia el tiempo de cómputo, así como el uso de recursos del SSKF. Los estimadores se comparan en términos de tiempo de ejecución (t_{exec}) y ocupación de memoria en el DSP ($M.R.$). Puede observarse como los requerimientos del SSKF son similares a los de los estimadores Luenberger, siendo por tanto el SSKF la solución de compromiso en entornos donde el sistema esté expuesto a ruido.

A continuación se ha llevado a cabo un estudio de la robustez de los observadores Luenberger y el filtro de Kalman ante dos tipos de situaciones: variaciones o errores de modelado en los parámetros del filtro y de la red y ante ruido en las señales medidas, bien de conmutación, bien aditivo blanco Gaussiano.

Para el estudio del comportamiento de los estimadores ante incertidumbres en el modelado o variaciones paramétricas de la planta se ha empleado como índice de calidad el error relativo medio — o sesgo — de estimación, definido para los estados correspondientes a las corrientes como

$$\eta^i(k) = \frac{|i_{2d}(k) - \hat{i}_{2d}(k)|}{|i_{2d}(k)|} \quad (4.49)$$

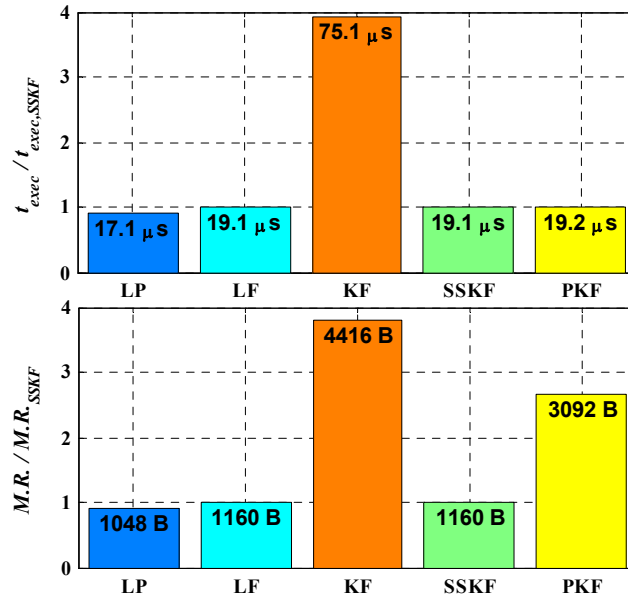


Fig. 4.8. Comparativa del tiempo de ejecución (t_{exec}) y la ocupación de memoria (M.R.) entre el filtro de Kalman; el Filtro de Kalman preñado (PKF); el SSKF; el observador Luenbergre predictivo (LP); y el observador Luenbergre actualizado (LF).

En el caso de los estados asociados a la tensión en los condensadores del filtro, el error relativo medio empleado se ha definido como

$$\eta^u(k) = \frac{|u_{ad}(k) - \hat{u}_{ad}(k)|}{E_m} \quad (4.50)$$

con $E_m = \sqrt{3} \cdot 230$ V

En el estudio del comportamiento de los diversos estimadores ante ruido en las señales medidas, se ha empleado la varianza del error absoluto de estimación, definido para todos los estados de la planta como

$$\varepsilon = i_{2d}(k) - \hat{i}_{2d}(k) \quad (4.51)$$

En la Tabla 4.III se resumen las conclusiones obtenidas del estudio de los tres estimadores ante errores de modelado y ruido en el sistema. La tabla muestra la influencia sobre la robustez de los parámetros de diseño de los estimadores bajo circunstancias de errores de modelado o ruido en el sistema. Como resultados se indica qué acción ejercida sobre el parámetro de diseño contribuye a aumentar la robustez, entendiendo por esta la reducción del error medio de estimación cuando se considera un error de modelado y la reducción de la varianza del error de estimación cuando se considera ruido en las señales medidas. Como parámetro de diseño de los observadores Luenberger se ha considerado el tiempo de convergencia de los estimadores (t_{conv}). En el caso del filtro de Kalman, los parámetros de diseño considerados son las ya consabidas matrices de covarianza \mathcal{W} y \mathcal{V} .

TABLA 4.III. ESTUDIO DE LA ROBUSTEZ DE LOS ESTIMADORES PROPUESTOS ANTE ERRORES DE MODELADO O RUIDO EN EL SISTEMA. SE MUESTRA LA ACCIÓN SOBRE LOS PARÁMETROS DE DISEÑO QUE CONTRIBUYE A AUMENTAR LA ROBUSTEZ EN LA ESTIMACIÓN.

<i>Mayor robustez ante:</i>	<i>Observadores Luenberger</i>		<i>Filtro de Kalman</i>	
	<i>Predictor</i>	<i>Actualizado</i>	<i>Matriz W</i>	<i>Matriz V</i>
ΔL ($L = L_1 + L_2$)	$\Delta t_{comp} \downarrow$	$\Delta t_{comp} \downarrow$	$\Delta W \uparrow$	$\Delta V \downarrow$
ΔL_2	$\Delta t_{comp} \downarrow$	$\Delta t_{comp} \downarrow$	$\Delta W \uparrow$	$\Delta V \downarrow$
ΔR ($R = R_1 + R_2$)	$\Delta t_{comp} \downarrow$	$\Delta t_{comp} \downarrow$	$\Delta W \uparrow$	$\Delta V \downarrow$
$\Delta \omega_1$	$\Delta t_{comp} \downarrow$	$\Delta t_{comp} \downarrow$	$\Delta W \uparrow$	$\Delta V \downarrow$
<i>Ruido de conmutación</i>	$\Delta t_{comp} \uparrow$	$\Delta t_{comp} \uparrow$	$\Delta W \downarrow$	$\Delta V \uparrow$
<i>Ruido Gaussiano</i>	$\Delta t_{comp} \uparrow$	$\Delta t_{comp} \uparrow$	$\Delta W \downarrow$	$\Delta V \uparrow$

a) Errores de modelado

A tenor de los resultados obtenidos, ambos observadores Luenberger presentan mayor robustez frente a errores de modelado a medida que se diseñan para que resulten más rápidos.

En algunos casos concretos, alguna de las variables de estado presenta un comportamiento anómalo respecto al resto de variables de estado, contradiciendo esta conclusión. Sin embargo, el error de estimación que presentan las variables fuera de la norma ha sido de orden inferior al sesgo de las variables que se ajustan al comportamiento observado típico.

Por ejemplo, en el estudio de la robustez frente a variaciones en L , el observador Luenberger actualizado presenta resultados que pueden considerarse como contradictorios dependiendo de la variable de estado estudiada. Aumentar la velocidad de convergencia tiene como efecto reducir el sesgo en las variables i_{1q} y u_{cd} . Sin embargo, en el caso de i_{1d} y u_{eq} la conclusión que se obtiene es la opuesta. Analizando los márgenes en los que se mueve el error, el error en i_{1d} y u_{eq} para cualquiera de los casos es menor que el error presente en i_{1q} y u_{cd} , por tanto, en busca de la solución de compromiso durante la fase de diseño, sería interesante primar la velocidad en la respuesta del estimador.

Como criterio de diseño se ha intentado priorizar la robustez de aquellas variables cuyo sesgo en la estimación sea mayor.

En el caso del SSKF, este gana en robustez a medida que se incrementa el valor de los coeficientes de W o se reduce el valor de los coeficientes de V . Como en el caso anterior, aparecen ciertos comportamientos en las variables de estado que contradicen esta conclusión. Sin embargo, siguiendo la misma metodología empleada en el análisis de la respuesta del estimador Luenberger actualizado, la solución de compromiso seguiría siendo considerar el estimador como más robusto a medida que se incrementa el valor de los coeficientes de W o se reduce el valor de los coeficientes de V .

b) Ruido en el sistema

Según los resultados obtenidos, los estimadores Luenberger se hacen más vulnerables al ruido, tanto de conmutación como Gaussiano, a medida que aumentamos su velocidad de convergencia.

En el caso del SSKF, la inmunidad a ambos ruidos decrece a medida que se aumenta el valor de los pesos asignados a la matriz de covarianza W . Por el contrario, la robustez frente al ruido del SSKF se ve incrementada a medida que se aumenta el valor de los coeficientes de la matriz V .

La Fig. 4.9 muestra una comparativa de la respuesta de los estimadores diseñados —Filtro de Kalman (KF), Predictor Luenberger (LP) y Filtro Luenberger (LF)— bajo la influencia del ruido, siendo este blanco Gaussiano (w) o de conmutación (s). En cada gráfica se representa, en escala logarítmica, la varianza del error (4.49)-(4.50) para la componente d de cada variable de estado en función del valor de la varianza del ruido. Es fácil observar cómo el filtro de Kalman cumple las expectativas siendo menos sensible ante la presencia de ruido que los observadores Luenberger.

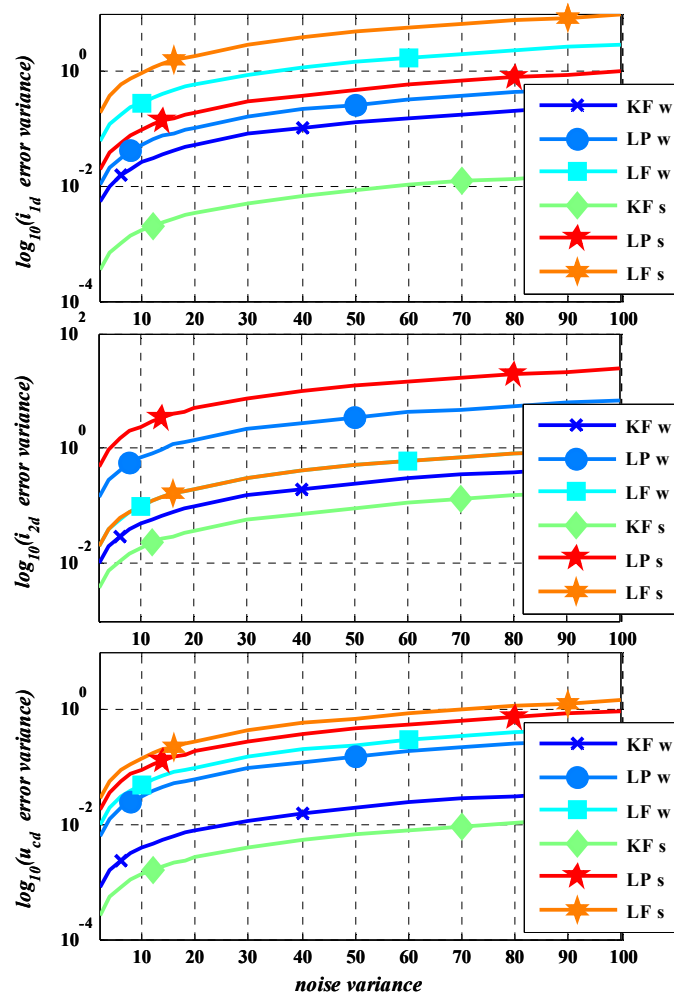


Fig. 4.9. Comparación de la influencia del ruido aditivo blanco Gaussiano (w) y el ruido de conmutación (s) sobre el error de estimación de el filtro de Kalman (KF), el observador Luenberger predictivo (LP) y el observador Luenberger actualizado (LF).

4.8. Conclusiones

En este capítulo se han propuesto varios esquemas conocidos de estimadores de estados con objeto de reducir el número necesario de sensores para llevar a cabo un control multivariable del VSC conectado a red mediante filtro LCL.

Desde un punto de vista determinístico, donde no se considera el ruido que pueda afectar al sistema, se han propuesto las dos implementaciones de los observadores Luenberger: predictor y filtro. Ambas propuestas resultan similares en cuanto a rendimiento y recursos consumidos —tanto memoria como tiempo de ejecución—. En cuanto a su robustez ante errores de modelado, se ha podido comprobar mediante estudio que ambos observadores resultan más robustos, presentando

menor error de estimación a medida que se incrementa la velocidad de estos. Por el contrario, ambas implementaciones están condicionadas cuando el sistema se ve afectado con ruido, tanto blanco aditivo Gaussiano como de conmutación.

Ante sistemas contaminados con ruido, el esquema de estimación a usar es el filtro de Kalman. Sin embargo, la implementación del filtro de Kalman estándar resulta altamente costosa en cuanto a recursos del sistema, siendo ciertamente inviable su uso. Para paliar este problema, se ha analizado en la Tesis una aproximación de filtro de Kalman, el llamado *Steady-State Kalman Filter*, que consiste en precalcular la ganancia del filtro de Kalman en régimen permanente, ya que tras un pequeño número de iteraciones, filtro de Kalman y SSKF convergen hacia la misma ganancia. Esto, en sistemas tales como el control de un VSC, donde se pueden considerar horizontes infinitos, permite reducir la complejidad de la implementación, igualando el consumo de recursos con el de los casos de las implementaciones de los observadores Luenberger.

El SSKF se ha mostrado —tal y como era de esperar— netamente superior a los observadores Luenberger en entornos ruidosos. Sin embargo, tal y como se ha mostrado en el capítulo, el funcionamiento de este depende altamente de la correcta elección de las matrices de covarianza W y V , siendo estas los parámetros de diseño del filtro de Kalman. Una mala elección de W o V puede acarrear un observador que presente un gran sesgo en la estimación ante errores de modelado o poca inmunidad al ruido. Por ello, el capítulo aporta un criterio para la elección de las matrices de covarianza del filtro de Kalman basado en el compromiso entre rechazo al ruido y robustez ante una mala parametrización del modelo.

Como conclusión final, a modo de resumen de las anteriores, se podría decir que en entornos ruidosos, como puede ser el caso de entornos industriales, la mejor opción para realizar una correcta estimación sería el uso del filtro de Kalman en su implementación SSKF. En entornos donde el ruido no es un problema, la sencillez de ajuste de los estimadores Luenberger —donde más rápido implica más robusto en cuanto a errores de modelado— frente a los problemas que podría ocasionar una mala elección de las matrices W y V del SSKF, hace mucho más recomendable el uso de estimadores Luenberger.

5

CONTROL MULTIVARIABLE DE CORRIENTE

En este capítulo se aborda el diseño de controladores multivariables de corriente para el control del convertidor conectado a la red eléctrica mediante filtro LCL.

5.1. Introducción

En este capítulo de la Tesis se propone y diseñan controles de corriente basados en controladores y técnicas de control multivariable para el caso del convertidor conectado a red mediante filtro LCL.

En el capítulo 2 se hizo una revisión de los controles de corriente existentes, clasificándolos según diversos criterios: (i) según la naturaleza lineal o no lineal de este; (ii) en función de los ejes de referencia empleados en el diseño; y (iii) según la estructura de control. El control propuesto en este capítulo es diseñado según las siguientes premisas:

- Respecto a la naturaleza del control, los controladores propuestos en este capítulo son lineales. El diseño lineal ofrece diversas técnicas de control, ampliamente estudiadas y validadas dentro de la teoría de control.

- Respecto a los ejes de referencia empleados, los controladores propuestos se formulan en los ejes de referencia síncronos dq . Esta transformación permite emplear referencias constantes para las salidas controladas.

- A causa de la transformación dq , la planta bajo control es transformada en un sistema MIMO. Por esta razón, el diseño del control se lleva a cabo desde un punto de vista MIMO.

- La variable controlada es la corriente del lado de red, $i_2(t)$. Esto permite realizar un control directo de la corriente que se inyecta en la red, de modo que es posible obtener de forma exacta un desplazamiento del factor de potencia determinado en el punto de conexión a red.

- El uso de estimadores de estado permite reducir el número de sensores de tensión y corriente necesarios para realizar el control de multivariable corriente.

- Los controladores de corriente han de responder ante perturbaciones en la red tales como la presencia de armónicos. Asimismo deben ser, en lo posible, inmunes a la presencia de ruido en el sistema.

- La aparente mayor complejidad en el diseño de los controladores multivariables respecto a los controladores basados en técnicas SISO es una de las objeciones a las que normalmente se enfrentan estos sistemas. Basar el diseño de los controladores propuestos en este capítulo en la técnica *Linear Quadratic* (LQ), así como establecer unos criterios de selección de parámetros en el diseño, permite reducir el diseño del control de corriente a la elección de un único parámetro de diseño.

- Adicionalmente, la estructura de los controladores de corriente implementados en el capítulo permite tanto realizar una automatización del diseño en función de ciertos índices de comportamiento, como dotarle de gran versatilidad, siendo fácilmente reconfigurable para abordar el control de corriente en otros escenarios, tales como el control de corriente con filtro L o LC.

El control de corriente multivariable propuesto se basa en la estructura llamada servocontrolador, que combina la regulación mediante la realimentación del vector de estados con la anulación del error de seguimiento ante referencias mediante la integración de este [Ogata 95]. La estructura de este controlador permite emplear fácilmente técnicas de diseño MIMO como el control óptimo cuadrático (LQR — *Linear Quadratic Regulator*).

La técnica LQR juega un papel fundamental en muchos métodos de diseño de control. No sólo es una potente herramienta de diseño, sino que en muchos aspectos se le puede considerar como la antecesora de algunos de los actuales métodos de control sistemático para sistemas lineales MIMO [Levine 96]. Concretamente el controlador óptimo asegura de forma automática un sistema en lazo cerrado estable, garantiza niveles de robustez estable, es sencillo de implementar [Levine 96] y resulta ser una útil herramienta que facilita el diseño de controladores multivariables.

Tanto la estructura del servocontrol, como el uso de la técnica LQ, permiten sistematizar el diseño del controlador de corriente, de forma que puede reducirse, como se verá próximamente en el capítulo, a tener que seleccionar un único parámetro en la fase de diseño para que la respuesta del controlador cumpla con los requisitos de control establecidos previamente. Adicionalmente, ayudan al desarrollo de procedimientos de sintonización automáticos y permiten diseñar sistemas finales fácilmente reconfigurables.

Adicionalmente, el uso de estimadores de estado permite reducir el número de sensores necesarios para llevar a cabo el control multivariable de corriente o, en el caso del filtro de Kalman, mejorar la respuesta del sistema en entornos muy ruidosos como pueden ser los industriales. La combinación del

filtro de Kalman y la técnica LQ conforman el denominado control óptimo cuadrático Gaussiano (LQG – *Linear Quadratic Gaussian*).

El control de corriente desarrollado en este capítulo forma parte de una estrategia de control VOC como la mostrada en la Fig. 5.1. Un PLL (ver Ap. C) permite sincronizar con la red eléctrica, estimando a partir de la tensión en el PCC la fase de la tensión de red implicada en la transformación dq . El lazo de control externo realiza la regulación de la tensión del DC-bus —cuando el convertidor trabaja como rectificador activo— empleando un controlador PI (ver Ap. D), marcando la referencia de corriente activa al control de corriente. El sistema puede trabajar tanto como rectificador activo, con una carga conectada en el lado del DC-bus y extrayendo la corriente de la red, o como inversor, donde el DC-bus está conectado a una fuente de tensión continua y se inyecta corriente a la red. La plataforma experimental empleada en la obtención de resultados experimentales se muestra en el Apéndice A.

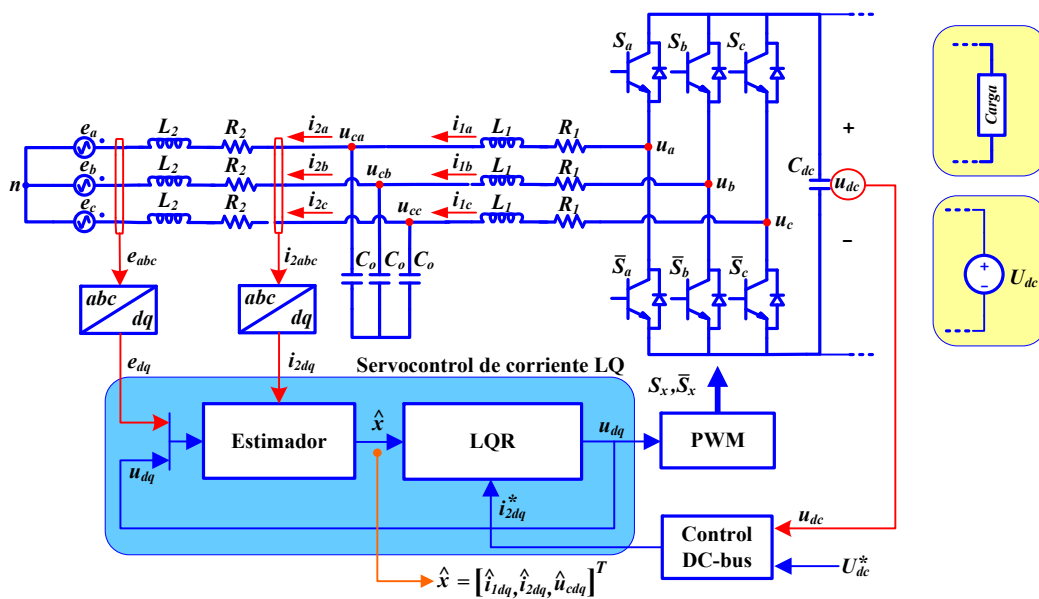


Fig. 5.1. Esquema general del control VOC implementado sobre el VSC con control de corriente basado en servocontrol LQ y estimación del vector de estados.

El capítulo se estructura de la siguiente forma. En el próximo apartado se realiza una revisión de conceptos básicos y se modela el efecto del retardo computacional en el sistema. El apartado 5.3 desarrolla el controlador propuesto basado en la estructura del servocontrol, el uso de observadores de estado y la técnica de control LQ. Se establece también un criterio en la elección de los pesos de las matrices Q y R implicadas en el diseño LQ, de forma que el diseño se puede reducir a la elección de un único parámetro. El apartado concluye con el estudio del *anti-windup* para el control propuesto. El apartado 5.4 presenta la estructura de control propuesta basada en LQG, donde la combinación del servocontrol LQ con el filtro de Kalman busca mejorar la respuesta del sistema ante condiciones de ruido en el sistema. Con objeto de dotar al control propuesto con las características que le permitan responder ante perturbaciones tales como la presencia de armónicos en la tensión de red, se ha propuesto en el apartado 5.5 una modificación a la estructura básica, empleando resonadores en paralelo con el integrador presente en el servocontrol. La nueva estructura sigue siendo válida para el uso de las herramientas de diseño empleadas anteriormente, de forma que el apartado presenta un estudio que permite establecer ciertos criterios en la elección de las matrices implicadas en el diseño LQ en función de los parámetros de la respuesta temporal. El apartado 5.6 tiene como objetivo

analizar la versatilidad del control de corriente planteado en la Tesis, mostrando su validez en el control de corriente de un convertidor conectado a red mediante filtro L y un convertidor conectado a una carga mediante un filtro LC. Con objeto de facilitar aún más el diseño, en el apartado 5.7 se propone un método de sintonización del controlador basado en Algoritmos Genéticos que permite automatizar la fase de diseño. En el apartado 5.8 se muestran los resultados obtenidos. El capítulo concluye con la presentación en el apartado 5.9 de las conclusiones obtenidas.

5.2. Conceptos básicos

5.2.1. Controlabilidad

La definición formal de controlabilidad para un sistema lineal de tiempo discreto establece que, un sistema discreto es controlable, si para cualquier estado inicial $x(0)$ y tiempo final k , existe un control capaz de llevar al sistema a cualquier estado deseado en el instante k [Simon 06].

En un sistema discreto LTI de n estados

$$\begin{aligned}x_k &= Ax_{k-1} + Bu_{k-1} \\y_k &= Cx_k\end{aligned}\tag{5.1}$$

se dice que el sistema es controlable, si y sólo si [Simon 06]:

- Definiendo la matriz de controlabilidad como

$$R = [B \quad AB \quad \dots \quad A^{n-1}B]\tag{5.2}$$

el rango de R es igual a n .

- El Gramiano de controlabilidad

$$\sum_{i=0}^k A^{k-i} B B^T (A^T)^{k-i}\tag{5.3}$$

es definido positivo para algún $k \in (0, \infty)$

- La ecuación en diferencias de Lyapunov

$$\begin{aligned}W_0 &= 0 \\W_{i+1} &= AW_i A^T + BB^T\end{aligned}\tag{5.4}$$

tiene una solución W_k definida positiva para algún $k \in (0, \infty)$. También recibe el nombre de ecuación de Stein.

Si un sistema es controlable o estable, entonces es también estabilizable. Si el sistema es no controlable o inestable, será estabilizable si sus modos no controlables son estables [Simon 06].

5.2.2. Modelado del retardo computacional

Hay que considerar que el tiempo de computación en la tarjeta de control es finito, de forma que el valor de la señal de control calculado en el instante de tiempo k no será aplicado hasta el instante $k+1$. Este comportamiento se modela como un retardo de una muestra a la entrada del sistema, ver Fig. 5.2, definiendo el vector

$$\tilde{x}_k = u_{k-1} \quad (5.5)$$

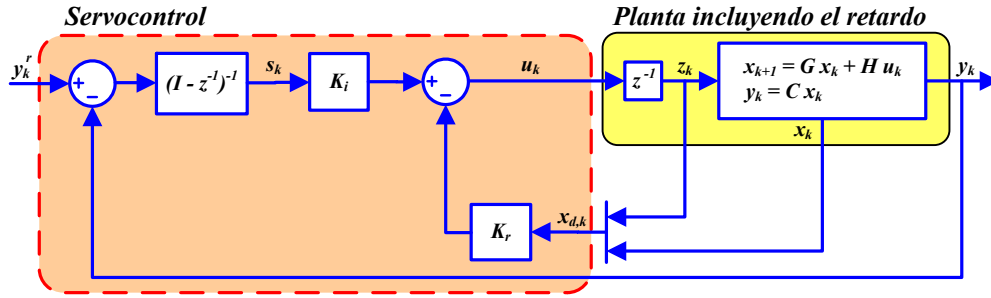


Fig. 5.2. Estructura del servocontrolador incluyendo en el modelo el retardo de computación.

Expresando el modelo de la planta en el espacio de estados como

$$\begin{aligned} x_{k+1} &= Gx_k + Hu_k \\ y_k &= Cx_k \end{aligned} \quad (5.6)$$

El retardo es incorporado a este rescribiendo (5.6). Como resultado se tiene el modelo de la planta extendido

$$\begin{aligned} x_{d,k+1} &= G_d x_{d,k} + H_d u_k \\ y_k &= C_d x_{d,k} \end{aligned} \quad (5.7)$$

donde el vector de estado se define como

$$x_{d,k} = \begin{bmatrix} x_k \\ \tilde{x}_k \end{bmatrix} \quad (5.8)$$

Las matrices del modelo resultan ser [Vaccaro 95]

$$G_d = \begin{bmatrix} G & H \\ \emptyset & \emptyset \end{bmatrix} \quad (5.9)$$

$$H_d = \begin{bmatrix} \emptyset \\ H \end{bmatrix} \quad (5.10)$$

y

$$C_d = [C \mid \emptyset] \quad (5.11)$$

5.3. Servocontrol LQ

5.3.1. Servocontrol

Un servocontrolador multivariable es aquel sistema de seguimiento basado en la realimentación del vector de estado, al que se le añade la acción integradora dentro del lazo de control con el objetivo de eliminar el error en régimen permanente ante entradas escalón, condición no necesaria si la planta posee de forma inherente dicha propiedad integradora [Ogata 95].

En la Fig. 5.3 se muestra su estructura, esta presenta un lazo de realimentación del vector de estado a través de la acción reguladora (K_r), así como un lazo externo de control que ejerce la acción integradora (K_i).

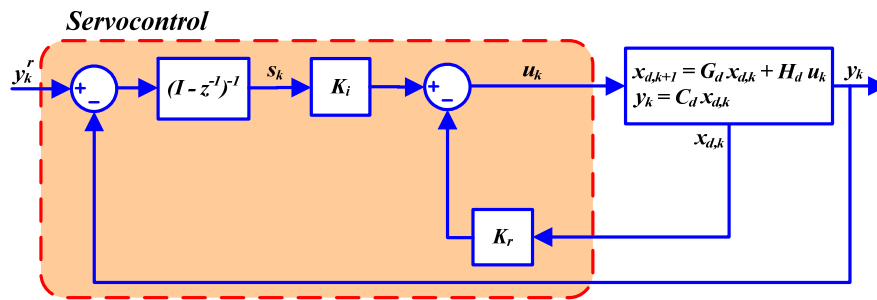


Fig. 5.3. Esquema general del servocontrol incluyendo la planta extendida.

Partiendo de la representación en el espacio de estados del sistema lineal discreto a controlar, en este caso el VSC conectado a la red mediante filtro LCL, y considerando el retardo computacional en las entradas tal y como se mostró en el apartado 5.2.2, se tiene que el modelo en variables de estado de la planta a controlar es:

$$\begin{aligned} x_{d,k+1} &= G_d x_{d,k} + H_d u_k \\ y_k &= C_d x_{d,k} \end{aligned} \quad (5.12)$$

Las ecuaciones del servocontrol representado en la Fig. 5.3 vienen dadas por

$$u_k = K_i s_k - K_r x_{d,k} \quad (5.13)$$

$$s_k = s_{k-1} + (y_k^r - y_k) \quad (5.14)$$

donde K_r y K_i son, respectivamente, las ganancias de regulación e integral. s_k es el vector de estado asociado a los integradores del controlador.

Aunque el esquema difiere del problema del regulador mostrado en la Fig. 5.4, una simple agrupación de estados puede hacerlo semejante.

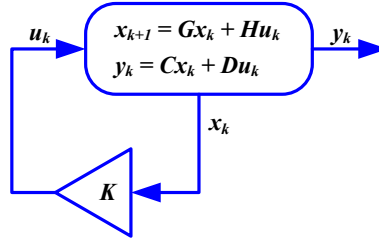


Fig. 5.4. Esquema básico del regulador.

Considerando el vector de estado ampliado

$$x_{s,k} = \begin{bmatrix} x_{d,k} \\ s_k \end{bmatrix} \quad (5.15)$$

las ecuaciones del sistema con servocontrol pueden ser rescritas como

$$\begin{cases} x_{s,k+1} = G_s x_{s,k} + H_s u_k \\ y_k = C_s x_{s,k} \\ u_k = -K_s x_{s,k} \end{cases} \quad (5.16)$$

donde las matriz de transición de estado y la matriz de entrada son

$$G_s = \begin{bmatrix} G_d & | & \emptyset \\ -C_d G_d & | & \Gamma \end{bmatrix} \quad (5.17)$$

$$H_s = \begin{bmatrix} H_d \\ -C_d H_d \end{bmatrix} \quad (5.18)$$

y la matriz de salida es

$$C_s = [C_d \ | \ \emptyset] \quad (5.19)$$

Las matrices K_r y K_i de la Fig. 5.3 se obtienen entonces como partes de la solución K_s al problema de regulación del sistema (5.16) [Ogata 95] según

$$K_s = [K_r \ | \ -K_i] \quad (5.20)$$

En el caso concreto bajo estudio, Fig. 5.5, el vector de estado del sistema discreto en ejes dq conformado por el VSC con filtro LCL está compuesto por 6 estados (ec. (3.25)). El vector de entrada del sistema, obviando la tensión de red, está compuesto por 2 componentes (ec. (3.26)). Por tanto, el vector de estados asociado al retardo computacional tendrá dimensión 2, siendo el vector de estado extendido con el retardo

$$x_{d,k} = \begin{bmatrix} i_{1,dq} \\ i_{2,dq} \\ u_{e,dq} \\ \tilde{z}_{dq} \end{bmatrix}_{8 \times 1} \quad (5.21)$$

El vector de salida en ejes dq , seleccionando como señales a medir las correspondientes a la corriente de red (i_2), está formado por 2 componentes. El vector de estados asociado a los integradores del error entre el vector de referencia y el vector de salidas, s_k , está consecuentemente formado por otras 2 componentes. El vector de estado ampliado, $x_{s,k}$, está compuesto por tanto por 10 componentes

$$x_{s,k} = \begin{bmatrix} i_{1,dq} \\ i_{2,dq} \\ \frac{u_{c,dq}}{s_{dq}} \\ \frac{z_{dq}}{s_{dq}} \end{bmatrix}_{10 \times 1} \quad (5.22)$$

Tal y como se estableció en el apartado de modelado del Capítulo 3, la tensión de red es considerada como una perturbación, que afecta al sistema pero que no ha de ser considerada como entrada y por tanto no ha de ser tenida en cuenta en el diseño del controlador, siendo el vector de entrada $[u_d, u_q]^T$.

En el sistema definido en (5.16) la matriz G_s será una matriz cuadrada de dimensión 10×10 , H_s poseerá dimensión 10×2 y la matriz de salida, C_s , tendrá dimensión 2×10 . La matriz de ganancia resultante de solucionar el problema de regulación, K_s , será de dimensión 2×10 , descomponiéndose según

$$K_s = \left[\underbrace{\begin{bmatrix} k_{1,1} & \dots & k_{1,8} \\ k_{2,1} & \dots & k_{2,8} \end{bmatrix}}_{K_r} \mid \underbrace{\begin{bmatrix} k_{1,9} & k_{1,10} \\ k_{2,9} & k_{2,10} \end{bmatrix}}_{-K_i} \right] \quad (5.23)$$

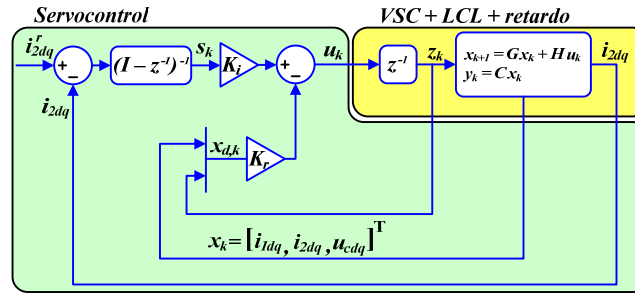


Fig. 5.5 Estructura del servocontrol con VSC y filtro LCL, modelando el retardo computacional asociado con la implementación del control.

5.3.2. Linear Quadratic Regulator

La teoría de control *Linear Quadratic* (LQ) comenzó a ser desarrollada en la década de los 60. En sus inicios fue aplicada a los incipientes problemas relacionados con la carrera espacial, especialmente en el guiado de cohetes con el mínimo consumo de combustible. Este tipo de problemas pueden ser bien definidos y resultan ser fácilmente formulados como problemas de optimización. Aunque otros problemas de control no se encuadran de forma sencilla en el marco de referencia del LQ, su uso es todavía una opción recurrente cuando se trabaja con problemas MIMO.

En términos generales, los reguladores LQ presentan las siguientes características [Cóbreces 09]:

• Es general, si se dispone de una descripción precisa de la planta, los resultados que se obtienen cuando se aplican sobre sistemas LTI son satisfactorios.

• La mayoría de los procedimientos de diseño de control más populares están limitados al caso SISO o, en todo caso, pierden la mayoría de sus ventajas cuando son aplicados sobre sistemas MIMO. Sin embargo, el diseño LQ se comporta correctamente en el caso MIMO y los criterios de diseño que implica son fáciles de manejar.

• El procedimiento se extiende al caso de los problemas en tiempo discreto de forma natural. De forma adicional, resulta sencillo introducir los retardos computacionales en el modelo mitigando parte de sus efectos negativos.

• Aunque no representa un procedimiento de diseño robusto, en el caso de que todas las señales del vector de estado sean medidas, *i.e.* que ningún observador de estado sea empleado, presenta algunas propiedades de robustez interesante que le proporcionan su carácter versátil.

La solución del LQR estándar proporciona una realimentación de estado como la mostrada en la Fig. 5.5 que asegura la apropiada regulación del sistema.

El regulador LQ óptimo se obtiene resolviendo la ecuación de Riccati en régimen permanente que determina la matriz de ganancia del regulador $K = K_{LQ}$ que minimiza la función de coste cuadrática [Ogata 95]:

$$J = \frac{1}{2} \sum_{k=0}^{\infty} (x_k^T Q x_k + u_k^T R u_k) \quad (5.24)$$

donde Q es una matriz Hermítica [Zhang 99] semi-definida positiva y R es una matriz Hermítica definida positiva, que determinan el peso de los estados y las entradas en el índice de desempeño J , respectivamente. En (5.24) no se ha considerado el posible término cruzado que relaciona el vector de entrada con el vector de estado. El elemento i -ésimo de la diagonal de Q , $q_{i,i}$, determina el peso directo del estado i . La componente i -ésima de la diagonal de R , $r_{i,i}$, determina el peso de la i -ésima componente del vector de actuación.

Las matrices Q y R en (5.24) son los únicos parámetros de diseño necesarios para el diseño del controlador. Como se apuntó en el párrafo anterior, la matriz Q pondera el peso de las distintas componentes del vector de estado, cuya composición en el caso concreto de diseño que se aborda en esta Tesis se determinó en (5.22)

$$x_{s,k} = \begin{bmatrix} i_{1d} & i_{1q} & i_{2d} & i_{2q} & u_{cd} & u_{cq} & z_{cd} & z_{ck} & s_d & s_q \end{bmatrix}^T \quad (5.25)$$

La matriz R , tal como se estableció anteriormente, pondera la importancia de las variables de actuación.

5.3.3. Criterios para el diseño del servocontrol LQ

Las matrices Q y R se escogen diagonales, correspondiendo cada componente o peso i de la diagonal de Q a la variable de estado i del vector (5.25) y correspondiendo cada componente o peso j de la diagonal de R a la componente j del vector de entrada, *i.e.* $[u_d, u_q]^T$. Por tanto, las matrices Q y R tendrán la forma

$$Q = \text{diag}([q_{1,1}, q_{2,2}, q_{3,3}, q_{4,4}, q_{5,5}, q_{6,6}, q_{7,7}, q_{8,8}, q_{9,9}, q_{10,10}]) \quad (5.26)$$

$$R = \text{diag}([r_{1,1}, r_{2,2}]) \quad (5.27)$$

La asignación de los pesos se hará por pares, asignando el mismo valor a cada peso asociado a la componente d y q de cada variable de estado, *i.e.* los pesos asociados a las componentes dq de la corriente i_1 , $q_{1,1} = q_{2,2}$, los pesos asociados a las componentes dq de la corriente i_2 , $q_{3,3} = q_{4,4}$, etc.

En la Fig. 5.6 y la Fig. 5.7 se muestra un estudio de la influencia que tiene sobre el comportamiento del servocontrol LQ la elección del valor de los pesos en las matrices Q y R . Para ello se muestra la respuesta en $i_{2,dq}$ y la señal de actuación u_{dq} . Para realizar el estudio de cómo influye el parámetro $q_{i,i}$ en la respuesta y la actuación, se fijan el resto de pesos a 1 y se varía este dentro del rango considerado, obteniendo la respuesta en la corriente de red y la actuación en la salida del convertidor para cada valor de considerado. Se trabaja considerando los pesos como pares, *i.e.* los pesos correspondientes a las componentes dq ($q_{1,1}, q_{2,2}$) de la corriente del lado del convertidor, $i_{1,dq}$, se consideran como un único peso (*i.e.* $q_{1,1} = q_{2,2}$). Esto es aplicable al resto de las variables del sistema ($q_{3,3} = q_{4,4}$, etc.). A partir de las figuras se puede observar que:

- Asignar valores elevados a los pesos correspondientes a las corriente ($q_{1,1}, q_{2,2}, q_{3,3}, q_{4,4}$) hace que la respuesta del controlador en $i_{2,dq}$ sea más lenta, pero mejora el desacoplamiento entre las componentes dq y reduce el valor del sobreimpulso en las señales de actuación u_{dq} .

- Asignar valores elevados a los pesos correspondientes a la tensión en los condensadores, $q_{5,5}$ y $q_{6,6}$, ralentiza la respuesta del controlador en $i_{2,dq}$ y empeora el desacoplamiento entre ejes dq . Sin embargo, reduce el sobreimpulso en las señales de actuación. Similar efecto tiene el asignar valores elevados a las componentes de Q correspondientes al retardo computacional, $q_{7,7}$ y $q_{8,8}$. Por otro lado, se puede comprobar en las figuras que la asignación de pesos en la matriz R tiene exactamente el mismo efecto que la asignación de valor a los pesos $q_{7,7}$ y $q_{8,8}$.

- Finalmente, el asignar valores elevados a los pesos asociados a los integradores, $q_{9,9}$ y $q_{10,10}$, aumenta la velocidad de respuesta y reduce el acoplamiento dq en las señales, pero a la vez empieza a aparecer un sobreimpulso más marcado en $i_{2,d}$. En cuanto al efecto que tiene sobre las señales de actuación, se puede observar que el sobreimpulso presente en la señal de control se incrementa a medida que se aumenta el valor de los pesos bajo estudio.

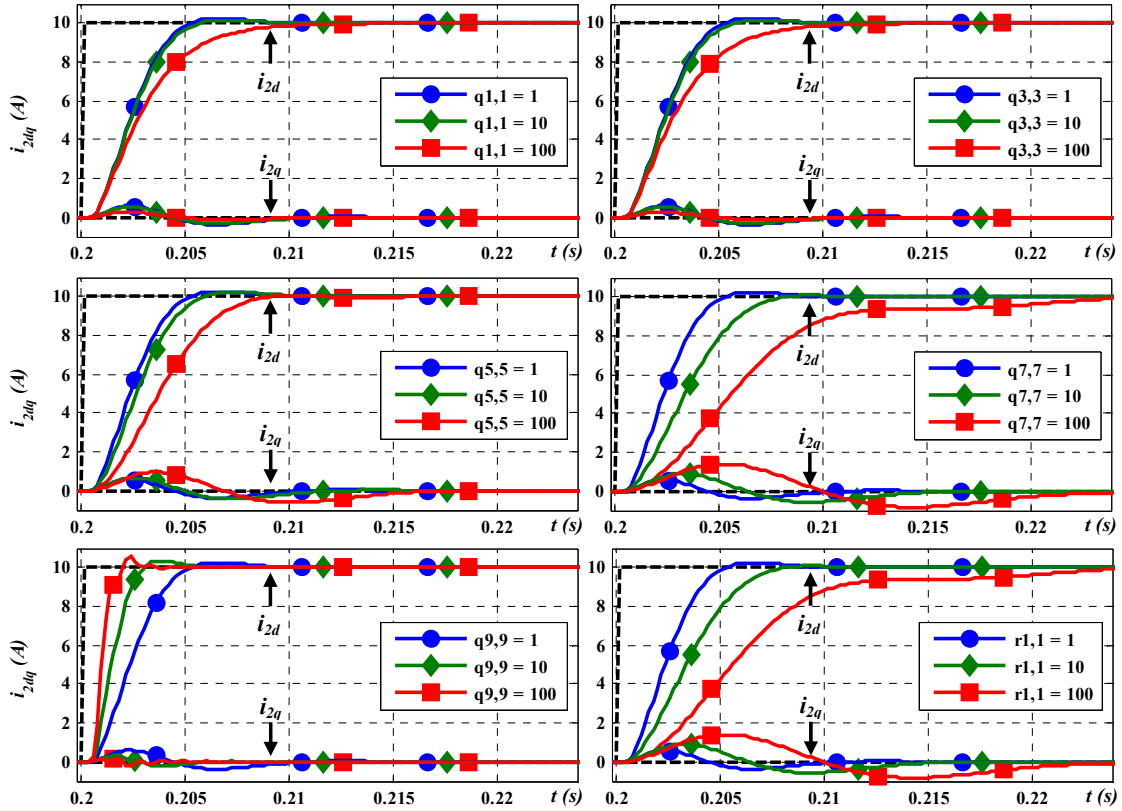


Fig. 5.6. Estudio de la influencia de los pesos en las matrices Q y R sobre la respuesta en $i_{2,dq}$ a una entrada escalón en i_{2d} en el instante $t = 0,2$ s.

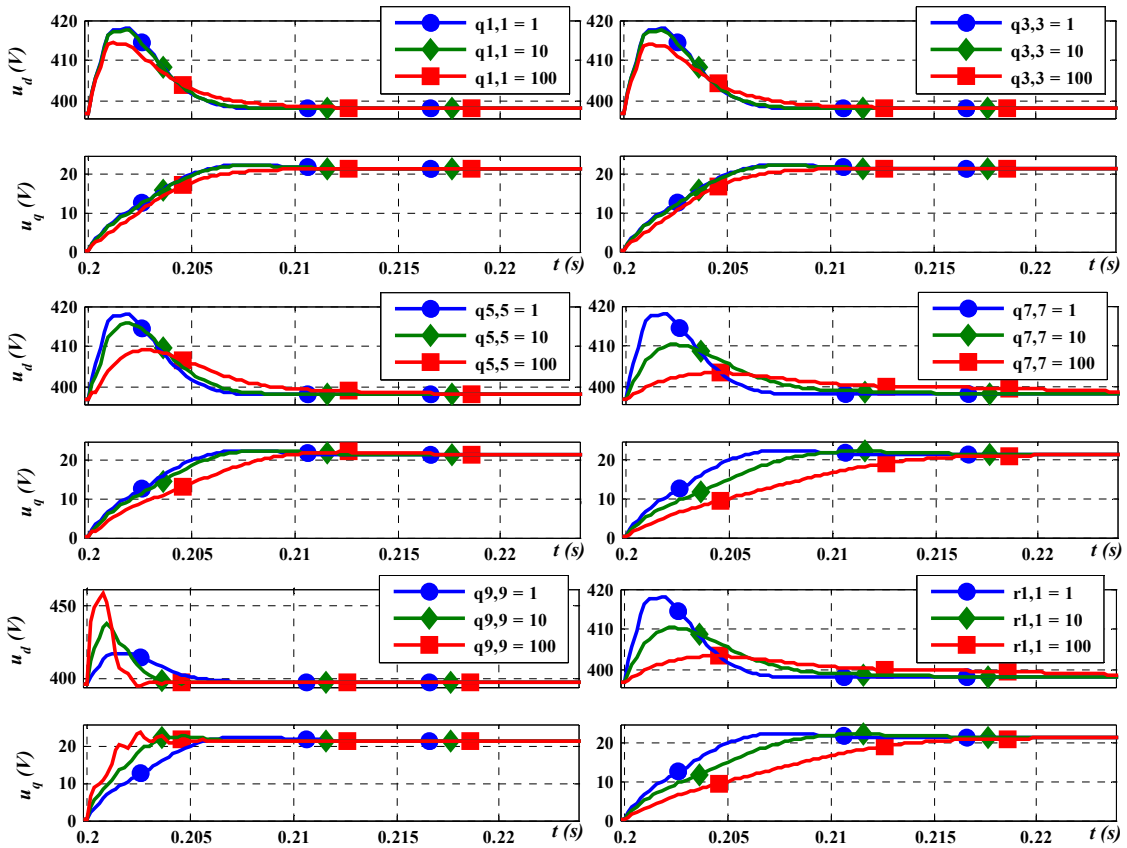


Fig. 5.7. Estudio de la influencia de los pesos en las matrices Q y R sobre la respuesta de el vector de actuación u_{dq} ante una referencia tipo escalón en i_{2d} en el instante de tiempo $t = 0,2$ s.

Con lo visto hasta ahora, el diseño práctico del LQR requiere de cierto proceso iterativo hasta alcanzar la respuesta deseada. Para el caso concreto del convertidor trabajando con filtro LCL, los siguientes criterios de selección puede facilitar la tarea del diseñador:

- En primer lugar, la ganancia óptima del regulador (K_{LQ}) permanece invariante si las matrices Q y R son multiplicadas por un factor de escala común.
- Con objeto de simplificar el diseño, los valores fuera de la diagonal principal de las matrices Q y R son fijados a 0.
- Que la impedancia de los condensadores del filtro sea relativamente elevada, implica que la cantidad de corriente que se drene a través de ellos sea pequeña, lo que conlleva que las corrientes $i_{1,dq}$ e $i_{2,dq}$ muestren un comportamiento similar. Por tanto, conviene asignarles pesos asociados similares, *i.e.* $q_{1,1} = q_{2,2} = q_{3,3} = q_{4,4}$.
- La influencia de los pesos asociados a los estados correspondientes con las tensiones de los condensadores ($u_{C,dq}$) y los retardos computacionales (z_{dq}) son bastante dependientes de la elección del resto de pesos, de forma que una buena opción es eliminarlos de la función de coste, *i.e.* $q_{5,5} = q_{6,6} = q_{7,7} = q_{8,8} = 0$.
- Dada la simetría del sistema parece conveniente fijar que tanto en los pesos asociados a los integradores como en los pesos correspondientes a las señales de entrada o actuación se fijen igualando el valor que se asigna a cada componente dq , *i.e.* $q_{9,9} = q_{10,10}$ y $r_{1,1} = r_{2,2}$.

Adicionalmente, el sistema de control LQ presentará ciertas características si el vector de estado es directamente medido — *i.e.* no se emplea un observador de estado — y las matrices se escogen de forma que R es diagonal y $Q > 0$ [Kalman 64][Safonov 77][Skogestad 05]. Bajo estos supuestos, la función de transferencia de sensibilidad del sistema

$$S = (I - K_{LQ}(zI - G_s)^{-1}H_s)^{-1} \quad (5.28)$$

satisface la desigualdad de Kalman

$$\bar{\sigma}(S(j\omega)) \leq 1, \quad \forall \omega \quad (5.29)$$

De forma que el sistema tendrá un margen de ganancia infinito, un margen de reducción de ganancia igual a 0,5 y un margen de fase (mínimo) de 60° en cada entrada de control de la planta.

A partir de las consideraciones anteriores, la matriz Q se expresa únicamente en función de dos parámetros, los relacionados con las corrientes ($q_{1,1}$) y los relacionados con los integradores ($q_{9,9}$).

$$Q = \text{diag}(q_{1,1}, q_{1,1}, q_{1,1}, q_{1,1}, 0, 0, 0, 0, q_{9,9}, q_{9,9}) \quad (5.30)$$

Del mismo modo, la matriz R se expresa únicamente en función de un solo parámetro, $r_{1,1}$.

$$R = \text{diag}(r_{1,1}, r_{1,1}) \quad (5.31)$$

Ya que la Q y R se pueden definir, tal y como se estableció en el primer punto, en función de un factor de escala; la elección de los pesos se puede reducir a un problema de dos grados de libertad, fijando el valor de uno de los pesos, e.g. $q_{3,3} = 1$, y buscando la respuesta deseada mediante la variación de los parámetros $q_{1,1}$ y $r_{1,1}$.

Para la elección de los dos parámetros de diseño, $q_{1,1}$ y $r_{1,1}$, se han establecido los siguientes criterios de desempeño en la respuesta [Ogata 95]:

- Tiempo de establecimiento ($t_{s(3\%)}$) al 3 %: tiempo que transcurre desde que se aplica un cambio de referencia tipo escalón (e.g. cambio de referencia en el canal d) hasta que la salida (i.e. i_{2d}) sigue la referencia con un error menor del 3 %.
- Máximo sobreimpulso en la salida (M_p (%)): máximo valor de pico que alcanza la salida (i.e. i_{2d}) respecto del valor final deseado, ante un cambio de referencia en el canal d , expresado en tanto por ciento.
- Máximo acoplamiento entre canales (M_{ac} (%)): máximo valor en módulo de la componente q de la corriente de salida (i.e. i_{2q}) que se alcanza al efectuarse un cambio de referencia en la componente d , normalizado respecto al cambio de referencia deseado en i_{2d} .
- Máximo valor en la señal de control (M_{pu}): máximo valor del módulo del vector de actuación ($|u_{dq}|$) dado un cambio de referencia en una de las componentes de la señal de salida.

Desafortunadamente no existe una solución cerrada que relacione los valores asignados a las matrices Q y R con un conjunto deseado de índices de rendimiento. Sin embargo, esta Tesis propone un estudio de simulación empleando un convertidor conectado a red mediante filtro LCL. El estudio se lleva a cabo para varios rangos de valores en los parámetros $q_{1,1}$ y $r_{1,1}$, tomando como medidas los índices de rendimiento comentados anteriormente.

En la Fig. 5.8 se muestran en forma de superficies 3D los resultados obtenidos para cada índice de rendimiento. Se puede observar claramente que es difícil dar conclusiones precisas, ya que la variación en la asignación de cualquiera de los pesos afecta a todos los índices de rendimiento. En esta Tesis se propone como criterio de asignación de pesos las siguientes recomendaciones:

- Una sencilla interpretación del parámetro $q_{1,1}$ es pensar en él como una forma de ajustar el sobreimpulso en las corrientes de salida, ya que este disminuye a medida que se incrementa el valor de $q_{1,1}$ ($q_{2,2} = q_{3,3} = q_{4,4} = q_{1,1}$).

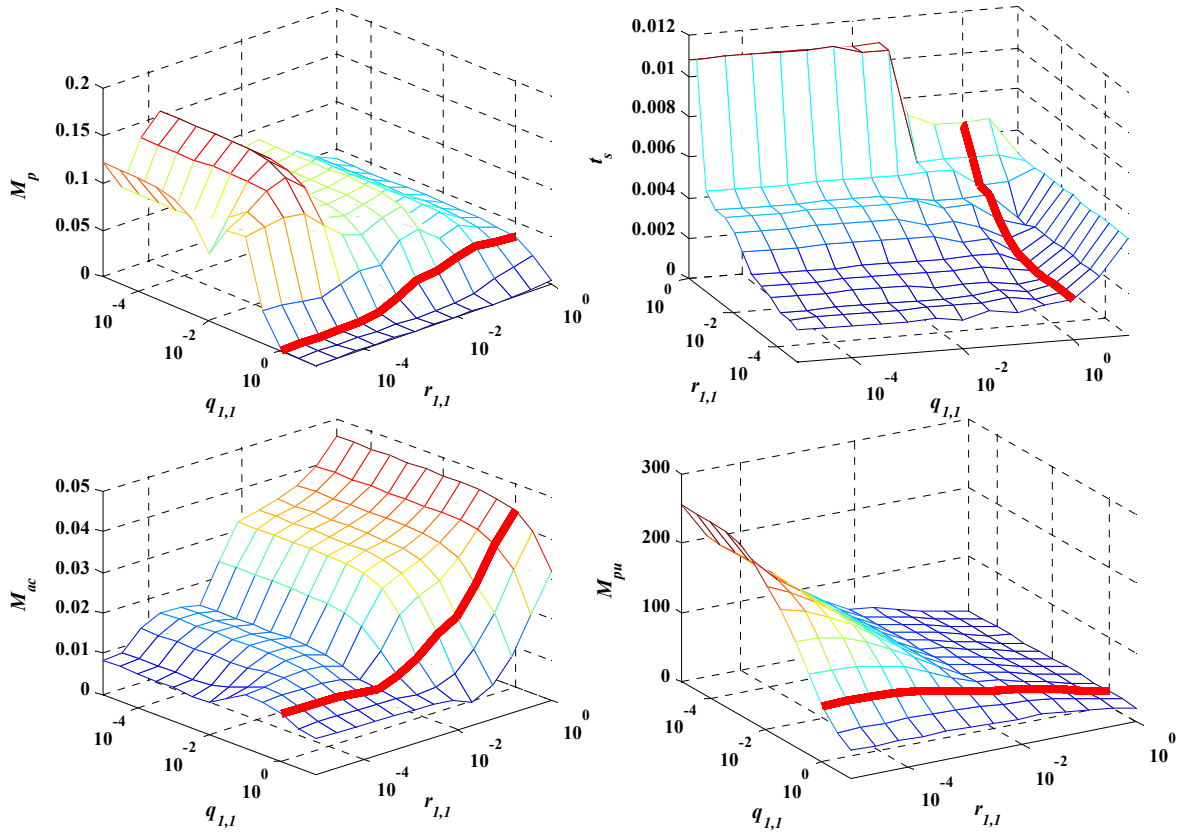


Fig. 5.8. Estudio de la influencia de la elección de los parámetros en las matrices Q y R en la respuesta del servo control. De izquierda a derecha y de arriba abajo: sobreimpulso en la respuesta de $i_{2b} M_p$; tiempo de establecimiento de la respuesta en $i_{2b} t_s$; máximo valor del acoplamiento en la respuesta de $i_{2q} M_{ac}$; y máximo valor del módulo de la señal de actuación, M_{pu} . Fijando $q_{1,1} = 1$, los índices de funcionamiento toman el valor remarcado por la línea roja en función del parámetro $r_{1,1}$.

- El valor de sobreimpulso que se obtiene con la elección de $q_{1,1} = 1$ resulta bastante satisfactorio.

- Asumiendo que se fija el valor de $q_{1,1}$ (ver línea roja superpuesta a las superficies representadas en la Fig. 5.8), $r_{1,1}$ ($r_{2,2} = r_{1,1}$) puede verse como el parámetro que regula el compromiso en la velocidad de la respuesta y el esfuerzo de control. Cuanto menor sea el valor asignado a este peso, mayores serán la velocidad de respuesta y el esfuerzo de control (produciéndose, con más probabilidad, la saturación en la señal de actuación). Por ello, se puede considerar el parámetro $r_{1,1}$ como el parámetro de ajuste principal.

A modo de ejemplo, para el sistema estudiado en esta Tesis y valores $r_{1,1} = 0,02$ y $q_{1,1} = 1$, los índices de comportamiento obtenidos son

$$t_s \approx 3 \text{ ms}, M_p \approx 0,05, M_{ac} \approx 0,01, M_{pu} \approx 69,5 \text{ V} \tag{5.32}$$

que son adecuados para cumplir con los códigos de red y reglamentos vigentes.

5.3.4. Diseño realizado

A partir de los criterios anteriormente enunciados, los valores de los pesos asignados a las matrices Q y R para el diseño del control de corriente basado en servocontrol LQ han sido seleccionados como:

$$\begin{aligned} q_{1,1}, q_{2,2} &= q_{3,3}, q_{4,4} = q_{9,9}, q_{10,10} = 1 \\ q_{5,5}, q_{6,6} &= q_{7,7}, q_{8,8} = 0 \\ r_{1,1}, r_{2,2} &= 0,02 \end{aligned} \quad (5.33)$$

Empleando los datos de la plataforma experimental usada en la Tesis (Apéndice A), la minimización del índice (5.24) mediante la resolución de la ecuación de Riccati da como resultado la matriz de ganancia del servocontrolador K_r , que se divide en la ganancia reguladora

$$K_r = \begin{bmatrix} 18,718 & 0,736 & 3,200 & 0,148 & -0,112 & -0,084 & 0,697 & 0,020 \\ -0,736 & 18,718 & -0,148 & 3,200 & 0,084 & -0,112 & -0,020 & 0,697 \end{bmatrix} \quad (5.34)$$

e integral

$$K_i = \begin{bmatrix} 4,543 & -0,627 \\ 0,627 & 4,543 \end{bmatrix} \quad (5.35)$$

El servocontrol LQ propuesto se puede emplear junto con alguno de los observadores de estado diseñados en el capítulo 4 para reducir el número de sensores necesarios para realizar el control. La opción con filtro de Kalman que conforma el llamado servocontrol LQG se analizará más adelante.

La estructura del control con los observadores Luenberger se muestra en la Fig. 5.9. Estos últimos fueron diseñados en el capítulo anterior buscando que la ubicación de sus polos en lazo cerrado fuera lo más próxima posible al origen del plano z con objeto de que presentasen un comportamiento *dead beat*.

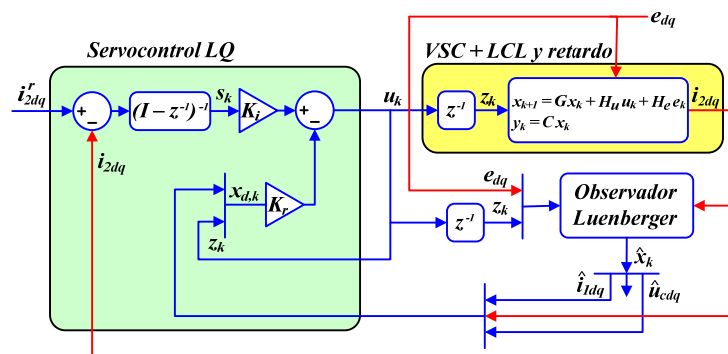


Fig. 5.9. Estructura del servocontrol LQ con observador Luenberger considerando la tensión de red.

La ganancia del observador Luenberger predictivo obtenido de esta forma venía determinada por (4.45)

$$K_e = \begin{bmatrix} 0,247 & -0,016 & 1,737 & -0,109 & 2,444 & -0,156 \\ 0,016 & 0,247 & 0,109 & 1,737 & 0,156 & 2,444 \end{bmatrix}^T \quad (5.36)$$

El observador Luenberger actualizado diseñado presentaba una ganancia según (4.47)

$$K_e = \begin{bmatrix} 0,679 & -0,001 & 1 & 0 & 13,906 & -0,002 \\ 0,001 & 0,679 & 0 & 1 & 0,002 & 13,906 \end{bmatrix}^T \quad (5.37)$$

La Fig. 5.10 muestra el funcionamiento del control de corriente basado en el servocontrol LQ diseñado cuando se aplica sobre el modelo no lineal del convertidor, cuyos parámetros se listan en el Apéndice A. El sistema está funcionando con una referencia $i_{2q}^* = -5 \text{ A}$, cuando en el instante $t = 1,2 \text{ s}$ se aplica un cambio de referencia en el eje d , $i_{2d}^* = 10 \text{ A}$. En la imagen mostrada a la izquierda se puede comprobar como el tiempo de establecimiento del controlador es menor de 3 ms . En la imagen de la derecha se muestra la corriente $i_{2,abc}$.

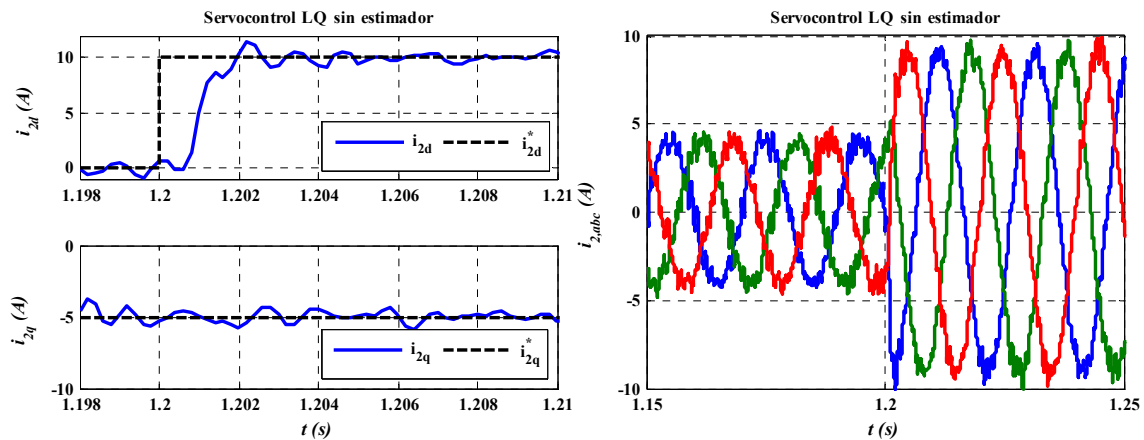


Fig. 5.10. Comportamiento del control de corriente basado en servocontrol LQ ante un cambio de referencia en i_{2d}

En las Fig. 5.11 y 5.12 se muestra el funcionamiento, bajo las mismas circunstancias, del control de corriente basado en servocontrol LQ y observador Luenberger predictivo y actualizado, respectivamente. Las imágenes muestran como la inclusión de los observadores de estado no perjudican el comportamiento del controlador en cuanto al tiempo de respuesta ante el escalón, no apreciándose ningún incremento. Sí que se puede apreciar un ligero incremento en el rizado de la corriente de red en ejes dq .

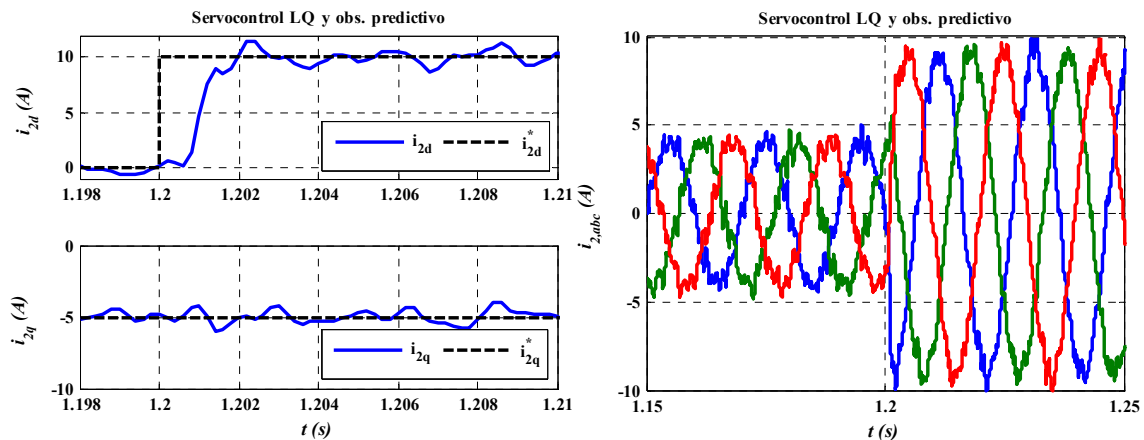


Fig. 5.11. Comportamiento del control de corriente basado en servocontrol LQ y observador Luenberger predictivo ante un cambio de referencia en i_{2d}

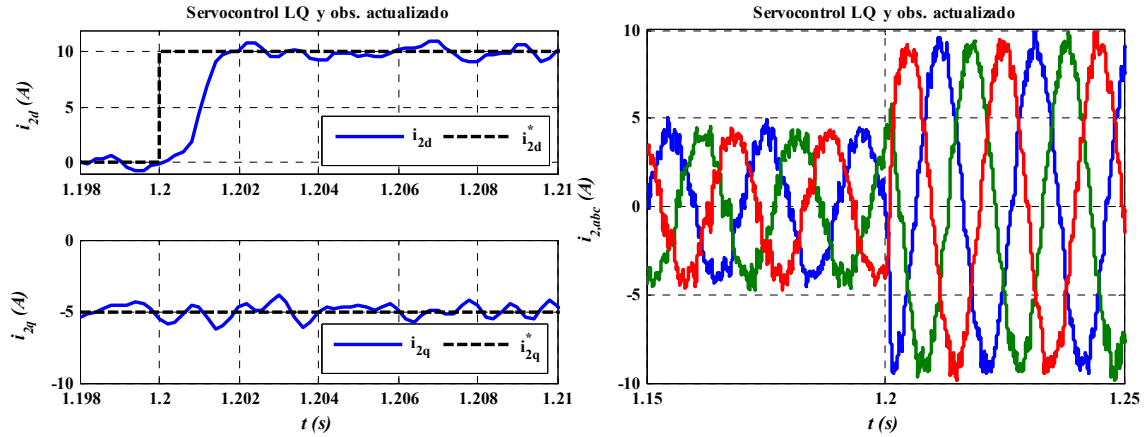


Fig. 5.12. Comportamiento del control de corriente basado en servocontrol LQ y observador Luenberger actualizado ante un cambio de referencia en i_{2d}

5.3.5. Anti-windup

Como en todo sistema de control real, la señal de actuación proveniente del controlador-actuador estará acotada a unos valores máximo y mínimo en función de las limitaciones físicas del convertidor. Concretamente, para mantener un control de corriente correcto será necesario detectar y limitar de forma adecuada el vector de tensión de actuación que sobrepase en módulo a la máxima tensión realizable a la salida del convertidor [Ottersten 03], siendo, de forma geométrica, únicamente realizables aquellos vectores de tensión acotados dentro del hexágono mostrado en la Fig. 5.13.

La máxima tensión realizable depende fundamentalmente de la técnica de generación PWM empleada y del valor de la tensión en el DC-bus, u_{DC} [Bueno 05]. Existen diversas técnicas para limitar la tensión a aplicar en el convertidor [Ottersten 03], y aunque están basadas principalmente en el uso de la modulación SVM, son perfectamente aplicables trabajando con modulación THSPWM. El método a emplear junto con los controladores diseñados en este capítulo es el llamado método CL (*Circle Limit Method*). Este consiste en aplicar el mayor vector posible dentro del círculo ilustrado en la Fig. 5.13, respetando el ángulo de aplicación del vector de referencia original. El vector de actuación estará en la zona de sobremodulación o saturación si

$$|\vec{u}_{\alpha\beta}| > \frac{u_{DC}}{2} \quad (5.38)$$

Resultando el vector de tensión modificado como

$$\vec{u}_{\alpha\beta}^s = \frac{u_{DC}}{2} \frac{\vec{u}_{\alpha\beta}}{|\vec{u}_{\alpha\beta}|} \quad (5.39)$$

Aunque el comportamiento transitorio resulta lento al aplicar este método, ya que no se aprovecha la región de sobremodulación, esto mismo evita la generación de elevados armónicos de baja frecuencia en la carga producto de operar en dicha región [Bueno 05].

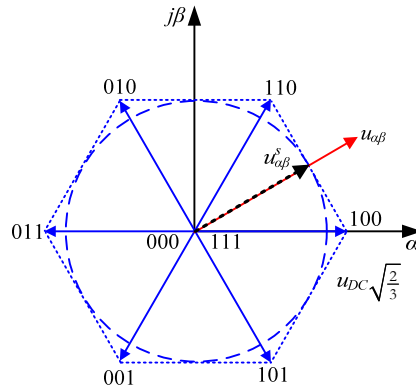


Fig. 5.13. Limitación de tensión de un convertidor PWM trifásico de dos niveles.

La aparición de perturbaciones significativas o cambios de referencia elevados, pueden acarrear grandes errores de seguimiento, que hipotéticamente generarán señales de actuación elevadas, que en algunos casos no podrán ser transmitidas a la planta debido a la saturación impuesta por las limitaciones físicas del sistema.

El *windup*, también llamado *reset windup*, aparece en sistemas de control realimentados con acción integradora. En esos casos, la saturación de la señal de actuación conlleva, generalmente, un error de seguimiento, que se integra continuamente, produciéndose sobreimpulsos indeseados de elevado valor y lenta dinámica en la respuesta del sistema [Hippe 06].

La idea básica del *anti-windup* es emplear un compensador lineal con un lazo de realimentación no lineal que desconecte los elementos de integración durante el tiempo que dure la saturación. Con ello se reduce el tamaño de los sobreimpulsos y se mejora el comportamiento del sistema —sobreimpulso pequeño, tiempo de establecimiento menor— [Kapasouris 85].

El método de *anti-windup* empleado en la Tesis para el servocontrolador se muestra en la Fig. 5.14, resultando su estructura similar al esquema de *anti-windup* para controladores PI [Bueno 05]. La diferencia entre la señal de actuación generada por el controlador y la señal de salida del saturador se realimenta a través de la matriz de *anti-windup*, K_{aw} , en la señal de error de seguimiento, con el objeto de reducir o anular el *windup* en el integrador.

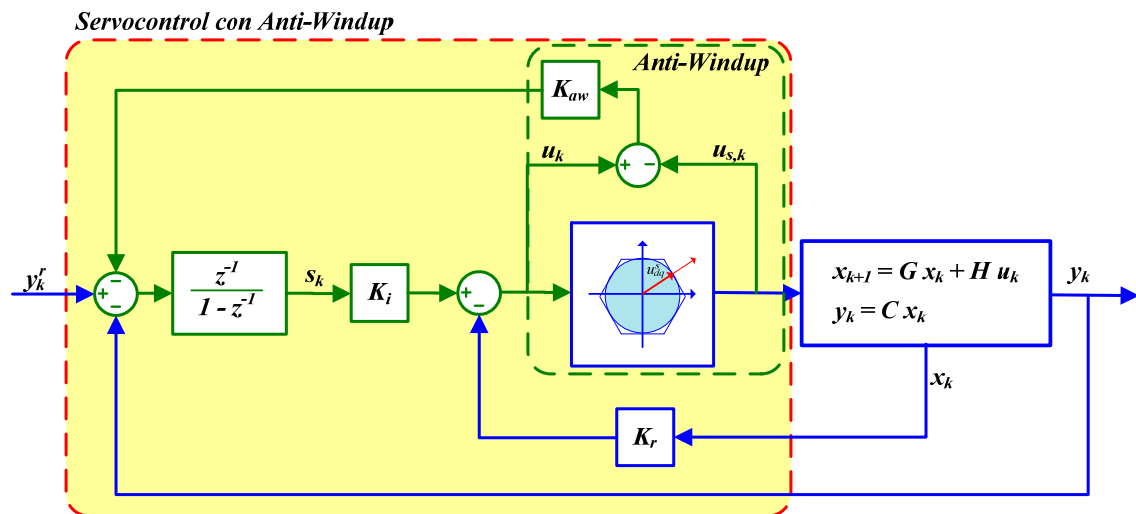


Fig. 5.14. Estructura del servocontrol con anti-windup. El trazo verde representa el lazo de control del anti-windup (Fig. 5.14).

Para la obtención de la ganancia de *anti-windup* hay que considerar el lazo de control mostrado en la Fig. 5.15, donde la parte integral del servocontrol se considera como la planta a estabilizar, de forma que como señal de salida del lazo de control se considerará la señal de actuación, u_k . La entrada de referencia es en este caso la salida del saturador, $u_{s,k}$, y el controlador a diseñar la matriz K_{aw} .

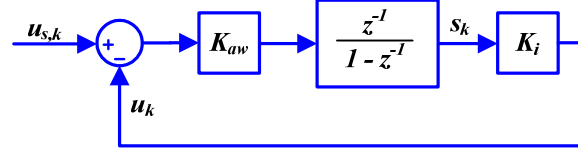


Fig. 5.15. Lazo de control del anti-windup.

El sistema ilustrado en la Fig. 5.15 se puede reordenar como se muestra en la Fig. 5.16. Para obtener la representación en variables de estado del integrador, se parte de que

$$\bar{y}_k = \frac{\tilde{\lambda}^{-1}}{1 - \tilde{\lambda}^{-1}} \cdot \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \cdot \bar{\epsilon}_k \quad (5.40)$$

y

$$\bar{u}_k = K_i \bar{y}_k \quad (5.41)$$

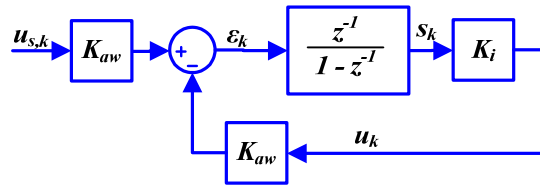


Fig. 5.16. Lazo de control para el cálculo de la ganancia de anti-windup.

De (5.40) y (5.41) se tiene que

$$\bar{u}_k = K_i \frac{\tilde{\lambda}^{-1}}{1 - \tilde{\lambda}^{-1}} \bar{\epsilon}_k \quad (5.42)$$

que puede ser simplificado como

$$\bar{u}_k = \bar{u}_{k-1} + K_i \bar{\epsilon}_{k-1} \quad (5.43)$$

Adelantando una muestra el sistema, las ecuaciones resultantes en variables de estado son

$$\begin{cases} \bar{u}_{k+1} = \bar{u}_k + K_i \bar{\epsilon}_k \\ \bar{y}_k = \bar{u}_k \end{cases} \quad (5.44)$$

El sistema puede ser expresado en la forma más usual como

$$\begin{cases} \bar{u}_{k+1} = G \bar{u}_k + H \bar{\epsilon}_k \\ \bar{y}_k = C \bar{u}_k + D \bar{\epsilon}_k \end{cases} \quad (5.45)$$

donde $G = I$, $H = K_i$, $C = I$ y $D = \emptyset$.

En este caso, la señal de control del lazo de *anti-windup*, $\vec{\varepsilon}_k$, vendrá dada por

$$\vec{\varepsilon}_k = K_{aw} \vec{u}_k^s - K_{aw} \vec{u}_k \quad (5.46)$$

Sustituyendo $\vec{\varepsilon}_k$ en la ecuación de estado (5.47), se tiene que

$$\vec{u}_{k+1} = (I - K_i K_{aw}) \vec{u}_k + K_i K_{aw} \vec{u}_k^s \quad (5.47)$$

siendo la ecuación característica del sistema

$$|zI - I + K_i K_{aw}| = 0 \quad (5.48)$$

La matriz K_{aw} se puede obtener mediante la técnica de ubicación de polos. Una opción sería seleccionarla tal que

$$K_{aw} = K_i^{-1} \quad (5.49)$$

En este caso la ecuación característica del lazo de control resulta ser $z^2 = 0$, con lo que se podría decir que, para el caso (5.49), el lazo de *anti-windup* presenta un comportamiento *dead-beat*.

Para evaluar la respuesta del esquema de *anti-windup* propuesto, se han aplicado referencias de corriente deliberadamente altas con objeto de intensificar los efectos indeseables de la saturación. La ganancia de *anti-windup* ha sido seleccionada como (5.49). La tensión en el DC-bus que fija el valor de la saturación en el método CL según (5.38) es $u_{DC} = 700$ V. Las figuras Fig. 5.17-19 muestran el efecto del *anti-windup* propuesto aplicado sobre el control del convertidor trifásico, a la izquierda se ilustra el comportamiento del sistema con *anti-windup*, mientras que a la derecha se muestra la respuesta del sistema sin *anti-windup*. Como se puede ver en las figuras, el efecto del *anti-windup* es claramente positivo.

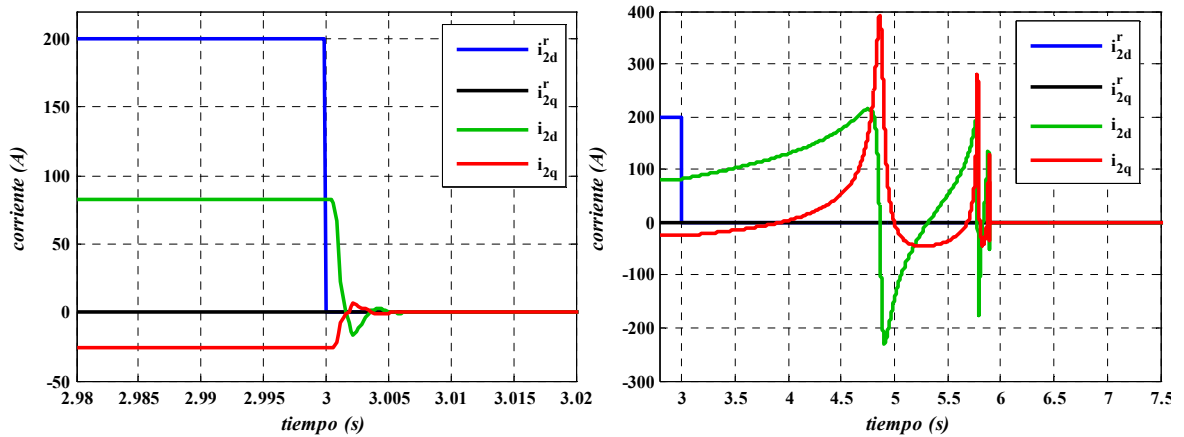


Fig. 5.17. Efecto del *anti-windup* en la respuesta de la corriente de salida $i_{2,dq}$ (I_{2q}) Respuesta con *anti-windup*. (Der) Respuesta sin elemento *anti-windup*.

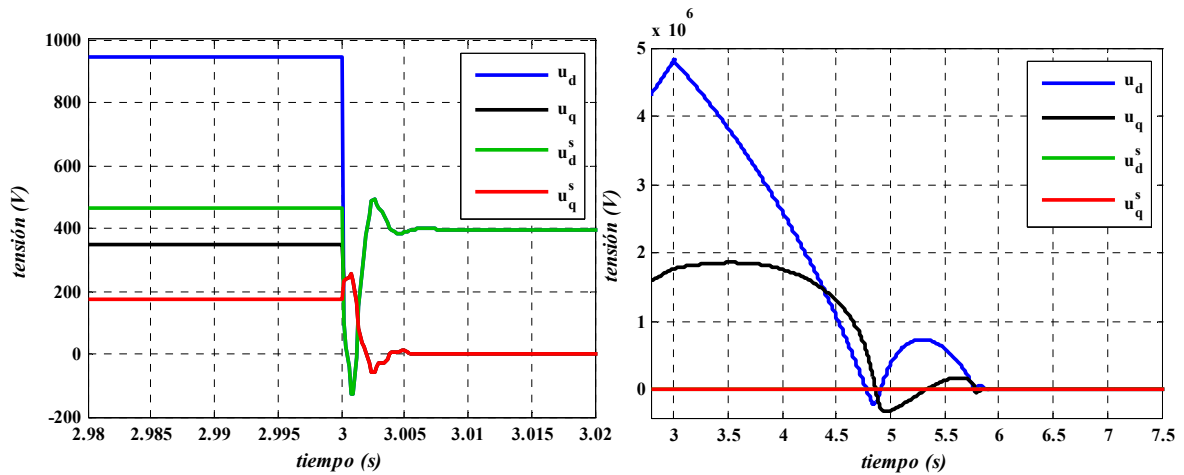


Fig. 5.18. Efecto del anti-windup en la respuesta de la tensión de actuación, u_{dq} (Izq) Respuesta con anti-windup. (Der) Respuesta sin elemento anti-windup.

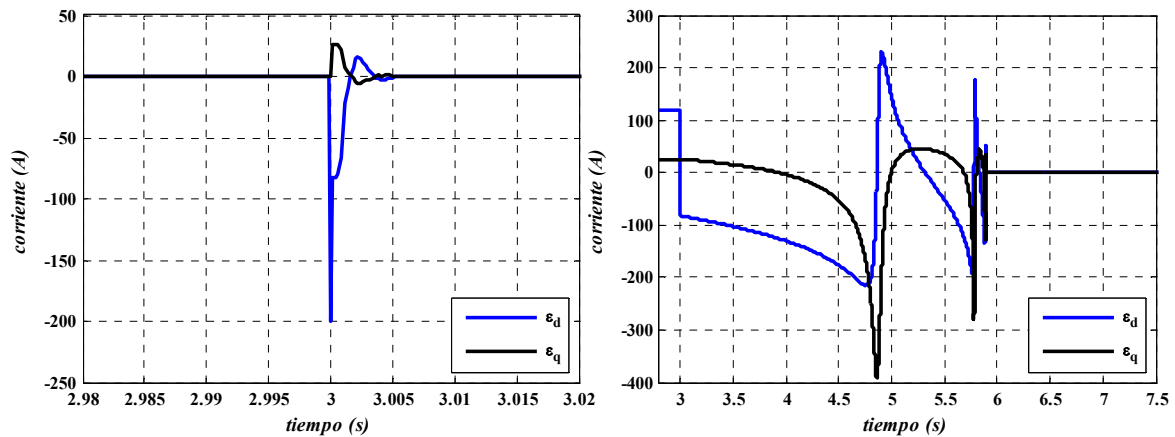


Fig. 5.19. Efecto del anti-windup en la respuesta del error de seguimiento, ϵ_{dq} (Izq) Respuesta con anti-windup. (Der) Respuesta sin elemento anti-windup.

5.4. Servocontrol LQG

La combinación del filtro de Kalman y la técnica LQ conforman el denominado control óptimo cuadrático Gaussiano (LQG – *Linear Quadratic Gaussian*). Los ejemplos de su uso en el campo de la electrónica de potencia no son muy numerosos, existiendo únicamente unas pocas referencias recientes [Muhando 09][Peltoniemi 09][Park 04].

Para el diseño se ha combinado el servocontrol diseñado anteriormente con la versión en régimen permanente del filtro de Kalman, SSKF, presentada en el capítulo anterior. La Fig. 5.20 muestra un diagrama de bloques del sistema de control implementado junto con la planta con retardo.

La Fig. 5.21 muestra el funcionamiento del control de corriente basado en el servocontrol LQG diseñado cuando se aplica sobre el modelo no lineal del convertidor, cuyos parámetros se listan en el Apéndice A. El sistema está funcionando con una referencia $i_{2q}^* = -5 A$, cuando en el instante $t = 1,2s$ se aplica un cambio de referencia en el eje d , $i_{2d}^* = 10 A$. En la imagen mostrada a la izquierda se puede comprobar como el tiempo de establecimiento del controlador es menor de $3 ms$. En la imagen de la derecha se muestra la corriente $i_{2,abc}$.

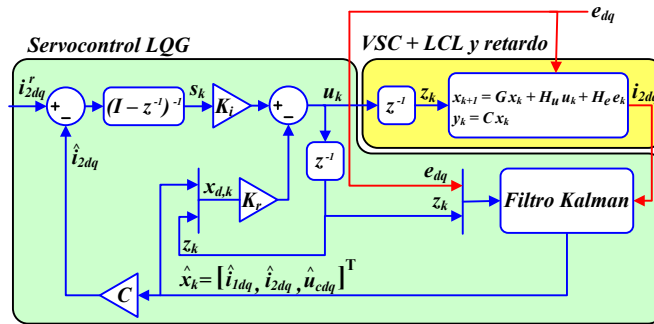
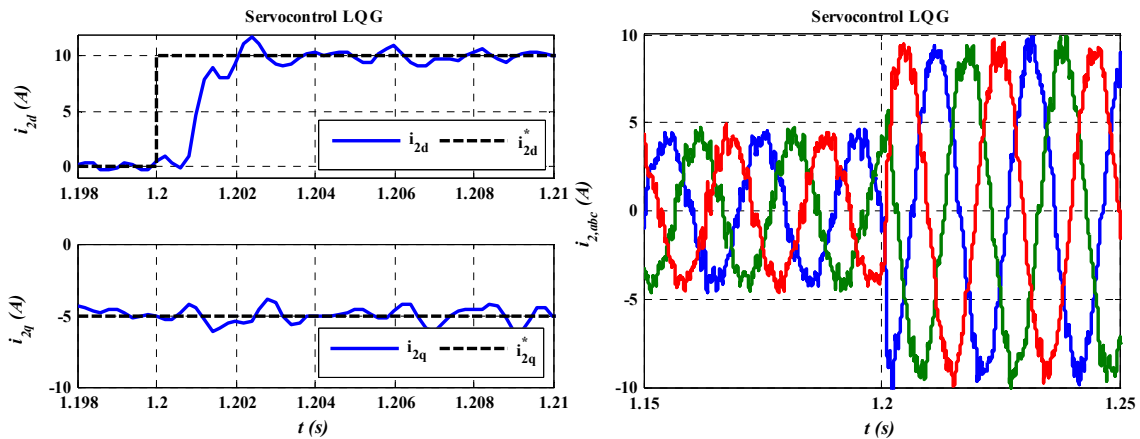


Fig. 5.20. Diagrama de bloques del servocontrol LQG.


 Fig. 5.21. Comportamiento del control de corriente basado en servocontrol LQG ante un cambio de referencia en i_{2d} .

El servocontrol LQG se compara bajo condiciones de ruido con el control de corriente basado en servocontrol LQ. Ambos controladores han sido examinados frente a dos tipos de ruido: ruido blanco Gaussiano aditivo y ruido de conmutación. La Fig. 5.22 muestra la varianza del error en régimen permanente cometido en i_{2d} , definido este como

$$\mathcal{E}_{i_{2d}} = \frac{i_{2d}^* - i_{2d}}{i_{2d}^*} \quad (5.50)$$

Se puede comprobar como en el caso del servocontrol LQ, el ruido en las medidas es introducido dentro del lazo de control, de forma que el controlador es mucho más sensible a este que en el caso del servocontrol LQG.

En la Fig. 5.23 se muestra el esquema completo del control VOC implementado con control de corriente basado en servocontrol LQG. Este esquema es el utilizado para la obtención de los resultados experimentales.

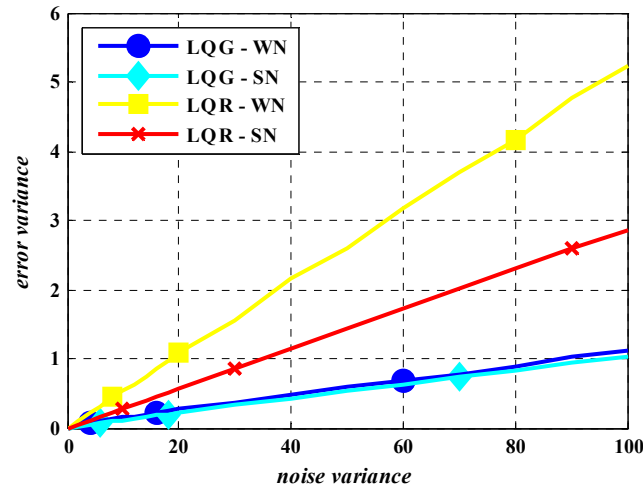


Fig. 5.22. Comparación del error de seguimiento en régimen permanente cometidos por los servocontroladores LQ y LQG bajo condiciones de ruido blanco Gaussiano aditivo (WGN) y ruido de conmutación (SN).

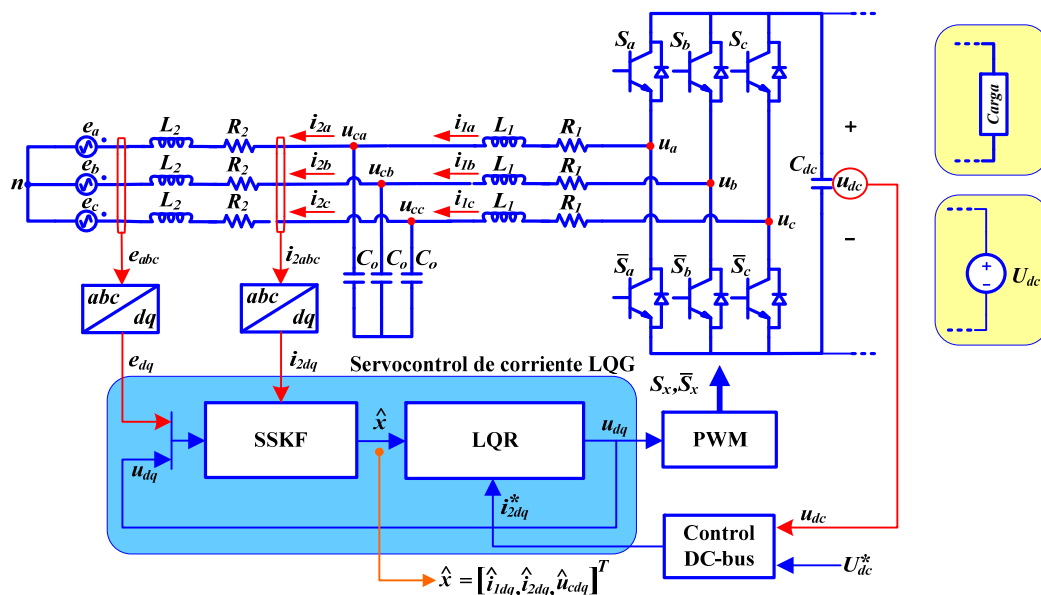


Fig. 5.23. Esquema general del control VOC implementado sobre el VSC con control de corriente basado en servocontrol LQG.

5.5. Compensación de armónicos

En los ejes de referencia estacionarios $\alpha\beta\gamma$, los armónicos rotan en diferente dirección dependiendo del orden del armónico. En la Fig. 5.24 se muestra el sentido de giro en ejes $\alpha\beta\gamma$ del armónico fundamental y los armónicos 5° y 7°.

Dada su importancia, se han considerado como posibles armónicos en el sistema los de orden $b = 6k \pm 1$, con $k = 1, 2, 3, \dots$. Su transformación en ejes $\alpha\beta\gamma$ es la siguiente [Bueno 05]:

- Los armónicos de orden $b = 6k + 1$, siendo $k = 1, 2, 3, \dots$, son de secuencia positiva, girando en ejes $\alpha\beta\gamma$ en sentido antihorario, *i.e.* en el sentido de giro del armónico fundamental.

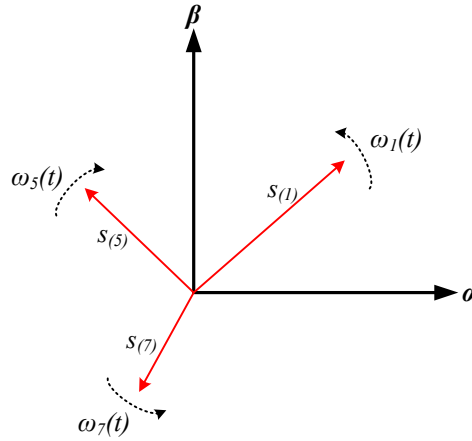


Fig. 5.24. Dirección de giro de los diferentes armónicos en ejes estacionarios $\alpha\beta$.

• Los armónicos de orden $b = 6k - 1$, siendo $k = 1, 2, 3, \dots$, son de secuencia negativa, girando en ejes $\alpha\beta$ en sentido horario, *i.e.* en sentido opuesto al giro del armónico fundamental.

La aplicación de la transformada de ejes $\alpha\beta$ a ejes dq acarrea una rotación en sentido antihorario de valor $\omega_1 t$ —donde ω_1 es la pulsación del armónico fundamental—, de forma que

$$\vec{s}_{dq} = \vec{s}_{\alpha\beta} \cdot e^{-j\omega_1 t} \quad (5.51)$$

Los armónicos de secuencia positiva rotan en ejes dq a $6k\omega_1 t$ y los armónicos de secuencia negativa a $-6k\omega_1 t$.

Si el armónico de secuencia positiva se expresa en ejes $\alpha\beta$ como

$$\vec{s}_{\alpha\beta(6k+1)} = k_{s_{a(6k+1)}} \cdot e^{j(6k+1)\omega_1 t} \quad (5.52)$$

siendo $k_{s_{a(b)}}$ el módulo de la transformación del armónico b . Su expresión en ejes dq resultará

$$\vec{s}_{dq(6k+1)} = k_{s_{a(6k+1)}} \cdot e^{j6k\omega_1 t} \quad (5.53)$$

Que en notación trigonométrica se expresa como

$$\vec{s}_{dq(6k+1)} = k_{s_{a(6k+1)}} (\cos(6k\omega_1 t) + j \operatorname{sen}(6k\omega_1 t)) \quad (5.54)$$

La expresión del armónico de secuencia negativa en ejes $\alpha\beta$ será

$$\vec{s}_{\alpha\beta(6k-1)} = k_{s_{a(6k-1)}} \cdot e^{-j(6k-1)\omega_1 t} \quad (5.55)$$

En ejes dq resultará

$$\vec{s}_{dq(6k-1)} = k_{s_{a(6k-1)}} \cdot e^{-j6k\omega_1 t} \quad (5.56)$$

Que expresado en forma trigonométrica queda de la forma

$$\vec{s}_{dq(6k-1)} = k s_{a(6k-1)} (\cos(6k\omega_1 t) - j \operatorname{sen}(6k\omega_1 t)) \quad (5.57)$$

La presencia de armónicos de secuencia positiva y negativa con idéntica k derivará en ejes dq en una componente sinusoidal a frecuencia $6k\omega_1$. La combinación de ambos armónicos resulta en la expresión

$$\begin{aligned} \vec{s}_{dq(6k)} &= \vec{s}_{dq(6k-1)} + \vec{s}_{dq(6k+1)} = k \left((s_{a(6k-1)} + s_{a(6k+1)}) \cos(6k\omega_1 t) + j (s_{a(6k+1)} - s_{a(6k-1)}) \operatorname{sen}(6k\omega_1 t) \right) \\ s_{d(6k)} &= k (s_{a(6k-1)} + s_{a(6k+1)}) \cos(6k\omega_1 t) \\ s_{q(6k)} &= k (s_{a(6k+1)} - s_{a(6k-1)}) \operatorname{sen}(6k\omega_1 t) \end{aligned} \quad (5.58)$$

En caso de que el sistema trifásico presente desbalances —la calibración de los sensores puede influir en la percepción de estar trabajando bajo esta condición—, la secuencia negativa de la señal provocará una oscilación de frecuencia $2\omega_1$ en ejes dq [Bueno 05], según

$$\begin{aligned} \vec{s}_{dq} &= k s_{a(-1)} e^{-j2\omega_1 t} = k \left(s_{a(-1)} \cos(2\omega_1 t) - j s_{a(-1)} \operatorname{sen}(2\omega_1 t) \right) \\ s_d &= k s_{a(-1)} \cos(2\omega_1 t) \\ s_q &= -k s_{a(-1)} \operatorname{sen}(2\omega_1 t) \end{aligned} \quad (5.59)$$

Según el Principio del Modelo Interno [Doyle 92], para rechazar una perturbación es necesario incluir en el lazo de control un modelo de esta. La eliminación de las componentes armónicas en la corriente se ha de llevar por tanto, incluyendo resonadores a la frecuencia de cada componente armónica en el lazo de control.

Para cada armónico k en ejes dq se ha de implementar un resonador a frecuencia $\omega_k = k\omega_1$. La implementación de estos se ha realizado mediante resonadores discretos AFC (*Adaptive Feed-forward Cancellation*) [Malo 08], cuya función de transferencia simplificada en z es

$$R_k(z) = \frac{\cos(\varphi_k) z^2 - a \cos(\omega_k T_s + \varphi_k) z}{z^2 - 2a \cos(\omega_k T_s) z + a^2} \quad (5.60)$$

donde φ_k es el avance de fase del resonador y a el parámetro que permite fijar su ganancia, siendo esta infinita cuando $a = 1$.

Suponiendo la función de transferencia

$$\frac{Y(z)}{U(z)} = \frac{b_0 z^n + b_1 z^{n-1} + \dots + b_n}{z^n + a_1 z^{n-1} + \dots + a_n} \quad (5.61)$$

Esta se expresa en variables de estado en la forma canónica observable como [Ogata 95]

$$\begin{bmatrix} \hat{x}_1(k+1) \\ \hat{x}_2(k+1) \\ \vdots \\ \hat{x}_{n-1}(k+1) \\ \hat{x}_n(k+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -a_1 & 1 & 0 & \dots & 0 & 0 \\ -a_2 & 0 & 1 & \dots & 0 & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots \\ -a_{n-1} & 0 & 0 & \dots & 0 & 1 \\ -a_n & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{x}_1(k) \\ \hat{x}_2(k) \\ \vdots \\ \hat{x}_{n-1}(k) \\ \hat{x}_n(k) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} b_1 - a_1 b_0 \\ b_2 - a_2 b_0 \\ \vdots \\ b_{n-1} - a_{n-1} b_0 \\ b_n - a_n b_0 \end{bmatrix} u(k) \quad (5.62)$$

$$y(k) = [1 \quad 0 \quad \dots \quad 0 \quad 0] \begin{bmatrix} \hat{x}_1(k) \\ \hat{x}_2(k) \\ \vdots \\ \hat{x}_{n-1}(k) \\ \hat{x}_n(k) \end{bmatrix} + b_0 u(k) \quad (5.63)$$

En el caso del resonador AFC definido por la ec. (5.60), los coeficientes correspondientes a (5.61) son

$$\begin{aligned} a_1 &= -2a \cos(\omega_k T_s) \\ a_2 &= a^2 \end{aligned} \quad (5.64)$$

$$\begin{aligned} b_0 &= \cos(\varphi_k) \\ b_1 &= -a \cos(\omega_k T + \varphi_k) \\ b_2 &= 0 \end{aligned} \quad (5.65)$$

El resonador AFC puede ser expresado en variables de estado según (5.62) como

$$\hat{x}_{k+1} = \Phi_{\omega_k} \hat{x}_k + \Gamma_{\omega_k} u_k \quad (5.66)$$

donde

$$\Phi_{\omega_k} = \begin{bmatrix} 2a \cos(\omega_k T_s) & 1 \\ -a^2 & 0 \end{bmatrix} \quad (5.67)$$

y

$$\Gamma_{\omega_k} = \begin{bmatrix} -a \cos(\omega_k T_s + \varphi_k) + 2a \cos(\omega_k T_s) \cos \varphi_k \\ -a^2 \cos \varphi_k \end{bmatrix} \quad (5.68)$$

Para la atenuación o rechazo de los armónicos en la corriente de red se emplea una estructura de integradores en paralelo tal y como se muestra en la Fig. 5.25.

El diagrama de la Fig. 5.25 no es más que la estructura de un servocontrol, con lazo regulador K_n y N integradores duales en ejes dq

$$K_{in}, \quad x_{k+1}^{in} = \Phi_n x_k^{in} + \Gamma_n \varepsilon_k, \quad n = 1, 2, \dots, N \quad (5.69)$$

El integrador $(K_{i1}, \Phi_1, \Gamma_1)$ es el integrador habitual para eliminar el error en la componente continua, siendo su expresión en variables de estado

$$\Phi_1 = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}, \quad \Gamma_1 = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (5.70)$$

Para cada armónico de frecuencia ω_k en ejes dq se añaden dos resonadores AFC (5.67)-(R-18) en la estructura representada en la Fig. 5.25, de forma que

$$\Phi_n = \begin{bmatrix} \Phi_{\omega_k} & \emptyset \\ \emptyset & \Phi_{\omega_k} \end{bmatrix}, \quad \Gamma_n = \begin{bmatrix} \Gamma_{\omega_k} & \emptyset \\ \emptyset & \Gamma_{\omega_k} \end{bmatrix} \quad (5.71)$$

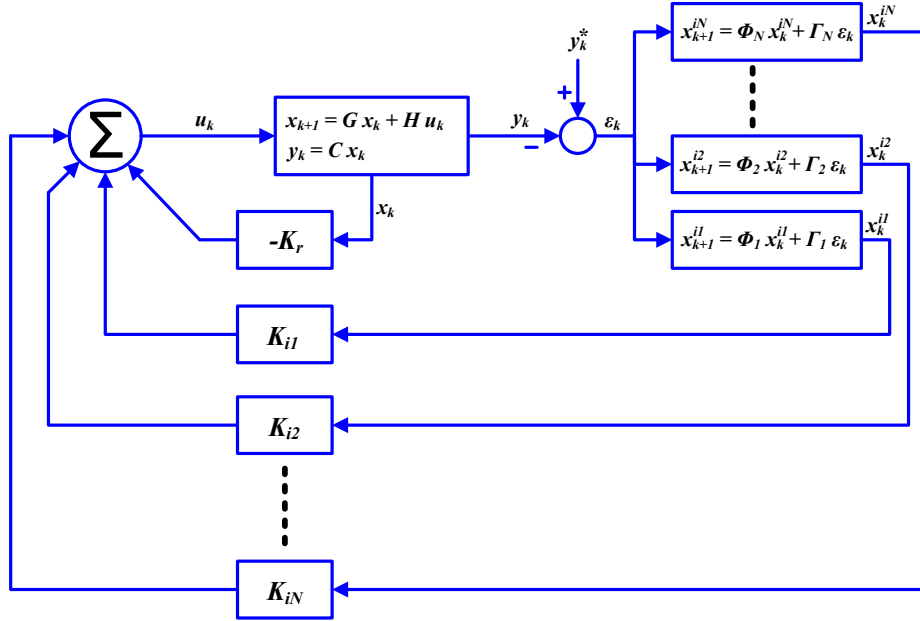


Fig. 5.25. Esquema del servocontrol con resonadores.

La representación en variables de estado tras considerar la dinámica aumentada del sistema mostrado en la Fig. 5.25 se expresa como

$$x_T(k+1) = G_T x_T(k) + H_T u(k) \quad (5.72)$$

donde

$$G_T = \begin{bmatrix} G & \emptyset & \emptyset & \dots & \emptyset \\ \Gamma_1 C & \Phi_1 & \emptyset & \dots & \emptyset \\ \Gamma_2 C & \emptyset & \Phi_2 & \dots & \emptyset \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \Gamma_N C & \emptyset & \emptyset & \dots & \Phi_N \end{bmatrix} \quad (5.73)$$

$$x_T = [x \quad x^{i1} \quad x^{i2} \quad \dots \quad x^{iN}]^T \quad (5.74)$$

y

$$H_T = \begin{bmatrix} H \\ \emptyset \\ \vdots \\ \emptyset \end{bmatrix} \quad (5.75)$$

Las ganancias K_r y K_m se obtienen resolviendo la ecuación de Riccati en régimen permanente, siendo

$$K = [K_r \quad -K_{i1} \quad \dots \quad -K_{iN}] \quad (5.76)$$

la matriz de ganancia que minimiza la función de coste cuadrática (5.24).

Considerando el caso en que la red eléctrica presente 5° y 7° armónico, estos se combinan en ejes dq a la frecuencia $6\omega_1$, según la ec. (5.58). En este caso, el servocontrol ha de incorporar dos integradores duales (con dual se hace referencia a que en realidad cada integrador está compuesto por dos integradores, uno para componente en ejes dq): el integrador $(K_{i1}, \Phi_1, \Gamma_1)$, y un resonador $(K_{i6\omega}, \Phi_{6\omega}, \Gamma_{6\omega})$, destinado a la cancelación del armónico $6\omega_1$, definido según (5.67)-(5.68) y (5.70).

Considerando el retardo computacional en las entradas, el vector de estado aumentado del convertidor con filtro LCL, es según (5.8)

$$x_d = \begin{bmatrix} x_k \\ \tilde{x}_k \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_{1,dq} & i_{2,dq} & u_{C,dq} & z_{dq} \end{bmatrix}^T \quad (5.77)$$

Definiéndose las matrices en variables de estado del sistema con retardo (G_d, H_d, C_d) según (5.9)-(5.11).

El sistema con la dinámica aumentada incluyendo ambos integradores se define según

$$G_T = \begin{bmatrix} G_d & \emptyset & \emptyset \\ \Gamma_1 C_d & \Phi_1 & \emptyset \\ \Gamma_{6\omega} C_d & \emptyset & \Phi_{6\omega} \end{bmatrix} \quad (5.78)$$

$$H_T = \begin{bmatrix} H \\ \emptyset \\ \emptyset \end{bmatrix} \quad (5.79)$$

y

$$x_T = \begin{bmatrix} x_d & x^{i1} & x^{i6\omega} \end{bmatrix}^T \quad (5.80)$$

Donde el resonador contribuye con cuatro estados a la dinámica aumentada de la planta, obteniéndose así un vector de estados aumentado de 14 componentes.

Las matrices Q y R involucradas en la resolución del problema LQ para el servocontrol con resonadores estarán compuestas según

$$Q = \text{diag} \left(\begin{bmatrix} q_{1,1} & \cdots & q_{8,8} & | & q_{9,9} & q_{10,10} & | & q_{11,11} & \cdots & q_{14,14} \end{bmatrix} \right) \quad (5.81)$$

y

$$R = \text{diag} \left(\begin{bmatrix} r_{1,1} & r_{2,2} \end{bmatrix} \right) \quad (5.82)$$

Los pesos $q_{1,1}$ a $q_{8,8}$ tienen la misma función que en el caso anteriormente tratado, estando cada uno asociado a uno de las componentes del vector de estado que incluye el retardo y asignándoles sus valores de par en par. Los pesos $q_{9,9}$ y $q_{10,10}$ están asociados al integrador de la componente continua y a ambos se les asignará el mismo valor. Los pesos $q_{11,11}$ a $q_{14,14}$ están asociados al resonador a $6\omega_1$. En el caso del resonador, se asigna el mismo valor a sus cuatro pesos asociados.

A continuación se presenta un estudio del funcionamiento del servocontrol así diseñado para la variación de los distintos parámetros.

En las Fig. 5.26 se muestra el efecto de modificar el valor del avance de fase, φ_k , sobre el sobreimpulso de la corriente. En la Fig. 5.27, se muestra la respuesta en i_{2d} y el módulo de la señal de actuación $|u_{dq}|$ que presenta el servocontrol diseñado en función de φ_k ante un cambio de referencia en escalón de valor la corriente nominal de un convertidor de 17,5 kVA, $I_{nom} = 43 \text{ A}$. Se ha considerado que $a = 1$, $r_{1,1} = 10^3$, $q_{1,1} = q_{3,3} = 10^3$, $q_{5,5} = q_{7,7} = 0$, $q_{9,9} = 10^3$, $q_{11,11} = 1$. Como se dijo anteriormente, las matrices Q y R se ajustan por pares, *i.e.* $q_{2,2} = q_{1,1}$ etc., a excepción de los pesos del resonador, que se ajustan los cuatro al mismo valor, *i.e.* $q_{11,11} = \dots = q_{14,14}$. La señal de red presenta, aparte de la componente fundamental, los armónicos 5º y 7º ponderados $\frac{1}{25}$ y $\frac{1}{35}$, respectivamente, respecto al valor de eficaz de la componente fundamental, 230 V.

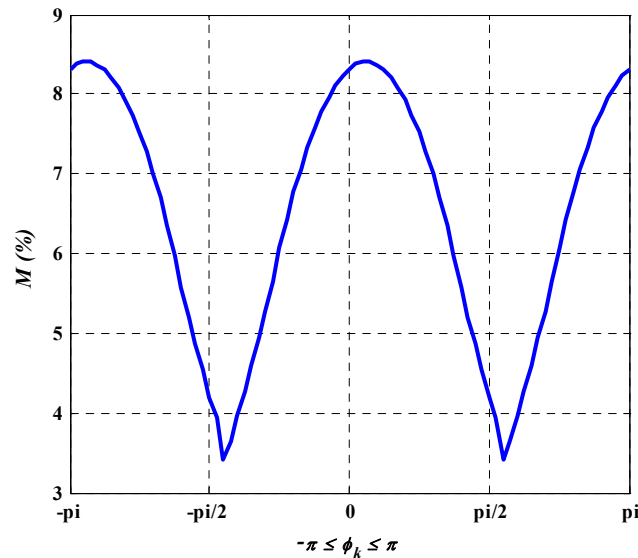


Fig. 5.26. Variación del sobreimpulso de corriente en función del valor de φ_k ante una entrada escalón.

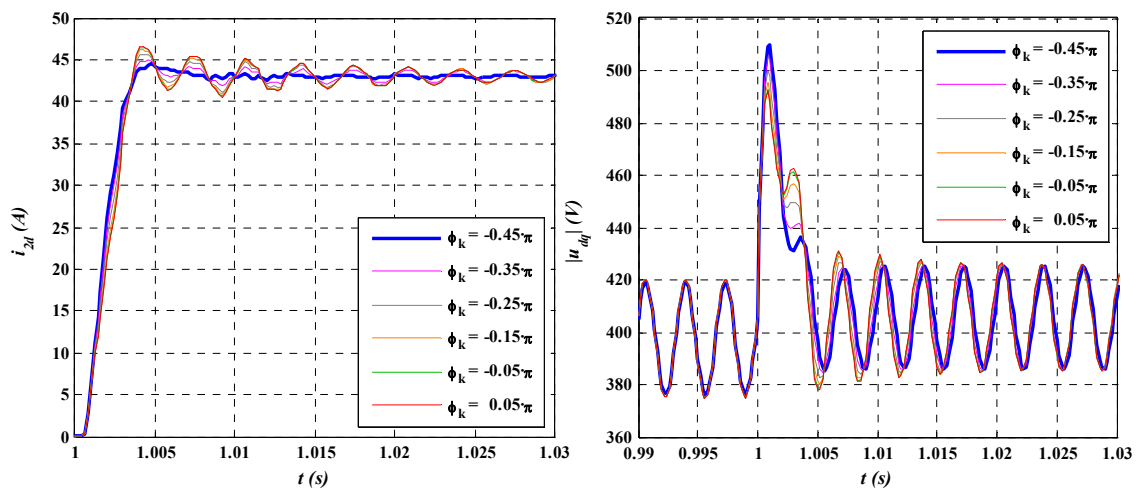


Fig. 5.27. Respuesta de i_{2d} y actuación de $|u_{dq}|$ ante un cambio de referencia tipo escalón de valor $I_{nom} = 43 \text{ A}$ en función de φ_k .

Como puede observarse en las figuras, la elección del valor de φ_k parece ser un compromiso entre el valor del sobreimpulso ante una entrada escalón y la rápida atenuación de las componentes armónicas presentes en la respuesta ante las variaciones de las referencias. El THD obtenido en régimen permanente se mantiene constante para el margen de variación de φ_k , siendo de orden 10^{-7} .

En la Fig. 5.28 se muestra el efecto de la elección del parámetro a . Como se dijo anteriormente, este parámetro establece la ganancia del resonador, siendo infinita para el caso $a = 1$. En la Fig. 5.28.a se muestra el efecto que tiene en el sobreimpulso ante una entrada escalón y el THD en régimen permanente. La Fig. 5.28.b muestra la influencia que tiene sobre la respuesta en i_{2d} . Se ha considerado que $r_{1,1} = 10^3$, $q_{1,1} = q_{3,3} = 10^3$, $q_{5,5} = q_{7,7} = 0$, $q_{9,9} = 10^3$, $q_{11,11} = 1$. El avance de fase se fijó en este caso como $\varphi_k = -\frac{1}{20}\pi$.

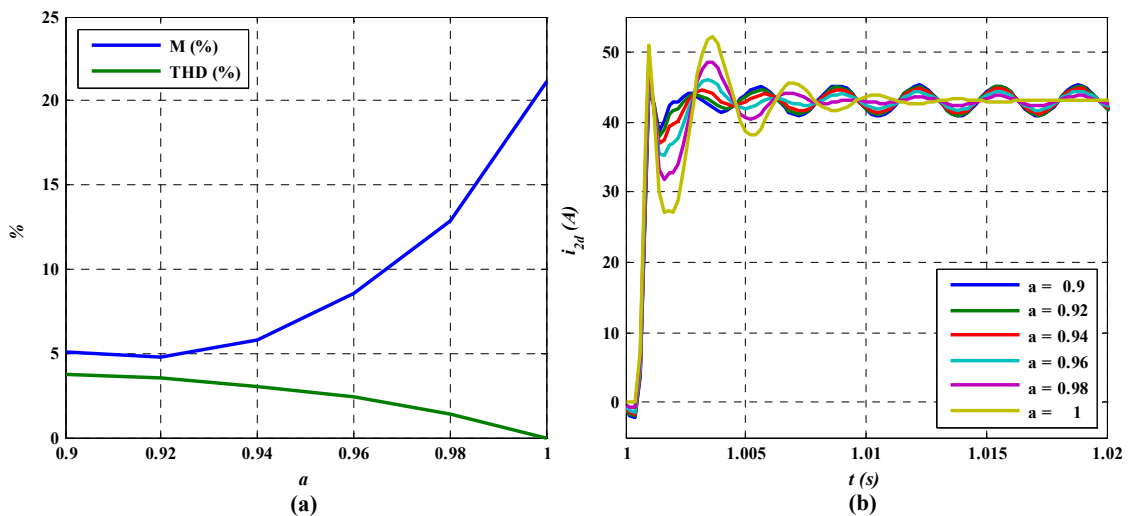


Fig. 5.28. Efecto de modificar "a" en (5.60). (a) Sobreimpulso y THD expresados en tanto por ciento y (b) respuesta de i_{2d} ante un cambio de referencia tipo escalón de valor $I_{nom} = 43 A$ en función del parámetro "a".

Alejarse de la ganancia infinita del resonador, disminuye el valor del sobreimpulso pero por el contrario incrementa el THD en régimen permanente. El tiempo de respuesta no sufre modificación. En la Fig. 5.28.b es difícil establecer la medida del tiempo de establecimiento, pero sin embargo, se puede comprobar visualmente que el tiempo de subida y el tiempo de pico [Ogata 95] son similares para los distintos valores de a .

A continuación se realiza un estudio del efecto de los pesos de las matrices Q y R sobre la respuesta del sistema, con el fin de trazar unas líneas básicas que ayuden a la sintonización durante la fase de diseño del controlador. Los parámetros anteriormente estudiados se fijan como $a = 1$ y $\varphi_k = -\frac{1}{20}\pi$. Incrementar el número de resonadores acarrea, en general, que encontrar la solución de compromiso entre velocidad de respuesta, limitación del sobreimpulso y atenuación de armónicos, sea cada vez una tarea más ardua. Las condiciones del escalón aplicado sobre la referencia y el valor de los armónicos son similares a los casos anteriores. En inicio, los parámetros de las matrices Q y R están fijados como en los casos previos, a excepción de $r_{1,1} = 1$.

La Fig. 5.29 muestra el efecto del parámetro $q_{9,9}$ sobre el sobreimpulso en la respuesta ante una entrada de referencia escalón. A medida que este aumenta, el sobreimpulso decrece. Esto se puede

comprobar también en la Fig. 5.30, donde se muestra la respuesta de i_{2d} y el módulo de la señal de actuación $|u_{dq}|$ en función del parámetro $q_{9,9}$. Asimismo, se observa como el tiempo de subida de la respuesta disminuye a medida que el parámetro $q_{9,9}$ aumenta, incrementándose también el valor de las señales de actuación que requiere el sistema.

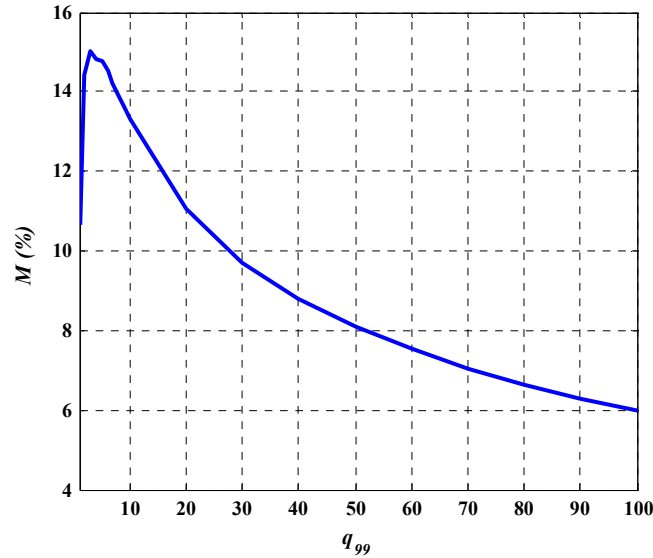


Fig. 5.29. Influencia del parámetro $q_{9,9}$ en el sobreimpulso de la respuesta ante un cambio de referencia escalón.

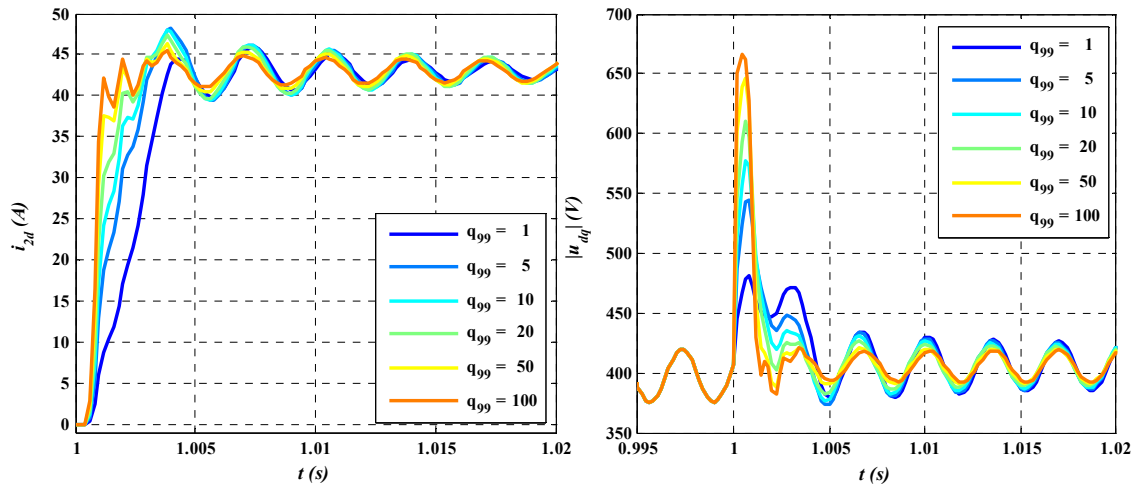


Fig. 5.30. Respuesta en i_{2d} ante un cambio de referencia tipo escalón de valor $I_{nom} = 43$ A en función de $q_{9,9}$.

Para el estudio de la influencia de los pesos de la matriz R se fijan los pesos de Q de forma que $q_{1,1} = q_{3,3} = 1$, $q_{9,9} = 10^4$ y $q_{11,11} = 1$. El resto de parámetros y condiciones siguen siendo idénticos a los casos anteriores. En la Fig. 5.31 se muestra el efecto que tiene variar $r_{1,1}$ sobre el sobreimpulso y el tiempo de establecimiento. El primero decrece rápidamente a medida que se aumenta el valor de los pesos en R para después volver a incrementarse de forma mucho más lenta, mientras que el segundo aumenta con el aumento de estos. La Fig. 5.32, donde se muestra la respuesta en i_{2d} en función de los pesos de R , lo corrobora. En esta misma figura se puede comprobar cómo el valor del módulo de la

señal de actuación $|u_{dq}|$ disminuye a medida que se aumenta el valor de los pesos asociados a la matriz R .

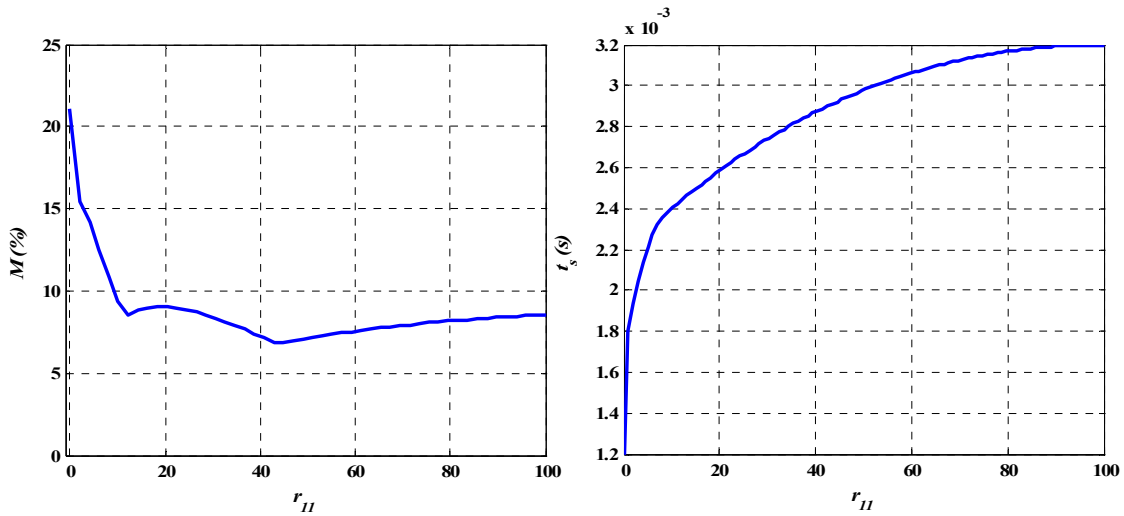


Fig. 5.31. Influencia del parámetro $r_{1,1}$ en (a) el sobreimpulso y (b) el tiempo de establecimiento de la respuesta ante una entrada escalón.

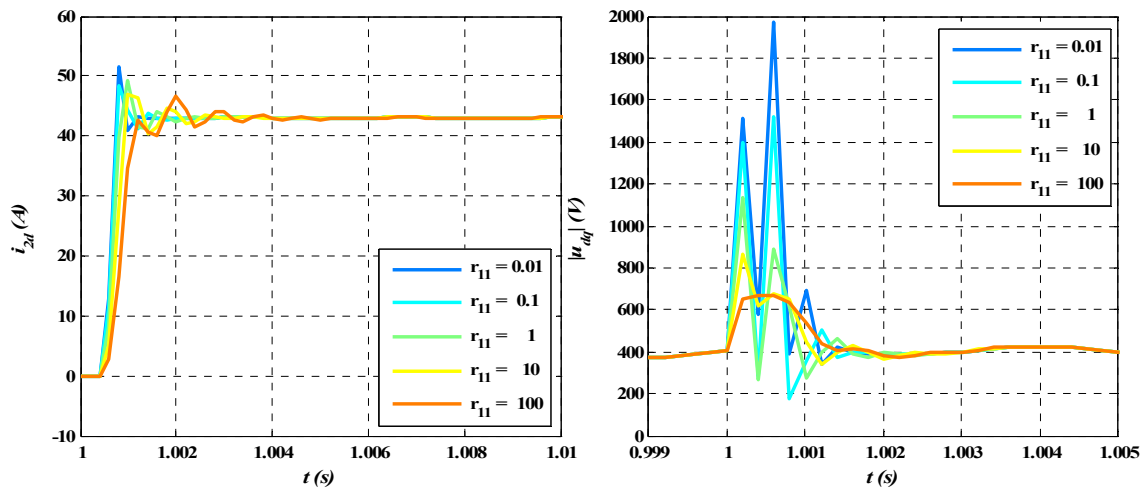


Fig. 5.32. Respuesta en i_{2d} ante un cambio de referencia tipo escalón de valor $I_{nom} = 43 A$ en función de $r_{1,1}$.

Se realiza un segundo estudio del efecto de variar los parámetros de R . En este caso, los pesos asociados a la corriente $i_{2,dq}$ se fijan como $q_{1,1} = q_{3,3} = q_{9,9} = 10^4$. En este caso, tal y como se muestra en la Fig. 5.33, el sobreimpulso es menor que en el caso mostrado en Fig. 5.31, no obstante este crece a medida que se incrementa el valor de los pesos en R . El efecto sobre el tiempo de establecimiento muestra un comportamiento extraño, manteniéndose constante para determinados márgenes de valores, pero en general se puede comprobar en la Fig. 5.34 que a medida que se incrementan los pesos de la matriz R , el tiempo de establecimiento aumenta. En la Fig. 5.34 se muestra también el valor del módulo de la señal de actuación. Como en el caso anterior, este disminuye a medida que se aumenta el valor de los parámetros de la matriz R .

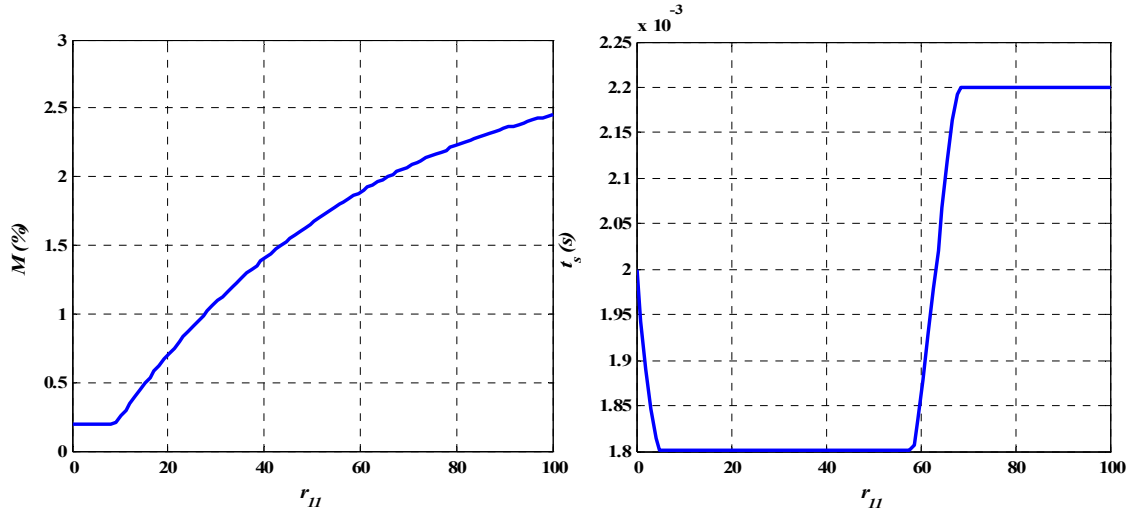


Fig. 5.33. Influencia del parámetro $r_{1,1}$ en (a) el sobreimpulso y (b) el tiempo de establecimiento de la respuesta ante una entrada escalón

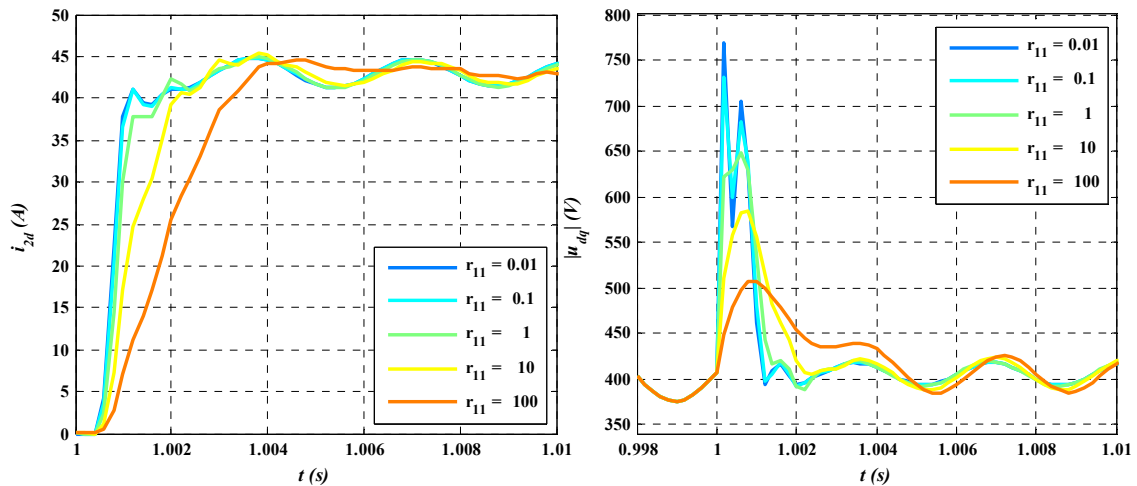


Fig. 5.34. Respuesta en i_{2d} ante un cambio de referencia tipo escalón de valor $I_{nom} = 43$ A en función de $r_{1,1}$.

Tras estos estudios, se puede establecer como criterio para la elección de los parámetros del diseño del servocontrol las siguientes recomendaciones:

- Los resonadores se escogen con ganancia infinita, *i.e.* $a = 1$, y se fija el avance de fase como $\varphi_k = -1/20\pi$.
- El valor asignado a los pesos asociados a las corrientes $i_{1,dq}$ y $i_{2,dq}$ ($q_{1,1}$, $q_{2,2}$, $q_{3,3}$ y $q_{4,4}$), y a los pesos del integrador de la componente continua ($q_{9,9}$ y $q_{10,10}$), han de ser similares y muy altos respecto al resto, *e.g.* en este caso $q_{1,1} = q_{3,3} = q_{9,9} = 10^3$.
- El valor asignado a los pesos de la matriz R han de ser de orden inferior a los anteriores, pero también altos, *e.g.* en este caso $r_{1,1} = 10^2$.
- Los pesos asociados a los resonadores, $q_{11,11} \dots q_{14,14}$, han de ser mucho menores que los anteriores, *e.g.* $q_{11,11} = 1$.

- El resto de los pesos se fijan a 0.

Para testar el funcionamiento del diseño propuesto, se ha realizado un control del VSC basado en VOC, donde un control de tensión del DC-bus fija la componente de corriente activa. Se ha perturbado la red con los armónicos 5° y 7°, de amplitudes $I_5 = I_1/10$ e $I_7 = I_1/13,3$ respecto al armónico fundamental. El valor de los pesos seleccionados durante la fase de diseño es

$$\begin{aligned}
 q_{1,1}, q_{2,2} &= q_{3,3}, q_{4,4} = q_{9,9}, q_{10,10} = 10^3 \\
 q_{5,5}, q_{6,6} &= q_{7,7}, q_{8,8} = 0 \\
 q_{11,11}, q_{12,12}, q_{13,13}, q_{14,14} &= 1 \\
 r_{1,1}, r_{2,2} &= 10^2
 \end{aligned} \tag{5.83}$$

La Fig. 5.35 muestra, para la simulación del control diseñado según (5.83), la tensión en el DC-bus, la corriente de red $i_{2,dq}$, el módulo y las componentes dq de la señal de actuación u_{dq} y la corriente de red en ejes trifásicos $i_{2,abc}$. Una vez que se ha estabilizado el DC-bus a una tensión de 750 V, se aplica, en el instante $t = 1,5$ s, una consigna de corriente reactiva $i_{2d}^* = 4$ A. En $t = 1,6$ s se aplica un cambio de referencia $i_{2d}^* = I_{nom} = 43$ A.

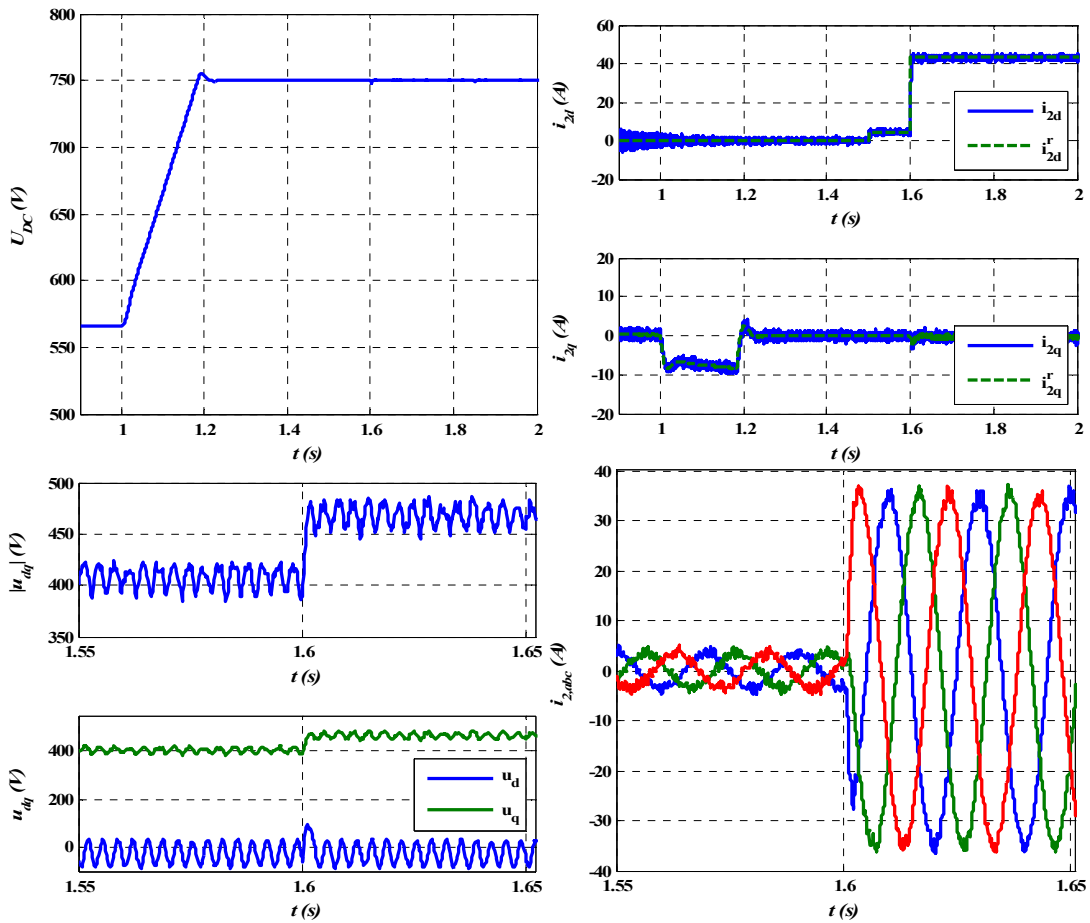


Fig. 5.35. Control VOC del VSC empleando un servocontrol con resonador para rechazo de armónicos. La consigna de corriente activa, \tilde{i}_φ , viene determinada por el control de tensión. Se aplican dos cambios de consigna de corriente reactiva. En $t = 1,5$ s se aplica $\tilde{i}_d = 4$ A. En $t = 1,6$ s se aplica $\tilde{i}_d = I_{nom} = 43$ A.

En la Fig. 5.36 se compara la respuesta de corriente en ejes dq de ambos controles —con y sin resonadores—. Se aprecia, a simple vista, como la respuesta del servocontrol con resonador presenta menos componentes armónicas que la respuesta del servocontrol sin resonadores. De forma similar, también se puede apreciar esto en la Fig. 5.37.a, donde se compara la señal i_{2a} obtenida mediante ambos controladores. La Fig. 5.37.b muestra la representación de la DFT de i_{2a} para ambos controladores. Observando la figura es fácil apreciar cómo el servocontrol con resonador atenúa las componentes armónicas 5ª y 7ª en la corriente. En la Tabla 5.I se compara el valor de amplitud de estos armónicos para ambos controladores.

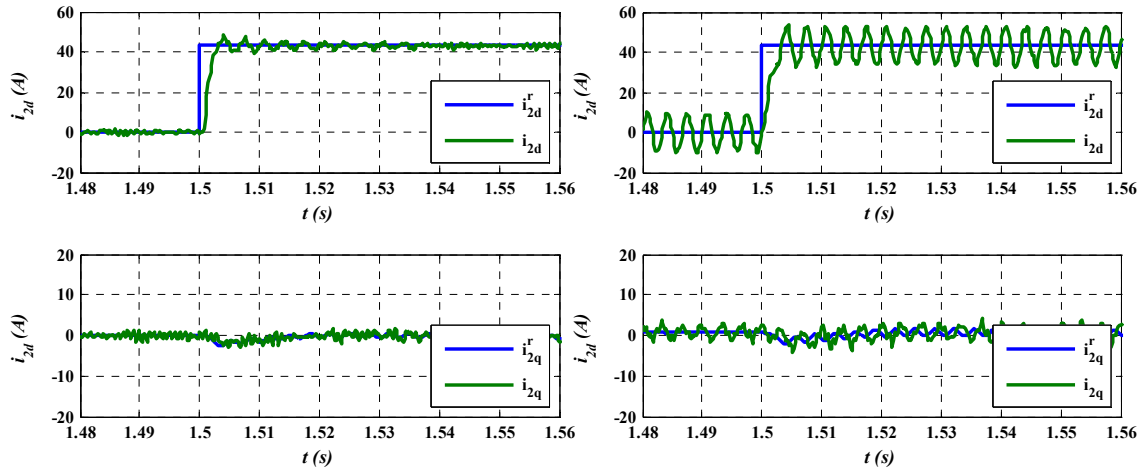


Fig. 5.36. Respuesta ante una entrada escalón en i_{2d} del (a) servocontrol con resonador para 5º y 7º armónico y (b) servocontrol sin resonadores.

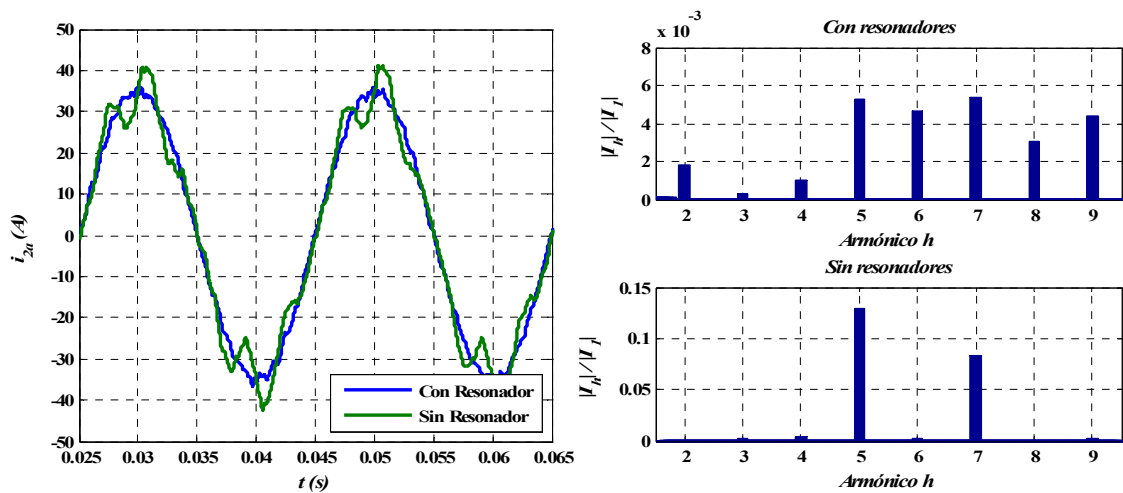


Fig. 5.37. Control mediante servocontrol con resonador para 5º y 7º armónico en la tensión de red. (a) Corriente i_{2a} con resonador en el lazo de control y sin resonador. (b) DFT de la corriente con resonador y sin resonador.

TABLA 5.I. DFT DE I_{2a} CON Y SIN RESONADOR EN EL SERVOCONTROL

	250 Hz (5°)	350 Hz (7°)
Con Resonador	0,19 A	0,19 A
Sin Resonador	4,55 A	2,29 A

A continuación, se ha realizado un diseño considerando que la red eléctrica está perturbada con los armónicos 5º ($I_5 = I_1 / 10$), 7º ($I_7 = I_1 / 13,3$), 11º ($I_{11} = I_1 / 23$) y 13º ($I_{13} = I_1 / 26,6$). Aparte, se ha supuesto que existe un desequilibrio en tensión de red en la fase A respecto a las otras dos fases, de

forma que $E_a = 0.9E_b = 0.9E_c$. Como se estableció anteriormente, los armónicos 5° y 7° dan como resultado el armónico $6\omega_1$ en ejes dq . Los armónicos 11° y 13° son responsables de la componente $12\omega_1$ en ejes dq y la secuencia negativa del armónico fundamental contamina con el armónico $2\omega_1$. Por lo tanto, el servocontrol ha de incorporar cuatro integradores duales, el integrador $(K_{i1}, \Phi_1, \Gamma_1)$, y tres integradores, $(K_{i2\omega}, \Phi_{2\omega}, \Gamma_{2\omega})$, $(K_{i6\omega}, \Phi_{6\omega}, \Gamma_{6\omega})$ y $(K_{i12\omega}, \Phi_{12\omega}, \Gamma_{12\omega})$, para la cancelación de los armónicos $2\omega_1$, $6\omega_1$ y $12\omega_1$ respectivamente., definiéndose estos según (5.67)-(5.68) y (5.70).

Considerando el retardo computacional en las entradas, el vector de estado aumentado del convertidor con filtro LCL, es según (5.8)

$$x_d = \begin{bmatrix} x_k \\ \tilde{x}_k \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_{1,dq} & i_{2,dq} & u_{C,dq} & \tilde{z}_{dq} \end{bmatrix}^T \quad (5.85)$$

Definiéndose las matrices en variables de estado del sistema con retardo (G_d, H_d, C_d) según (5.9)-(5.11).

El sistema con la dinámica aumentada incluyendo los integradores, tanto de primer orden como de segundo orden, se define según

$$G_T = \begin{bmatrix} G_d & \emptyset & \emptyset & \emptyset & \emptyset \\ \Gamma_1 C_d & \Phi_1 & \emptyset & \emptyset & \emptyset \\ \Gamma_{2\omega} C_d & \emptyset & \Phi_{2\omega} & \emptyset & \emptyset \\ \Gamma_{6\omega} C_d & \emptyset & \emptyset & \Phi_{6\omega} & \emptyset \\ \Gamma_{12\omega} C_d & \emptyset & \emptyset & \emptyset & \Phi_{12\omega} \end{bmatrix} \quad (5.86)$$

$$H_T = \begin{bmatrix} H \\ \emptyset \\ \emptyset \\ \emptyset \\ \emptyset \end{bmatrix} \quad (5.87)$$

y

$$x_T = \begin{bmatrix} x_d & x^{i1} & x^{i2\omega} & x^{i6\omega} & x^{i12\omega} \end{bmatrix}^T \quad (5.88)$$

Donde cada resonador contribuye con cuatro estados a la dinámica aumentada de la planta, obteniéndose así un vector de estados aumentado de 22 componentes.

Las matrices Q y R involucradas en la resolución del problema LQ para el servocontrol con resonadores estarán compuestas según

$$Q = \text{diag} \left(\begin{bmatrix} q_{1,1} & \cdots & q_{8,8} & | & q_{9,9} & q_{10,10} & | & \underbrace{q_{11,11} \cdots q_{14,14}}_{2\omega_1} & | & \underbrace{q_{15,15} \cdots q_{18,18}}_{6\omega_1} & | & \underbrace{q_{19,19} \cdots q_{22,22}}_{12\omega_1} \end{bmatrix} \right) \quad (5.89)$$

y

$$R = \text{diag} \left(\begin{bmatrix} r_{1,1} & r_{2,2} \end{bmatrix} \right) \quad (5.90)$$

Los pesos $q_{1,1}$ a $q_{10,10}$ tienen la misma función que en el caso anteriormente tratado, estando cada uno asociado a uno de las componentes del vector de estado que incluye el retardo y asignándoles sus valores de par en par. Los pesos $q_{11,11}$ a $q_{14,14}$ están asociados al integrador resonante a frecuencia $2\omega_1$. Los pesos $q_{15,15}$ a $q_{18,18}$ están asociados al integrador resonante a frecuencia $6\omega_1$. Y los pesos $q_{19,19}$ a $q_{22,22}$ están asociados al integrador resonante a frecuencia $12\omega_1$.

Considerando los criterios de selección que se han analizado anteriormente, el valor de los pesos seleccionados durante la fase de diseño es

$$\begin{aligned}
 q_{1,1}, q_{2,2} &= q_{3,3}, q_{4,4} = q_{9,9}, q_{10,10} = 10^4 \\
 q_{5,5}, q_{6,6} &= q_{7,7}, q_{8,8} = 0 \\
 q_{11,11}, q_{12,12}, q_{13,13}, q_{14,14} &= 1 \\
 q_{15,15}, q_{16,16}, q_{17,17}, q_{18,18} &= 1 \\
 q_{19,19}, q_{20,20}, q_{21,21}, q_{22,22} &= 1 \\
 r_{1,1}, r_{2,2} &= 10^2
 \end{aligned} \tag{5.91}$$

La Fig. 5.38 muestra, para la simulación del control diseñado según (5.91), la tensión en el DC-bus, la corriente de red $i_{2,dq}$, el módulo y las componentes dq de la señal de actuación u_{dq} y la corriente de red en ejes trifásicos $i_{2,abc}$. Una vez que se ha estabilizado el DC-bus a una tensión de 750 V, se aplica, en el instante $t = 1,5 \text{ s}$, una consigna de corriente reactiva $i_{2,d}^* = 4 \text{ A}$. En $t = 1,6 \text{ s}$ se aplica un cambio de referencia $i_{2,d}^* = I_{nom} = 43 \text{ A}$.

En la Fig. 5.39, se compara la respuesta en ejes dq del control con resonadores frente al control sin resonadores, pudiéndose observar cómo la respuesta del primero presenta menos componentes armónicas que la respuesta del segundo. En la Fig. 5.40.a se compara la señal $i_{2,a}$ obtenida mediante ambos controladores, donde se puede comprobar que el contenido armónico de la señal obtenida mediante el servocontrol con resonadores es mucho menor que el contenido armónico del control sin resonadores. La Fig. 5.40.b muestra la representación de la DFT de $i_{2,a}$ para ambos controladores. Observando la figura es fácil apreciar cómo el servocontrol con resonadores atenúa las componentes armónicas consideradas durante su diseño. En la Tabla 5.II se compara el valor de amplitud de estos armónicos para ambos controladores.

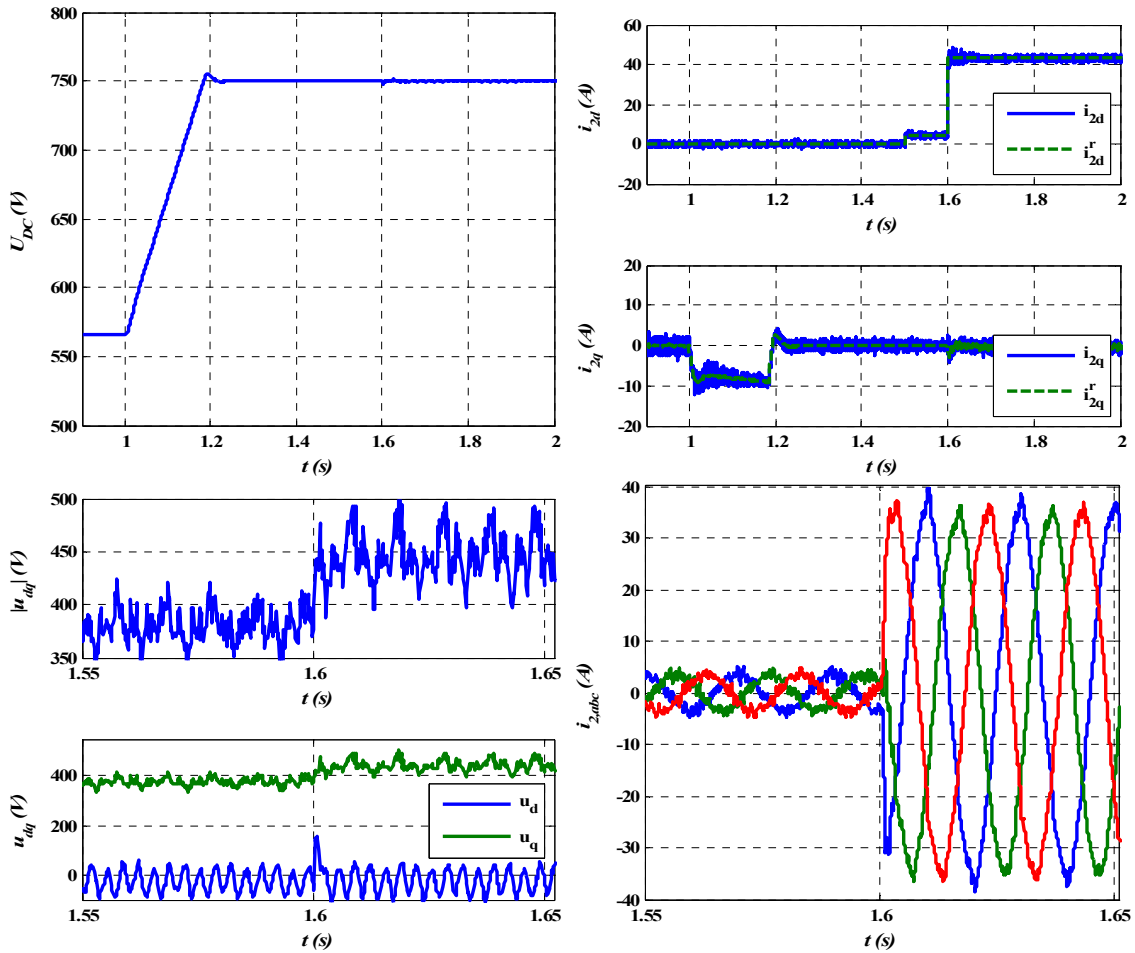


Fig. 5.38. Control VOC del VSC empleando un servocontrol con resonador para rechazo de armónicos. La consigna de corriente activa, \tilde{i}_q , viene determinada por el control de tensión. Se aplican dos cambios de consigna de corriente reactiva. En $t = 1.5$ s se aplica $\tilde{i}_d = 4$ A. En $t = 1.6$ s se aplica $\tilde{i}_d = I_{nom} = 43$ A.

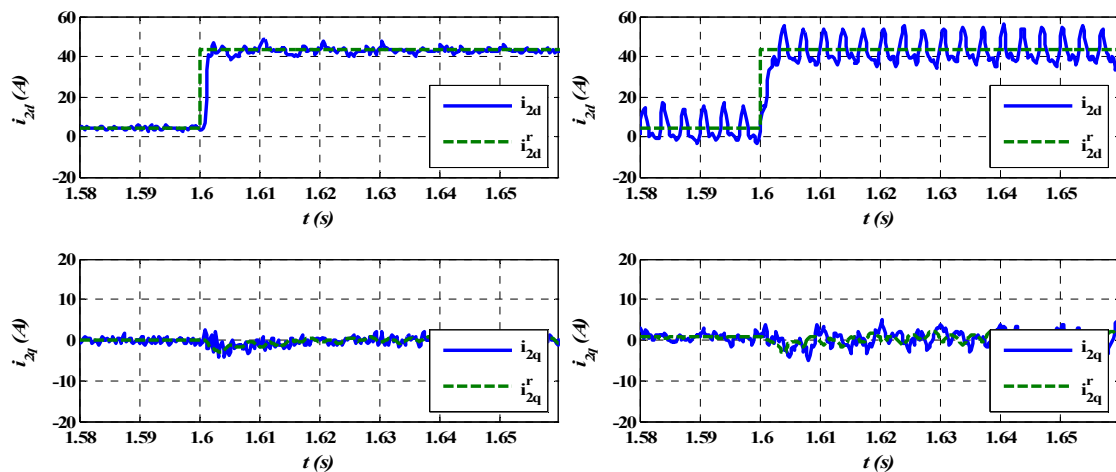


Fig. 5.39. Respuesta ante una entrada escalón en i_{2d} del (a) servocontrol con resonadores para 5° y 7° armónico, 11° y 13° y secuencia negativa del armónico fundamental de red; y (b) servocontrol sin resonadores.

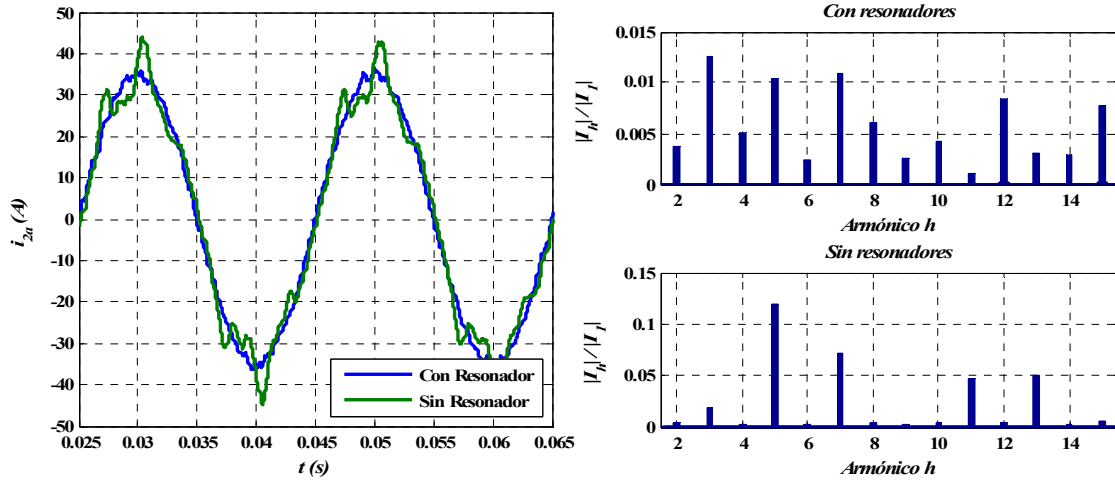


Fig. 5.40. Control mediante servocontrol con resonadores para 5° y 7° armónico, 11° y 13° armónico en la tensión de red y secuencia negativa en el armónico fundamental. (a) Corriente i_{2a} con resonadores en el lazo de control y sin resonadores. (b) DFT de la corriente con resonadores y sin resonadores.

TABLA 5.II. DFT DE i_{2a} CON Y SIN RESONADORES EN EL SERVOCONTROL.

	150 Hz (3 ^{er})	250 Hz (5°)	350 Hz (7°)	550 Hz (11°)	650 Hz (13°)
Con Resonador	0,44	0,36	0,38	0,04	0,11
Sin Resonador	0,70	4,27	2,53	1,68	1,78

5.6. Versatilidad del diseño: control con filtro L y filtro LC

Una de las principales ventajas del método de diseño realizado es su versatilidad, siendo fácilmente configurable, tanto en su fase de diseño, como en la implementación, para adaptarse a otros posibles problemas de control con VSCs como puede ser el control con filtro L conectado a red o filtro LC conectado a una carga. A diferencia de lo que ocurre con los métodos de control clásicos (PI, etc.), donde se diseña con estructuras muy determinadas y dedicadas a la arquitectura que presente el convertidor, en el caso del servocontrol diseñado la representación en variables de estado ayuda a su fácil reconfiguración.

Para pasar de un tipo de control a otro, sólo es necesario configurar ciertos parámetros en la fase de diseño —tamaño de los vectores de entrada, de salida y de estado y tamaño de las matrices Q y R —, así como ciertos parámetros de la función implementada en la tarjeta de control —tamaño de los vectores de entrada, de salida y de estado y tamaño y coeficientes de las matrices de ganancia K_r y K_f —. A continuación se realiza el diseño de un servocontrol para los casos donde el convertidor está conectado bien a red mediante un filtro L, o bien a una carga mediante un filtro LC.

5.6.1. Control con filtro L

A partir de los parámetros mostrados en la Tabla 5.III y el modelo en variables de estado del convertidor con filtro L discretizado mediante el método ZOH, ecs. (3.37)-(3.39), se diseña un servocontrol LQ empleando la misma metodología que en el caso del filtro LCL. Se considera como entrada a la planta la tensión de actuación, u_{dq} . La corriente por el filtro, i_{dq} , se considera como vector de estado y como salida. Se supone que la red presenta un comportamiento no ideal con impedancias

L_g y R_g . Se tiene en cuenta también el retardo computacional en las señales de actuación. Para el diseño del servocontrol se fijan los parámetros de las matrices Q y R como

$$Q = \text{diag}([20, 20, 0, 0, 15, 15]) \quad (5.92)$$

y

$$R = \text{diag}([1, 1]) \quad (5.93)$$

TABLA 5.III. CONFIGURACIÓN DEL FILTRO L PARA EL DISEÑO DEL SERVOCONTROL.

L_l	7,5 mH
R_l	3,63 mΩ
L_g	2,5 mH
R_g	1 mΩ

Con estos datos, el servocontrol obtenido es:

$$K_r = \begin{bmatrix} 4,679 & 0,326 & 1,250 & 0,048 \\ -0,326 & 4,679 & -0,048 & 1,250 \end{bmatrix} \quad (5.94)$$

$$K_i = \begin{bmatrix} 1,548 & -0,067 \\ 0,067 & 1,548 \end{bmatrix}$$

Para la comprobación del correcto funcionamiento del sistema controlado se ha dispuesto un esquema básico de simulación como el mostrado en la Fig. 5.41. Se ha optado por simular el convertidor como fuentes de tensión ideales, en lugar de con dispositivos de conmutación, y durante el diseño no se ha buscado la posible optimización de este frente a diversas impedancias de red. En la Fig. 5.42 se muestra la respuesta obtenida: en $t = 0,1 \text{ s}$, se efectúa un cambio de referencia $i_d^* = 10 \text{ A}$, pudiendo comprobar tal y como se muestra en la figura, que el servocontrol responde a este en un tiempo menor de 3 ms , presentando un sobreimpulso ligeramente inferior al 10 %.

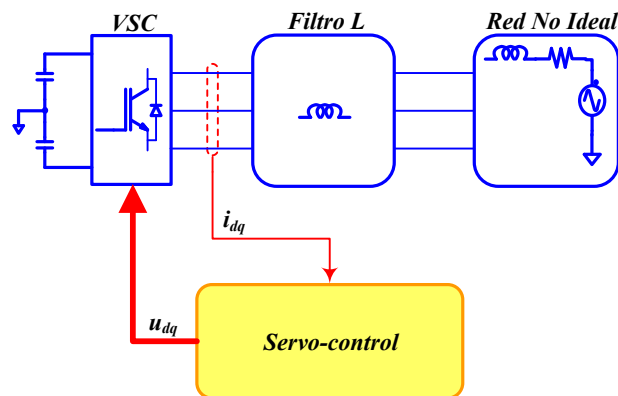


Fig. 5.41. Esquema básico del circuito de testado del funcionamiento del servocontrol con filtro L.

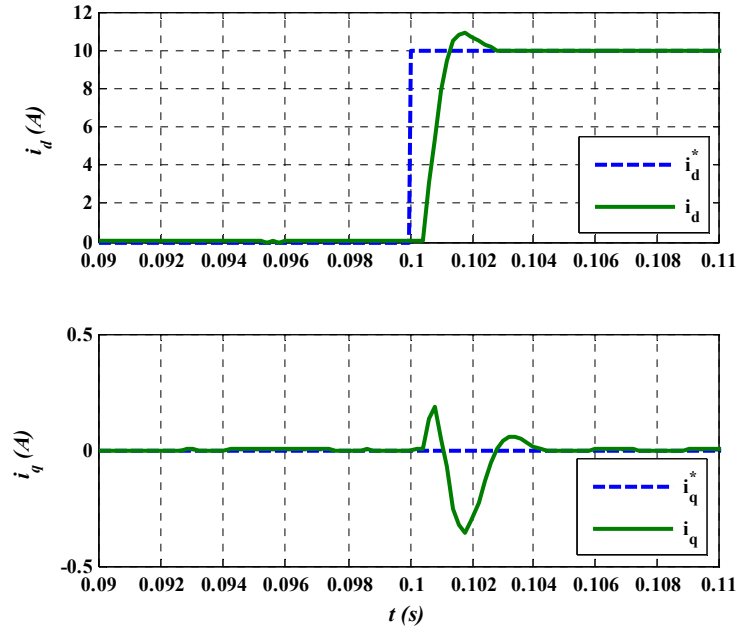


Fig. 5.42. Respuesta del servocontrol con filtro L. En $t = 0,1$ s se introduce un cambio de referencia $i_d^* = 10$ A.

5.6.2. Control con filtro LC

A partir de los parámetros mostrados en la Tabla 5.IV y el modelo en variables de estado del convertidor con filtro LC, ecs. (3.15)-(3.20), discretizado mediante el método ZOH; y siguiendo la misma metodología que en el caso del filtro LCL, se diseña un servocontrol LQ. Se considera como entrada al sistema la tensión de actuación, u_{dq} ; se supone que se dispone del vector de estado completo, *i.e.* $x = [i_{1d}, i_{1q}, u_{Cd}, u_{Cq}]^T$, por lo que no se ha implementado ningún tipo de estimador; y como señal de salida se ha considerado la tensión en los condensadores del filtro, $u_{C,dq}$. Se ha tenido en cuenta el retardo computacional en las señales de actuación. Para el diseño del servocontrol se considera que

$$Q = \text{diag}([1, 1, 10, 10, 0, 0, 10, 10]) \quad (5.95)$$

y

$$R = \text{diag}([1, 1]) \quad (5.96)$$

TABLA 5.IV. CONFIGURACIÓN DEL FILTRO LC PARA EL DISEÑO DEL SERVOCONTROL

L_1	2,75 mH
R_1	29,14 mΩ
C_o	30 μF

Con estos datos el servocontrol obtenido es:

$$K_r = \begin{bmatrix} 27,693 & 1,666 & 0,582 & -0,036 & 1,722 & 0,070 \\ -1,666 & 27,693 & 0,036 & 0,582 & -0,070 & 1,722 \end{bmatrix} \quad (5.97)$$

$$K_i = \begin{bmatrix} 1,033 & -0,071 \\ 0,071 & 1,033 \end{bmatrix}$$

Para la comprobación del correcto funcionamiento del sistema controlado se ha dispuesto un esquema básico de simulación que se muestra en la Fig. 5.43. Recaltar que únicamente se busca justificar la versatilidad del servocontrol, por lo que se ha optado por simular el convertidor como fuentes de tensión ideales, en lugar de con dispositivos de conmutación, y que no se ha buscado la posible optimización del diseño ante diferentes tipos de carga. Para el test se ha dispuesto una carga resistiva, $P = 10^3 \text{ W}$, que se conecta al sistema en $t = 0,2 \text{ s}$. En la Fig. 5.44 se muestra la respuesta obtenida: tras iniciar el controlador en $t = 0,1 \text{ s}$, se efectúa el enganche de la carga, pudiendo comprobar tal y como se muestra en la figura, que el servocontrol compensa el error producido en menos de 3 ms . En este caso el ángulo de fase de la tensión es generado por el propio controlador, no existiendo bloque de sincronismo.

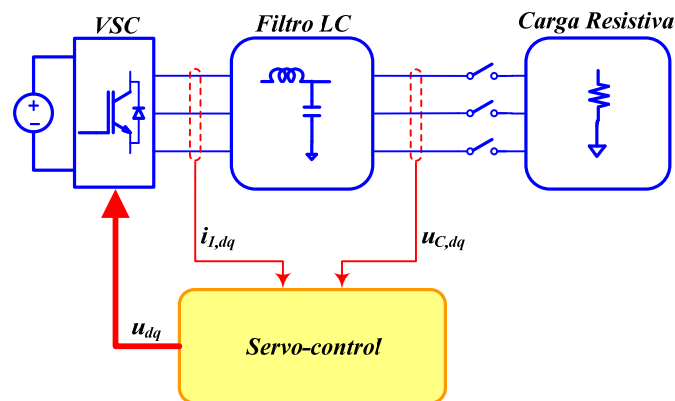


Fig. 5.43. Esquema básico del circuito de testado del funcionamiento del servocontrol con filtro LC.

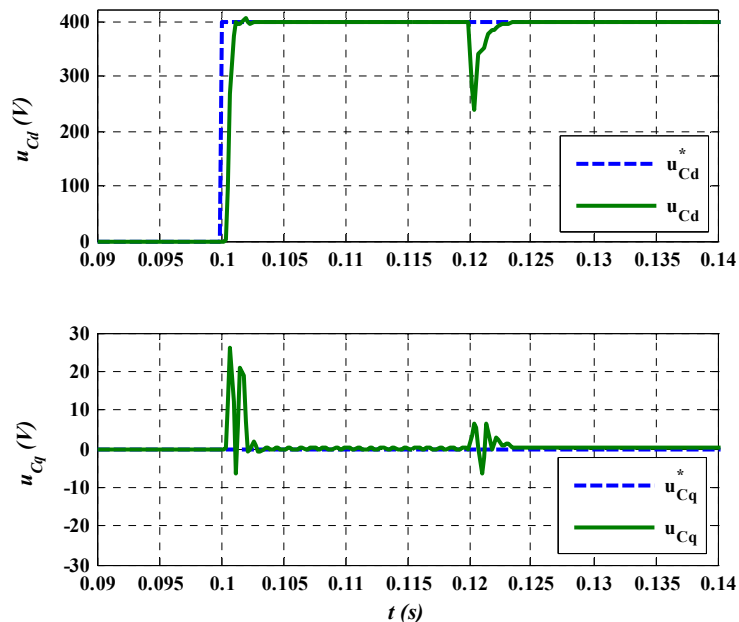


Fig. 5.44. Respuesta del servocontrol con filtro LC. En $t = 0,1 \text{ s}$ entra en funcionamiento el control, con $u_{Cd}^* = 400 \text{ V}$. En el instante de tiempo $t = 0,2 \text{ s}$ se conecta una carga resistiva ($P = 10^3 \text{ W}$).

5.7. Sintonización mediante Algoritmos Genéticos

5.7.1. Introducción

Surgidos en la década de los 70 a partir de los trabajos de J.H. Holland y su equipo de la Universidad de Michigan [Holland 92], los Algoritmos Genéticos (GA – *Genetic Algorithm*) suponen una potente herramienta de diseño en cuanto a su capacidad para resolver problemas de optimización. Los GAs usan una analogía directa de la teoría de la evolución de Darwin, siendo algoritmos de búsqueda que basan su funcionamiento en los mecanismos de la selección natural y la mutación genética [Goldberg 89]. En el GA, cada individuo de la población representa una solución al problema dado. Este individuo tiene asignada una puntuación en función de cómo de buena sea dicha solución, *i.e.* como de próxima sea a la solución deseada. Cuanto mayor sea la puntuación del individuo, mayor será su adaptación y por tanto sus posibilidades de reproducirse o sobrevivir, cruzando su material genético con otros individuos — generando nuevos individuos, descendientes de los anteriores— o manteniéndose en la siguiente población, respectivamente. De esta manera, la generación sucesiva de poblaciones acarrearán que los nuevos individuos que las componen estén mejor adaptados a su entorno que lo que estaban los individuos a partir de los cuales fueron creados, exactamente como en los procesos evolutivos naturales, convergiendo, en la mayoría de los casos, hacia la solución óptima del problema.

Entre otros problemas de optimización de diseño, los GA han sido aplicados para la optimización de controladores borrosos [Zhou 00], así como controladores PID borrosos [Wang 92], donde se mezcla la teoría de control borroso con los principios del PID clásico. Asimismo, se pueden encontrar estudios sobre su aplicación a estructuras complejas de controladores PI destinadas al control de procesos multivariable [Vlachos 97].

En el campo de la electrónica de potencia también han ido apareciendo diversas propuestas en los últimos años, donde se ha hecho uso de los GAs para la optimización del diseño de controladores o equipos. Busquets-Monge *et al.* [Busquets-Monge 02] emplearon un GA para optimizar el diseño de un convertidor *boost* monofásico empleado como PFC. Liserre *et al.* [Liserre 04] propusieron un método de *active damping* para un convertidor trifásico con filtro LCL que se basaba en el uso de un filtro en la tensión de referencia que se aplica a los moduladores. El diseño y elección de los parámetros de dicho filtro se optimizaba mediante el uso de un GA. Shi y Li [Shi 05] utilizaron un GA para optimizar la PWM de un inversor trifásico. Lenwari *et al.* [Lenwari 09] utilizaron un GA para la optimización de los parámetros de los controlador resonante empleados en el control de corriente de un filtro activo tipo *shunt*. Los GAs han sido también empleados para optimizar y reducir las pérdidas en la reconfiguración de redes de distribución de electricidad [Queiroz 09] o [Mendoza 06].

5.7.2. Implementación del Algoritmo Genético

Los individuos, también llamados fenotipos, que forman la población se codifican como cadenas de datos —genes— y representan las posibles soluciones al problema de optimización. En los sistemas naturales, la combinación de cromosomas conforma la prescripción genética total para la construcción o funcionamiento de un organismo. Estos paquetes de cromosomas reciben el nombre de genotipos [Goldberg 89]. La analogía en los sistemas artificiales serían las estructuras — combinaciones de cadenas—, sin embargo, la estructura empleada en el GA implementado en la Tesis

es la cadena, de forma que estructura, genotipo, cromosoma y cadena se referirán de aquí y en adelante a lo mismo. La representación de individuos más frecuentemente empleada en los GAs es el alfabeto binario $\{0,1\}$, aunque existen otras muchas, *e.g.* ternaria, entera, valor real, etc. [Chipperfield 94]. La Fig. 5.45 muestra un cromosoma, formado por dos variables y_1 e y_2 , representado en notación binaria.

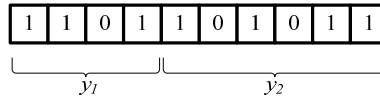


Fig. 5.45 Cromosoma en notación binaria.

En el caso del GA implementado para el ajuste en el diseño del servocontrol LQ, el cromosoma está formado por los pesos de las matrices Q y R . Como se estableció anteriormente, estos se ajustan normalmente en pares, según

$$q_{2,i-1,2,i-1} = q_{2,i,2,i}, \quad i = 1, \dots, 5 \quad (5.98)$$

y

$$r_{1,1} = r_{2,2} \quad (5.99)$$

Sin embargo, el algoritmo implementado permitiría seleccionar que parámetros se ajustan de igual manera, mediante el vector

$$\text{orden}_{QR} = [o_{q_{1,1}}, \dots, o_{q_{10,10}}, o_{r_{1,1}}, o_{r_{2,2}}] \quad (5.100)$$

donde o_x es un número entero que indica la posición en el cromosoma del gen correspondiente al peso x . El máximo valor de o_x marca el tamaño del cromosoma. Si $o_x = o_y$, a los parámetros x e y les corresponde el mismo gen en el cromosoma. Por tanto, el tamaño del cromosoma podrá variar de 1 a 10 genes, dependiendo de la configuración establecida en orden_{QR} .

Para la codificación de los cromosomas, se ha evitado la codificación binaria y se ha recurrido a la codificación de valor real, trabajando con valores discretos en lugar de un intervalo continuo para así reducir la complejidad del algoritmo. Los genes asociados a los pesos de las matrices Q y R pueden tomar cualquiera de los siguientes 37 valores

$$\text{indices} = [0.1, 0.2, \dots, 0.9, 1, 2, \dots, 9, 10, 20, \dots, 90, 100, 200, \dots, 900, 1000] \quad (5.101)$$

La Fig. 5.46 muestra el esquema del GA implementado, que recibe el nombre de canónico. A continuación se detallan cada una de las funciones que lo conforman.

Inicialización

El primer paso en la implementación de cualquier algoritmo genético es generar una población inicial, $P(1)$, de N soluciones x_1^1, \dots, x_N^1 . En la forma canónica, cada miembro de esta población será

una cadena binaria —o cromosoma— de longitud L que corresponde al problema a codificar [Whitley 94]. Generalmente esta población inicial se calcula de forma aleatoria.

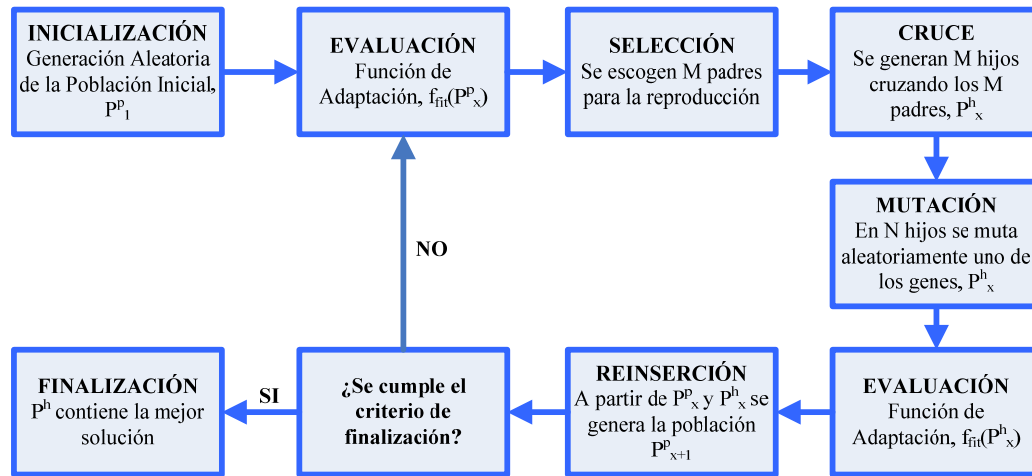


Fig. 5.46. Esquema del Algoritmo Genético Simple o Canónico.

Al inicio del GA implementado se fijan los siguientes parámetros relativos a su funcionamiento:

- Tamaño de la población, tam_p . Fija el número de individuos que componen la población, en [Chipperfield 94] establece que el valor típico en el tamaño de la población en los GA es entre 30-100.

- Tasa de generación, p_g . Establece la probabilidad de reproducción de una población. De forma práctica, fija el tamaño de la población de hijos a partir del tamaño de la población de los padres, según $tam_{p^h} = p_g \cdot tam_{p^p}$. Su valor se suele escoger entre $[0.5, 1]$ [Goldberg 89].

- Tasa de mutación, p_m . Establece la probabilidad de que un cromosoma mute en uno de sus genes. De forma práctica, el número de individuos de la población de hijos sobre los que se aplicará el operador mutación se establece como $P^m = p_m \cdot P^h$. Se recomienda seleccionar su valor según el tamaño del cromosoma, tal que $p_m = 0.7 / \max(\text{orden}_{QR})$ [Chipperfield 94].

- Tasa de elite, p_e . Fija el número de individuos del conjunto de individuos formado por las poblaciones de padres e hijos que pasan directamente a la siguiente población sin someterse a un método de selección. $P^e = p_e \cdot (P^p \cup P^h)$. En [Lisserre 04] dan como criterio seleccionar $p_e = 0.3$.

- Número de poblaciones, num_p . Es el término que fija el final del GA.

A continuación se genera la primera población, P_1^p , para ello se crean de forma aleatoria tam_p cadenas de $\max(\text{orden}_{QR})$ números seleccionados de forma aleatoria del vector *indice*.

Tras ello, cada individuo es evaluado y se le asigna un valor de idoneidad mediante una función de adaptación.

Evaluación. Función de adaptación

Aunque algunas veces la noción de evaluación y adaptación son intercambiables, es útil diferenciar entre la función de evaluación u objetiva y la función de adaptación o idoneidad empleadas en el GA [Whitley 94].

Para la evaluación de los individuos se llevan a cabo una simulación por individuo del modelo discreto de un VSC trifásico conectado a red mediante un filtro LCL, cuyo control de corriente se implementa mediante un servocontrol LQ diseñado con los parámetros del cromosoma correspondiente. Para obtener aquellos parámetros que permitan la valoración de los diferentes individuos se aplica un escalón en la referencia de la corriente $i_{2,d}$. El algoritmo implementado permite considerar los siguientes parámetros de la respuesta [Ogata 95]:

- Tiempo de establecimiento al 3 % en la corriente $i_{2,d}$, $t_{s,i_{2,d}}$.
- Porcentaje de sobreimpulso en la corriente $i_{2,d}$

$$M_p(\%) = \frac{i_{2,d,\max} - i_{2,d,ss}}{i_{2,d,ss}} \cdot 100 \quad (5.102)$$

- Porcentaje del acoplamiento máximo en $i_{2,q}$ relativo al valor de $i_{2,d}$

$$M_{ac}(\%) = \frac{|i_{2,q}|_{\max}}{|i_{2,d,ss}|} \cdot 100 \quad (5.103)$$

- Porcentaje de sobreimpulso en la señal de actuación,

$$M_{pu}(\%) = \frac{|u_{dq}|_{\max} - |u_{dq}|_{ss}}{|u_{dq}|_{ss}} \cdot 100 \quad (5.104)$$

Al inicio del algoritmo se fijan las restricciones que el controlador debiera cumplir —tiempo de establecimiento menor que determinada cantidad, etc.—. Estas son asignadas en forma de estructura, donde cada restricción lleva un peso asociado, que marca la importancia que se le da a ese parámetro. Un peso asociado igual a 0 implica que la restricción no será tenida en cuenta.

$$rest = \begin{bmatrix} t_{s,i_{2,d}}^{\max} & w_1 \\ M_{i_{2,d}}^{\max} & w_2 \\ M_{i_{2,q}}^{\max} & w_3 \\ M_{u_{dq}}^{\max} & w_4 \end{bmatrix} \quad (5.105)$$

La función de adaptación se calcula a partir de esta estructura de restricciones y el vector que forman los resultados, si la simulación es errónea los valores devueltos en este vector son iguales a -1.

$$resu = \begin{bmatrix} t_{s,i_{2d}} \\ M_{i_{2d}} \\ M_{i_{2q}} \\ M_{u_{dq}} \end{bmatrix} \quad (5.106)$$

En el caso del algoritmo implementado, se puede considerar que por cada individuo se calculan cuatro funciones objetivas, asociadas cada una de ellas a los parámetros de la respuesta a optimizar según

$$f_{obj}^j(x_i^t) = \frac{resu_j}{rest_j} \quad (5.107)$$

Si el resultado cumple el parámetro de diseño esta función será menor o igual a 1, en caso de que el resultado no cumpla la restricción, el valor de esta función será mayor que 1. Un valor inferior a 1 implica que el controlador es mejor de lo estrictamente necesario en el cumplimiento de dicho parámetro de diseño. En ese caso se ha optado por saturar el valor de la función objetiva a 1.

Tras haber obtenido las funciones objetivas de cada individuo, se procede al cálculo de función de adaptación. El valor de esta varía entre 0 y 100 y se reparte entre los diversos parámetros de diseño según el valor de los pesos asociados a estos en la estructura de restricciones, según

$$\Delta_{w_i} = \Delta \cdot w_i \quad (5.108)$$

donde

$$\Delta = \frac{100}{\sum_i w_i} \quad (5.109)$$

Siendo la función de adaptación del individuo x_i^t

$$f_{fit}(x_i^t) = \sum_{j=1}^4 \frac{1}{f_{obj}^j(x_i^t)} \cdot \Delta_{w_i} \quad (5.110)$$

Selección

Es el proceso para determinar el número de veces que un individuo particular es escogido para la reproducción y, por tanto, el número de hijos que un individuo producirá [Chipperfield 94]. Se pueden distinguir dos aspectos [Lozano 95], la obtención de las probabilidades de selección, y los mecanismos de muestreo en la selección.

La función de selección implementada es la opción más sencilla de las existentes, ruleta con muestreo estocástico con reemplazo (SSR – *Stochastic Sampling with Replacement*) [Chipperfield 94], ver Fig. 5.47.

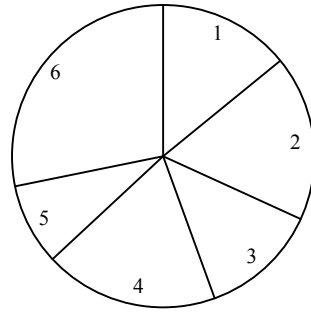


Fig. 5.47. Método de selección de la ruleta.

Se calcula la probabilidad de selección de cada individuo respecto al total de la población

$$p_s(x_i^t) = \frac{f_{fit}(x_i^t)}{\sum_j f_{fit}(x_j^t)} \quad (5.111)$$

Se ordena los individuos de menor a mayor probabilidad de selección y se calcula la probabilidad de selección acumulada.

$$p_{s,a}(x_i^t) = \sum_{j=1}^i p_s(x_j^t) \quad (5.112)$$

Tras ello se generan tam_{pb} números aleatorios entre $(0, \sum_i p_s(x_i^t))$, que seleccionarán tam_{pb} para la reproducción.

Cruce

Es el operador básico para producir nuevos cromosomas en el GA. El operador de cruce más sencillo es el cruce simple, donde sólo se considera un punto de cruce. A partir de dos individuos seleccionados, se cortan por un punto determinado de forma aleatoria, intercambiando las secciones que se encuentran a la derecha, ver Fig. 5.48. La aplicación o no de este de cruce sobre una pareja de progenitores dependerá de una probabilidad asociada denominada tasa de generación, p_g .

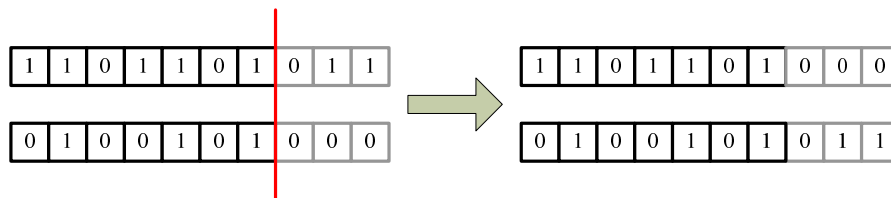


Fig. 5.48. Operador de cruce simple.

En el algoritmo implementado en la Tesis se ha realizado escogiendo un operador cruce en dos puntos, realizando $tam_{pb} / 2$ cruces. Se evita que los dos puntos de cruce generados de forma aleatoria puedan coincidir o sean los extremos de forma simultánea.

Mutación

El operador mutación es un operador básico que proporciona cierto grado de aleatoriedad, impidiendo que posibles individuos con potente material genético desde el punto de vista de la solución óptima se pierda por su lejanía del entorno de la población [Goldberg 89].

En el caso de cromosomas binarios, la mutación causa que un bit o gen cambie su estado, pasando de 1 a 0 o de 0 a 1, ver Fig. 5.49. En el caso del algoritmo implementado se selecciona de forma aleatoria P^m individuos entre la población de hijos P^b . A continuación se generan un array aleatorio de tamaño P^m que contiene en cada valor la posición del gen a mutar y un array aleatorio de tamaño P^m de valores contenidos en *indice* y se realiza la sustitución.

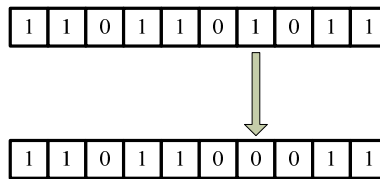


Fig. 5.49. Operador de mutación.

La mutación reduce el riesgo de la convergencia a soluciones óptimas locales, en vez de a la solución óptima global [Chipperfield 94].

Reinserción

Una vez que se evalúe la población de hijos, $f_{fit}(P_x^b)$, se ha de realizar el proceso de reinserción. El método más simple es que la nueva población sustituya a la vieja población. En el caso de la Tesis se implementa primeramente un operador de elite —cuyo objetivo es aumentar la velocidad de convergencia—, pasando los P^m mejores individuos de los conjuntos de padres e hijos a la siguiente generación, sin ser sometidos al proceso de selección.

Si no se completa la nueva población a través de la elite, la población de hijos restante se somete a un proceso de selección que determina qué elementos pasan a formar parte de la siguiente generación. El método empleado es SSR. En caso de no completar la población, esta se rellena mediante padres, a través del consabido método de selección.

Terminación

Debido a que el GA es un método de búsqueda estocástico, es difícil especificar formalmente el criterio de convergencia [Chipperfield 94]. Una práctica común es finalizar el GA tras un número prefijado de generaciones y en ese momento chequear la calidad de los mejores individuos de la población respecto al problema planteado. En caso de que la solución no sea aceptable, el GA puede ser relanzado o se puede iniciar desde cero una nueva búsqueda. En el caso del GA implementado en la Tesis, num_p fija el número de iteraciones del algoritmo. Se ha implementado la posibilidad de continuar el proceso de búsqueda de forma indefinida a partir del mismo punto de finalización con objeto de poder mejorar la población en caso de no obtener los resultados esperados en el número de iteraciones determinado al inicio.

5.7.3. Obtención de un servocontrol LQ

Se ha realizado una sintonización del servocontrol LQ mediante el GA implementado para probar el funcionamiento de este.

El primer paso en la configuración del algoritmo es determinar mediante el vector $orden_{QR}$ qué parámetros de las matrices Q y R se van a ajustar de igual manera, en este caso:

$$orden_{QR} = [1, 1, 1, 1, 2, 2, 2, 2, 3, 3, 4, 4] \quad (5.113)$$

cuya implicación es $q_{1,1} = \dots = q_{4,4}$, $q_{5,5} = \dots = q_{8,8}$, $q_{9,9} = q_{10,10}$ y $r_{1,1} = r_{2,2}$.

A continuación se han de configurar los parámetros propios de funcionamiento del GA: tamaño de población (tam_p), tasa de generación (p_g), tasa de mutación (p_m), tasa de elite (p_e) y número de poblaciones (num_p). En este caso los parámetros se han configurado para que cada población conste de 100 individuos

$$tam_p = 100 \quad (5.114)$$

Que la generación de hijos tenga el mismo número de individuos que la generación de padres

$$p_g = 1 \quad (5.115)$$

Que un 30% de los hijos sufran mutaciones

$$p_m = 0,3 \quad (5.116)$$

Que el 30% del tamaño de la población mejores individuos pasen directos a la próxima generación

$$p_e = 0,3 \quad (5.117)$$

Y que el número de poblaciones a generar y que marque el final del algoritmo sea 100.

$$num_p = 100 \quad (5.118)$$

A continuación se han de fijar los índices de comportamiento a evaluar y la ponderación de su cumplimiento mediante la estructura $rest$. En este caso se ha establecido que el tiempo de establecimiento máximo sea $3 ms$, que el máximo sobreimpulso en $i_{2,d}$ sea de un 10% y que el máximo sobreimpulso en la señal de actuación sea de un 25%

$$rest = \begin{bmatrix} t_{s,i_{2,d}}^{\max} & w_1 \\ M_{i_{2,d}}^{\max} & w_2 \\ M_{i_{2,q}}^{\max} & w_3 \\ M_{u_{dq}}^{\max} & w_4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 3 ms & 1 \\ 10 \% & 1 \\ 0 & 0 \\ 25 \% & 1 \end{bmatrix} \quad (5.119)$$

Una vez ejecutado el GA, este ha dado como resultado 34 individuos con una función de adaptación $f_{fit}(x_i) = 100$.

Se ha seleccionado uno de ellos, cuyo cromosoma configura las matrices Q y R según los parámetros $q_{1,1} = \dots = q_{4,4} = 500$, $q_{5,5} = \dots = q_{8,8} = 0,3$, $q_{9,9} = q_{10,10} = 600$ y $r_{1,1} = r_{2,2} = 4$ y se ha diseñado un servocontrol LQ, cuyos resultados de simulación con el modelo no lineal del convertidor se muestran en la Fig. 5.50.

Esto concuerda con los criterios presentados anteriormente, donde la elección de los parámetros según $q_{1,1}$, $q_{2,2} = q_{3,3}$, $q_{4,4} = q_{9,9}$, $q_{10,10} = 1$, $q_{5,5}$, $q_{6,6} = q_{7,7}$, $q_{8,8} = 0$ y $r_{1,1}$, $r_{2,2} = 0,02$, implicaba unos índices de comportamiento $t_s \approx 3 \text{ ms}$, $M_p \approx 0,05$, $M_{ac} \approx 0,01$, $M_{pu} \approx 69,5 \text{ V}$. Se puede ver cómo las relaciones entre los pesos guardan cierta similitud, pudiéndose considerar que el parámetro $q_{5,5}$ en el caso del resultado del GA, comparado con $q_{1,1}$, es prácticamente como si fuera cero.

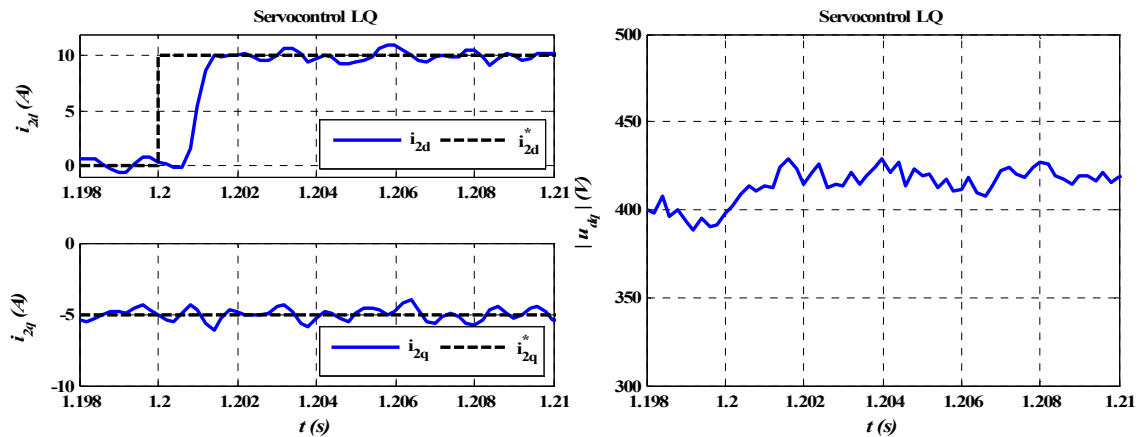


Fig. 5.50. Servocontrol de corriente LQ diseñado a partir de la sintonización mediante el Algoritmo Genético.

5.8. Resultados

Los equipos empleados para la obtención de resultados en este capítulo se describen en detalle en el Apéndice A. El montaje experimental aquí empleado consta de un VSC de dos niveles de 17,5kVA que se conecta a la red mediante un filtro LCL. El control de corriente ha sido probado en una estructura de control como la mostrada en la Fig. 5.1. La red es emulada empleando la fuente de alimentación programable AC Pacific SmartSource 345-AMX. Al DC-bus se ha conectado la carga pasiva conmutada. El sistema es controlado mediante la plataforma multiprocesador DSP-FPGA. Los parámetros eléctricos y de control empleados en los experimentos se muestran en la Tabla 5.V.

La Fig. 5.51 muestra el comportamiento del control de corriente basado en el servocontrol LQ, realizando la medida de todas las variables del vector de estado. El sistema trabaja con una carga pasiva de 4 kW conectada al DC-bus, cuando en un instante de tiempo determinado (en este caso

$t = 43.35$ s) se aplica una consigna de corriente reactiva, $i_{2q} = 10$ A. La consigna de corriente activa, i_{2d} , viene fijada por el control del DC-bus.

TABLA 5.V. CONFIGURACIÓN PARA LOS RESULTADOS EXPERIMENTALES DEL VSC CON FILTRO LCL

P	17,5 kVA
E_{rms}	398 V
f_{grid}	50 Hz
U_{dc}^*	750 V
C_{dc}	7,05 mF
L_1 (L_1 [pu])	3,4 mH (0,12 pu)
R_1 (R_1 [pu])	28,8 mΩ (3,2e-3 pu)
L_2 (L_2 [pu])	1,7 mH (0,06 pu)
R_2 (R_2 [pu])	18,6 mΩ (2,1e-3 pu)
C_0 (C_0 [pu])	18 μF (5,12e-3 pu)
f_{sw}	2,5 kHz
T_s	200 μs
$K_{p,DC}$	0,57
$K_{i,DC}$	20

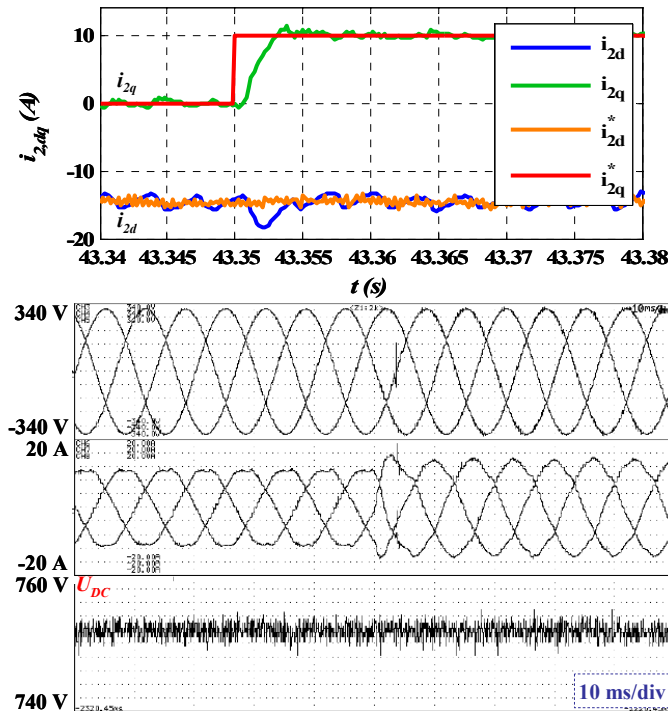


Fig. 5.51. Control de corriente del servocontrol LQ con la medida del vector de estados completo. El control de corriente está integrado en una estrategia VOC, siendo fijada la referencia de corriente activa (i_{2d}) por el control de tensión del DC-bus. En $t = 43,35$ s se aplica un cambio en la consigna de corriente reactiva $i_{2q} = 10$ A. En la imagen superior se representa la corriente $i_{2,dq}$ y sus referencias. En la imagen inferior se muestra e_{abc} , $i_{2,abc}$ y u_{DC} .

La Fig. 5.52, la Fig. 5.53 y la Fig. 5.54 muestran el comportamiento del control de corriente basado en el servocontrol LQ con estimador Luenberger predictivo, estimador Luenberger actualizado y Steady-State Kalman Filter, respectivamente. Las condiciones de trabajo del sistema son idénticas al caso anterior.

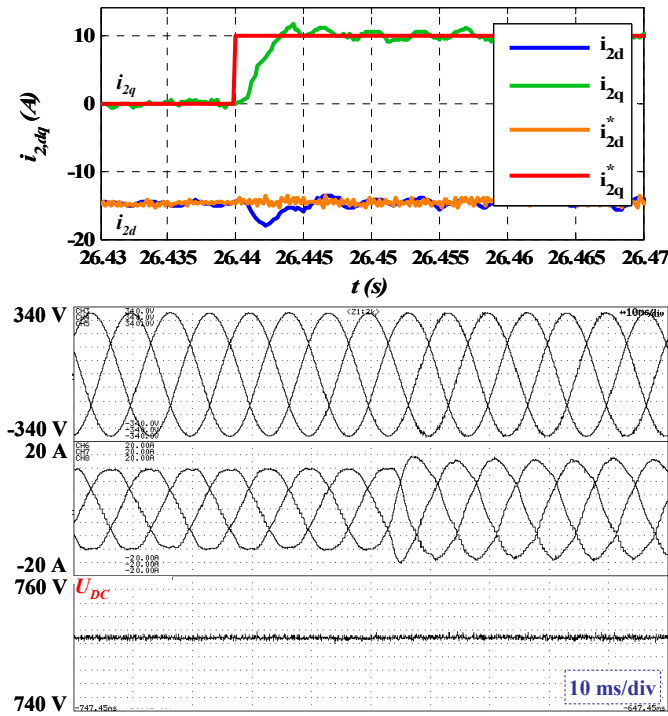


Fig. 5.52. Control de corriente del servocontrol LQ con estimador Luenberger predictivo. El control de corriente está integrado en una estrategia VOC, siendo fijada la referencia de corriente activa (i_{2d}) por el control de tensión del DC-bus. En $t = 26,44$ s se aplica un cambio en la consigna de corriente reactiva $i_{2q} = 10$ A. En la imagen superior se representa la corriente $i_{2,dq}$ y sus referencias. En la imagen inferior se muestra e_{abc} ($i_{2,abc}$) y u_{DC} .

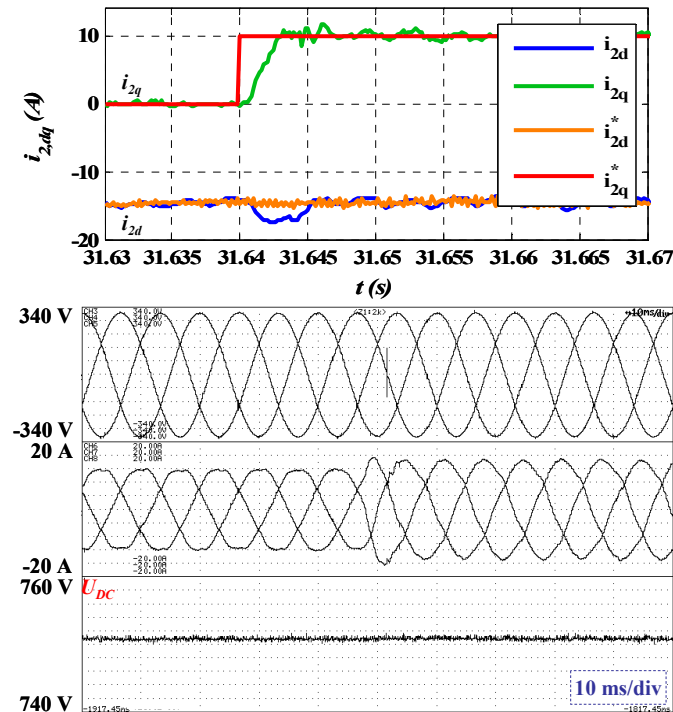


Fig. 5.53. Control de corriente del servocontrol LQ con estimador Luenberger actualizado. El control de corriente está integrado en una estrategia VOC, siendo fijada la referencia de corriente activa (i_{2d}) por el control de tensión del DC-bus. En $t = 31,64$ s se aplica un cambio en la consigna de corriente reactiva $i_{2q} = 10$ A. En la imagen superior se representa la corriente $i_{2,dq}$ y sus referencias. En la imagen inferior se muestra e_{abc} ($i_{2,abc}$) y u_{DC} .

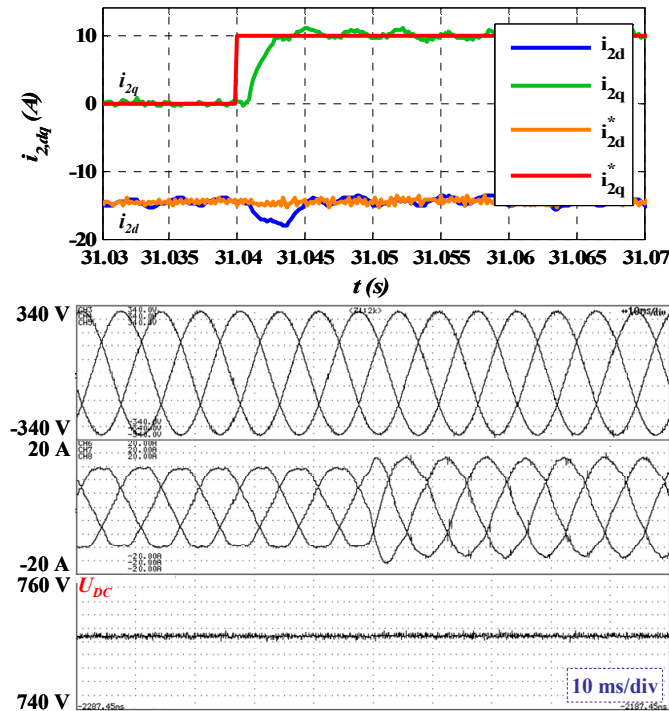


Fig. 5.54. Control de corriente del servocontrol LQ con Steady-State Kalman Filter. El control de corriente está integrado en una estrategia VOC, siendo fijada la referencia de corriente activa (i_{2d}) por el control de tensión del DC-bus. En $t = 31,04$ s se aplica un cambio en la consigna de corriente reactiva $i_{2q} = 10$ A. En la imagen superior se representa la corriente $i_{2,dq}$ y sus referencias. En la imagen inferior se muestra e_{abc} , $i_{2,abc}$ y u_{DC} .

5.9. Conclusiones

En este capítulo se han propuesto controladores multivariables de corriente basados en la estructura llamada servocontrolador y la técnica de control óptimo *Linear Quadratic*. En este caso el diseño se realiza mediante la elección de las matrices de pesos Q y R . En el capítulo se ha establecido una serie de criterios que permiten reducir el diseño del controlador a la elección de un único parámetro de la matrices Q y R .

Adicionalmente, se ha combinado el servocontrol LQ con el uso de estimadores de estado determinísticos, de forma que se reduce el número de sensores necesarios para llevar a cabo el control multivariable de corriente. Se ha propuesto también la combinación del filtro de Kalman con la técnica LQ, dando lugar a la implementación del servocontrol LQG. Esta implementación ha mostrado resultar adecuada en sistemas bajo condiciones de ruido.

La propuesta de control realizada se ha mostrado versátil, de forma que con una mínima reconfiguración en la implementación y la fase de diseño es posible su aplicación a otros problemas de control con VSCs.

Se ha propuesto también una estructura que combina el uso del servocontrol LQ y resonadores con objeto de mitigar en el control de corriente los efectos de los armónicos en la tensión de red. La estructura se basa en emplear resonadores en paralelo con el integrador del servocontrol. La adecuada formulación de la dinámica aumentada del sistema permite reducir el problema del ajuste de las constantes del nuevo controlador a un problema tipo LQR, de forma que las herramientas empleadas en las anteriores propuestas son igualmente válidas en esta. El capítulo realiza también un estudio de

las características de la respuesta del sistema de control en función de los parámetros de las matrices Q y R . El nuevo esquema ha mostrado una buena respuesta ante la presencia de armónicos en la tensión de red, mitigando el efecto de estos.

Se ha propuesto también un sistema de automatización del diseño del servocontrol LQ basado en Algoritmos Genéticos. Estos permiten, fijando una serie de índices de comportamiento del control como puede ser el tiempo de establecimiento en la respuesta de corriente, realizar un sintonización automática de los parámetros envueltos en el diseño, *i.e.* las matrices Q y R . El algoritmo genético propuesto ha demostrado su validez siendo aplicado al diseño de un servocontrol LQ.

Los resultados, tanto de simulación como experimentales, han dado validez a las diversas propuestas realizadas en este capítulo.

6

CONTROL ADAPTATIVO CON FILTRO L

En este capítulo se aborda el control adaptativo de un VSC conectado a la red eléctrica mediante filtro L. El control propuesto implementa un algoritmo basado en Lógica Borrosa para ajustar los parámetros de control

6.1. Introducción

En este capítulo se propone el control de un VSC conectado a red mediante filtro L. El trabajo aquí presentado parte de la propuesta de control realizada por Kömürçügil y Kükreer [Kömürçügil 99]. Esta opera en ejes estacionarios, $\alpha\beta$, y no presenta lazo interno de control de corriente, no siendo necesario medir las corrientes de línea. La diferencia entre la tensión registrada en el DC-bus y la tensión de referencia es usada a través de un controlador PI para establecer la magnitud de la corriente de línea, que determinará directamente el patrón de conmutación del convertidor mediante las ecuaciones del modelo de red. Aunque la propuesta básica de Kömürçügil y Kükreer proporcionaba corrientes de red sinusoidales y un Factor de Potencia de Desplazamiento (DPF - *Displacement Power Factor*) próximo a uno [Kömürçügil 99], resultaba ser muy sensible a variaciones o posibles errores de modelado en el valor de las inductancias de línea.

Las mejoras aquí propuestas superan los inconvenientes del algoritmo básico propuesto por Kömürçügil y Kükreer añadiendo un método basado en Controladores de Lógica Borrosa (FLC -

Fuzzy Logic Controller) que ajusta el valor del parámetro de control asociado con la inductancia de línea en las ecuaciones del modelo de red. La detección de las variaciones de este parámetro podría haberse llevado a cabo desde un punto de vista de identificación, donde el objetivo es la identificación o estimación del valor del parámetro; o bien, desde un punto de vista de control adaptativo, donde el propósito es minimizar un error o función de coste relativa a la salida del sistema, actualizando el valor del parámetro. En el primer caso, principalmente existen dos opciones relativamente extendidas: identificación basada en modelos de regresión lineal, especialmente en el método de Mínimos Cuadrados [Arriagada 03][Borgard 95]; o estimación, empleando estimadores de estado extendidos, tanto Filtro de Kalman Extendido (EKF - *Extended Kalman Filter*) [Leite 02] u Observador Luenberger Extendido (ELO - *Extended Luenberger Observer*) [Du 95]. Estos métodos son factibles, pero generalmente presentan una sobrecarga en el procesamiento de datos y en las operaciones matriciales. En el segundo caso, una de las opciones más ampliamente usadas es el *Model Reference Adaptive Control* (MRAC) [Grundling 97][Yacoubi 06], basado en la comparación de la salida del sistema con la salida de un modelo de referencia. El error se utiliza para actualizar el modelo de referencia o el controlador. Un inconveniente de este método es la naturaleza usualmente no lineal del término de error empleado en la adaptación. Esta no linealidad minimiza la sensibilidad del sistema al ruido y las perturbaciones de carga, pero hacen la respuesta dinámica adaptativa en lazo cerrado dependiente del punto de operación [Bose 97]. El método propuesto en este capítulo podría ser incluido, con ciertas reservas, dentro de los controladores adaptativos; el valor de la componente de corriente reactiva determina si el valor del parámetro de control asociado con L debe ser incrementado o disminuido para obtener un DPF igual a uno. El uso de FLC permite trabajar con incrementos variables de una manera simple y bien fundada. Desafortunadamente, el algoritmo de control propuesto necesita la información de las corrientes de línea. Sin embargo, la minimización del número de sensores presenta ventajas tales como la reducción de los costes asociados a los sensores, simplifica el cableado y mantenimiento del sistema y puede suponer, en la mayoría de los casos, un aumento potencial de la fiabilidad del sistema [Vukosavic 01]. Por esta razón, uno de los objetivos debe ser no incrementar el coste del sistema midiendo directamente las corrientes de línea, sino emplear un método de reconstrucción de corriente de línea.

La Fig. 6.1 muestra la solución propuesta basada en el diagrama básico del control de Kömürçügil y Kükrer, que consiste, como se ha comentado anteriormente, en un control del DC-bus con regulador PI y un control de corriente en lazo abierto, basado en las ecuaciones del modelo de red y que determina el patrón de conmutación. Esta estructura básica es modificada, tal como se verá en próximos apartados, sustituyendo el parámetro de la inductancia de red nominal en el control de corriente L por \hat{L} , que es la suma del valor de la inductancia nominal, L , y un factor de corrección, ΔL . Este factor es la integración de la salida del FLC, δ . Ejemplos del uso de los FLCs en el control de VSCs pueden ser encontrados en los trabajos de Jasinski *et al.* [Jasinski 02], Cecati *et al.* [Cecati 03][Cecati 10] o Bouafia *et al.* [Bouafia 09]. Su principal ventaja respecto al uso de un PI clásico reside en la ganancia variable, que permite optimizar el compromiso entre una respuesta transitoria rápida y un comportamiento en régimen permanente preciso. La componente de corriente reactiva, i_q , que determina la entrada de error al FLC, es reconstruida a partir de la información del ciclo de trabajo de la modulación *Space Vector* (SVM) y las medidas de la corriente que circula por el DC-bus, tal y como se verá en adelante.

La siguiente sección describe brevemente la propuesta de control original de Kömürçügil y Kükrer [Kömürçügil 99]. En el apartado 6.3 se describe el algoritmo de ajuste FLC propuesto, realizándose también un estudio sobre la elección de las funciones de pertenencia en función de ciertas

restricciones de diseño. A continuación, en el apartado 6.4, se describe el algoritmo de reconstrucción de corriente empleado para obtener las corrientes de línea necesarias para realizar el ajuste propuesto. El apartado 6.5 aborda las modificaciones a realizar necesarias para trabajar con DPFs distintos del valor unidad. A continuación, en el apartado 6.6 se estudian las modificaciones necesarias para dotar al sistema de control con la capacidad de atenuar los posibles armónicos presentes en la tensión de red. Finalmente, el apartado 6.7 presenta los resultados experimentales que corroboran el funcionamiento del control propuesto.

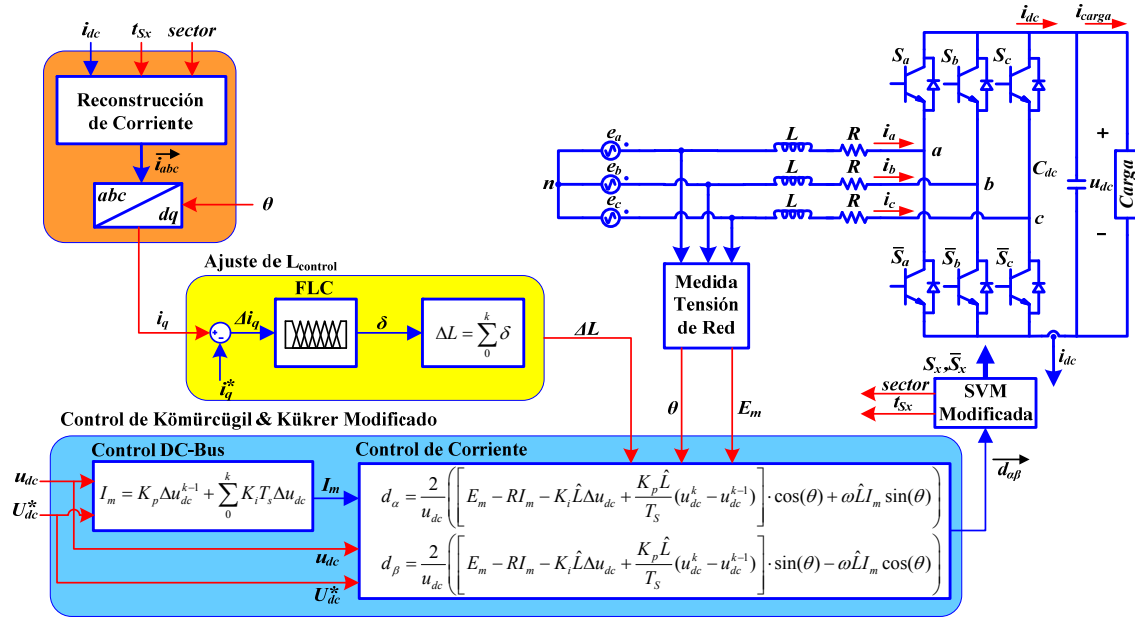


Fig. 6.1. Esquema del control propuesto en este capítulo a partir de la propuesta básica de Kömürçügil y Kükrer.

6.2. Control básico de Kömürçügil y Kükrer

Como ya ha sido mencionado previamente, Kömürçügil y Kükrer propusieron en [Kömürçügil 99] el control de un VSC trifásico conectado a red mediante un filtro L, donde se prescindía de los sensores de corriente de línea. Su propuesta hacía uso del modelo dinámico completo del sistema para obtener las funciones de conmutación, resultando un controlador en ejes estacionarios de sencilla implementación y baja carga computacional. Asimismo, el controlador obtenía corrientes de línea prácticamente sinusoidales y un DPF aproximadamente igual a uno.

Suponiendo un sistema trifásico de tensiones balanceadas, estas se enuncian como:

$$\begin{aligned} e_a &= E_m \cos(\omega t) \\ e_b &= E_m \cos\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) \\ e_c &= E_m \cos\left(\omega t - \frac{4\pi}{3}\right) \end{aligned} \quad (6.1)$$

donde E_m y ω son, respectivamente, la amplitud de la tensión de fase y la frecuencia angular de la tensión de red. La ecuación del modelo del VSC junto con filtro L representados en la Fig. 6.1 se puede expresar en notación vectorial como:

$$L \frac{d}{dt} \vec{i} + R \vec{i} = \vec{e} - \vec{v} \quad (6.2)$$

donde

$$\begin{aligned} \vec{e} &= [e_a \quad e_b \quad e_c]' \\ \vec{i} &= [i_a \quad i_b \quad i_c]' \\ \vec{v} &= [v_{an} \quad v_{bn} \quad v_{cn}]' \end{aligned} \quad (6.3)$$

Le tensión de salida del convertidor puede escribirse como:

$$v_x = \frac{1}{2}(1 + d_x)u_{dc}, \quad x = a, b, c \quad (6.4)$$

con las funciones de conmutación definidas según:

$$d_x = \begin{cases} 1, & S_x \text{ on} \\ -1, & S_x \text{ off} \end{cases} \quad x = a, b, c \quad (6.5)$$

La relación entre las tensiones entre fase y neutro, \vec{v} , y las funciones de conmutación se puede establecer mediante:

$$\begin{bmatrix} v_{an} \\ v_{bn} \\ v_{cn} \end{bmatrix} = \frac{1}{6} u_{dc} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{p}_a \\ \hat{p}_b \\ \hat{p}_c \end{bmatrix} \quad (6.6)$$

\vec{v} se puede expresar como el vector espacial:

$$V = \frac{2}{3} (v_{an} + \vec{u}v_{bn} + \vec{u}^2 v_{cn}) \quad (6.7)$$

siendo \vec{u} el vector de Park, definido como

$$\vec{u} = e^{j(2\pi/3)} \quad (6.8)$$

De la misma manera, se puede construir un vector espacial de las funciones de conmutación, presentando la forma

$$D = \frac{2}{3} (d_a + \vec{u}d_b + \vec{u}^2 d_c) \quad (6.9)$$

Combinando (6.6), (6.7) y (6.9) se tiene que:

$$V = \frac{1}{2} D u_{dc} \quad (6.10)$$

La ec. (6.2) puede entonces ser escrita como

$$L \frac{dI}{dt} + RI = E - \frac{1}{2} D u_{dc} \quad (6.11)$$

expresándose la corriente de red en forma de vector espacial como

$$I = \frac{2}{3} (i_a + \bar{m} i_b + \bar{n}^2 i_c) \quad (6.12)$$

y la tensión de red según

$$E = E_m e^{j\theta(t)} \quad (6.13)$$

donde $\theta(t) = \omega t$ es la fase en el instante t de la componente fundamental de la tensión de red.

Para obtener un DPF igual a 1, el vector de corriente de línea, I , debe ser igual a:

$$I^* = I_m(t) e^{j\theta(t)} \quad (6.14)$$

donde $I_m(t)$ es la salida del control de tensión del DC-bus, *i.e.* la consigna de potencia activa.

Para alcanzar el objetivo del control, la función de conmutación en ejes estacionarios ha de ser generada según:

$$d_\alpha = \frac{2}{u_{dc}} \left(\left[E_m - RI_m(t) - K_i LU_{dc}^* + K_i L u_{dc} + K_p L \frac{du_{dc}}{dt} \right] \cdot \cos(\theta(t)) + \omega LI_m(t) \sin(\theta(t)) \right) \quad (6.15)$$

$$d_\beta = \frac{2}{u_{dc}} \left(\left[E_m - RI_m(t) - K_i LU_{dc}^* + K_i L u_{dc} + K_p L \frac{du_{dc}}{dt} \right] \cdot \sin(\theta(t)) - \omega LI_m(t) \cos(\theta(t)) \right) \quad (6.16)$$

donde K_p y K_i son, respectivamente, la ganancia proporcional e integral del control de tensión PI del DC-bus; y U_{dc}^* es la tensión de referencia del DC-bus. La referencia de corriente viene determinada por el control de tensión PI del DC-bus como:

$$I_m(t) = K_p \Delta u_{dc} + K_i \int \Delta u_{dc} dt \quad (6.17)$$

con $\Delta u_{dc} = U_{dc}^* - u_{dc}$.

En el dominio del tiempo discreto, las ecuaciones (6.15)-(6.17) resultan

$$d_\alpha(k) = \frac{2}{u_{dc}(k)} \left(\left[E_m - RI_m(k) - K_i L \Delta u_{dc}(k) + \frac{K_p L}{T_s} (u_{dc}(k) - u_{dc}(k-1)) \right] \cdot \cos(\theta(k)) + \omega LI_m(k) \sin(\theta(k)) \right) \quad (6.18)$$

$$d_\beta(k) = \frac{2}{u_{dc}(k)} \left(\left[E_m - RI_m(k) - K_i L \Delta u_{dc}(k) + \frac{K_p L}{T_s} (u_{dc}(k) - u_{dc}(k-1)) \right] \cdot \sin(\theta(k)) - \omega LI_m(k) \cos(\theta(k)) \right) \quad (6.19)$$

$$I_m(k) = K_p \Delta u_{dc}(k-1) + \sum_0^k K_i T_S \Delta u_{dc}(k). \quad (6.20)$$

Aunque esta propuesta cumplía con los objetivos que se planteaban, corrientes prácticamente sinusoidales y DPF aproximadamente igual a uno, presenta principalmente tres inconvenientes: es sensible a las variaciones en los valores de las inductancias del filtro; no presenta rechazo a posibles armónicos en la tensión de red; y no permite la posibilidad de trabajar con DPFs distintos a uno. Por ello, el trabajo presentado en este capítulo de la Tesis busca como objetivo suplir las carencias que presenta el control básico de Kömürçügil y Kükürer.

6.3. Ajuste del parámetro de control L

Para paliar los problemas de sensibilidad que presenta el control básico propuesto por Kömürçügil y Kükürer frente a posibles variaciones o desajustes en el modelo de las inductancias de línea del sistema, se ha añadido un algoritmo de sintonización del valor de la inductancia empleado en el controlador. El método de ajuste está basado en un FLC. A pesar de que su implementación resulta más compleja respecto a la implementación de un controlador PI clásico, el FLC presenta algunas ventajas interesantes tales como la capacidad para operar fácilmente con una ganancia variable dependiente del valor del error, así como, en general, un bajo grado de complejidad frente a la resolución de problemas cuando se trabaja con modelos inciertos o imprecisos [Al-Odienat 08], en cuyo caso, normalmente, el ajuste de un control PI clásico resulta, así mismo, incierto e impreciso.

El parámetro de control asociado con las inductancias del filtro, L , en (6.18) y (6.19) es substituido por un valor compuesto definido como

$$\hat{L}(k) = L_n + \Delta L(k) \quad (6.21)$$

donde L_n es el valor nominal de las inductancias del filtro y ΔL es la salida del proceso de sintonización.

Se define el error Δi_q como la diferencia entre el valor de la componente de corriente reactiva en el sistema expresada en ejes síncronos, i_q , y la referencia de corriente reactiva, i_q^* ; y se emplea como entrada al FLC, cuya salida es el factor de adaptación δ . La integración de este factor es la salida del algoritmo de sintonización, $\Delta L(k)$

$$\Delta L(k) = \sum_0^k \delta(k) \quad (6.22)$$

Si el objetivo que se persigue es trabajar con un DPF igual a 1, esto se traduce en que la componente reactiva de la corriente, i_q , ha de ser igual a cero. Por tanto, $i_q^* = 0$, y $\Delta i_q = i_q$.

El proceso de sintonización FLC aquí implementado se basa en un sistema Takagi-Sugeno [Takagi 85]. Las reglas presentan la forma

R_i : Si Δi_q pertenece al conjunto A_i entonces δ es $f_i(\Delta i_q)$ para $i = 1, 2, \dots$

donde R_i simboliza la regla i ésima; A_i es el i ésimo conjunto borroso de entrada; $f_i(\Delta i_q)$ es la i ésima función de la entrada, seleccionada en este caso como un valor constante, $f_i(\Delta i_q) = a_i$. Los FLC con una sola entrada resultan bastante sencillos y no es necesario definir conectivas.

Se han definido cinco conjuntos borrosos para la entrada del error de la corriente, así como cinco funciones constantes para la salida, δ . Para la entrada: “MN” muy negativo; “PN” poco negativo; “CE” cero; “PP” poco positivo; y “MP” muy positivo. Para la salida: “NA” negativo alto; “NB” negativo bajo; “CE” cero; “PB” positivo bajo; y “PA” positivo alto.

Las funciones de pertenencia de entrada se definen triangulares y trapezoidales como se muestra en la Fig. 6.2.a. Las reglas borrosas se enumeran en la tabla 6.I.

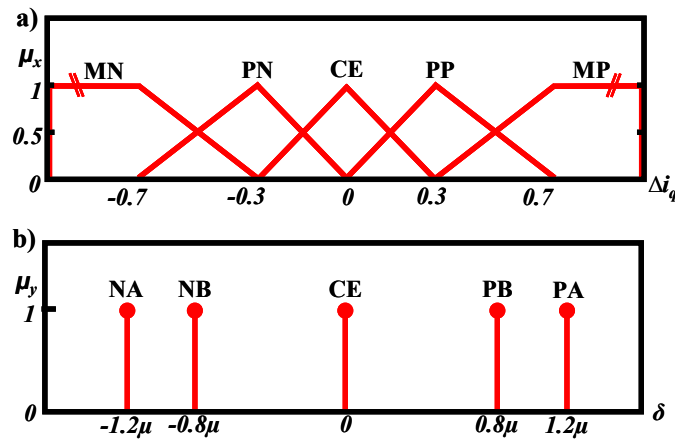


Fig. 6.2. Funciones de pertenencia del FLC de (a) entrada y (b) salida.

La salida se obtiene mediante el valor medio ponderado [Passino 98] definido como

$$\delta = \frac{\sum_i \mu_i \cdot f_i(\Delta i_q)}{\sum_i \mu_i} \quad (6.23)$$

donde μ_i es el grado de relevancia de la premisa en la regla R_i .

TABLA 6.I. REGLAS BORROSAS DEL FLC

Δi_q	MN	PN	ZE	MP	VP
δ	HP	MP	ZE	MN	HN

Simulaciones han mostrado que la mejora que se logra aumentando el número de funciones de pertenencia de entrada (y salida) es prácticamente despreciable por encima de 5 conjuntos, resultando tanto la implementación como la elección de las funciones de pertenencia más complejas, y no obteniéndose una mejora evidente en las prestaciones del algoritmo de ajuste del parámetro de control L, tal como se muestra en la tabla 6.II.

TABLA 6.II. PRESTACIONES DEL ALGORITMO DE AJUSTE FLC EN FUNCIÓN DEL NÚMERO DE FUNCIONES DE PERTENENCIA

$N^{\circ} F.P.$	3	5	7	9
$t_r (s)$	0,508	0,294	0,317	0,225
$i_{q,ripple} (mA)$	12,68	12,84	12,80	15,51

En la Fig. 6.3 se muestra la estructura del FLC implementado. Las ganancias K_{in} y K_{out} , definidas estrictamente positivas, posibilitan la modificación del perfil de las funciones de pertenencia de entrada y salida, y como consecuencia, de la función de transferencia Entrada-Salida del FLC. Con $K_{in} > 1$, el conjunto de funciones de pertenencia de entrada se comprime, mientras que con $K_{in} < 1$, este se expande. Por otro lado, si $K_{out} > 1$, el conjunto de las funciones de pertenencia de salida se expanden, mientras que con $K_{out} < 1$, sufre una compresión [Passino 98].

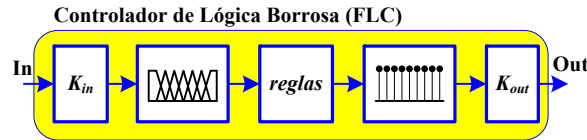


Fig. 6.3. Diagrama del Controlador de Lógica Borrosa (FLC) implementado.

La Fig. 6.4 presenta la función de transferencia Entrada-Salida del FLC obtenida empleando los conjuntos de funciones de pertenencia de entrada y salida definidos en la Fig. 6.2 y como se va modificando dependiendo de los valores asignados a K_{in} y K_{out} . El objeto de estas ganancias es posibilitar de forma sencilla el ajuste de la respuesta del FLC.

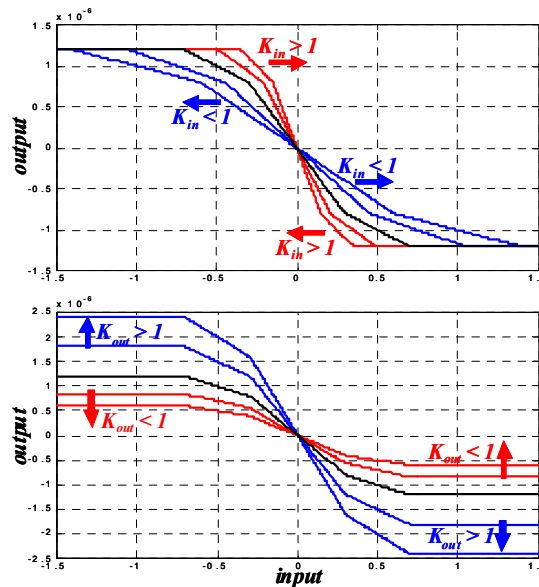


Fig. 6.4. Función de transferencia (TF) de Entrada-Salida del FLC y efecto de variar las ganancias K_{in} y K_{out} . La línea en negro representa la TF con $K_{in} = K_{out} = 1$.

Los parámetros de diseño escogidos para evaluar la respuesta del algoritmo de ajuste FLC respecto a las ganancias K_{in} y K_{out} han sido el tiempo de subida, t_r , del parámetro de control L , definido como el tiempo entre el 10 % y el 90 % del cambio en el parámetro de control L requerido para corregir un cambio en el valor de la inductancia; y el rizado en la corriente reactiva, $i_{q,ripple}$, i.e. en el error de corriente o entrada del FLC. Se han fijado como restricciones de diseño que $t_r < 1$ s e $i_{q,ripple} < 0,01 \cdot I_{base} \approx 0,4$ A.

En la tabla 6.III se presentan los valores del t_r en función de diferentes valores de K_{in} y K_{out} empleados en el algoritmo de sintonización. La tripleta formada por los valores K_{in} , K_{out} y t_r conforma la superficie $S_{tr}(K_{in}, K_{out}) = tr(K_{in}, K_{out})$, que se representa en la Fig. 6.5.a. La tabla 6.IV

muestra el rizado en régimen permanente en la componente de corriente reactiva del algoritmo de sintonización en función de un rango de valores asignados a K_{in} y K_{out} . La tripleta de valores K_{in} , K_{out} e $i_{q,ripple}$ forma la superficie $S_{ripple}(K_{in}, K_{out}) = i_{q,ripple}(K_{in}, K_{out})$ que se representa en la Fig. 6.5.b. Interpolando los datos obtenidos en las tablas 6.III y 6.IV y normalizando respecto a los valores máximos establecidos por las constantes de diseño, $t_{r,MAX}$ e $i_{q,ripple,MAX}$, se pueden construir las superficies normalizadas

$$\bar{S}_{tr}(K_{in}, K_{out}) = \frac{t_r(K_{in}, K_{out})}{t_{r,MAX}} \quad (6.24)$$

y

$$\bar{S}_{ripple}(K_{in}, K_{out}) = \frac{i_{q,ripple}(K_{in}, K_{out})}{i_{q,ripple,MAX}} \quad (6.25)$$

TABLA 6.III. TIEMPO DE SUBIDA DEL ALGORITMO DE AJUSTE FLC

t_r (s)	K_{out}					
	0,25	0,5	1	2	4	
K_{in}	0,25	3,6668	1,8632	0,9608	0,5162	0,2892
	0,5	1,8628	0,9618	0,5126	0,2914	0,1762
	1	0,9774	0,5166	0,2916	0,1778	0,1234
	2	0,6100	0,3260	0,1906	0,1264	0,0978
	4	0,4814	0,2518	0,1446	0,1012	0,0930

TABLA 6.IV. RIZADO EN LA COMPONENTE DE CORRIENTE REACTIVA

$i_{q,ripple}$ (A)	K_{out}					
	0,25	0,5	1	2	4	
K_{in}	0,25	0,0129	0,0128	0,0127	0,0127	0,0128
	0,5	0,0256	0,0254	0,0256	0,0257	0,0263
	1	0,0507	0,0511	0,0513	0,0526	0,0575
	2	0,1020	0,1024	0,1055	0,1151	0,1526
	4	0,2054	0,2109	0,2293	0,3042	1,6303

La intersección de ambas superficies se representa en la Fig. 6.6.a.

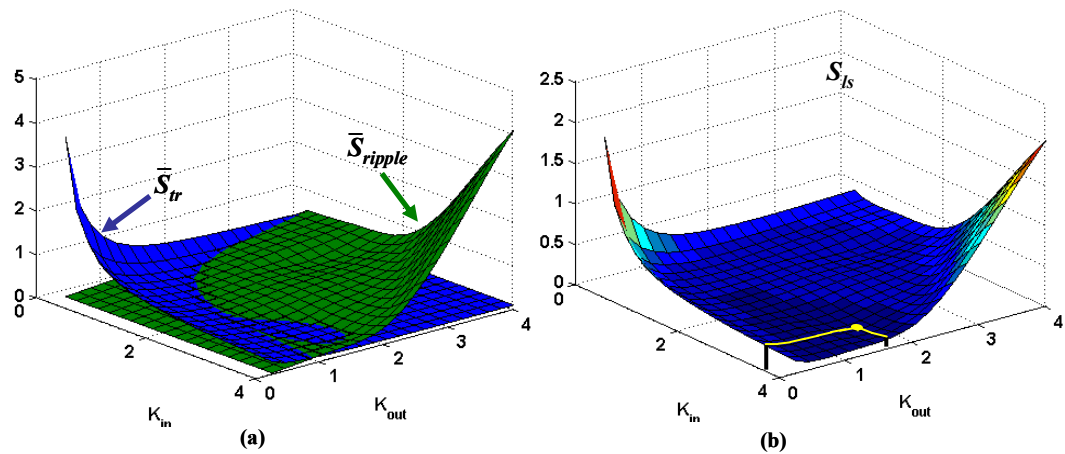
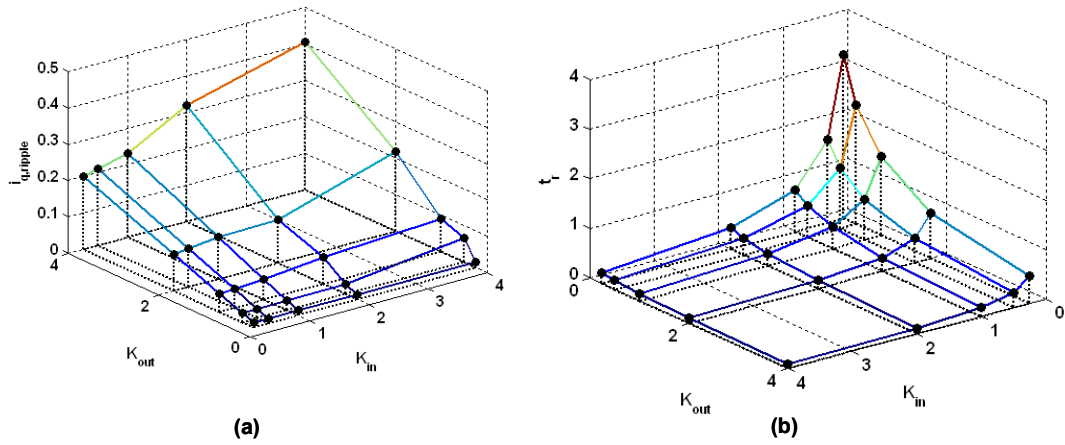
Para encontrar el par (K_{in}, K_{out}) que supone la solución de compromiso, se construye la superficie $S_{ls}(K_{in}, K_{out})$. w_{tr} y w_{ripple} permiten ponderar la importancia en el cumplimiento de las restricciones de diseño en t_r e $i_{q,ripple}$, respectivamente.

$$S_{ls}(K_{in}, K_{out}) = \frac{\sqrt{w_{tr} \bar{S}_{tr}(K_{in}, K_{out})^2 + w_{ripple} \bar{S}_{ripple}(K_{in}, K_{out})^2}}{2} \quad (6.26)$$

El par óptimo, $(K_{in}, K_{out})^*$, es aquel que minimiza $S_{ls}(K_{in}, K_{out})$,

$$(K_{in}, K_{out})^* = \arg \min_{(K_{in}, K_{out})} \{S_{ls}(K_{in}, K_{out})\} \quad (6.27)$$

En este caso, se ha escogido que ambas restricciones posean el mismo peso, $w_r = w_{ripple} = 1$. La Fig. 6.6.b muestra la superficie S_{is} obtenida a partir de las superficies \bar{S}_r y \bar{S}_{ripple} representadas en la Fig. 6.6.a. El par óptimo viene dado por $(K_{in}, K_{out})^* = (3,41, 1,63)$.



Los siguientes resultados se han obtenido simulando el rectificador activo en el software Synopsys SABER. Los principales parámetros del circuito de potencia y del control se listan en la Tabla 6.VI.

La Fig. 6.7.a muestra el funcionamiento del control de Kömürçügil y Kükrer básico, sin ajuste del parámetro \hat{L} . El controlador ha sido diseñado suponiendo $L = L_n = 0,5$ pu, $L = 0,1$ pu y $L = 1$ pu, donde L_n es el valor de la inductancia nominal empleado en el filtro de red del convertidor. La corriente de carga es de 5 A. Cuando el valor de la inductancia usada en el diseño del controlador no es la nominal, se puede apreciar en las gráficas que existe una diferencia de fase entre las corrientes y las tensiones de red. Si el parámetro de control asociado a L es superior al valor real, este retardo es prácticamente despreciable. Sin embargo, cuando la impedancia empleada en el diseño del controlador es subestimada respecto a la impedancia real, el controlador no funciona correctamente y existe un retardo bastante significativo.

En la Fig. 6.7.b se presenta el comportamiento del controlador con ajuste FLC propuesto. Este ha sido diseñado suponiendo $L = L_n = 0,5 \text{ pu}$, $L = 0,1 \text{ pu}$ y $L = 1 \text{ pu}$. Como en el caso anterior, el valor de las inductancias del filtro es L_n y la corriente de carga igual a 5 A . Si se compara con la Fig 6.7.a, se puede ver como en este caso, aun existiendo la diferencia entre el valor de la inductancia empleada en el diseño del controlador y el valor nominal empleado en el filtro, el controlador es capaz de compensar el retardo entre tensión y corriente producido por este error ajustando el valor de \hat{L} .

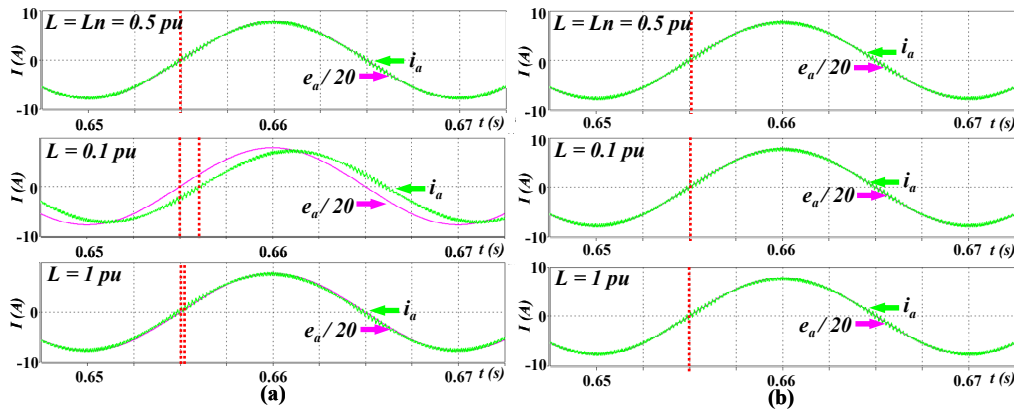


Fig. 6.7. Comportamiento del control propuesto por Kömürçügil y Kükrer (a) sin ajuste y (b) la modificación con ajuste FLC del parámetro de control L . Se muestra la corriente —trazo verde— y tensión —trazo magenta— de línea de la fase A. La inductancia del filtro empleado en el convertidor es igual al valor nominal $L_n = 0,5 \text{ pu}$. Los controladores han sido diseñados suponiendo tres casos: $L = L_n = 0,5 \text{ pu}$; $L = 0,1 \text{ pu}$; y $L = 1 \text{ pu}$.

En la Fig. 6.8 se muestra el comportamiento dinámico del algoritmo de ajuste FLC. La inductancia del convertidor es el valor nominal, $L_n = 0,5 \text{ pu}$; el valor de inductancia usado en el diseño del control es $L = 1 \text{ pu}$. La gráfica superior muestra la salida, ΔL , del algoritmo de ajuste, mientras que la gráfica inferior presenta la entrada, *i.e.* la componente de corriente reactiva, i_q . El algoritmo de ajuste se inicia en el instante de tiempo $t = 1 \text{ s}$.

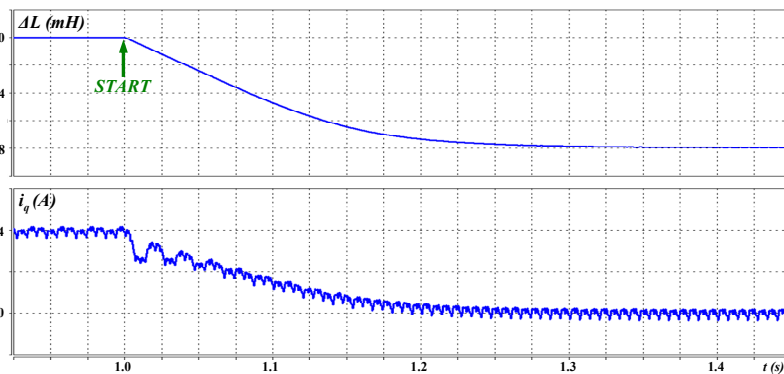


Fig. 6.8. Comportamiento dinámico del algoritmo de ajuste FLC. La inductancia del convertidor es el valor nominal, $L_n = 0,5 \text{ pu}$; el valor de inductancia usado en el diseño del control es $L = 1 \text{ pu}$.

6.4. Reconstrucción de corriente

La reducción del número de sensores empleados en el control del convertidor ofrece ciertas ventajas, tales como un ahorro en el coste del sistema; la simplificación del cableado y el

mantenimiento; así como, en la mayoría de los casos, un incremento potencial de la fiabilidad del sistema [Vukosavic 01].

Es bien conocido que, a partir de la corriente en el DC-bus y la información de la PWM aplicada en cada periodo de conmutación, es posible reconstruir las corrientes de fase en un convertidor trifásico [Blaabjerg 96]. Green y Williams [Green 89] fueron los primeros en proponer la reconstrucción de corrientes de fase a partir de la corriente en el DC-bus, y desde entonces han venido apareciendo diversas propuestas, especialmente en el campo del control de máquinas.

En la literatura científica consultada se han encontrado principalmente dos líneas de trabajo respecto a este tema: la modificación de la estrategia de modulación y el empleo de observadores de estado. Las propuestas del primer tipo basan su funcionamiento en garantizar que en cada periodo de conmutación se aplica, durante el tiempo necesario que asegure la correcta reconstrucción de las corrientes de fase, un vector de tensión con un *switch* activo —entendiendo como tal que el *switch* TOP de la rama está cerrado— y otro vector de tensión con dos *switches* activos. Ejemplos de este tipo de método se puede encontrar en los trabajos de Blaabjerg *et al.* [Blaabjerg 97], Lee *et al.* [Lee 01], Kim y Jahns [Kim 06], Ha [Ha 10] o Marcetic y Adzic [Marcetic 10]. La segunda línea de investigación se basa en el uso de observadores de estado que aseguren una reconstrucción de corrientes fidedigna bajo cualquier condición de operación. Ejemplos pertenecientes a esta clase de método se encuentran en los trabajos de Moynihan *et al.* [Moynihan 93], Lee *et al.* [Lee 01] o Ying y Ertrugul [Ying 06]. Existen otras posibilidades para la reconstrucción de las corrientes de fase del convertidor usando la corriente del DC-bus, pero su uso está mucho menos extendido. Destacar las basadas en la identificación de las variables del sistema mediante el método de mínimos cuadrados [Petruzzello 90] o en el uso de la técnica de modulación *Power Matching* y el control de la energía en la capacidad del DC-bus [Capece 03].

La reconstrucción de corriente aquí propuesta ha sido realizada basándose en la modificación del ciclo de trabajo de la PWM, siguiendo los trabajos previamente presentados por [Blaabjerg 97] y [Lee 01]. La solución propuesta ajusta el ciclo de trabajo dentro del periodo de conmutación sin modificar la tensión media.

Como se apuntó anteriormente, la estrategia de modulación ha de cumplir con la exigencia de que durante el periodo de conmutación se emplee al menos uno de los vectores cero (V_0 y V_7), un vector de tensión con un solo *switch* activo (V_1 , V_3 o V_5) y un vector de tensión con dos *switches* activos (V_2 , V_4 o V_6). En la Tabla 6.V se muestra la relación entre el vector de tensión activo y la corriente que circula en ese momento por el DC-bus.

Para garantizar que la adquisición de la corriente por el DC-bus es correcta y permite realizar una reconstrucción de corrientes de fase precisa, es necesario establecer un tiempo mínimo, t_{min} , entre el momento en que se realiza la conmutación de un vector de tensión a otro y el instante en que se puede realizar el muestreo de la corriente [Blaabjerg 97]. Este tiempo viene determinado por [Lee 00b]

$$t_{min} = t_d + t_{sett} + t_{comm} \quad (6.28)$$

Donde t_d es el tiempo muerto requerido para evitar un cortocircuito del DC-bus al conmutar los IGBTs; t_{sett} es el tiempo de asentamiento que asegura que la corriente del DC-bus es estable antes de

realizar el muestreo, incluyendo el retardo asociado al *driver* y al IGBT; y t_{conv} es el tiempo de conversión de los ADCs.

TABLA 6.V. RELACIÓN ENTRE EL VECTOR DE TENSIÓN APLICADO Y LA CORRIENTE EN EL DC-BUS.

Voltage vector	(S _a S _b S _c)	i_{dc}
V ₁	(100)	i_a
V ₂	(110)	$-i_c$
V ₃	(010)	i_b
V ₄	(011)	$-i_a$
V ₅	(001)	i_c
V ₆	(101)	$-i_b$
V ₇	(111)	0
V ₀	(000)	0

La reconstrucción de corriente presenta cinco casos que pueden ser problemáticos [Blaabjerg 97]:

- **Un bajo índice de modulación en la salida del convertidor.** En este caso, la duración de los tiempos durante los cuales se aplican los vectores activos es insuficiente para poder permitir que se realice el muestreo de la corriente del DC-bus de forma correcta.

- **Una tensión de referencia de la salida del convertidor cercana a un vector activo.** Uno de los vectores activos no se aplica durante el tiempo necesario para realizar la captura de la corriente por el DC-bus de forma adecuada, resultando imposible reconstruir las tres corrientes.

- **Diferencia de fase entre las medidas de corriente.** El uso de un único sensor de corriente impide realizar su adquisición de forma simultánea, existiendo un retardo entre las muestras de corriente. Si la relación entre la frecuencia de conmutación y la frecuencia fundamental es alta, el resultado de la reconstrucción sólo presenta pequeñas imprecisiones, si por el contrario, se trabaja con una relación pequeña, la influencia puede ser significativa.

- **Tensión de salida del convertidor sobremodulada.** No resulta tanto un problema para la reconstrucción de corriente, como sí para la detección de posibles fallas a tierra de alta impedancia. Trabajando en sobremodulación, el periodo de muestreo está ocupado por vectores activos, de forma que no se emplea ninguno de los vectores cero, impidiendo la detección de los eventos indicados anteriormente.

- **Uso de largas conexiones.** El uso de cables largos —cientos de metros— entre el rectificador y la red, o la posible carga en caso de un inversor, implica que el sistema se comporta cada vez de una manera menos ideal, aumentando el tiempo que transcurre entre que se produce una conmutación de estado en la modulación y la estabilización de la corriente en el DC-bus, siendo necesario un retardo cada vez mayor según aumenta la longitud de los cables empleados en el conexionado.

En la tesis únicamente se han tenido en cuenta los tres primeros casos, aún siendo poco común operar con bajos índices de modulación cuando se trabaja con rectificadores. Las soluciones empleadas se muestran a continuación.

6.4.1. Modo de muestreo

El método para muestrear la corriente en el DC-bus con objeto de reconstruir las corrientes de línea sigue la propuesta formulada en [Thoegersen 95] [Blaabjerg 97]. Su principal ventaja es que elimina la diferencia de fase que aparece entre las distintas corrientes reconstruidas debido al uso de un único sensor de corriente. Este método de muestreo se basa en muestrear dos veces la corriente del DC-bus por cada vector activo aplicado en la secuencia de conmutación. La corriente se muestrea a ambos lados de la secuencia de conmutación simétrica, de forma que el valor de la corriente de línea en el punto intermedio del periodo de conmutación, t_c en la Fig. 6.9, puede ser calculado fácilmente como la media de los dos valores registrados. Las tres corrientes son así muestreadas de forma concurrente e independientemente de la tensión de referencia [Blaabjerg 97].

Las corrientes trifásicas de salida trabajando en el sector I (ver Fig. 6.9) en el instante t_c se calculan según:

$$\begin{aligned} i_a(t_c) &= (i_{DC}(t_{s1}) + i_{DC}(t_{s4}))/2 \\ i_c(t_c) &= -(i_{DC}(t_{s2}) + i_{DC}(t_{s3}))/2 \\ i_b(t_c) &= -(i_a(t_c) + i_c(t_c)) \end{aligned} \quad (6.29)$$

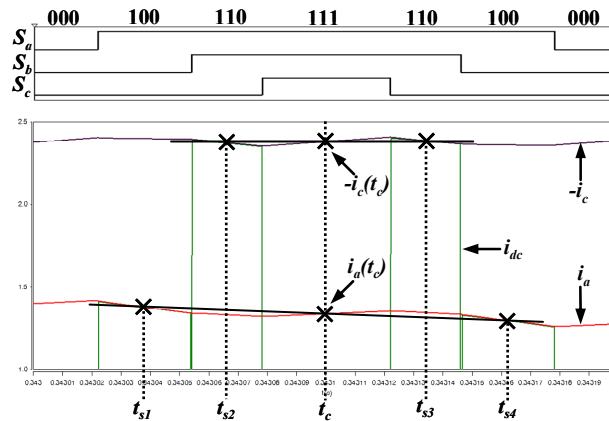


Fig. 6.9. Método de muestreo de la corriente del DC-Bus que asegura la reconstrucción concurrente de las corrientes de fase.

Para el resto de sectores se opera de forma análoga, teniendo presente la relación entre vector de tensión aplicado y corriente de línea mostrada en la Tabla 6.V, y que trabajando en un sistema de tensiones balanceadas la relación entre las corrientes de línea es

$$i_a(t_c) + i_b(t_c) + i_c(t_c) = 0 \quad (6.30)$$

6.4.2. Bajo índice de modulación (Sector I)

La solución implementada trabajando con un bajo índice de modulación se basa en la propuesta de Lee *et al.* [Lee 01].

La Fig. 6.10.a muestra la representación del diagrama en el espacio de vectores del método de compensación implementado. En este caso, los tiempos T_1 y T_2 durante los cuales se aplican los vectores V_1 y V_2 , respectivamente, resultan insuficientes para una correcta adquisición de la

corriente. En ese caso, los vectores se han de aplicar durante tiempos $T_1' = T_{\min}$ y $T_2' = T_{\min}$, asegurando de esta forma un muestreo correcto. Para compensar estos incrementos de manera que se siga manteniendo el valor promedio de la tensión de salida del convertidor, se han de aplicar los vectores V_4 y V_5 durante un tiempo $T_3 = T_{\min} - T_1$ y $T_4 = T_{\min} - T_2$, respectivamente. Los incrementos de tiempo de aplicación de los cuatro vectores anteriores se han de restar del tiempo durante el cual se aplican los vectores V_0 y V_7 respetando así el periodo conmutación T_s .

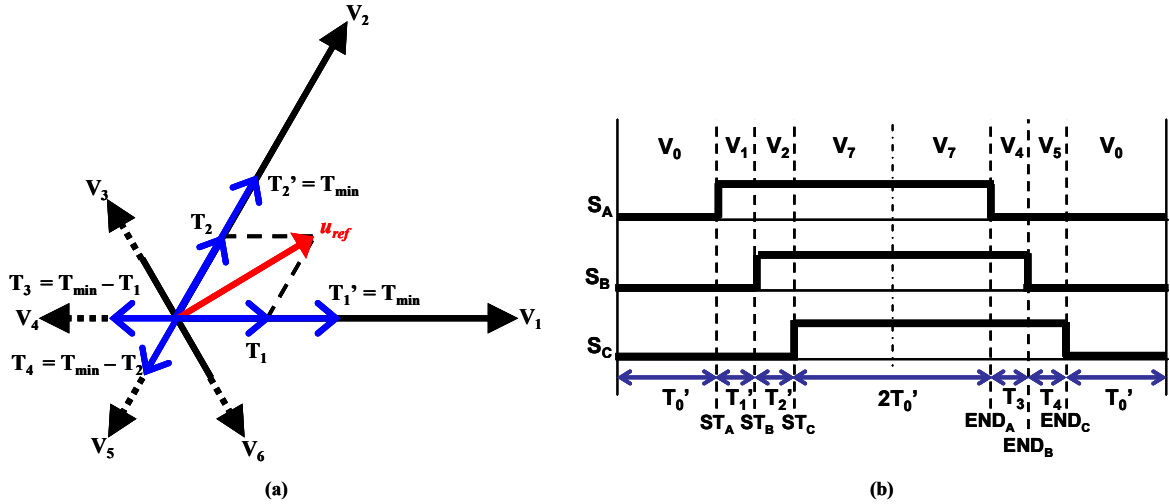


Fig. 6.10. Método de conmutación modificado cuando se aplica un vector de tensión de salida del convertidor con un bajo índice de modulación trabajando en el Sector I. (a) Diagrama en el espacio vectorial. (b) Patrón de conmutación.

Los intervalos de tiempos se modifican según:

$$\begin{aligned} T_1' &= T_{\min} & T_2' &= T_{\min} \\ T_3 &= T_{\min} - T_1 & T_4 &= T_{\min} - T_2 \\ T_0' &= (T_s - (T_1' + T_2' + T_3 + T_4))/4 \end{aligned} \quad (6.31)$$

La Fig. 6.10.b muestra el patrón de conmutación modificado. Los instantes de conmutación correspondientes a los vectores de tensión son los siguientes:

$$\begin{aligned} ST_A &= T_0' & ST_B &= ST_A + T_1' & ST_C &= ST_B + T_2' \\ END_A &= ST_C + 2T_0' & END_B &= END_A + T_3 & END_C &= END_B + T_4 \end{aligned} \quad (6.32)$$

6.4.3. Vector de tensión próximo a un vector activo (Sector I)

La solución implementada en caso de estar aplicando un vector de tensión de salida del convertidor en fase con uno de los vectores activos de tensión o muy próximo a este, se basa en una propuesta previa de Blaabjerg y Pedersen [Blaabjerg 97].

La Fig. 6.11.a muestra el diagrama en el espacio de vectores del método propuesto. El vector de tensión de salida del convertidor aplicado está próximo en ángulo al vector activo V_2 , de forma que el tiempo T_1 , durante el cual se aplica el vector V_1 , no asegura la cantidad de tiempo mínima necesaria para realizar una adquisición correcta. V_1 se aplica entonces durante un tiempo $T_1' = T_{\min}$, en vez de T_1 , que sí asegura la adquisición. Para preservar el valor promedio de la tensión de salida del

convertidor que se aplica, los vectores V_2 y V_3 han de aplicarse durante los intervalos T_2' y T_3 , respectivamente. Los incrementos de tiempo de aplicación de los vectores anteriores se han de restar del tiempo durante el cual se aplican los vectores V_0 y V_7 respetando así el periodo conmutación T_s .

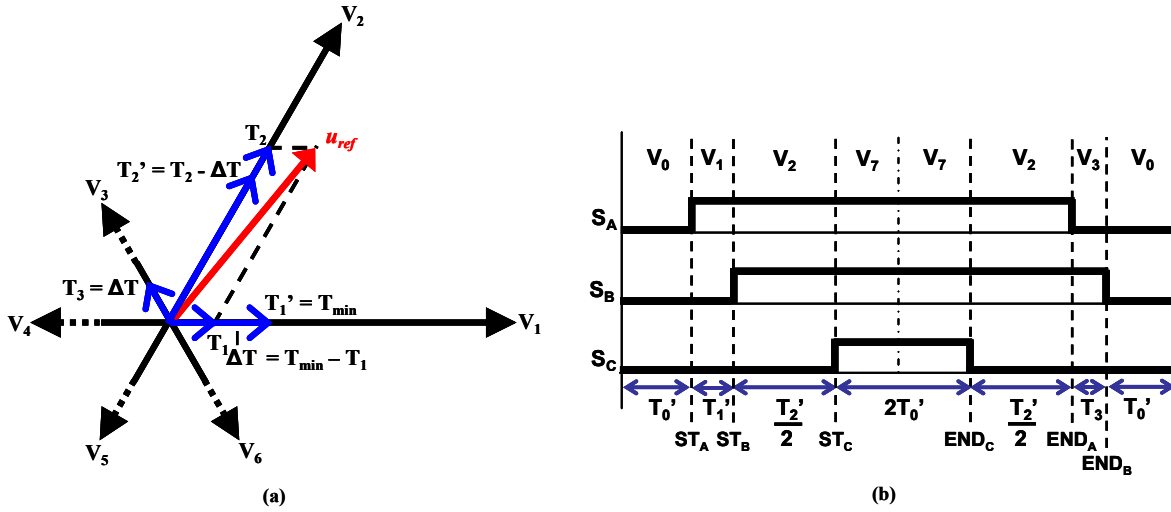


Fig. 6.11. Método de conmutación modificado cuando se aplica un vector de tensión de salida del convertidor próximo en ángulo al vector activo V_2 trabajando en el Sector I. (a) Diagrama en el espacio vectorial. (b) Patrón de conmutación.

Los intervalos de tiempo se ajustan según:

$$\begin{aligned} \Delta T &= T_{min} - T_1 & T_1' &= T_{min} \\ T_2' &= T_2 - \Delta T & T_3 &= \Delta T \\ T_0' &= (T_s - (T_1' + T_2' + T_3))/4 \end{aligned} \quad (6.33)$$

La Fig. 6.11.b muestra el patrón de conmutación modificado. Los instantes de conmutación correspondientes a los vectores de tensión son los siguientes:

$$\begin{aligned} ST_A &= T_0' & ST_B &= ST_A + T_1' & ST_C &= ST_B + T_2'/2 \\ END_C &= ST_C + 2T_0' & END_A &= END_C + T_2'/2 & END_B &= END_A + T_3 \end{aligned} \quad (6.34)$$

Si el intervalo de conmutación T_2' es inferior a T_{min} , los intervalos han de ser remodificados según:

$$\begin{aligned} \Delta T &= T_{min} - T_1 & T_2' &= T_2 + \Delta T \\ T_1' &= T_{min} & T_3 &= \Delta T & T_4 &= \Delta T \\ T_0' &= (T_s - (T_1' + T_2' + T_3 + T_4))/4 \end{aligned} \quad (6.35)$$

Y el diagrama en el espacio de vectores y el patrón de conmutación son en este caso similares al caso de bajo índice de modulación, mostrado en la Fig. 6.10.

La Fig. 6.12 muestra el caso homólogo al anterior trabajando en el sector I, pero el vector de tensión de salida está esta vez próximo en ángulo al vector activo V_1 . Los intervalos de tiempo se han de ajustar según:

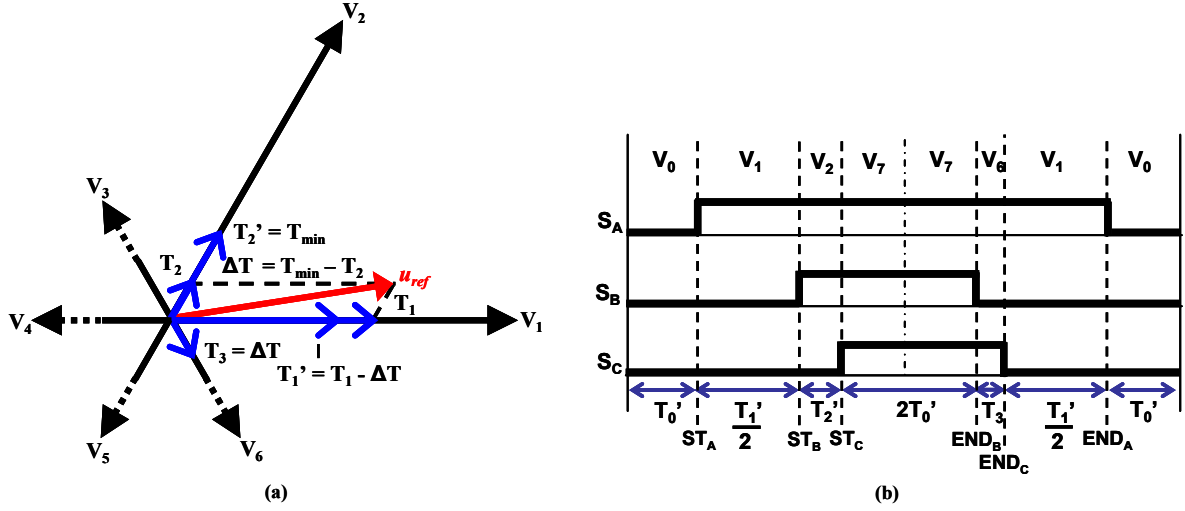


Fig. 6.12. Método de conmutación modificado cuando se aplica un vector de tensión de salida del convertidor próximo en ángulo al vector activo V_1 , trabajando en el Sector I. (a) Diagrama en el espacio vectorial. (b) Patrón de conmutación.

$$\begin{aligned}
 \Delta T &= T_{\min} - T_2 & T_1' &= T_1 - \Delta T \\
 T_2' &= T_{\min} & T_3 &= \Delta T \\
 T_0' &= (T_s - (T_1' + T_2' + T_3))/4
 \end{aligned} \tag{6.36}$$

Los instantes de conmutación son los siguientes:

$$\begin{aligned}
 ST_A &= T_0' & ST_B &= ST_A + T_1'/2 & ST_C &= ST_B + T_2' \\
 END_B &= ST_C + 2T_0' & END_C &= END_B + T_3 & END_A &= END_C + T_1'/2
 \end{aligned} \tag{6.37}$$

En caso de que T_1' sea inferior a T_{\min} , los intervalos han de ser remodificados según:

$$\begin{aligned}
 \Delta T &= T_{\min} - T_2 & T_1' &= T_1 + \Delta T \\
 T_2' &= T_{\min} & T_3 &= \Delta T & T_4 &= \Delta T \\
 T_0' &= (T_s - (T_1' + T_2' + T_3 + T_4))/4
 \end{aligned} \tag{6.38}$$

Y el diagrama en el espacio de vectores y el patrón de conmutación son en este caso similares al caso de bajo índice de modulación, mostrado en la Fig. 6.10.

6.4.4. Resultados

La Fig. 6.13 muestra la reconstrucción de la corriente de línea de la fase A, $i_{a,r}$, empleando la información procedente de la corriente del DC-bus, frente a la corriente real que circula por la fase. El error de la reconstrucción de la corriente de red se ha definido como:

$$\mathcal{E} = \frac{|i_a - i_{a,r}|}{\max|i_a|} \tag{6.39}$$

El valor medio del error obtenido es $\bar{\mathcal{E}} = 0,0223$ con una desviación estándar igual a $\sigma_{\mathcal{E}} = 0,0114$. Los resultados se han obtenido simulando el rectificador activo en el software Synopsis SABER empleando los parámetros mostrados en la Tabla 6.VI.

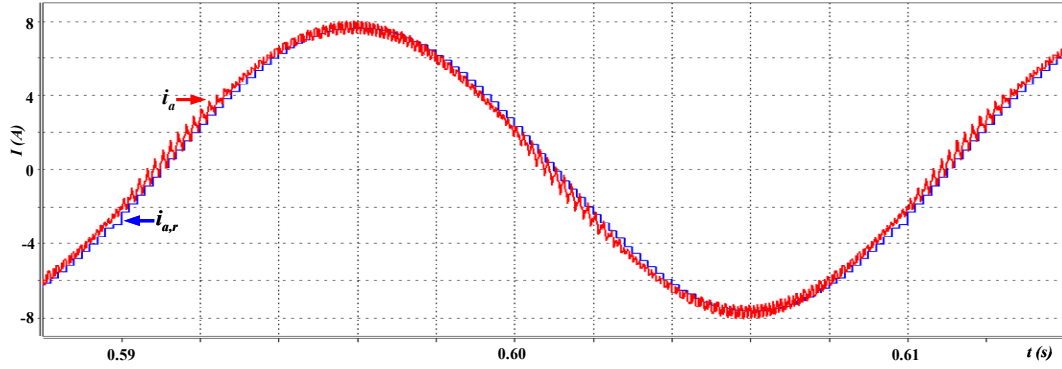


Fig. 6.13. Reconstrucción de la corriente de red de la fase A mediante el método de reconstrucción de corriente implementado.

6.5. Factor de Potencia de Desplazamiento variable

Realizando ligeras modificaciones a la propuesta inicial, se puede dotar al sistema con la capacidad de trabajar con DPFs variables, diferentes a 1. Partiendo de la definición del DPF,

$$DPF = \cos \varphi \quad (6.40)$$

donde φ es la diferencia de fase entre la tensión y la corriente de línea. El vector referencia de corriente ha de ser entonces

$$I^* = I_m(t)e^{j(\theta(t)+\varphi)} \quad (6.41)$$

Modificando las ecuaciones (6.18) y (6.19), el objetivo de trabajar con DPFs diferentes a la unidad se cumple si las funciones de conmutación se generan según

$$d_\alpha = \frac{2}{u_{dc}} \left([E_m - A \cos \varphi + \omega L I_m \sin \varphi] \cdot \cos(\theta) + [\omega L I_m \cos \varphi + A \cdot \sin \varphi] \sin(\theta) \right) \quad (6.42)$$

$$d_\beta = \frac{2}{u_{dc}} \left([E_m - A \cos \varphi + \omega L I_m \sin \varphi] \cdot \sin(\theta) + [-\omega L I_m \cos \varphi - A \cdot \sin \varphi] \cos(\theta) \right) \quad (6.43)$$

donde

$$A = R I_m(k) + K_i L \Delta u_{dc}(k) - \frac{K_p L}{T_s} (u_{dc}(k) - u_{dc}(k-1)) \quad (6.44)$$

Por último, en este caso, la referencia de corriente reactiva ha de fijarse según:

$$i_q^* = |\vec{I}_{\alpha\beta}| \cdot \sin \varphi \quad (6.45)$$

La Fig. 6.14 muestra la tensión y corriente de línea de la fase A, empleando el controlador modificado para trabajar con DPFs diferentes a 1, según las ecuaciones (6.42)-(6.44). El controlador opera con un DPF = 1 hasta el instante $t = 1$ s, donde la referencia es modificada para trabajar con un DPF = 0,9. Tal como muestra la figura, la corriente y la tensión comienzan a desfasarse paulatinamente hasta alcanzar el DPF deseado. Los resultados se han obtenido simulando el

rectificador activo en el software Synopsis SABER, configurado según los parámetros mostrados en la Tabla 6.VI.

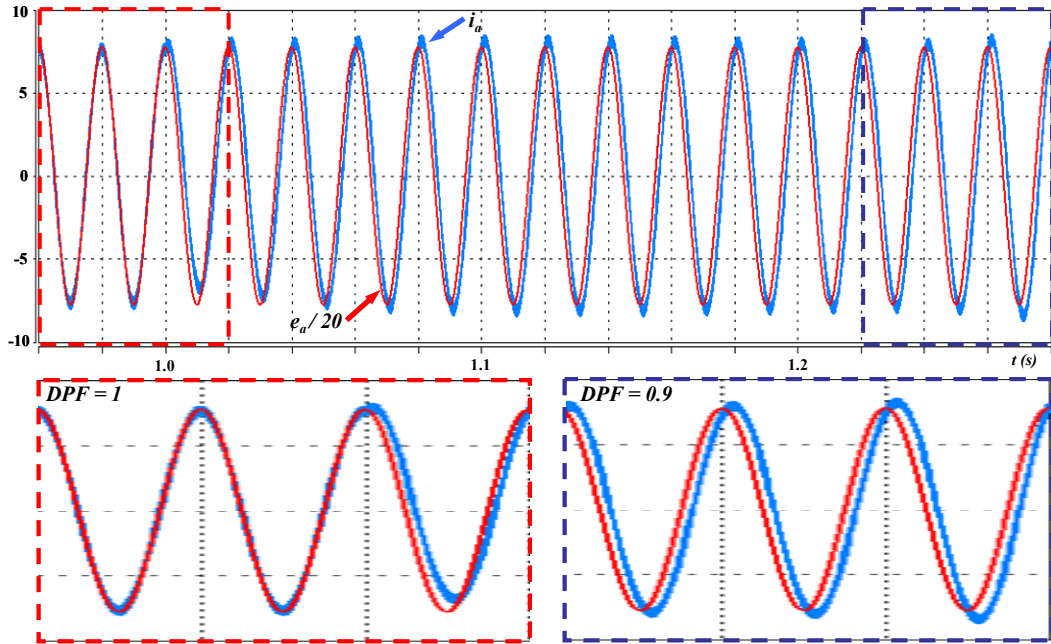


Fig. 6.14. Funcionamiento del controlador con algoritmo de ajuste FLC modificando el valor del DPF. La figura superior presenta la transición de un $DPF = 1$ a un $DPF = 0.9$. Las subfiguras inferiores son ampliaciones de las áreas recuadradas en rojo y azul.

6.6. Rechazo de armónicos en la tensión de red

Con otra ligera modificación añadida a la propuesta inicial, el sistema puede ser dotado con la capacidad de mitigar los efectos sobre la corriente de línea de los posibles armónicos presentes en la tensión de red. Se parte de la asunción de que estos son detectados correctamente [Moreno 07] [Safaei 11], tanto en amplitud como en fase. Suponiendo que la tensión de red se define como la suma de la componente fundamental y las componentes armónicas

$$E = E_m e^{j\theta(t)} + \sum_k E_{(6k-1)} e^{-j(6k-1)\theta(t)} + \sum_k E_{(6k+1)} e^{j(6k+1)\theta(t)} \quad (6.46)$$

con $k=1,2,3,\dots$. Para poder seguir el vector de corriente de referencia pretendido, ec. (6.41), las funciones de conmutación (6.44) y (6.45) han de ser modificadas incluyendo los términos necesarios para la atenuación de los armónicos de la tensión de red según

$$d_\alpha = \frac{2}{u_{dc}} \left([E_m - A \cos \varphi + \omega L I_m \sin \varphi] \cdot \cos(\theta) + [\omega L I_m \cos \varphi + A \cdot \sin \varphi] \sin(\theta) + \sum_k E_{(6k-1)} \cdot \cos((6k-1)\theta) + \sum_k E_{(6k+1)} \cdot \cos((6k+1)\theta) \right) \quad (6.47)$$

$$d_\beta = \frac{2}{u_{dc}} \left([E_m - A \cos \varphi + \omega L I_m \sin \varphi] \cdot \sin(\theta) + [-\omega L I_m \cos \varphi - A \cdot \sin \varphi] \cos(\theta) - \sum_k E_{(6k-1)} \cdot \sin((6k-1)\theta) + \sum_k E_{(6k+1)} \cdot \sin((6k+1)\theta) \right) \quad (6.48)$$

La Fig. 6.15 muestra el funcionamiento del controlador propuesto frente a armónicos en la tensión de red. La tensión de red presenta 5° y 7° armónicos con $E_5 = E_m / 5$ y $E_7 = E_m / 7$. En el instante $t = 3$ s, se empieza a aplicar el rechazo de armónicos sustituyendo las ecuaciones (6.42) y (6.43) por (6.47) y (6.48). Se puede comprobar en la imagen como los armónicos son significativamente atenuados en la corriente de red. El algoritmo sin rechazo de armónicos opera con un THD = 0,413, mientras que tras la activación del rechazo de armónicos, el sistema opera con un THD = 0,075.

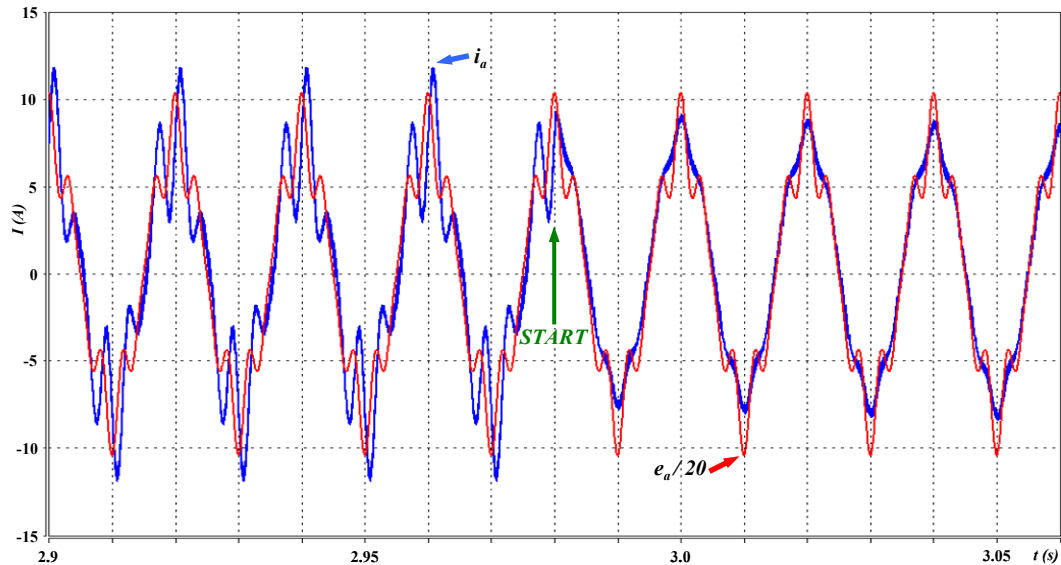


Fig. 6.15. Atenuación de los armónicos de red 5° y 7°. En $t = 3$ s, el controlador es habilitado para atenuar los armónicos en la corriente de línea aplicando (6.47) y (6.48).

6.7. Resultados experimentales

Los equipos empleados para la obtención de resultados en este capítulo se describen en detalle en el Apéndice A. El montaje experimental aquí empleado consta de un VSC de dos niveles de 8kVA que se conecta a la red mediante un filtro L. La red es emulada empleando la fuente de alimentación programable AC Pacific SmartSource 345-AMX. Al DC-bus se ha conectado la carga pasiva conmutada. El sistema es controlado mediante la plataforma multiprocesador DSP-FPGA. Los parámetros eléctricos y de control empleados en los experimentos se muestran en la Tabla 6.VI. Los valores del filtro han sido estimados y pueden diferir parcialmente de los valores reales.

En la Fig. 6.16 se muestra la tensión de red —trazo negro— de una fase frente a la inversa de su corriente correspondiente —trazo gris— para dos casos: 1) control básico propuesto por Kömürçügil y Kükrer sin ajuste del parámetro de control L; y 2) el control con ajuste FLC propuesto en esta Tesis. La referencia de tensión del DC-bus se ha fijado a 350 V y el sistema trabaja conectado a una carga pasiva de 1,3 kW. La fila (a) de la figura muestra el comportamiento de los dos algoritmos cuando el valor de la inductancia empleada en el diseño del controlador es $L = L_n = 0,5$ pu. Las filas (b) y (c) muestran, respectivamente, el comportamiento de los controladores cuando durante la fase de diseño se ha sobreestimado el valor de la inductancia, $L = 1$ pu, o se ha subestimado, $L = 0,1$ pu. Puede observarse que en el caso del controlador sin ajuste existe un desfase entre la tensión de red y la corriente, que sin embargo es corregido por el controlador con ajuste FLC. En la Tabla 6.VII se muestran los valores de DPF medios y sus correspondientes desviaciones estándar para los casos

mostrados en la Fig. 6.16. Como muestra la tabla, en los tres casos el algoritmo de control con ajuste FLC consigue un $DPF \approx 1$.

TABLA 6.VI. CONFIGURACIÓN PARA LOS RESULTADOS EXPERIMENTALES DEL VSC CON FILTRO L

P	8 kVA
E_{rms}	190 V
f_{grid}	50 Hz
U_{dc}^*	350 V
C_{dc}	3,3 mF
L_n (L_n [pu])	7 mH (0,5 pu)
R (R [pu])	0,2 Ω (0,04 pu)
f_{sw}	5 kHz
T_s	200 μs
K_p	0,57
K_i	20
K_{in}	3,41
K_{out}	1,63

TABLA 6.VII. MEDIA Y DESVIACIÓN ESTÁNDAR DEL DPF PARA LOS CONTROLES SIN Y CON AJUSTE FLC:

	Sin Ajuste		Con Ajuste FLC	
	\overline{DPF}	σ_{DPF}	\overline{DPF}	σ_{DPF}
$L = 0,5$ pu	0,8284	0,0235	0,9947	0,0039
$L = 1$ pu	0,8196	0,0258	0,9948	0,0040
$L = 0,1$ pu	0,9375	0,0142	0,9948	0,0040

La Fig. 6.17 presenta el arranque del controlador con ajuste partiendo de la situación del control de K m rc g l y Kükrer básico. La referencia de tensión del DC-bus se había establecido a 350 V y la carga pasiva conectada era de 1,3 kW. El algoritmo de ajuste corrige el desfase existente entre la tensión y la corriente, tal como puede observarse en la figura. El decremento de la corriente que se aprecia en la gráfica se debe a la eliminación del consumo de la componente reactiva de corriente.

La Fig. 6.18 presenta el comportamiento del controlador con ajuste FLC cuando se produce un cambio en la referencia de tensión del DC-bus de 350 V a 370 V, trabajando con una carga pasiva de 1,3 kW. En la gráfica se observa como el se sigue el cambio de referencia de tensión, mientras que la tensión y la corriente de línea se mantienen en fase.

La Fig. 6.19 muestra el funcionamiento de control con algoritmo de ajuste ante un cambio de carga. El convertidor opera con el DC-bus a 350 V, cuando se produce un salto de carga de 1 kW a 2,6 kW. El algoritmo responde correctamente a este cambio, manteniendo tanto la tensión en el DC-bus regulada como las tensiones y corrientes de red en fase.

Aunque no ha sido específicamente considerado en el trabajo, la estimación de la R empleada en el diseño del controlador podría influir sobre el comportamiento del algoritmo de ajuste. La compensación de L no es completamente independiente del parámetro R . No hay problemas si R es sobreestimada durante la fase de diseño, en ese caso, el proceso de ajuste de L compensa la posible desviación. Sin embargo, si R es subestimada durante el diseño del controlador, este puede ser incapaz de mantener la tensión del DC-bus regulada.

Otro aspecto a tener en cuenta es qué opción tomar cuando las corrientes son cero. En ese caso no tiene mucho sentido emplear el control con ajuste del parámetro L , ya que podría producir efectos indeseables. De hecho, trabajando con corrientes de línea muy bajas, el algoritmo de reconstrucción

de corriente podría verse afectado por el ruido en la medida de la corriente en el DC-bus y provocar que el algoritmo de ajuste FLC no funcionara de manera correcta.

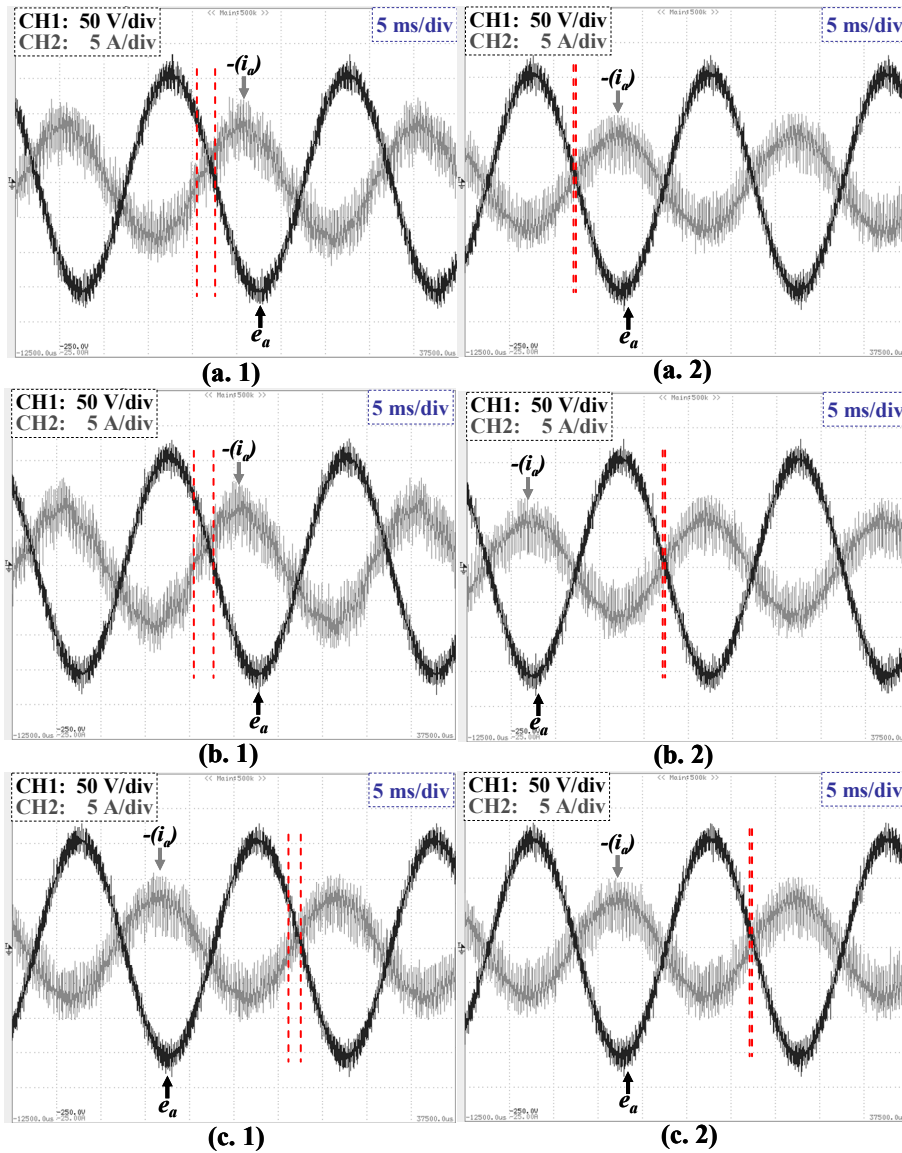


Fig. 6.16. Comparativa del control de Kömürçügil y Kükreer sin ajuste (1) con el control con ajuste FLC propuesto en esta Tesis (2). Los controladores se han diseñado con (a) $L = L_n = 0,5 \text{ pu}$; (b) $L = 1 \text{ pu}$; y (c) $L = 0.1 \text{ pu}$. Las figuras muestran la tensión de red de la fase A —trazo negro— frente a la inversa de su corriente correspondiente —trazo gris—.

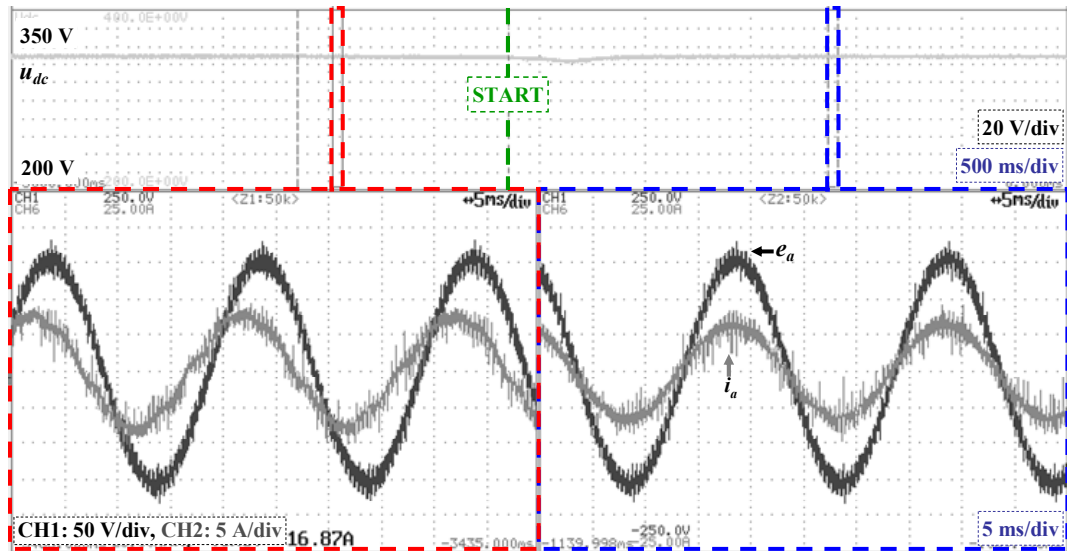


Fig. 6.17. Arranque del algoritmo de ajuste FLC. La imagen superior muestra la tensión del DC-bus; las imágenes inferiores presentan la tensión —trazo negro— y corriente de red —trazo gris— de la fase A. A la izquierda se muestra el comportamiento del controlador sin ajuste FLC, mientras que a la derecha se presenta el comportamiento del controlador propuesto tras el arranque del ajuste FLC.

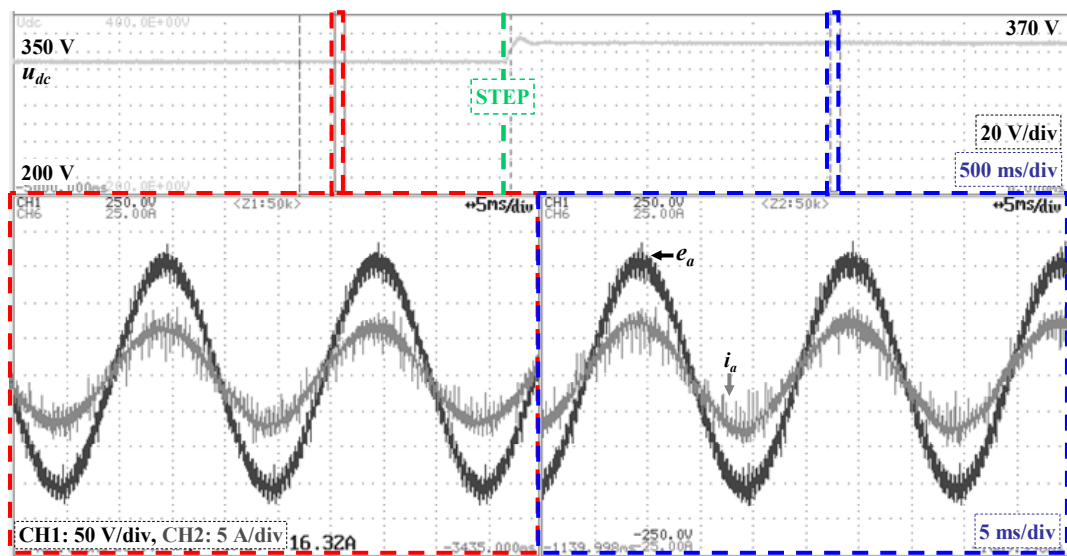


Fig. 6.18. Comportamiento del controlador con ajuste FLC frente a un cambio de referencia de la tensión del DC-bus. La imagen superior muestra la tensión del DC-bus; las imágenes inferiores representan la tensión —trazo negro— y corriente de red —trazo gris— de la fase A. A la izquierda se muestra el comportamiento del sistema con una tensión de referencia del DC-bus igual a 350 V. En la imagen de la derecha se muestra el comportamiento del sistema tras un cambio de referencia de tensión a 370 V.

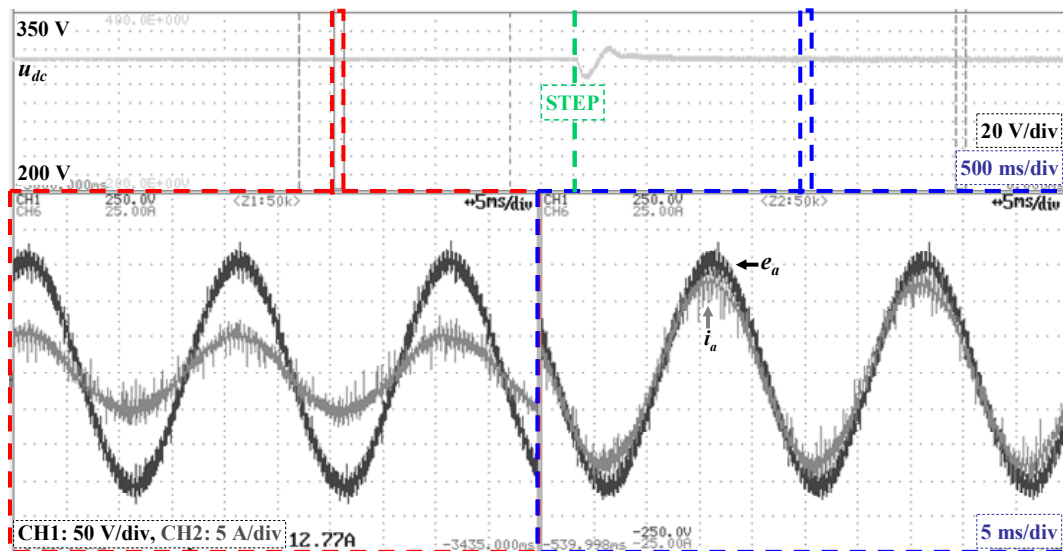


Fig. 6.19. Comportamiento del controlador con ajuste frente a un cambio de carga en el DC-bus. La imagen superior muestra la tensión del DC-bus; las imágenes inferiores representan la tensión —trazo negro— y corriente de red —trazo gris— de la fase A. A la izquierda se muestra el comportamiento del sistema con una carga pasiva de 1 kW, la imagen de la derecha muestra el funcionamiento del sistema tras el salto de carga de 1 kW a 2,6 kW.

6.8. Conclusiones

En este capítulo se han propuesto mejoras al método de control de un VSC trifásico conectado a red mediante un filtro L publicado por Kömürçügil y Kükrer [Kömürçügil 99]. Su propuesta era simple y rápida, trabajando en el sistema de referencia estacionario y no necesitaba medir las corrientes de línea. Sin embargo, resultaba muy sensible a las posibles variaciones o errores de modelado de las inductancias de línea.

La propuesta aquí realizada implementa un método de ajuste basado en FLC con el objeto de hacer más robusto el algoritmo básico de control propuesto por Kömürçügil y Kükrer frente a hipotéticas variaciones en los parámetros de las inductancias de línea. El algoritmo de ajuste emplea el valor de la corriente reactiva para realizar la corrección del parámetro de control L, que se corresponde con el valor de las inductancias del filtro de red. Para evitar la necesidad de tener que detectar las corrientes de red, se ha implementado un algoritmo de reconstrucción de corriente que permite obtener el valor de estas a partir de la corriente en el DC-bus y la información de la modulación SVM. Asimismo, el control propuesto permite trabajar con DPFs distintos a 1 y con rechazo a armónicos en la tensión de red, realizando unas ligeras modificaciones en las funciones de conmutación.

Este capítulo también ha mostrado un estudio sobre el rendimiento del algoritmo de según las funciones de pertenencia de entrada y salida.

Tanto los resultados en las simulaciones, como los resultados experimentales, han probado que el algoritmo de control con ajuste FLC compensa las posibles diferencias entre el parámetro de control L empleado en el diseño y el valor de las inductancias del línea, haciendo más robusta la propuesta básica y obteniendo corrientes prácticamente sinusoidales con un DPF igual a 1 frente a posibles variaciones en la inductancias del filtro. Se ha comprobado que el algoritmo de ajuste FLC aquí

propuesto presenta un comportamiento apropiado en situaciones comunes tales como variaciones en la tensión del DC-bus o saltos de carga.

7

CONCLUSIONES

Para cumplir con los criterios de Mención Europea, este capítulo presenta, en primer lugar, las conclusiones en lengua inglesa. Las conclusiones en lengua castellana son presentadas en el apartado 7.2.

7.1. Conclusions

This chapter summarizes the conclusions obtained throughout the previous chapters. The thesis has covered four fundamental steps in the control: modelling of the plant, identification of a model, estimation of state variables and control design. The multivariable identification has given satisfactory results in the case of the N4SID and grey-box PEM methods but it is opened to many improvements. The state estimation shows as a powerful tool to reduce costs associated to the necessity of knowing the full state vector and, particularly, the KF seems to be the best option when the system is contaminated with noise. The use of the LQ technique in the design of the current servo controllers for the VSC and LCL filter gives to the designer a powerful and optimal tool that facilitates the design task and permits to introduce modern control. The proposed current controllers based on state space are versatile structures that can be easily reconfigured to tackle different VSC control problems. The control proposed for the VSC with L filter improves a basic previous approach, providing it with robustness in view of variations in the filter parameters. The auto-tuned process is based on FLC and grid current reconstruction.

7.1.1. Chapter 3: Filter modelling and LCL identification

a) Contributions

- The main contribution of chapter 3 has been to propose new procedures to identify the VSC and grid filter plant model from the point of view of the current controller.
- The applied multivariable identification techniques are relatively young (MOESP and N4SID) or little explored in the power electronics field (black- or grey-box PEM).
- The identification methods give a dq -axis state space plant model that can be used to synthesize a multivariable controller.
- A study about the suitable inputs to be applied for identifying has been presented.
- A parametric identification method has been also proposed. The method is based on linear regression and SISO models to estimate the value of the LCL filter parameters.

b) Conclusions

- Only two of the four proposals, the N4SID method and the grey-box PEM, have given satisfactory results in identifying a discrete dq -frame model of the converter, which could be used directly to synthesize a multivariable current controller as the designed in chapter 5.
- In the rest of the proposals the controllers designed using the identified model do not work properly.
- However, a first identification with data obtained from ideal models have produced well results in all the cases where the persistence of exciting in the inputs was guaranteed, what may indicate that the implemented MOESP and black-box PEM algorithm present problems when works with signals corrupted with noise.
- Probably, the problem of the implemented MOESP is that just the basic approach has been used. In the case of the PEM algorithm, the reason could be in its iterative nature and in a non appropriate previous data treatment.

c) Future works

- The previous algorithms need data sets obtained from an open-loop operation of the VSC, in such a way that the user must be careful with the value of the actuations. The closed-loop identification seems a good option to avoid that problem, but in this case two considerations must be born in mind: the persistence of excitation and the influence of the noise that passes from the outputs to the inputs through the close-loop control.
- There exist more robust implementations of the MOESP algorithms like the PO-MOESP. One of the main advantages of the MOESP is its simplicity, which entails a fast identification algorithm. The possibility of testing robust implementation of the MOESP algorithm should be compared with the N4SID and check if they could represent a best option.
- The PEM algorithms are iterative algorithms, therefore they seem suitable to be the starting point to try the on-line identification. This should be the final objective of the identification, as

this could open the door to implement effective auto-tuned controllers. A study of the correct treatment of the data sets to operate with PEM algorithms should be done.

- It could be attractive to try to apply multivariable identification methods to identify the grid impedance, as this is a long-time open topic. There are two trends to approach the grid impedance estimation: intrusive and non-intrusive methods. Grid impedance estimation based on the multivariable identification methods could be included in non-intrusive techniques.

7.1.2. Chapter 4: Filter state vector estimation

a) Contributions

- There have been proposed some full state estimators, which avoid the necessity of measure all the state variables under some circumstances.
- From a deterministic point of view, the two well-known options of the Luenberger observers, predictive and filter, has been proposed.
- Talking on stochastic terms, the Kalman Filter has been proposed when the system works in noisy environments.
- The chapter has also analyzed an approximation of the KF, the so-called SSKF, based on fixing the Kalman gain to its steady state.
- The chapter has given some design criteria and rules to choose the value of the covariance matrices of KF.
- The estimators have been compared under noise conditions.

b) Conclusions

- Comparison between the behaviour of the KF with the Luenberger estimators under presence of additive white noise and switching noise has demonstrated that the KF is the convenient option in noisy environments. The KF is the appropriate solution even if the noise is not Gaussian.
- The main problem of the KF is its cost of CPU time, what could do its implementation not possible. However, the proposed SSKF implementation has proved to decrease the computational complexity of the filter at nearly no cost in accuracy for long-term operation, being feasible its implementation and use.
- The design of the KF is a trade off between immunity to the noise and sensitivity to the model errors.
- The proposed estimators allow reducing the necessary number of sensors to carry out a multivariable current control like the developed in Chapter 5.

c) Future works

- An interesting future line could be the use of the extended version of both estimators, Extended Kalman Filter and Extended Luenberger Observer, not only to realize a state estimation, but parameter estimation.
- The use of extended estimators could also open the door to the previously mentioned problem of the non-intrusive grid impedance estimation.

7.1.3. Chapter 5: Multivariable current control

a) Contributions

- Chapter 5 has proposed several current controllers based on a servo controller structure and the optimal LQ technique for a VSC connected to the grid by means of an LCL filter.
- The servo controller has been combined with the Luenberger observers to reduce the number of sensors necessary to carry out the control.
- The combination of the LQ servo controller with the previously developed SSKF has given the so-called LQG current servo controller.
- An anti-windup scheme has been also proposed. Additionally, the chapter has given some criterions to select the design matrices of the LQ regulator and the KF. In the LQ design, the settling time, decoupling between channels, overshoot and the size of the control action can be easily set using only two degrees of freedom.
- A combination of the LQ servo controller and resonators has been proposed to reduce the effect of the grid voltage harmonic in the grid current.
- Finally, the chapter also proposed a control tuning process based on Genetic Algorithms to automate the design.
- The versatility of the design has been proved.

b) Conclusions

- The MIMO modelling, estimation and control of the grid converter has demonstrated to be a convenient approach. It opens the door to apply modern control criteria such as robustness, etc.
- MIMO treatments allow a general design process that is easily applicable to structures that are different to the one initially considered.
- Linear Quadratic technique represents a successful design tool. In general terms, it provides an easy design procedure that can be easily automated by means of search techniques such as the Genetic Algorithms. It is a design method easily applicable to different filter structures and allows the introduction of null steady-state error requirements.
- The versatility of the proposed design method permits an easy and fast reconfiguration of the system to operate with different VSC and grid filter configurations.

- The robust option is always to measure the full state vector, but the LQG current servo controller has demonstrated being the optimal option when the system operates in a noisy environment like the industrial.
- The multivariable anti-windup approach has proved its correct operation. This mechanism is fundamental to avoid the windup problem when the control-loop contains one or more integrators, as in the case of the LQ servo controller.
- The proposed LQ servo controller and resonators structure has proven its electivity mitigating the effects of the grid voltage harmonics.

c) Future works

- Study more advanced control configurations as, for example, the two degree of freedom structure (2-DOF) in order to improve reference tracking while maintaining robustness properties.
- Provide the LQG servo controller structure with the capacity of rejecting the most common grid disturbances. Thus the system could be used as an active filter, etc.
- Combine the LQ servo controllers with on-line identification methods to robustify the VSC operation. The final objective might be a self-tuned controller, implemented in a control platform that could be connected in any VSC and as soon as it is starting, it identifies the plant model, recalculates the control gains and reconfigures itself. That process could be repeated during the normal operation to compensate variations in the plant conditions.

7.1.4. Chapter 6: Adaptive control with L filter

a) Contributions

- The chapter 6 proposes a FLC tuning method to adjust and do more robust the basic Kömürçügil and Kükre's control algorithm in view of variations of the line inductance.
- The tuning algorithm uses the value of the reactive current to perform the correction of the L-control parameter, which corresponds with the line inductance.
- To avoid the necessity of sensing the AC line currents, it has been used a line-currents reconstruction algorithm that obtains the line currents from the DC-link current and SVM information.
- Besides, the proposed control is able to work with non-unity DPF and grid harmonics rejection doing slightly modifications in the switching function.

b) Conclusions

- The proposed method has improved the previous Kömürçügil and Kükre's control, without increasing significantly the complexity of the control or the sensors requirements.
- The FLC tuning algorithms has demonstrated being a feasible way to adjust easily the value of a parameter control. It has achieved the adaptive objectives considered at the beginning of the work.

- The modifications of the controller to mitigate grid disturbances as harmonics or to work with a non-unity DPF permit considered the implemented algorithm like a good option in applications as active filter.
- The current reconstruction has proved its utility to reduce the cost and number of sensors.

c) Future works

- Only the modelled errors in the inductance have been considered, it could be interesting to extend de adaptive algorithm to modelled errors in the filter resistance.
- The work has been developed supposing an ideal grid. The performance of the control under non ideal grid should be proved and in case of not working properly, it should be improved.

7.2. Conclusiones

Este capítulo resume las conclusiones obtenidas a lo largo del desarrollo de los capítulos previos. La tesis ha cubierto cuatro aspectos fundamentales en el control: modelado de la planta, identificación del modelo, estimación de las variables de estado y diseño del control. La identificación multivariable ha aportado resultados positivos en el caso de los métodos N4SID y PEM *grey-box*, pero está abierta a mejoras. La estimación de estados se muestra como una potente herramienta para reducir los costes asociados con la necesidad de conocer el vector de estado completo y, particularmente, el KF se ha mostrado como la mejor opción de las propuestas cuando el sistema está contaminado con ruido. El uso de la técnica LQ en el diseño del control de corriente basado en servocontrol para el VSC conectado a red mediante filtro LCL dota al diseñador de una potente y óptima herramienta que facilita la tarea de diseño y permite introducir conceptos de control moderno. El controlador de corriente propuesto se basa en estructuras versátiles en el espacio de estados que permiten que este sea fácilmente reconfigurado para responder a diferentes problemas de control con VSCs. El control propuesto con filtro L mejora una propuesta previa, dotándola de robustez ante variaciones en los parámetros del filtro de red. El proceso de auto-ajuste se ha basado en el uso del control borroso y la reconstrucción de las corrientes de red.

7.2.1. Capítulo 3: Modelado e identificación

a) Contribuciones

- La principal contribución del capítulo 3 ha sido proponer métodos de identificación multivariable para la obtención del modelo en el espacio de estados y ejes dq del convertidor conectado a la red eléctrica mediante filtro LCL. La identificación se realiza desde un punto de vista de entradas y salidas, modelando el sistema como una caja negra.
- Las técnicas de identificación multivariable empleadas en el capítulo son relativamente nuevas (MOESP and N4SID) o poco exploradas en el campo de la electrónica de potencia (PEM *black-box* y *grey-box*).
- Los métodos de identificación proporcionan un modelo discreto de la planta en el espacio de estados y ejes de referencia dq que permite sintetizar directamente un controlador multivariable.

- Se ha realizado un estudio sobre la conveniencia del tipo de entradas a aplicar en función del método de identificación implementado.
- Adicionalmente, se ha propuesto un método de identificación paramétrica basado en la regresión lineal y modelos SISO para la obtención de los parámetros del filtro LCL fase a fase.

b) Conclusiones

- Sólo dos de las cuatro propuestas, el método N4SID y el método PEM *grey-box*, han dado resultados positivos en la identificación del modelo discreto en ejes dq que pueda ser empleado para sintetizar directamente un controlador multivariable de corriente como el diseñado en el capítulo 5.
- En las otras dos propuestas los controladores diseñados usando el modelo identificado no funcionaron correctamente.
- Sin embargo, en una primera identificación mediante datos obtenidos de modelos lineales ideales, los cuatro métodos habían aportado resultados satisfactorios en todos aquellos casos donde estaba garantizada la persistencia de la excitación en las entradas, lo que puede indicar que las implementaciones de los métodos MOESP y PEM *black-box* presentan problemas cuando trabajan con señales con presencia de ruido de conmutación.
- Probablemente, el problema del MOESP implementado ha sido que se ha empleado la propuesta básica, existiendo mejoras, como el método PO-MOESP, que parten en un principio como propuestas robustas ante ruido en las señales. En el caso del algoritmo PEM, las razones pueden estar en su naturaleza iterativa y en un pre-acondicionamiento no apropiado de los datos de identificación.
- La propuesta de identificación paramétrica ha mostrado un buen funcionamiento en la identificación de los parámetros del lado de red, presentando una ligera reducción de la calidad de la identificación en el caso de los parámetros del filtro del lado del convertidor. Esta reducción probablemente se deba al hecho de que la modulación introduce cierto error en la identificación.

c) Trabajos futuros

- Los algoritmos previos requieren de conjuntos de datos de identificación obtenidos del VSC operando en lazo abierto, de forma que el usuario ha de ser cuidadoso con los valores de la actuación para no poner en peligro la integridad física del sistema. La identificación en lazo cerrado parece ser una buena opción para evitar este problema, pero en este caso dos consideraciones han de ser tenidas en cuenta: la persistencia de la excitación y la influencia del ruido que pasa de las salidas a las entradas a través del control en lazo cerrado.
- Existen propuestas de implementación a priori más robustas del algoritmo MOESP, como por el ejemplo el PO-MOESP. Una de las principales ventajas de este método es su simplicidad, lo que lo convierte en un algoritmo de identificación bastante rápido en comparación con los otros tres. La posibilidad de usar implementaciones robustas del método MOESP parece adecuado, aunque estas deberían ser comparadas con el método N4SID para comprobar si pueden suponer una mejor opción

- Los algoritmos PEM son algoritmos iterativos, por tanto parecen ser el punto de partida adecuado para abordar la identificación *on-line*. Este debiera ser el objetivo final de la identificación, ya que podría abrir la puerta a la implementación de controladores efectivos auto-ajustados. Se debiera realizar un estudio del correcto pretratamiento de los conjuntos de datos a emplear con los algoritmos PEM *black-box*.
- Podría ser interesante aplicar los métodos de identificación multivariable para estimar la impedancia de red, ya que es un tema abierto desde hace tiempo. Existen dos tendencias para llevar a cabo esta estimación: métodos intrusivos y no intrusivos. La identificación de la impedancia de red mediante los métodos de identificación multivariables propuestos podrían ser incluidos en los métodos no intrusivos.

7.2.2. Capítulo 4: Estimadores de estado

a) Contribuciones

- Se ha propuesto el uso de varios estimadores de estado, que evitan la necesidad de tener que medir todas las variables para llevar a cabo el control.
- Desde un punto de vista determinístico, donde no se considera el ruido que pueda afectar al sistema, se han propuesto las dos implementaciones de los observadores Luenberger: predictor y filtro.
- Desde un punto de vista estocástico, se ha propuesto el uso del filtro de Kalman cuando el sistema trabaje en entornos ruidosos.
- La implementación del filtro de Kalman estándar resulta altamente costosa en cuanto a recursos del sistema, siendo ciertamente inviable su uso. Para paliar este problema, se ha analizado en la Tesis una aproximación de filtro de Kalman, el llamado Steady-State Kalman Filter, que consiste en precalcular la ganancia del filtro de Kalman en régimen permanente, ya que tras un pequeño número de iteraciones, filtro de Kalman y SSKF convergen hacia la misma ganancia.
- El funcionamiento del filtro de Kalman depende altamente de la correcta elección de las matrices de covarianza W y V , siendo estas los parámetros de diseño del filtro de Kalman. Una mala elección de W o V puede acarrear un observador que presente un gran sesgo en la estimación ante errores de modelado o poca inmunidad al ruido. Por ello, el capítulo aporta un criterio para la elección de las matrices de covarianza del filtro de Kalman basado en el compromiso entre rechazo al ruido y robustez ante una mala parametrización del modelo.
- Los estimadores han sido comparados bajo condiciones de ruido.

b) Conclusiones

- En el caso de los observadores Luenberger ambas propuestas resultan similares en cuanto a rendimiento y recursos consumidos —tanto memoria como tiempo de ejecución—. En cuanto a su robustez ante errores de modelado, se ha podido comprobar mediante estudio que ambos observadores resultan robustos, presentando menor error de estimación a medida que se incrementa la velocidad de estos. Por el contrario, ambas implementaciones están condicionadas cuando el sistema se ve afectado con ruido, tanto blanco aditivo Gaussiano como de conmutación.

- Ante sistemas contaminados con ruido, el esquema de estimación a usar es el filtro de Kalman.
- La implementación SSKF del filtro de Kalman es completamente válida en sistemas tales como el control de un VSC, donde se pueden considerar horizontes infinitos, y permite reducir la complejidad de la implementación, igualando el consumo de recursos con el de los casos de las implementaciones de los observadores Luenberger.
- El SSKF se ha mostrado —tal y como era de esperar— netamente superior a los observadores Luenberger en entornos ruidosos.
- Como conclusión final, a modo de resumen de las anteriores, se podría decir que en entornos ruidosos, como puede ser el caso de entornos industriales, la mejor opción para realizar una correcta estimación sería el uso del filtro de Kalman en su implementación SSKF. En entornos donde el ruido no es un problema, la sencillez de ajuste de los estimadores Luenberger —donde más rápido implica más robusto en cuanto a errores de modelado— frente a los problemas que podría ocasionar una mala elección de las matrices W y V del SSKF, hace mucho más atractiva la primera opción.

c) Trabajos futuros

- Una posible e interesante línea de trabajo futuro podría ser el uso de las versiones extendidas de ambos observadores, el Filtro de Kalman Extendido y el Observador Luenberger Extendido, de forma que no se realizase únicamente una estimación del vector de estado, sino también una estimación de los parámetros del sistema.
- El uso de estimadores de estados extendidos puede suponer una útil herramienta en el problema de la estimación de la impedancia de red mediante métodos no intrusivos. Como ya se ha comentado anteriormente en la parte relativa a identificación, este es un tema abierto desde hace tiempo.

7.2.3. Capítulo 5: Control multivariable de corriente

a) Contribuciones

- Se han propuesto controladores multivariables de corriente basados en la estructura llamada servocontrolador y la técnica de control óptimo *Linear Quadratic* para los VSCs conectados a la red mediante filtro LCL.
- En este caso el diseño se realiza mediante la elección de las matrices de pesos Q y R . En el capítulo se han establecido una serie de criterios que permiten reducir el diseño del controlador a la elección de un único parámetro de la matrices Q y R .
- Adicionalmente, se ha combinado el servocontrol LQ con el uso de estimadores de estado determinísticos, de forma que se reduce el número de sensores necesarios para llevar a cabo el control multivariable de corriente.
- Se ha propuesto también la combinación del filtro de Kalman con la técnica LQ, dando lugar a la implementación del servocontrol LQG. Esta implementación ha mostrado resultar adecuada en sistemas bajo condiciones de ruido.

- Se ha propuesto también una estructura que combina el uso del servocontrol LQ y resonadores con objeto de mitigar en el control de corriente los efectos de los armónicos en la tensión de red. La estructura se basa en emplear resonadores en paralelo con el integrador del servocontrol.
- Se ha propuesto el uso de un esquema de *anti-windup* para evitar los efectos no deseados de la saturación de las señales de actuación.
- Se ha propuesto también un sistema de automatización del diseño del servocontrol LQ basado en Algoritmos Genéticos. Estos permiten, fijando una serie de índices de comportamiento del control como puede ser el tiempo de establecimiento en la respuesta de corriente, realizar un sintonización automática de los parámetros envueltos en el diseño, *i.e.* las matrices Q y R .

b) Conclusiones

- El modelado, estimación y control multivariable del VSC conectado a red ha demostrado ser un propuesta apropiado, que abre la puerta a la aplicación de modernos criterios de control como la robustez, etc.
- La propuesta de control realizada se ha mostrado versátil, de forma que con una mínima reconfiguración en la implementación y la fase de diseño es posible su aplicación a otros problemas de control con VSCs.
- La adecuada formulación de la dinámica aumentada en el caso del servocontrol LQ con resonadores del sistema permite reducir el problema del ajuste de las constantes del nuevo controlador a un problema tipo LQR, de forma que las herramientas empleadas en las anteriores propuestas son igualmente válidas en esta. Se ha realizado también un estudio de las características de la respuesta del sistema de control en función de los parámetros de las matrices Q y R . El nuevo esquema ha mostrado una buena respuesta ante la presencia de armónicos en la tensión de red, mitigando su efecto .
- La técnica de control LQ representa una herramienta bastante útil en cuanto a diseño del control multivariable. En términos generales proporciona un procedimiento de diseño sencillo y que puede ser fácilmente automatizable como ha sido demostrado en la Tesis.
- El algoritmo genético propuesto ha demostrado su validez siendo aplicado al diseño de un servocontrol LQ.
- Los resultados, tanto de simulación como experimentales, han dado validez a las diversas propuestas realizadas en este capítulo.

c) Trabajos futuros

- Estudiar configuraciones de control más avanzadas, como por ejemplo, las estructuras de dos grados de libertad (2-DOF) con objeto de mejorar el seguimiento de referencia y la robustez del sistema.
- Proporcionar al servo control LQG de la capacidad para rechazar las perturbaciones de red más comunes. De forma que este sistema podría ser empleado como filtro activo, etc.

- Combinar los servocontroles LQ con métodos de identificación *on-line* que permitan robustecer el funcionamiento del VSC. El hipotético objetivo final debiera de ser un controlador autoajustable, implementado en una plataforma de control que puede ser conectado a un VSC cualquiera y que tan pronto como se inicializa el control, este identifica el modelo de la planta, recalcula las ganancias del control y se auto-reconfigura. Este proceso podría ser repetido durante el funcionamiento regular para compensar las posibles variaciones en las condiciones de la planta.

7.2.4. Capítulo 6: Control adaptativo con filtro L

a) Contribuciones

- En este capítulo se han propuesto mejoras al método de control de un VSC trifásico conectado a red mediante un filtro L publicado por Kömürçügil y Kükrer [Kömürçügil 99]. Su propuesta era simple y rápida, trabajando en el sistema de referencia estacionario y no necesitaba medir las corrientes de línea. Sin embargo, resultaba muy sensible a las posibles variaciones o errores de modelado de las inductancias de línea.
- La propuesta aquí realizada implementa un método de ajuste basado en FLC con el objeto de hacer más robusto el algoritmo básico de control propuesto por Kömürçügil y Kükrer frente a hipotéticas variaciones en los parámetros de las inductancias de línea. El algoritmo de ajuste emplea el valor de la corriente reactiva para realizar la corrección del parámetro de control L, que se corresponde con el valor de las inductancias del filtro de red.
- Para evitar la necesidad de tener que detectar las corrientes de red, se ha implementado un algoritmo de reconstrucción de corriente que permite obtener el valor de estas a partir de la corriente en el DC-bus y la información de la modulación SVM.
- Asimismo, el control propuesto permite trabajar con DPFs distintos a 1 y con rechazo a armónicos en la tensión de red, realizando unas ligeras modificaciones en las funciones de conmutación.
- También se ha mostrado un estudio sobre el rendimiento del algoritmo de ajuste en función de las funciones de pertenencia de entrada y salida.

b) Conclusiones

- Tanto los resultados en las simulaciones, como los resultados experimentales, han probado que el algoritmo de control con ajuste FLC compensa las posibles diferencias entre el parámetro de control L empleado en el diseño y el valor de las inductancias del línea, haciendo más robusta la propuesta básica, sin incrementar significativamente la complejidad del sistema.
- Las modificaciones del controlador para mitigar perturbaciones de red como armónicos o trabajar con DPFs distintos de uno permiten considerar al algoritmo implementado como una buena opción en su aplicación como filtro activo.
- La reconstrucción de corriente ha probado su utilidad para reducir el coste y número de sensores.

- Se ha comprobado que el algoritmo de ajuste FLC aquí propuesto presenta un comportamiento apropiado en situaciones comunes tales como variaciones en la tensión del DC-bus o saltos de carga.

c) Trabajos futuros

- Sólo se ha tenido en cuenta errores de modelado en las inductancias del filtro, podría ser interesante extender el algoritmo adaptativo al modelado de errores en las resistencias del filtro.
- El trabajo ha sido desarrollado suponiendo una red ideal. El funcionamiento del control bajo redes no ideales debería ser testeado y en caso de no operar apropiadamente, mejorado.

APÉNDICE A

PLATAFORMAS EXPERIMENTALES

En este apéndice se muestran las plataformas experimentales que se han empleado para evaluar los algoritmos propuestos en esta Tesis.

A.1. Introducción

El diseño de los sistemas empleados para la obtención de resultados experimentales ha sido desarrollado por el “Grupo de Ingeniería Electrónica aplicada a los Sistemas de Energías Renovables” (GEISER – *Group of Electronic Engineering applied to Renewable Energy Systems*), perteneciente al Departamento de Electrónica de la Universidad de Alcalá.

Las plataformas experimentales consisten de VSC conectados a la red mediante filtros L o LCL y controlados mediante una plataforma de control multiprocesador, también diseñada dentro del grupo GEISER, en colaboración con la empresa Sedecal Control S.L., dentro del proyecto CONDOR II, titulado “Desarrollo de Nuevos Sistemas de Control y Protección de Convertidores de Potencia Destinados a Generación Distribuida”. Este proyecto fue financiado por el Ministerio de Ciencia y Tecnología (ENE2005-08721-C04-01).

Los sistemas presentados se dividen en dos partes:

- El Sistema de Electrónica de Potencia (SEP), particular para cada plataforma experimental. Representa la circuitería de electrónica de potencia de la plataforma experimental completa. Descrito de forma somera, está compuesto de un VSC DC/AC construido mediante IGBTs, un filtro para la conexión con la red eléctrica y toda la circuitería auxiliar necesaria para dotar al sistema de flexibilidad y seguridad.

- Un Sistema de Electrónica de Control (SEC) común a ambas plataformas. Este sistema representa la lógica de control de las plataformas experimentales. Está compuesto básicamente de un procesador de alta capacidad computacional conectado a un co-procesador que proporciona al sistema de periféricos destinados a la comunicación con el SEP y el *host* de control superior u otros controladores en un sistema distribuido.

La Fig. A.1 muestra un diagrama de bloques general de las plataformas experimentales.

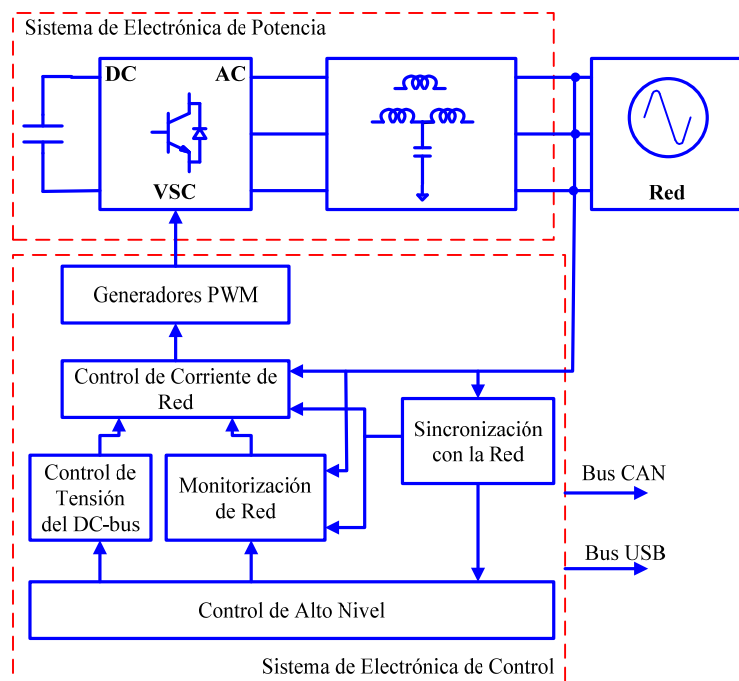


Fig. A.1. Diagrama de bloques general de las plataformas experimentales.

A.2. Plataforma de control multiprocesador

El núcleo del SEC está compuesto por el DSP “TMS320C6713” de Texas Instruments y la FPGA SPARTAN 3 de Xilinx, embebidos ambos en una única tarjeta electrónica. En esta tarjeta de control FPGA + DSP se implementa todo el control del convertidor, la comunicación entre elementos del sistema y la comunicación con el exterior, tanto con un PC que sirve como *host* así como de interfaz con el usuario, como con otras posibles tarjetas de control en un entorno distribuido.

La tarjeta de control está pensada en origen para el control de convertidores de tres niveles *back-to-back*, no siendo necesario para la aplicación concreta de esta Tesis el uso de todos sus recursos. Los principales objetivos en el diseño de dicha tarjeta fueron:

- Diseño lo suficientemente flexible como para servir a propósitos de investigación como en prototipos finales. Esta flexibilidad, en lo relativo a la programación, debe permitir tanto programación en C, como la posibilidad de compilación directa desde MATLAB/Simulink. Además la plataforma de control ha de poderse adaptar a equipos de electrónica de potencia diferentes al que originalmente iba destinada.

- La plataforma ha de presentar suficiente potencia computacional de forma que sea posible implementar algoritmos no optimizados con alto grado de complejidad.

• El sistema ha de ser escalable en el sentido de permitir su conexionado a otros sistemas de control que puedan operar de forma simultánea en un sistema de control distribuido. Por esta razón, la tarjeta de control presenta dispositivos de comunicación de alta velocidad, como el bus CAN o USB.

Para cumplir tales objetivos, el sistema de control multiprocesador está separado en dos subunidades. La primera de ellas, donde se engloba el DSP, tiene como objetivo la resolución de forma eficiente de algoritmos computacionales de alto grado. La segunda subunidad, que engloba a la FPGA y otros elementos electrónicos, tiene como función implementar la lógica configurable para realizar tanto las comunicaciones, como la adquisición de datos y otras funciones auxiliares.

La Fig. A.2 muestra una imagen de la placa multiprocesador diseñada. En el esquema mostrado en la Fig. A.3 se representa un diagrama funcional completo del sistema.

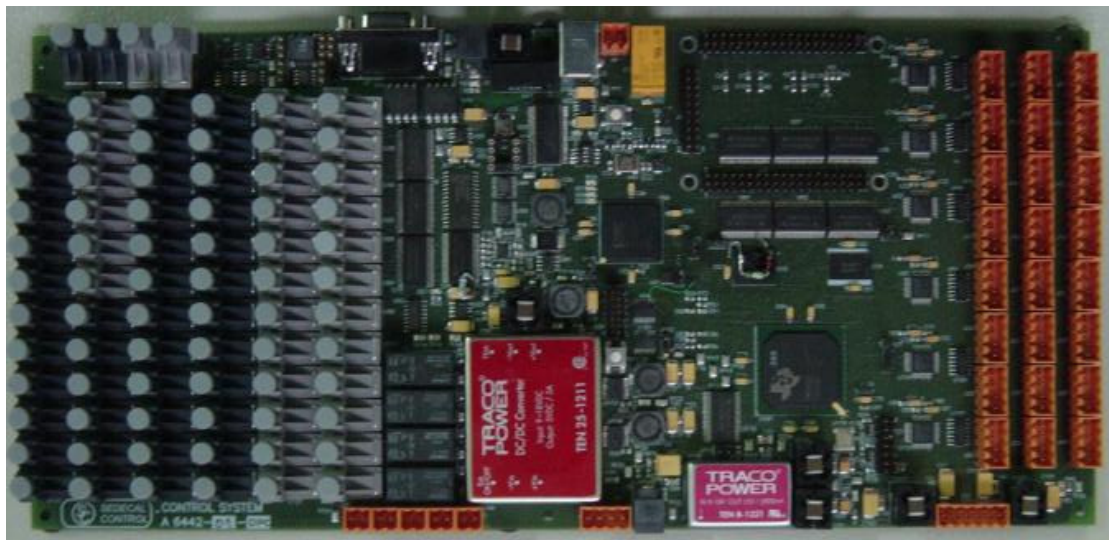


Fig. A.2. Vista superior de la placa de control multiprocesador DSP + FPGA.

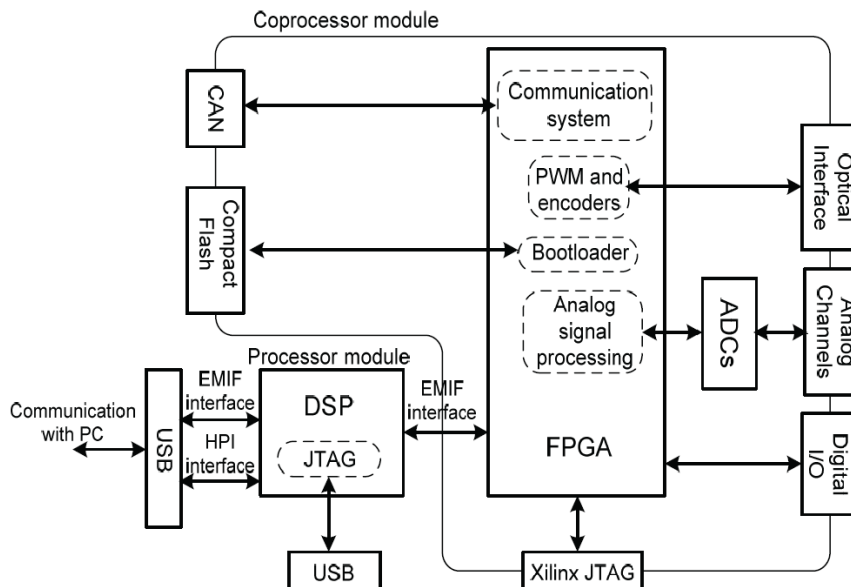


Fig. A.3. Diagrama de bloques funcional del Sistema Electrónico de Control.

La separación de tareas entre los dos procesadores —DSP y FPGA— viene determinada principalmente por las características de estos y la naturaleza de las tareas, teniendo en cuenta las siguientes consideraciones:

- Las tareas ligadas a dependencias entre datos, es recomendable que se realicen en el mismo dispositivo para evitar un flujo de datos elevado entre ambos procesadores.
- Ya que el DSP elegido para la construcción de la tarjeta multiprocesador no lleva integrados ciertos periféricos, algunas tareas, *e.g.* la generación de la PWM o la lectura de *encoders*, deben ser implementados en la FPGA.
- Aquellas tareas que presenten una alta carga computacional o que puedan resultar muy pesadas para que el DSP las ejecute en tiempo real, pueden ser procesadas en la FPGA.
- Tareas muy repetitivas que raramente cambian, pueden ser programadas en la FPGA, independientemente de su carga computacional, *e.g.* una FFT, filtros FIR, etc.
- Tareas con baja o media carga computacional, que a menudo son modificadas por el programador, han de ser ejecutadas en el DSP. Tales tareas comprenden los algoritmos de control.
- Tareas no críticas, tales como la representación de señales, pueden ser ubicadas en el DSP debido a su facilidad de programación.

Siguiendo las consideraciones enunciadas anteriormente, en la configuración final, tal y como se muestra en la Tabla A.I, el DSP lleva a cabo las tareas de sincronización (PLL), transformaciones entre ejes de referencia, el control de corriente, la monitorización de la red y el control de tensión del DC-bus. La FPGA implementa tareas más mecánicas como son la generación de las señales de PWM, la captura de las señales de los encoders, el control de los periféricos, la sincronización total del sistema multiprocesador y el preprocesamiento de los datos de entrada.

TABLA A.I. DISTRIBUCIÓN DE TAREAS EN EL SISTEMA MULTIPROCESADOR

DSP
Control de corriente
Transformaciones entre ejes de referencia
Control de tensión del DC-bus
Monitorización de la red
Tareas de sincronización con la red
FPGA
Sincronización global del sistema multiprocesador
Generación de PWM
Control de periféricos
Adquisición de los ADCs
Filtrado y preprocesamiento de las señales de adquisición de los ADCs
Captura de las señales de los encoders

A.2.1. Unidad Central de Procesado (CPU)

Compuesta por el DSP TMS320C6713 de Texas Instruments, este dispositivo está basado en una arquitectura VLIW junto con unidades de lógica aritmética en coma flotante, conformando una arquitectura adecuada a algoritmos complejos. La elección estuvo motivada por:

- El uso de coma flotante frente a otras arquitecturas de coma fija, facilita de forma drástica el diseño de algoritmos, minimizando tiempos de implementación y posibles errores.

- Su gran capacidad computacional asegura la disponibilidad de suficiente tiempo de procesado para incluir nuevos algoritmos de control tales como técnicas de identificación complejas y esquemas de control moderno ejecutados completamente en tiempo real.

- La plataforma es soportada por el compilador de MATLAB y puede ser controlada desde Simulink. Aunque esta clase de código resulta ineficiente desde un punto de vista de aplicación final, puede resultar muy útil durante las fases iniciales de diseño.

- El DSP lleva integrado un rápido bus externo, denominado EMIF, que permite una fácil integración de periféricos.

Pese a sus ventajas, este DSP presenta ciertas desventajas como es su limitado número de periféricos. Desde su concepción inicial, este tipo de DSPs fue principalmente diseñado como un núcleo. Por esta razón, su uso directo como controlador para sistemas de electrónica de potencia está un poco limitado. El módulo co-procesador, que se detallará en el siguiente subapartado, ha sido diseñado para compensar tales limitaciones.

a) Programación del DSP

La herramienta de desarrollo empleada para la programación del DSP es el paquete *Code Composer Studio v3.3* de *Texas Instruments*, donde se emplea el lenguaje C como lenguaje de programación y el sistema operativo en tiempo real DSPBIOS, también de *Texas Instruments*.

En la Fig. A.4. se muestra el diagrama de flujo de los algoritmos de control implementados en el DSP cuando se trabaja con un VSC conectado a red.

Tras la inicialización del DSP, este se queda en un estado de espera, que se verá interrumpido por la llegada de dos posibles interrupciones, etiquetadas como $c_int4(\cdot)$ y $c_int5(\cdot)$. Ambas señales de interrupción son generadas por la FPGA y transfieren el flujo de ejecución al DSP. La interrupción externa 4 es una interrupción asíncrona que se activa ante un fallo en el sistema, *e.g.* un fallo en uno de los drivers de los IGBTs. Bajo estas circunstancias, el DSP finaliza la ejecución del programa de forma segura ($stop_system(\cdot)$ en la Fig. A.4). La interrupción externa 5 es una interrupción síncrona, activándose periódicamente cada T_s , siendo la interrupción asociada con la ejecución del algoritmo de control.

La misma señal que lanza la rutina de ejecución etiquetada como $c_int5(\cdot)$ —que es la señal de sincronismo global generada por la FPGA, en los puntos máximos y mínimos se la señal de portadora de la PWM—, sirve como la señal que lanza la adquisición de los ADCs de la tarjeta de control. De esta manera se asegura la máxima precisión en la sincronización de las capturas con los puntos máximos y mínimos de la portadora. Si la adquisición tarda más tiempo de un rango de seguridad determinado, el DSP finaliza la ejecución del programa como en el caso de la interrupción externa 4.

Tras este proceso, las variables de actuación calculadas en la ejecución $k-1$ son aplicadas a la planta. Este retardo computacional de un periodo de ejecución asegura que las señales de actuación son aplicadas en el mismo instante de cada periodo de ejecución del algoritmo de control —independientemente de la complejidad del propio algoritmo—. Este retardo computacional puede afectar a la estabilidad del sistema, por ello se ha de modelar durante la fase del diseño del controlador, tal y como se mostró en el capítulo 5.

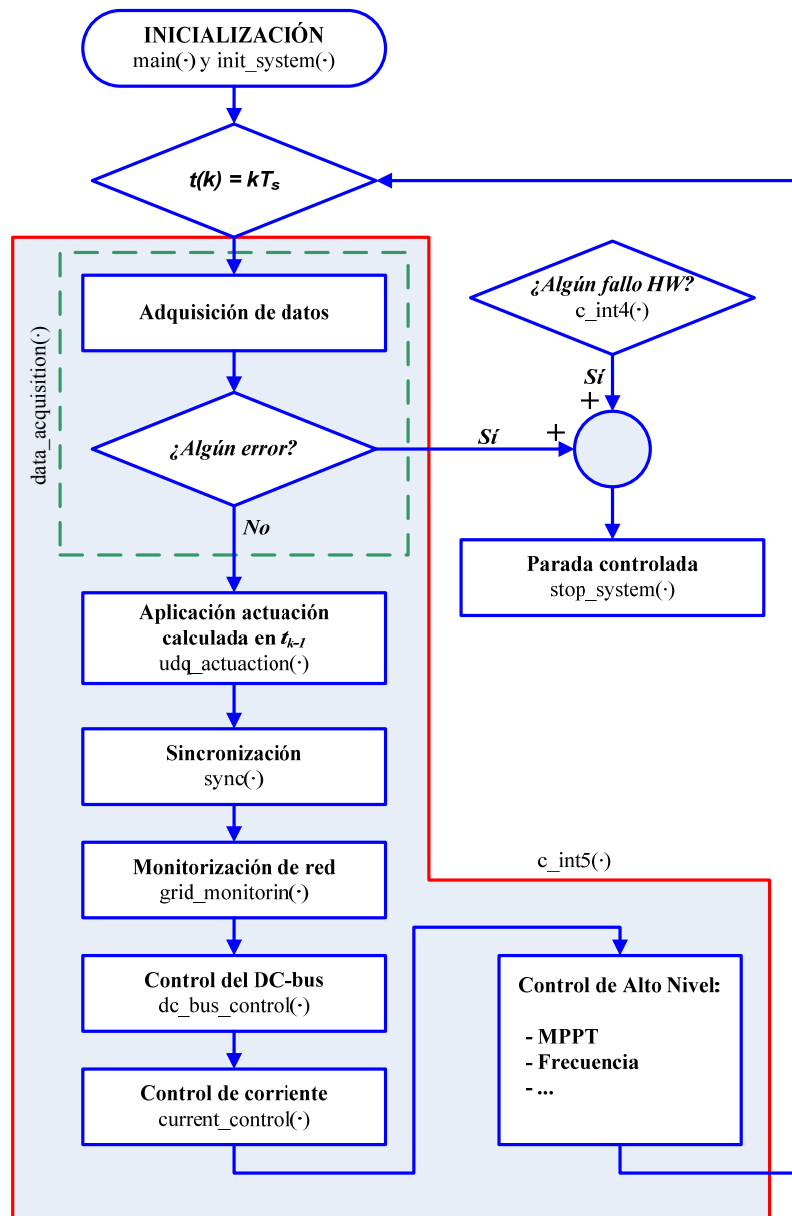


Fig. A.4. Diagrama de flujo de ejecución del software del DSP.

Una vez se han realizado las medidas de las variables del sistema y se ha aplicado la actuación previamente calculada, el sistema comienza a calcular el actual lazo de control. El proceso comienza con las rutinas de sincronización con la red eléctrica, donde se estima la frecuencia y fase de la red eléctrica. Estos valores sirven para transformar las señales medidas en ejes trifásicos al sistema de referencia de ejes síncronos dq .

La siguiente tarea monitoriza la red eléctrica con objeto de detectar cualquier anomalía en ella, *e.g.* caídas de tensión, etc.

El control del DC-bus, se ejecuta seguidamente. Este bloque genera la referencia de corriente activa para el control de corriente.

A continuación se ejecuta la rutina correspondiente al control de corriente implementado en el capítulo 5 de la Tesis.

El lazo de control comprendido en la función $c_int5(\cdot)$ diseñado en esta Tesis, incluyendo adquisición, sincronización, control de tensión y corriente, etc. es completamente ejecutado en menos de $60 \mu s$ que representa un 30 % del tiempo de computación disponible.

b) Comunicaciones USB

El sistema desarrollado está equipado con un interfaz de comunicaciones USB de alta velocidad. Este permite tener un registro completo de las señales implicadas en el control del convertidor conectado a red. Concretando, si se asume un periodo de muestreo de $T_s = 200 \mu s$ y un set de 13 variables internas a ser enviadas, esto conlleva un ratio de flujo de datos mínimo de 320 kbytes/s, que representa una mínima porción de la velocidad de transmisión.

A.2.2. Unidad Co-Procesador (CoPU)

La unidad co-procesador (CoPU), basada en la FPGA, implementa los periféricos necesarios para adaptar el núcleo CPU a la conexión de los Sistemas Electrónicos de Potencia que se describirán en los siguientes apartados. Por esta razón, esta unidad puede ser entendida como una capa interfaz entre el DSP y el convertidor de potencia. La conexión entre la FPGA y el DSP se lleva a cabo a través del interfaz EMIF. Por otro lado, la conexión entre FPGA y el SEP se lleva a cabo a través de diferentes módulos implementados en la FPGA y la electrónica auxiliar dispuesta en la tarjeta multiprocesador —e.g. adquisición de señales, generación de PWM—. En la Fig. A.5 se muestra el diagrama de bloques de la unidad co-procesador.

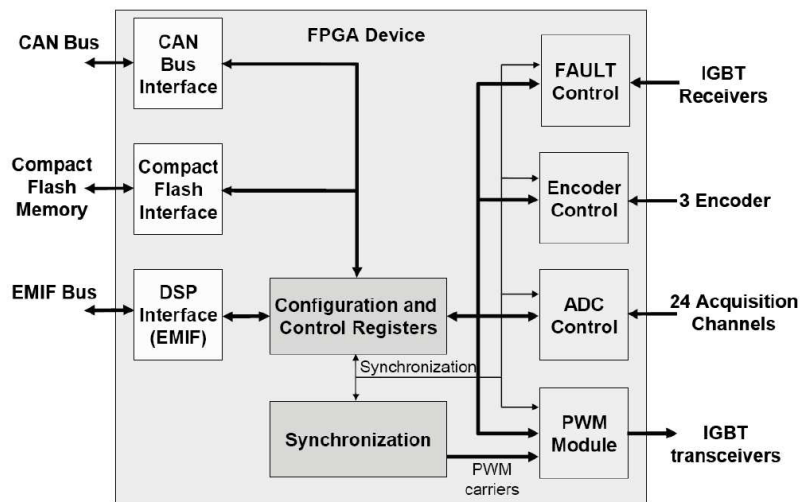


Fig. A.5. Diagrama de bloques del sistema co-procesador basado en la FPGA.

a) Sincronización CPU – Co-Procesador

A pesar de su naturaleza secundaria, desde un punto de vista de la sincronización, la CoPU juega el papel principal. El módulo de sincronización mostrado en la Fig. A.5 es el responsable de la generación de un pulso periódico (SYNC) que determina el periodo de muestreo $T_s = 200 \mu s$. Esta señal SYNC interrumpe de forma periódica al DSP y al resto de dispositivos de forma que puedan sincronizar su funcionamiento, marcando el inicio de la adquisición de datos, así como de la rutina de control del convertidor. Su frecuencia puede ser modificada mediante uno de los registros de la FPGA.

La Fig. A.6 muestra la temporización de los diferentes eventos en el DSP y FPGA y como se sincronizan tal como se estableció en el párrafo anterior. Tras generar la señal SYNC en el instante k , la FPGA adquiere muestras de los ADCs, mientras tanto, el DSP espera hasta que los datos de adquisición estén disponibles en la FPGA. La FPGA transmitirá estas muestras al DSP, mientras que este transmitirá a la FPGA las consignas para los bloques generadores de PWM calculadas en el instante $k-1$. Tras ello, el DSP ejecuta el algoritmo de control donde se generarán las señales de actuación a aplicar en el periodo de ejecución $k+1$.

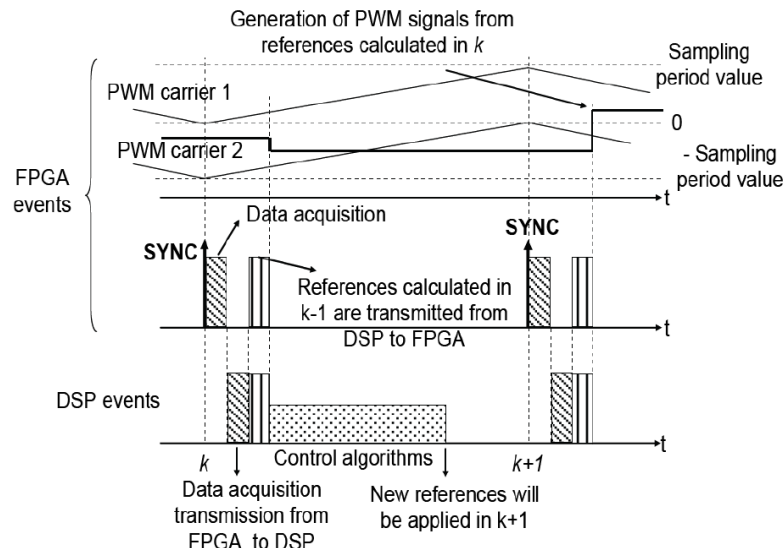


Fig. A.5. Diagrama temporal de la sincronización entre sistema co-procesador y CPU [Ref].

b) Módulos principales del Sistema Co-Procesador

Los principales módulos implementados en el sistema co-procesador basado en la FPGA son:

- Registros de configuración y control. La FPGA mapea varios sets de registros de configuración y control dentro del mapa de memoria del bus EMIF. Este representa el principal método de comunicación entre DSP y FPGA. Los conjuntos de registros más reseñables desde el punto de vista de funcionamiento son: registro de configuración global; registro de la configuración de los *dead-times*; registro de monitorización del estado de los IGBTs; registro de control del USB; y registro de enmascaramiento de interrupciones.

- Módulo PWM. Este módulo genera las señales de PWM para diversas configuraciones de VSC: desde un simple VSC de dos niveles a una asociación *back-to-back* de dos VSCs de tres niveles.

- Módulo de adquisición de datos. Este módulo es capaz de muestrear de forma simultánea 24 canales analógicos a una frecuencia de muestreo configurable —5 kHz para la configuración empleada en esta Tesis—, sincronizando la adquisición con la señal SYNC.

- Módulo de encoders. El sistema puede adquirir señales provenientes de tres encoders diferentes.

- Módulo de almacenamiento. El co-procesador dota al SEC con la posibilidad de almacenamiento. El sistema está equipado con un interfaz Compact Flash que puede ser usado tanto para almacenar una copia del *firmware* como para guardar datos del funcionamiento.

La Fig. A.6 muestra los principales bloques de la tarjeta multiprocesador empleada en el control del convertidor.

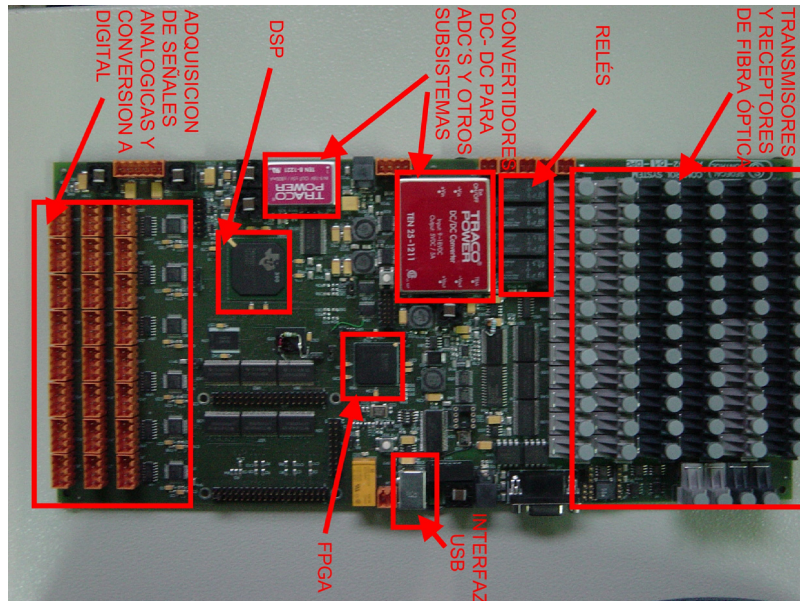


Fig. A.6. Tarjeta de control multiprocesador: (a) canales analógicos, (b) interfaz Compact Flash, (c) interfaz óptico con los drivers de los IGBTs, (d) FPGA, (e) interfaz USB de alta velocidad, (f) salidas relés, (g) DSP. (XXX Rehaver)

A.3. Sistema de Electrónica de Potencia

Como se estableció en la introducción, el SEP representa la parte de procesador de potencia de la plataforma experimental.

En la obtención de resultados experimentales se han empleado dos configuraciones diferentes. En los resultados experimentales del capítulo 5, donde se abordaba el control de corriente del VSC conectado a red mediante filtro LCL, se ha empleado un convertidor de dos niveles de 100 A comercial, basado en IGBTs y diseñado por la empresa Semikron. El resto de componentes que conforman el montaje —filtro LCL, tarjetas de sensorización, contactores, cableado, etc.— fue posteriormente diseñado por el grupo de investigación GEISER. Los resultados experimentales del capítulo 6, donde se aborda el control del VSC conectado a red mediante filtro L sin realizar las medidas de corriente de red, se llevaron a cabo con un convertidor de dos niveles de 17,5 kVA, basado en IGBTs y construido por la empresa Sedecal Control S.L. La integración del convertidor con el resto de componentes que conforman esta plataforma experimental fue realizada dentro del grupo GEISER.

Aparte de los convertidores, ambos SEPs contienen otros dispositivos importantes que juegan un papel secundario en el funcionamiento del convertidor. Ambos convertidores están equipados con un rectificador de diodos auxiliar. Este rectificador permite realizar una pre-carga del DC-bus de forma que el VSC es llevado a la zona de modulación lineal antes de lanzar el algoritmo de control del SEP. El rectificador está equipado con tres resistencias para limitar la corriente que puede circular por este y realizar así una pre-carga de condensadores suave.

La conexión o desconexión de este rectificador es llevado a cabo a través del denominado Contactor del Rectificador Auxiliar (CRA), permitiendo o no la conexión del rectificador a la red. La

función del denominado Contactor Temporizado para la Carga del DC-bus (CCC) es proteger al DC-bus de activaciones incorrectas del Contactor Principal.

Los Contactores Principal (CP) y General (CG) gestionan la conexión del SEP a la red. La combinación de ambos dispositivos permite varias configuraciones. Por ejemplo, se puede conectar el sistema en modo *back-to-back* con el VSC controlando el DC-bus ante una carga no lineal o incluso realizar una conexión tipo *shunt*, de forma que el VSC pueda actuar como filtro activo.

Finalmente, en el convertidor conectado a red mediante filtro LCL, el denominado Contactor del Filtro (CF) está conectado con las resistencias de *damping* R_{da} , R_{db} y R_{dc} , de forma que es posible amortiguar la posible resonancia del filtro LCL al conectar el CP. Este contactor permanece cerrado, cortocircuitando dichas resistencias, una vez entra en marcha el control.

La Fig. A.7 muestra un esquema que detalla la estructura de automatismo anteriormente comentada.

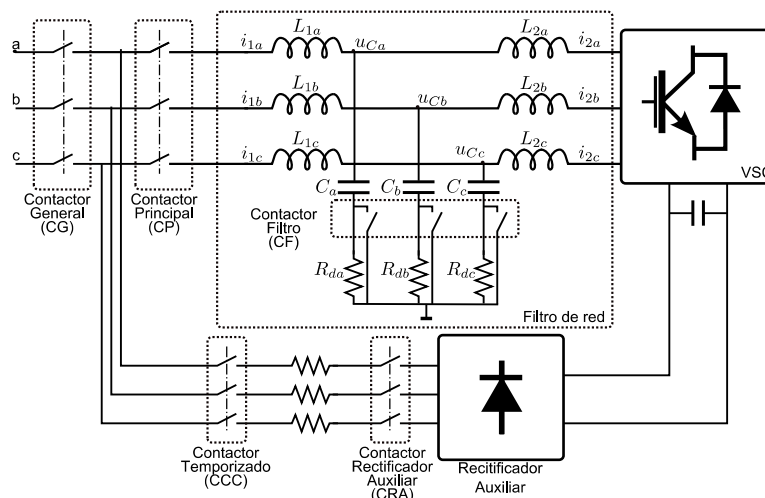


Fig. A.7. Diagrama de bloques del sistema de automatismo del VSC conectado a red.

Ambos convertidores presentan una topología VSC y emplean como dispositivos de conmutación de potencia IGBTs, presentando la estructura general mostrada en la Fig. A.8.

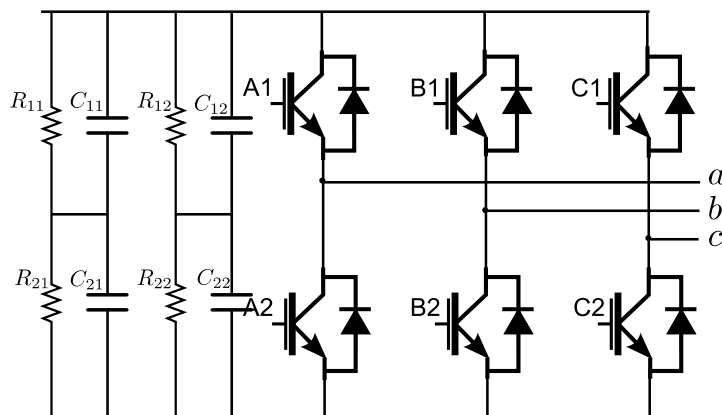


Fig. A.8. Estructura del VSC trifásico de dos niveles.

A.3.1. Convertidor Semikron con filtro LCL

La Fig. A.9 muestra el convertidor Semikron empleado para la obtención de resultados experimentales de los algoritmos de control implementados en el capítulo 5 de esta Tesis.

El convertidor es el SEMIX-Stack, distribuido comercialmente por Semikron. Este viene equipado con cuatro módulos IGBTs SEMIX 352GB128D. Cada módulo consta de dos IGBTs. Tres de esos módulos son empleados como ramas del convertidor VSC. El cuarto módulo se puede emplear como *chopper* en aplicaciones de máquinas.

El DC-bus está construido por seis condensadores asociados en paralelo de $4700 \mu F$, que conforman una capacidad equivalente en el DC-bus de $7050 \mu F$.

El convertidor está conectado a la red mediante un filtro LCL. Los valores nominales de los componentes que lo forman son

TABLA A.II. COMPONENTES DEL FILTRO LCL
CONECTADO AL CONVERTIDOR SEMIKRON

L_1	3,4 mH
R_1	28,8 m Ω
L_2	1,7 mH
R_2	18,6 m Ω
C_o	18 μF

Estos valores fueron seleccionados siguiendo la regulación IEC-61000-3-4.

A.3.2. Convertidor Sedecal con filtro L

La Fig. A.10 muestra el convertidor Sedecal empleado para la obtención de resultados experimentales de los algoritmos de control implementados en el capítulo 6 de esta Tesis.

El convertidor está compuesto por 3 módulos SKM1506B123D. Cada módulo consta de dos IGBTs, conformando cada uno una de las ramas del

El DC-bus está construido por cuatro condensadores asociados en paralelo de $3300 \mu F$, que conforman una capacidad equivalente en el DC-bus de $3300 \mu F$.

El convertidor está conectado a la red mediante un filtro L. Los valores nominales de los componentes que lo forman son

TABLA A.III. COMPONENTES DEL FILTRO L
CONECTADO AL CONVERTIDOR SEDECAL

L	7 mH
R	0,2 Ω

Estos valores fueron seleccionados siguiendo la regulación IEC-61000-3-4.

A.4. Equipamiento adicional

A continuación se describen brevemente algunos equipos adicionales disponibles en el laboratorio del grupo GEISER con los que se han llevado a cabo las diferentes pruebas experimentales.

A.4.1. Carga trifásica de 40 kW Avtron

En la Fig. A.11 se muestra una imagen de la carga trifásica Avtron. Esta se trata de una carga resistiva trifásica de 40KW con 6 saltos de potencia controlados manualmente (1KW, 2KW, 2KW, 5KW, 10KW y 20KW). Asimismo, posee un terminal interno de comunicaciones RS485 mediante el cual es posible la comunicación con un PC, de forma que es posible obtener datos como el THD y otros parámetros eléctricos de la alimentación de la carga trifásica.



Fig. A.11. Carga trifásica de 40 kW Avtron.

A.4.2. Fuente de alimentación trifásica Pacific SmartSource 345-AMX

Se trata de una fuente de alimentación trifásica programable de 4,5 KVA, ver Fig. A.12, que puede ser empleada para simular perturbaciones en la red durante los ensayos con convertidores de potencia. Además, permite programar y generar distintas perfiles de de tensión La fuente de alimentación posee en su parte trasera un terminal de RS232 de comunicaciones que permite la interacción con un PC.

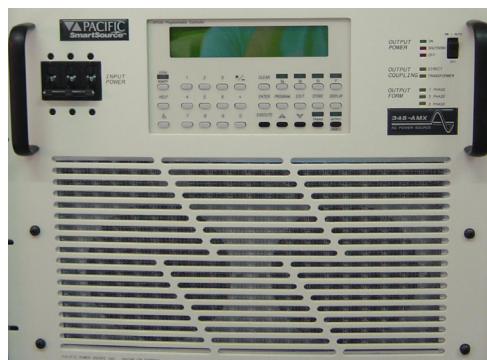


Fig. A.12. Fuente de alimentación trifásica Pacific SmartSource 345-AMX

A.4.3. Fuente de alimentación SGI600/17 de Sorensen

Se trata de una fuente de tensión continua programable, con valores nominales de 600 V y 17 A. Permite realizar rampas de tensión y formas de onda. Esta fuente de alimentación permite alimentar el DC-bus de los convertidores de potencia a la hora de realizar ensayos, permitiendo entre otros casos testear los controladores de corriente trabajando con conexión a red eléctrica sin necesidad de realizar el control de tensión del DC-bus —teniendo siempre presente que su tensión nominal no permitiría trabajar con seguridad con redes a 220 V—.



Fig. A.13. Fuente de alimentación SGI 600/17 de Sorensen.+

A.4.4. Fuentes de alimentación AMREL de 800V

El laboratorio dispone de dos fuentes continuas AMREL. Estas pueden operar como fuentes de tensión o de corriente, así como implementar funcionalidad maestro-esclavo, conexión serie, conexión paralelo. Están equipadas con un interfaz RS232.

En las diversas pruebas se emplean como fuente de tensión continua para alimentar el DC-bus.



Fig. A.14. Fuentes de alimentación AMREL de 800 V.

A.4.5. Carga pasiva monofásica de 52 kW

Se dispone también de una carga pasiva monofásica de hasta 52 kW a 700 V_α, fabricada por Industrias Eléctricas Soler S.A., que es controlada de forma remota. La carga permite hacer saltos de potencia combinando las etapas 1,2 kW – 4,8 kW – 6 kW – 40 kW.



Fig. A.15. Carga pasiva monofásica

A.5. Modo de muestreo trabajando con filtro L

Una de las partes fundamentales del esquema de control mostrado en la Fig. A.16 es el sistema de sincronismo (ver Apéndice C). El ángulo del vector de la tensión en el punto de acoplamiento común (PCC – *Point of Common Coupling*) se obtiene a partir de esta. Si la red fuera ideal, este valor coincidiría con el ángulo de la tensión de red. Generalmente, la impedancia de red es despreciada en términos de diseño del controlador [Cóbreces 09], considerando la tensión en el PCC, \vec{e}_{pcc} , como la tensión de red del sistema, \vec{e}_g .

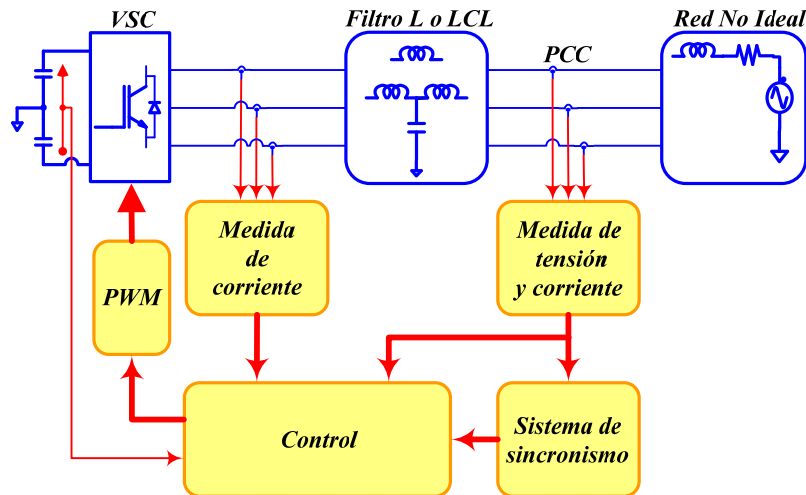


Fig. A.16. Esquema general de control de un VSC trifásico conectado a una red no ideal mediante filtro L o LCL.

Blasko *et al.* [Blasko 98] establecían que los instantes óptimos para muestrear las corrientes son aquellos en que la señal de portadora de la PWM alcanza su valor máximo y mínimo, ya que es en esos instantes cuando el rizado de las corrientes efectúa su paso por cero. Trabajando con filtro LCL y una red no ideal —en el estudio se ha considerado su equivalente Thevenin como una fuente ideal de tensión y una inductancia, despreciando por tanto la posible resistencia de red—, y muestreando la tensión en el PCC en esos mismos instantes, se obtiene una tensión \vec{e}_{pcc} en ejes dq que se corresponde con el valor real \vec{e}_g . Sin embargo, no ocurre lo mismo con la señal de tensión que se registra en el PCC al trabajar con filtro L y una red no ideal. En este caso, \vec{e}_{pcc} presenta un rizado en el que se pueden observar dos envoltentes. Muestreando de forma sincronizada con el periodo de muestreo de las corrientes, que es también el periodo de muestreo del controlador, la tensión \vec{e}_{pcc} que se captura corresponde a una de esas envoltentes, obteniendo unos valores de tensión en ejes dq , \vec{e}_{dq} , erróneos respecto al valor real, ver Fig. A.18.a.

Briz *et al.* [Briz 10] planteaban dos métodos alternativos al método sugerido por Blasko para el muestreo de las corrientes, cuando el convertidor se conecta a una carga cuya frecuencia natural puede estar próxima a la frecuencia de muestreo. En esos casos, el método basado en los puntos máximos y mínimos de la señal de portadora introduce un error en la frecuencia fundamental de la corriente, así como problemas de *aliasing*. Los métodos que proponían se basaban en adelantar el instante de muestreo y en el multi-muestreo por periodo de conmutación.

Los métodos aquí estudiados para el muestreo de la tensión en el PCC son similares a los mostrados en [Briz 10]. Empleando la configuración del VSC que se lista en la Tabla A.IV, se han

probado los distintos modos de muestreo de la tensión en el PCC que se exponen en la Fig. A.17: el ya comentado muestreo de \bar{e}_{pcc} sincronizado con el muestreo de corriente, donde el periodo de muestreo de la tensión en el PCC y el sincronizador, T_{ss} , es igual a T_s (Fig. A.18.a); el muestreo en el punto medio de T_s , con $T_{ss} = T_s$ y para el que se obtiene una tensión en ejes dq superior a la real (Fig. A.18.b); el muestreo desplazado un tiempo t_{ad} respecto a los instantes de muestreo de la corriente, donde $T_{ss} = T_s$ y con el que la tensión sigue siendo errónea (Fig. A.18.c); el sobremuestreo de 2 muestras, sincronizado con T_s , donde $T_{ss} = T_s / 2$ y para el que la tensión sigue siendo ligeramente errónea (Fig. A.18.d); el sobremuestreo de 3 muestras, sincronizado con T_s , donde $T_{ss} = T_s / 3$ y para el que la tensión es también ligeramente errónea (Fig. A.18.e); y finalmente, el sobremuestreo de 4 muestras, con $T_{ss} = T_s / 4$, que obtiene la tensión en ejes dq correcta (Fig. A.18.f).

TABLA A.IV. CONFIGURACIÓN ESTUDIO DE MUESTREO CON FILTRO L Y RED NO IDEAL.

S_{base}	100 kVA
E_n	398 V
ω_l	$2 \pi \cdot 50$ Hz
L	$1,5 \cdot 10^{-1}$ pu
R	$2,3 \cdot 10^{-3}$ pu
L_g	$5 \cdot 10^{-2}$ pu
R_g	$6,3 \cdot 10^{-10}$ pu
T_{PWM}	400 μ s
T_s	200 μ s

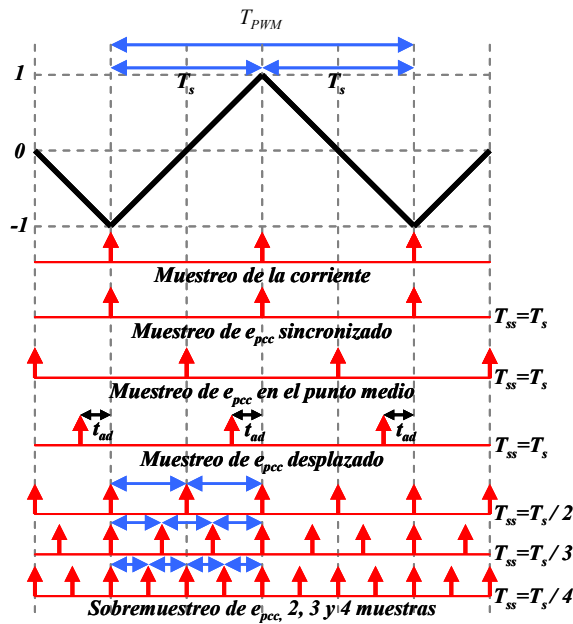


Fig. A.17. Modos de muestreo de la tensión en el PCC analizados.

La Fig. A.19 muestra el funcionamiento de un convertidor trifásico de tres niveles durante tres ciclos de trabajo de la señal de portadora. La imagen superior muestra la señal portadora y la señal de actuación normalizada de la fase A, \bar{u}_a^* . Muestreando en aquellos instantes donde la portadora alcanza su máximo o mínimo valor, se puede comprobar a través de la imagen inmediatamente inferior, donde se muestra el patrón de conmutación para las tres fases, que en esos momentos se aplican los vectores 000 y 111, respectivamente. La tensión en u_{an} durante esos instantes es 0, mientras que la tensión e_a es positiva, siendo la pendiente de la corriente $\Delta i_a / \Delta t < 0$ —se desprecia el efecto de las resistencias con objeto de simplificar el problema—.

$$\frac{\Delta i_a}{\Delta t} = \frac{-e_a}{L + L_g} \quad (3.45)$$

La tensión en el PCC de la fase A podría expresarse como

$$e_{pcc,a} = -L \frac{\Delta i_a}{\Delta t} = \frac{L}{L + L_g} e_a \quad (3.46)$$

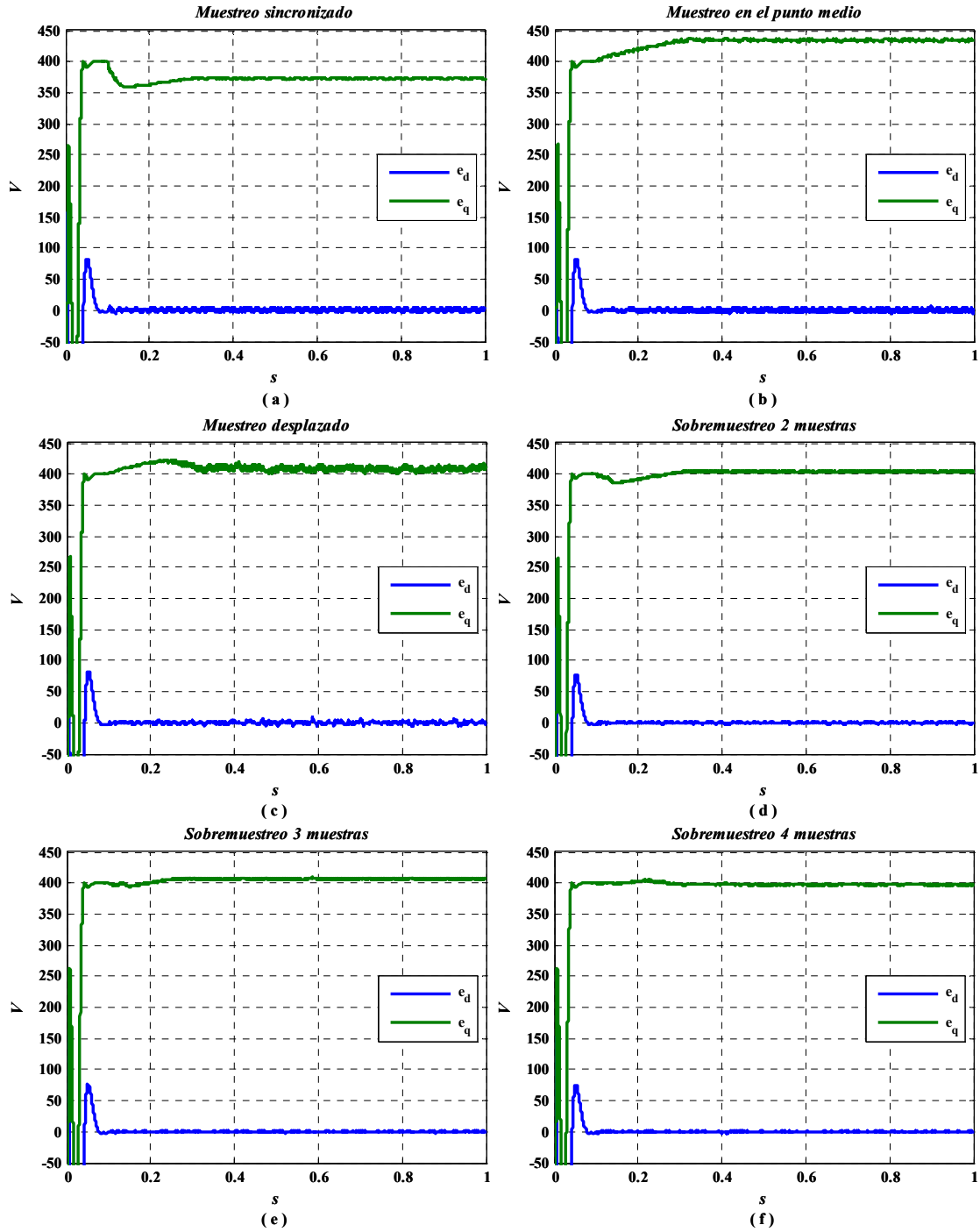


Fig. A.18. Tensión e_d medida en el PCC con (a) muestreo sincronizado, (b) muestreo en el punto medio, (c) muestreo desplazado, (d) sobremuestreo de 2 muestras, (e) sobremuestreo de 3 muestras y (f) sobremuestreo de 4 muestras.

La tensión en el PCC que se registra muestreando su valor en los puntos máximos y mínimos de la portadora es por tanto inferior a su valor medio, tal como se puede observar en la Fig. A.19, resultando en un valor incorrecto de la tensión $e_{pcc,dq}$. Esta reducción puede resultar significativa en el caso de estar trabajando con redes débiles, donde el valor de la inductancia de red, L_g , puede ser comparable al valor de las inductancias del filtro, L .

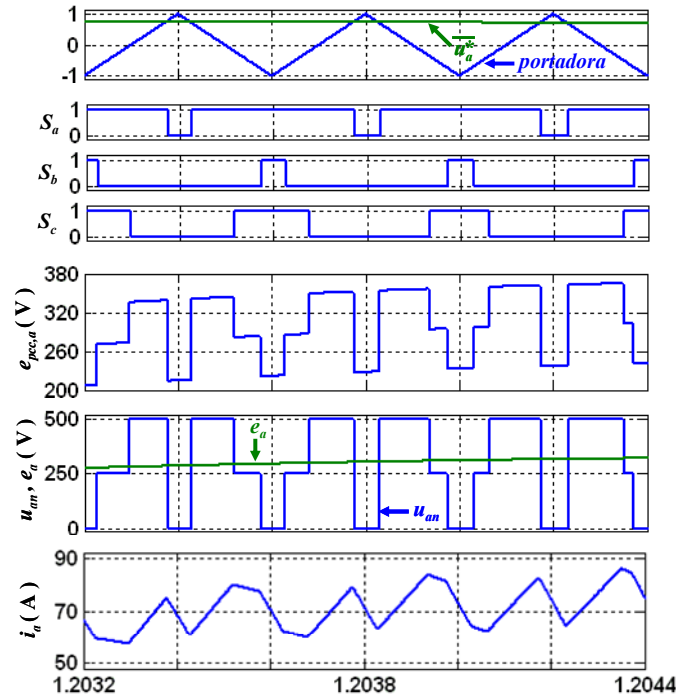


Fig. A.19. De arriba a abajo: generación PWM de la fase A —portadora y tensión de actuación normalizada (moduladora)—; señales de conmutación de las tres fases; tensión de la fase A en el PCC; tensión de red y tensión de salida del convertidor en la fase A ; y corriente por la fase A .

Del análisis realizado en la Fig. A.18 se concluye que, en el muestreo de la tensión en el PCC, el único modo de muestreo de los estudiados en este apartado, Fig. A.17, que garantiza el correcto funcionamiento del sincronizador, y por ende del controlador, es un sobremuestreo de 4 muestras respecto al muestreo de la corriente y del controlador, de forma que el módulo de la tensión en el PCC que se obtiene se corresponde con el valor real.

APÉNDICE B

DISCRETIZACIÓN DEL MODELO DEL CONVERTIDOR

B.1. Introducción

En este Apéndice se han considerado dos métodos de discretización y se ha realizado una comparativa entre ellos. Los métodos considerados son el método de discretización *Zero-Order Hold* (ZOH), empleado en el modelado del convertidor mostrado en el Capítulo 3 de la Tesis, y el método *Euler's Forward* (EF) [Levine 96]. Ambos métodos son aplicados sobre el modelo del convertidor con filtro L y filtro LCL.

La comparativa realiza un estudio de la estabilidad del modelo discreto obtenido en función del periodo de discretización y el valor de las inductancias del filtro. El método de discretización EF ha sido usado de forma frecuente en el modelado del VSC, *e.g.* en [Ottersten 02] o [Kaynama 10].

B.2. Discretización de los modelos

La discretización, mediante el método *Euler's Forward* (EF), de una planta continua definida en el espacio de estados como

$$\begin{cases} \dot{\vec{x}}(t) = A\vec{x}(t) + B\vec{u}(t) \\ \vec{y}(t) = C\vec{x}(t) + D\vec{u}(t) \end{cases} \quad (\text{B.1})$$

viene dada por [Levine 96]

$$\begin{cases} \vec{x}((k+1)T_s) \cong \vec{x}(kT_s) + [A\vec{x}(kT_s) + B\vec{u}(kT_s)]T_s \\ \vec{y}(kT_s) = C\vec{x}(kT_s) + D\vec{u}(kT_s) \end{cases} \quad (\text{B.2})$$

donde T_s es el periodo de muestreo del sistema discreto.

Definiendo

$$\begin{aligned} G &= [\mathbf{I} + AT_s] \\ H &= BT_s \end{aligned} \quad (\text{B.3})$$

la ecuación (B.2) se puede escribir en el espacio de estados discreto, obviando el T_s en la notación, como

$$\begin{cases} \vec{x}(k+1) = G\vec{x}(k) + H\vec{u}(k) \\ \vec{y}(k) = C\vec{x}(k) + D\vec{u}(k) \end{cases} \quad (\text{B.4})$$

La discretización del sistema (B.1) mediante el método ZOH viene dada por [Levine 96]

$$\begin{aligned} G &= e^{AT_s} \\ H &= [e^{AT_s} - \mathbf{I}] A^{-1} B \end{aligned} \quad (\text{B.5})$$

El método de discretización ZOH mapea directamente el semiplano izquierdo del plano s en el círculo unidad del plano z , *i.e.* si una planta es estable en el dominio continuo, será también estable en el dominio discreto [Ogata 95].

B.2.1. Con filtro L

La discretización del filtro L, (3.5)-(3.8), mediante el método EF (B.3), resulta

$$G_{L,EF} = \begin{bmatrix} 1 - \frac{R}{L}T_s & \omega_1 T_s \\ -\omega_1 T_s & 1 - \frac{R}{L}T_s \end{bmatrix}, \quad H_{L,EF} = \begin{bmatrix} T_s/L & 0 & -T_s/L & 0 \\ 0 & T_s/L & 0 & -T_s/L \end{bmatrix} \quad (\text{B.6})$$

Discretizando el filtro L mediante el método ZOH (3.33) se obtiene las siguientes matrices de estado discretas

$$G_{L,ZOH} = \begin{bmatrix} a & b \\ -b & a \end{bmatrix}, \quad H_{L,ZOH} = \begin{bmatrix} -c & -d & c & d \\ d & -c & d & -c \end{bmatrix} \quad (\text{B.7})$$

donde

$$\begin{aligned} a &= e^{-\frac{R}{L}T_s} \cos(\omega_1 T_s), \quad b = e^{-\frac{R}{L}T_s} \sin(\omega_1 T_s) \\ c &= \frac{(a-1)R - b\omega_1 L}{R^2 + \omega_1^2 L^2}, \quad d = \frac{(a-1)\omega_1 L + bR}{R^2 + \omega_1^2 L^2} \end{aligned} \quad (\text{B.8})$$

B.2.2. Con filtro LCL

Aplicando el método de discretización EF a las matrices de estado que determinan el comportamiento del convertidor con filtro LCL (3.28), se obtiene

$$G_{LCL,EF} = \begin{bmatrix} 1 - \frac{R_1}{L_1} T_s & \omega_1 T_s & 0 & 0 & -\frac{T_s}{L_1} & 0 \\ -\omega_1 T_s & 1 - \frac{R_1}{L_1} T_s & 0 & 0 & 0 & -\frac{T_s}{L_1} \\ 0 & 0 & 1 - \frac{R_2}{L_2} T_s & \omega_1 T_s & \frac{T_s}{L_2} & 0 \\ 0 & 0 & -\omega_1 T_s & 1 - \frac{R_2}{L_2} T_s & 0 & \frac{T_s}{L_2} \\ \frac{T_s}{C_o} & 0 & -\frac{T_s}{C_o} & 0 & 1 & \omega_1 T_s \\ 0 & \frac{T_s}{C_o} & 0 & -\frac{T_s}{C_o} & -\omega_1 T_s & 1 \end{bmatrix}, H_{LCL,EF} = \begin{bmatrix} \frac{T_s}{L_1} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{T_s}{L_1} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{T_s}{L_2} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -\frac{T_s}{L_2} \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (B.9)$$

Intentar expresar de forma analítica, tal y como se ha hecho en el caso del filtro L (ec. B.7 y B.8), las matrices G y H del filtro LCL tras su discretización mediante el método ZOH resulta complejo debido al orden del sistema. En este caso, la tarea de factorizar y expresar las matrices en forma de parámetros comunes no es sencilla y el resultado es poco práctico.

B.3. Estudio de la estabilidad en función de la discretización

La configuración de los filtros L y LCL para el estudio de la estabilidad según el método de muestreo se especifica en la Tabla B.I. Para ambos filtros y métodos de discretización se obtiene el lugar de las raíces de los modelos discretos resultantes, realizando un análisis en función del periodo de muestreo, así como para distintos valores de las inductancias L y L_1 , correspondientes a los filtros L y LCL respectivamente.

TABLA B.I. CONFIGURACIÓN DE LOS FILTROS L Y LCL PARA EL ESTUDIO DE ESTABILIDAD

R	10^{-3} pu
R_1, R_2	$2 \cdot 10^{-2}$ pu
L_2	$1 \cdot 10^{-2}$ pu
C_o	2,5 pu
ω_1	$2 \pi \cdot 50$ Hz

B.3.1. Con filtro L

En la Fig. B.1.a se muestra el lugar de las raíces del filtro L, discretizado mediante el método EF, para los valores de inductancia $L = 10^{-1}$ pu, $L = 10^{-2}$ pu, $L = 10^{-3}$ pu y $L = 10^{-4}$ pu. Partiendo de un $T_s = 1 \mu s$, los dos polos que presenta la planta se ubican próximos al círculo unidad y en torno al eje real, alejándose de allí de forma cuasi lineal según se incrementa el periodo de muestreo, resultando en una planta discreta cuya estabilidad es dependiente del periodo de muestreo. En la Tabla B.II se muestra el módulo de los polos discretos correspondiente a cada valor de inductancia y periodo de muestreo.

Por contra, la discretización ZOH del filtro L resulta ser un planta discreta estable —dada la naturaleza de la discretización ZOH— para todos los valores de L , así como para cualquier periodo

de muestreo, como puede observarse en la Fig. B.1.b y en la Tabla B.III, que muestra el lugar de las raíces y el módulo de los polos del filtro L discretizado mediante este método.

TABLA B.II. MÓDULO DE LOS POLOS DEL FILTRO L DISCRETIZADO MEDIANTE EL MÉTODO EF

T_s L [pu]	10^{-1}	10^{-2}	10^{-3}	10^{-4}
1 μ s	0,999997	0,999969	0,999686	0,996859
10 μ s	0,999974	0,999691	0,996864	0,968595
100 μ s	1,000179	0,997354	0,969100	0,686621
1 ms	1,045190	1,018265	0,754425	2,163909
2 ms	1,175695	1,128313	0,730084	5,319205

TABLA B.III. MÓDULO DE LOS POLOS DEL FILTRO L DISCRETIZADO MEDIANTE EL MÉTODO ZOH

T_s L [pu]	10^{-1}	10^{-2}	10^{-3}	10^{-4}
1 μ s	0,999997	0,999969	0,999686	0,996866
10 μ s	0,999968	0,999686	0,996864	0,969078
100 μ s	0,999686	0,996864	0,969078	0,730447
1 ms	0,996864	0,969078	0,730447	0,043240
10 ms	0,969078	0,730447	0,043240	0,000000

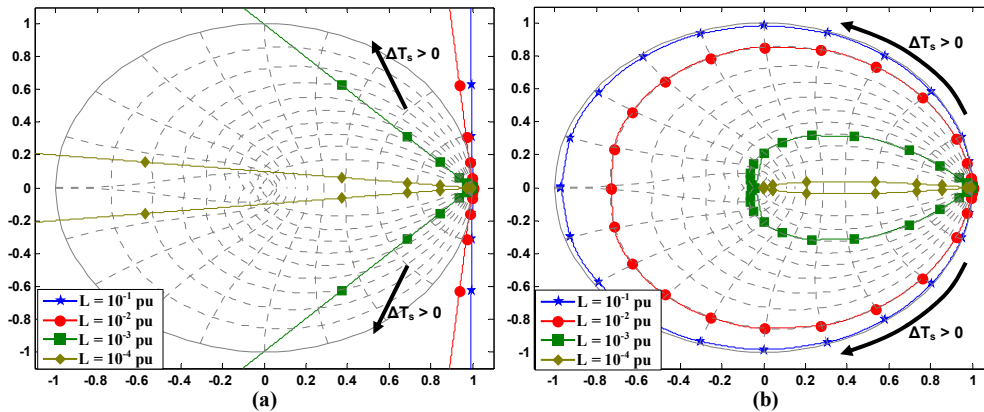


Fig. B.1. Estudio del diagrama cero-polo del filtro L, discretizado mediante los métodos EF (a) y ZOH (b), en función del periodo de muestreo, T_s , y el valor de la inductancia L.

B.3.2. Con filtro LCL

El diagrama cero-polo para el filtro LCL discretizado mediante el método EF se muestra en la Fig. B.2. Se ha realizado la discretización con diversos periodos de muestreo y dos valores diferentes en la inductancia del lado del convertidor, $L_1 = 10^{-2}$ pu y $L_1 = 10^{-3}$ pu. Se puede apreciar que los seis polos discretos parten de una localización cercana a la unidad sobre el eje real cuando $T_s = 1 \mu$ s y se expanden de forma cuasi lineal con el aumento del periodo de discretización, quedando la estabilidad de la planta discreta condicionada al valor de este. La Tabla B.IV muestra los módulos de los seis polos discretos correspondientes a cada valor de inductancia y periodo de discretización.

La discretización del filtro LCL empleando el método ZOH resulta, por la definición misma del método de discretización, en una planta estable, independientemente del valor de la inductancia y el periodo de muestreo. La Fig. B.2.b y la Tabla B.V muestran la ubicación de los polos discretos en función del valor de las inductancias y el periodo de muestreo.

TABLA B.IV. MÓDULO DE LOS POLOS DEL FILTRO LCL DISCRETIZADO MEDIANTE EL MÉTODO EF

$T_s L_l$ [pu]	10^{-2}	10^{-3}
1 μ s	0,999691	0,997177
	0,999689	0,997173
	0,999372	0,998772
10 μ s	0,997343	0,973439
	0,997167	0,973072
	0,993723	0,987726
100 μ s	1,017176	0,933985
	0,999781	0,894927
	0,937707	0,877773
1 ms	3,180969	6,274801
	2,571003	5,677132
	0,486759	0,388114
5 ms	15,54117	32,77153
	12,40223	29,92308
	2,655411	5,374168

TABLA B.V. MÓDULO DE LOS POLOS DEL FILTRO LCL DISCRETIZADO MEDIANTE EL MÉTODO ZOH

$T_s L_l$ [pu]	10^{-2}	10^{-3}
1 μ s	0,999686	0,997163
	0,999686	0,997163
	0,999372	0,998773
10 μ s	0,996864	0,971988
	0,996864	0,971988
	0,993738	0,987796
100 μ s	0,969078	0,752681
	0,969078	0,752681
	0,939113	0,884450
1 ms	0,533553	0,292908
	0,730447	0,058360
	0,730447	0,058360
5 ms	0,207943	0,002156
	0,207943	0,000001
	0,043240	0,000001

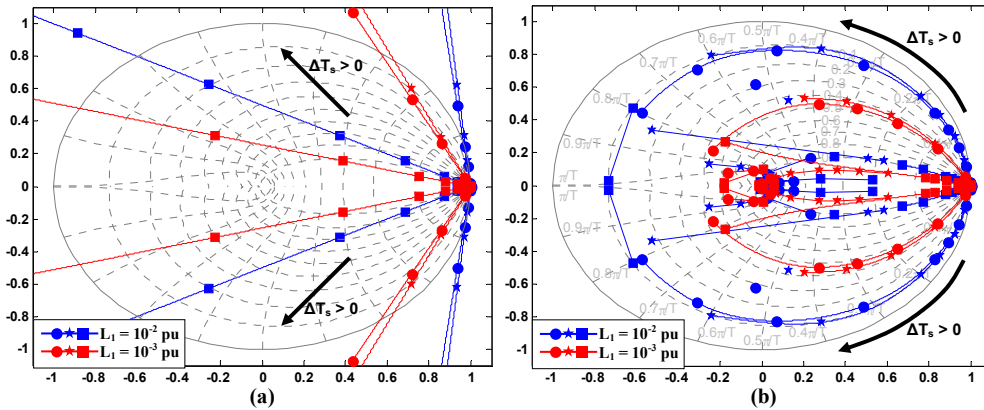


Fig. B.2. Estudio del diagrama cero-polo del filtro LCL, discretizado mediante los métodos EF (a) y ZOH (b), en función del periodo de muestreo, T_s , y el valor de la inductancia del lado del convertidor, L_l .

B.3.3. Conclusión

A la vista de los resultados obtenidos en este estudio, es fácil concluir que la única forma de justificar el uso de la discretización EF sería tras un riguroso análisis de las condiciones de funcionamiento del convertidor junto con el filtro que garantizase la estabilidad del sistema discreto en el peor de los casos. Por el contrario, la discretización ZOH, implícitamente por su definición,

garantiza la estabilidad del sistema discreto independientemente del valor del periodo de muestreo y los parámetros del filtro.

APÉNDICE C

SINCRONISMO CON LA RED ELÉCTRICA

En los sistemas actuales de generación de energía, resulta clave la realización de una correcta sincronización con la red eléctrica, siendo el PLL el sistema más empleado para llevar a cabo dicha tarea.

C.1. Phase-Locked Loop (PLL)

C.1.1. PLL general

Un PLL (*Phase-Locked Loop*) es un sistema realimentado cuya función consiste en la generación de una señal de salida de amplitud fija y fase coincidente con la de la señal de entrada, dentro de un margen determinado, y donde se puede considerar a los elementos que componen el PLL como ideales.

La fase de entrada es comparada con la de salida mediante un detector de fase, cuya salida depende de la diferencia entre las fases de ambas señales. Esta señal es filtrada posteriormente para eliminar el contenido de alta frecuencia, aplicándose después a un oscilador controlado por tensión cuya misión es corregir la diferencia entre ambas tensiones.

El PLL se puede dividir en tres etapas fundamentales, ver Fig. C.1.

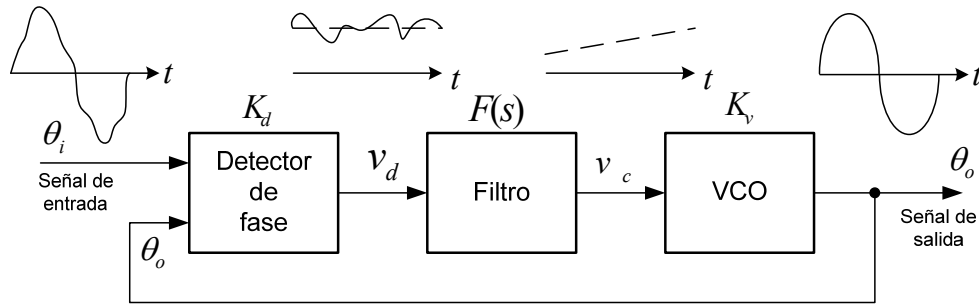


Fig. C.1. Esquema básico de un PLL.

• **Detector de fase:** Su salida, $v_d(t)$, depende del valor absoluto del desfase entre las señales de salida y de entrada.

$$v_d(t) = k_d(\theta_r(t) - \theta_o(t)) \quad (C.1)$$

donde $\theta_r(t)$ es la fase de referencia del PLL, $\theta_o(t)$ es la fase de salida del VCO y k_d es la constante del detector, expresada en V/rad.

• **Filtro:** Generalmente un filtro paso-bajo, cuya función es transmitir la componente de baja frecuencia procedente de la etapa anterior.

• **Oscilador controlado por tensión (VCO – Voltage-Controlled Oscillator):** La frecuencia de su tensión de salida es dependiente de la tensión de entrada. Generalmente viene definido por un constante de proporcionalidad k_v , denominada constante del VCO, y por una pulsación ω_o , denominada pulsación central del VCO. La frecuencia $f_o(t)$ y fase $\theta_o(t)$ de la señal de salida son:

$$f_o(t) = f_o + k_v v_c(t) \leftrightarrow \theta_o(t) = \omega_o t + 2\pi k_v \int_0^t v_c(t) dt \quad (C.2)$$

La frecuencia de la señal de salida varía linealmente con la señal de entrada.

C.1.2. PLL en sistemas distribuidos de generación eléctrica

El correcto funcionamiento del controlador de corriente en el control de un VSC conectado a red, depende de la exactitud con la que el sistema de sincronismo se alinea con la red eléctrica.

Las funciones concretas del PLL dependen de la aplicación del VSC y de los controladores asociados al PLL. En términos generales, para un VSC trabajando como circuito regenerativo conectado a la red eléctrica, las principales funciones del PLL son:

- Sincronización exacta de controlador de corriente la tensión de la red eléctrica.
- Control orientado de flujo.
- Separación de las secuencias positiva y negativa de la señal de la red eléctrica.
- Rápida respuesta en presencia de perturbaciones.

- En caso de que la red presente armónicos, sincronización con el armónico fundamental de la secuencia positiva de la señal de red.

C.1.3. Synchronous Reference Frame – PLL (SRF – PLL)

En la mayoría de los casos, el PLL se implementa en los ejes de referencia síncronos dq , siendo entonces denominado como SRF-PLL (*Synchronous Reference Frame - PLL*), ver Fig. C.2. Frecuentemente se utiliza un controlador PI, ya que se obtiene un comportamiento satisfactorio en la regulación de variables continuas [Blaabjerg 06], con objeto de controlar la variable con la que se va a sincronizar el sistema (d o q), siendo la salida de este controlador la frecuencia de la señal de red. Tras la integración esta frecuencia se obtiene el ángulo de la tensión de red, que es aplicado en la transformación $\alpha\beta \rightarrow dq$.

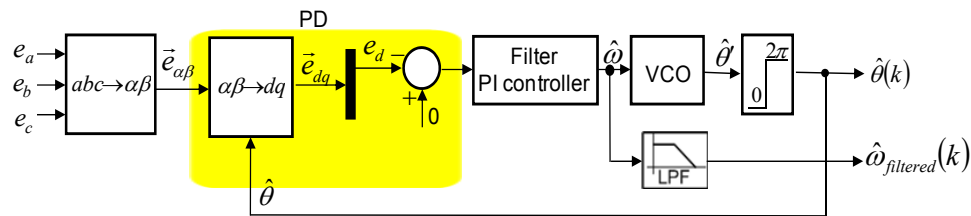


Fig. C.2. Esquema del SRF-PLL.

El algoritmo presenta un buen rechazo a los armónicos en la tensión de red, así como huecos u otros tipos de perturbaciones [Bueno 05], pero requiere de complementos adicionales para superar los desequilibrios en la red. En el caso de fallos de tensión asimétricos, los segundos armónicos producidos por la secuencia negativa se propagarán a través del PLL y se reflejarán en el ángulo de fase extraído. Para evitar esto, es necesario el uso de diferentes técnicas de filtrado para mitigar el efecto de la secuencia negativa.

C.2. Separación de secuencia

La correcta separación de la secuencia positiva y negativa de la señal de la red eléctrica puede influir en el comportamiento del sistema de sincronismos. A continuación se van a detallar brevemente dos de las técnicas más extendidas en los últimos años: la denominada *Delayed Signal Cancellation* (DSC) y la basada en *Second Order Generalized Integrator* (SOGI).

C.2.1. Delayed Signal Cancellation (DSC)

El llamado método *Delayed Signal Cancellation* (DSC) es un algoritmo de separación *on-line* de secuencias que utiliza un retardo de un cuarto de periodo de la frecuencia fundamental. El diagrama de bloques del DSC en tiempo continuo se muestra en la Fig. C.3, siendo las ecuaciones que rigen su comportamiento [Saccomando 01][Svensson 07]:

$$\vec{e}_{\alpha\beta p}(t) = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} 1 & -q \\ q & 1 \end{bmatrix} \cdot \vec{e}_{\alpha\beta}(t) \quad (\text{C.3})$$

para la secuencia positiva, donde $q = e^{-j\frac{\pi}{2}}$ es el operador cuadratura, y

$$\vec{e}_{\alpha\beta n}(t) = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} 1 & q \\ -q & 1 \end{bmatrix} \cdot \vec{e}_{\alpha\beta}(t) \quad (\text{C.4})$$

para la secuencia negativa.

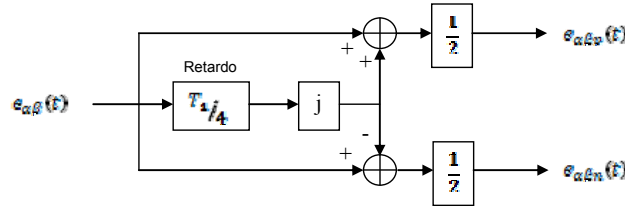


Fig. C.3. Diagrama de bloques del DSC en el dominio del tiempo continuo.

En el dominio discreto, las ecuaciones del DSC son

$$\begin{aligned} \vec{e}_{\alpha\beta p}(kT_s) &= \frac{1}{2} \left(e_{\alpha\beta}(kT_s) + j e_{\alpha\beta}(kT_s - n_d T_s) \right) \\ \vec{e}_{\alpha\beta n}(kT_s) &= \frac{1}{2} \left(e_{\alpha\beta}(kT_s) - j e_{\alpha\beta}(kT_s - n_d T_s) \right) \end{aligned} \quad (\text{C.5})$$

donde $n_d = f_s / 4f_1$, siendo f_1 la frecuencia del armónico fundamental. El diagrama de bloques del DSC discreto se muestra en la Fig. C.4.

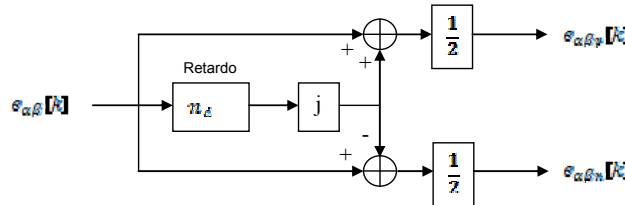


Fig. C.4. Diagrama de bloques del DSC en el dominio del tiempo discreto.

C.2.2. Second Order Generalized Integrator (SOGI)

El Integrador Generalizado de Segundo Orden (SOGI) es un método propuesto para obtener un error en régimen permanente nulo ante referencias sinusoidales trabajando en ejes de referencia estacionarios $\alpha\beta$. Estos controladores han sido empleados entre otras aplicaciones como algoritmos de eliminación de armónicos, debido a que actúan en una banda muy estrecha alrededor de su frecuencia de resonancia; detección de las secuencias de red y generación de señales en cuadratura; o sincronización del convertidor con la red eléctrica.

a) SOGIs en el dominio continuo

La función de transferencia $G(s)$ de SOGI para una única señal sinusoidal es [Yuan 02]

$$G(s) = \frac{2s}{s^2 + \omega_o^2} \tag{C.6}$$

donde ω_o representa la frecuencia de resonancia.

En la literatura técnica es común encontrar aplicaciones de estos integradores en el control de corriente en ejes de referencia estacionarios, integrados como parte de controladores resonantes proporcionales (PR). Igualmente, y con objeto de emplearlos como generadores de señales en cuadratura, en algunos trabajos, [Burger 01] o [Rodríguez 06], se ha planteado una ligera modificación respecto a la topología original, mostrada en la Fig. C.5, cuya expresión matemática es

$$G_{SOGI}(s) = \frac{s\omega_o}{s^2 + \omega_o^2} \tag{C.7}$$

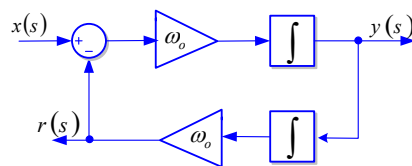


Fig. C.5. SOGI en el dominio continuo modificado según [Burger 01][Rodríguez 06].

Resultando una estructura más general, que puede ser usada tanto para el control de corriente de convertidores de red, como para tareas de sincronización.

b) Second Order Generalized Integrator – Quadrature Signal Generator

A partir de un SOGI es posible obtener la estructura denominada SOGI-QSG, mostrada en la Fig. C.6, que permite generar señales en cuadratura. La utilidad de estas señales en cuadratura se encuentra en su posible uso en el sincronismo en sistemas monofásicos, el cálculo de las secuencias positiva y negativa o la posibilidad de descomponer la tensión de red en sus distintas componentes armónicas mediante los denominados MSOGI-QSG [Rodríguez 08].

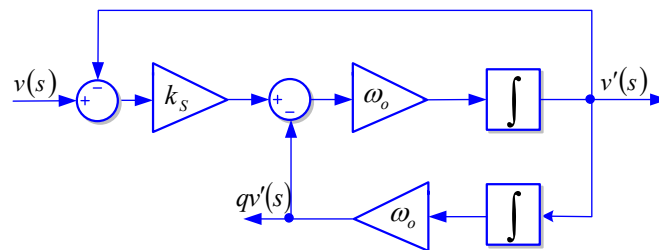


Fig. C.6. Estructura del SOGI-QSQ.

Las funciones de transferencia en el dominio del tiempo continuo del SOGI-QSG son

$$\begin{aligned} \frac{v'}{v}(s) &= \frac{k_s \omega_o s}{s^2 + k_s \omega_o s + \omega_o^2} \\ \frac{qv'}{v}(s) &= \frac{k_s \omega_o^2}{s^2 + k_s \omega_o s + \omega_o^2} \end{aligned} \tag{C.8}$$

Donde ω_0 es la frecuencia de resonancia y κ_s es el factor de amortiguamiento. Si v es de tipo sinusoidal, las señales v' y qv' también serán sinusoides. κ_s determina el ancho de banda [Rodríguez 06].

La señal qv' estará siempre retrasada 90° respecto a v' , independientemente de la frecuencia de la señal v y de los valores de ω_0 y κ_s . De forma adicional, el SOGI-QSG no necesita ser sincronizado con ninguna señal sinusoidal de referencia adicional, de forma que resulta insensible a las variaciones de fase de la señal de entrada [Rodríguez 06].

c) Dual Second Order Generalized Integrator – Quadrature Signal Generator

Esta estructura se utiliza como separador de secuencias. Su modelo de bloques se compone de dos SOGI-QSG, los cuales poseen como entrada el vector de tensión en ejes de referencia estacionarios.

Con las señales en cuadratura obtenidas se calculan las secuencias positiva y negativa mediante el método 2D-ISC (*Two-Dimensional Instantaneous Symmetrical Components*) [Azevedo 09], descrito según

$$\begin{aligned}
 e_{\alpha p} &= e_\alpha - qe_\beta \\
 e_{\alpha n} &= e_\alpha + qe_\beta \\
 e_{\beta p} &= qe_\alpha + e_\beta \\
 e_{\beta n} &= -qe_\alpha + e_\beta
 \end{aligned}
 \tag{C.9}$$

Siendo q el operador cuadratura. El esquema se muestra en la Fig. C.9.

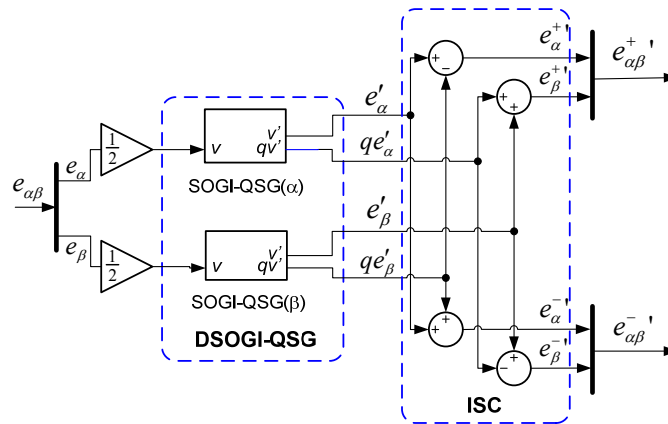


Fig. C.9. Diagrama de bloques del DSOGI-QSG y ISC.

APÉNDICE D

CONTROL DE TENSIÓN EN EL DC-BUS

El control de corriente basado en servocontrolador diseñado en el capítulo 5 de esta Tesis supone el lazo interno de la estructura de control definida como VOC, comentada en el capítulo 2. Esta estructura presenta ese lazo interno de control, por encima del cual se encuentra un lazo externo destinado al control de la tensión en el DC-bus y que marcará la referencia de corriente activa al control de corriente.

Existen diversas referencias técnicas sobre los controladores de tensión del DC-bus para VSC, tanto lineales [Blasko 97a][Ottersten 02], como no lineales [Cecati 03]. Para los algoritmos de control diseñados en esta Tesis se han utilizado las propuestas de implementación de controladores del DC-bus presentadas en [Bueno 05].

D.1. Modelado del DC-bus

El DC-bus se modela como un condensador ideal, representándose en la Fig. D.1 su circuito equivalente dinámico, donde

- C_{DC} es el condensador del DC-bus, supuesto ideal.
- u_{DC} es la tensión del DC-bus.
- $i_{C_{DC}}$ es la corriente por C_{DC} .

- i_{DC1} es la corriente del DC-bus en el lado de la red.
- i_{DC2} es la corriente del DC-bus en el lado de la carga.
- P_g es la potencia activa de la red.
- P_L es la potencia activa de la carga.

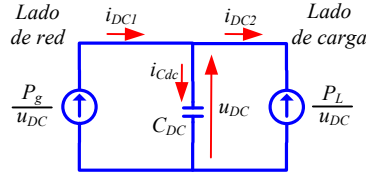


Fig. D.1. Circuito equivalente dinámico del DC-bus.

En [Bueno 05] se presentan dos modelos del DC-bus y se desarrollan los respectivos controladores basados en tales modelos. Uno de los modelos se basa en el balance de potencias del DC-bus, mientras que el otro se basa en la energía almacenada en el condensador del DC-bus.

D.1.1. Modelo basado en el balance de potencias del DC-bus

Asume que las pérdidas del filtro de red y de los dispositivos del VSC son despreciables, siendo el balance de potencia del circuito de la Fig. D.1:

$$P_g = e_q \cdot i_q \approx u_{DC} i_{DC1} \approx P_{C_{DC}} + P_L = u_{DC} C_{DC} \frac{du_{DC}}{dt} + u_{DC} i_{DC2} \quad (D.1)$$

donde i_{DC2} dependerá del modo de funcionamiento y de la carga del VSC conectado a la red eléctrica.

Linealizando (D.1) mediante un modelo de pequeña señal, así como suponiendo que en régimen permanente $e_d i_d + e_q i_q = u_{DC} i_{DC2}$ y considerando nulas las perturbaciones de segundo orden, se tiene que [Bueno 05]

$$e_d \tilde{i}_d + \tilde{e}_d i_d + e_q \tilde{i}_q + \tilde{e}_q i_q = u_{DC} C_{DC} \frac{d\tilde{u}_{DC}}{dt} + u_{DC} \tilde{i}_{DC2} + \tilde{u}_{DC} i_{DC2} \quad (D.2)$$

El control de u_{DC} se realiza a partir de i_q y el objetivo en el diseño es que este sea independiente del valor que tome R_L .

Considerando el resto de perturbaciones como nulas, a excepción de \tilde{i}_{DC2} , ya que es función de \tilde{u}_{DC} y del tipo de carga en el DC-bus, (D.2) queda de la forma

$$e_q \tilde{i}_q = u_{DC} C_{DC} \frac{d\tilde{u}_{DC}}{dt} + u_{DC} \tilde{i}_{DC2} + \tilde{u}_{DC} i_{DC2} \quad (D.3)$$

A partir de (D.3), la relación entre \tilde{i}_q y \tilde{u}_{DC} se expresa en el dominio de Laplace como

$$\frac{\tilde{u}_{DC}}{\tilde{i}_q}(s) = \frac{e_q R_L}{2u_{DC}} \frac{1}{\frac{C_{DC} R_L}{2} s + 1} \quad (\text{D.4})$$

Cumpliendo la condición $R_L C_{DC} \geq 40T_s$, (D.4) se puede aproximar como

$$\frac{\tilde{u}_{DC}}{\tilde{i}_q}(s) = \frac{e_q}{u_{DC}} \frac{1}{s C_{DC}} \quad (\text{D.5})$$

de forma que las constantes del controlador tomarán valores independientes de R_L .

D.1.2. Modelo basado en la energía almacenada en el condensador del DC-bus

La deriva temporal de la energía almacenada en el condensador es igual a la resta instantánea de las potencias de la red y de la carga con los signos de transferencia de energía representados en la Fig. D.1. De forma que

$$\frac{1}{2} C_{DC} \frac{du_{DC}^2}{dt} = P_g - P_L = e_q i_q - P_L \quad (\text{D.6})$$

Definiendo $W = u_{DC}^2$ [Ottersten 03], (D.6) puede expresarse como el sistema de primer orden

$$\frac{1}{2} C_{DC} \frac{dW}{dt} = e_q i_q - P_L \quad (\text{D.7})$$

Linealizando (D.7) mediante un modelo de pequeña señal, así como despreciando las perturbaciones de segundo orden y considerando que en régimen permanente $e_q i_q = P_L$, se obtiene

$$\frac{1}{2} C_{DC} \frac{d\tilde{W}}{dt} = e_q \tilde{i}_q + \tilde{e}_q i_q - \tilde{P}_L \quad (\text{D.8})$$

En este caso, la función de transferencia a obtener es \tilde{W} / \tilde{i}_q . El resto de perturbaciones se consideran nulas excepto \tilde{P}_L , ya que es función de \tilde{W} y del tipo de carga en el DC-bus. Así, (D.8) queda de la forma

$$\frac{1}{2} C_{DC} \frac{d\tilde{W}}{dt} = e_q \tilde{i}_q - \tilde{P}_L \quad (\text{D.9})$$

A partir de (D.9), la relación entre \tilde{i}_q y \tilde{W} se expresa en el dominio de Laplace como

$$\frac{\tilde{W}}{\tilde{i}_q}(s) = \frac{e_q R_L}{\frac{C_{DC} R_L}{2} s + 1} \quad (\text{D.10})$$

Como en el caso anterior, si se cumple que $R_L C_{DC} \geq 40T_s$, (D.10) se puede aproximar como

$$\frac{\tilde{W}}{\tilde{i}_q}(s) = \frac{2e_q}{sC_{DC}} \quad (D.11)$$

de forma que las constantes del controlador tomarán valores independientes de R_L .

D.2. Diseño del controlador del DC-bus

D.2.1. Diseño empleando como variable de control la corriente del condensador

La Fig. D.2 representa mediante diagramas de bloques la función de transferencia (D.5), considerando i_{DC2} como una perturbación del sistema.

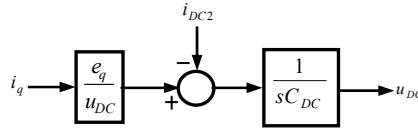


Fig. D.2. Modelo aproximado de (D.4) independiente del valor de R_L .

(D.5) se puede expresar como

$$G_1(s) = k(m_a) \frac{1}{sC_{DC}} \quad (D.12)$$

donde $k(m_a) = e_q / u_{DC}$ depende del índice de amplitud de la modulación PWM, siendo su valor $< 1/2$.

El lazo de control de u_{DC} se representa en la Fig. D.3.a. Previo al modelo del DC-bus se añade un bloque ZOH, ya que las propuestas de control se realizan en el dominio discreto. Delante del bloque ZOH se incluye el controlador de corriente. Para obtener la consigna de este, $i_q^*(k)$, en función de la salida del controlador PI, $i_{C_{DC}}^*$, se aplica la expresión

$$i_q^*(k) = \frac{u_{DC}(k)}{e_q(k)} (i_{DC2}(k) + i_{C_{DC}}^*(k)) \quad (D.13)$$

La Fig. D.3.b es una representación simplificada de la Fig. D.3.a. $T_{q_{tot}}^j$ es la función de transferencia del controlador de corriente en el eje q . La función de transferencia del controlador PI de la Fig. D.3.a es

$$\frac{i_{C_{DC}}^*}{u_{DC}^* - u_{DC}}(\tilde{z}) = K_{pDC} \frac{\tilde{z} - \alpha_{DC}}{\tilde{z} - 1} \quad (D.14)$$

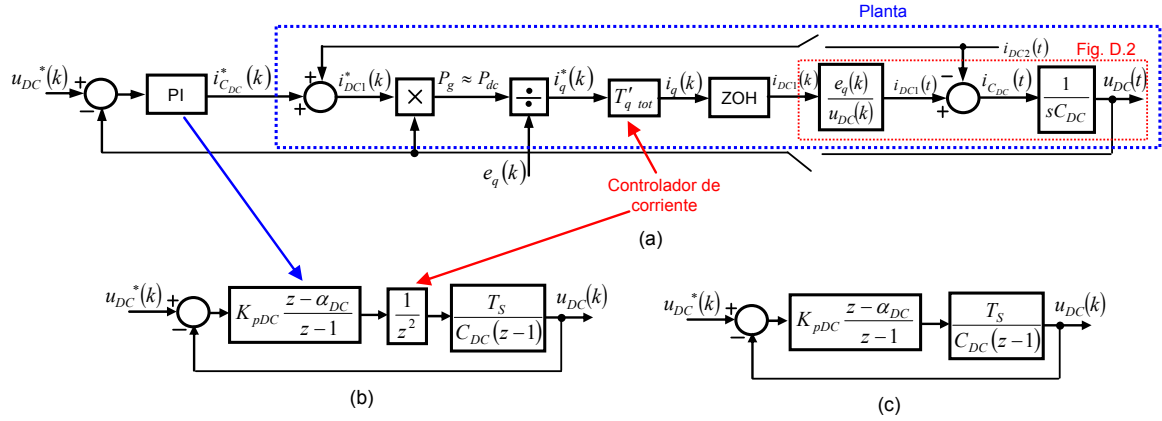


Fig. D.3. Lazo de control de u_{DC} en el dominio z usando la corriente del condensador como variable de control.

Siendo K_{pDC} y α_{DC} las constantes de diseño del controlador PI de tensión del DC-bus. Si el controlador de tensión u_{DC} y el controlador de corriente están perfectamente desacoplados, el diagrama de bloques de la Fig. D.3.b se simplifica al mostrado en la Fig. D.3.c.

Fijando que el tiempo de establecimiento del controlador de tensión del DC-bus se mantenga en el margen $10ms < t_s < 20ms$, de forma que la primera limitación asegura que el controlador u_{DC} sea mucho más lento que el controlador de corriente, mientras que la segunda permite que el controlador sea capaz de responder en un ciclo de la señal de red frente a posibles perturbaciones. Se establece que $\zeta \geq 1/\sqrt{2}$ para evitar que u_{DC} tenga elevadas sobretensiones. Bajo estas condiciones, las constantes del controlador tomarán los valores

$$\alpha_{DC} = 0.945, \quad K_{pDC} = 0.1688 \frac{C_{DC}}{T_s} \quad (D.15)$$

D.2.2. Diseño empleando como variable de control la energía del condensador

Para ejecutar el algoritmo diseñado anteriormente, es necesario medir i_{DC2} , siendo en algunos montajes prácticos poco viable. Por ello, en [Bueno 05] se proponía el modelo del DC-bus basado en la energía del condensador.

La Fig. D.4 representa mediante diagramas de bloques la función de transferencia (D.11), considerando \tilde{P}_L como una perturbación del sistema.

(D.11) se puede expresar como

$$G_2(s) = 2e_q \frac{1}{sC_{DC}} \quad (D.16)$$

A diferencia del anterior controlador, que precisa de la información de $i_{DC2}(k)$ y $e_q(k)$ para generar la consigna $i_q^*(k)$, además del error de $u_{DC}(k)$; el controlador basado en la energía del

condensador mostrado en la Fig. D.5, únicamente precisa de la información del error de $u_{DC}^2(k)$ para generar la consigna $i_q^*(k)$.

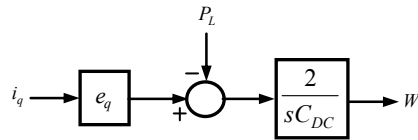


Fig. D.4. Modelo aproximado de (D.10) independiente del valor de R_L .

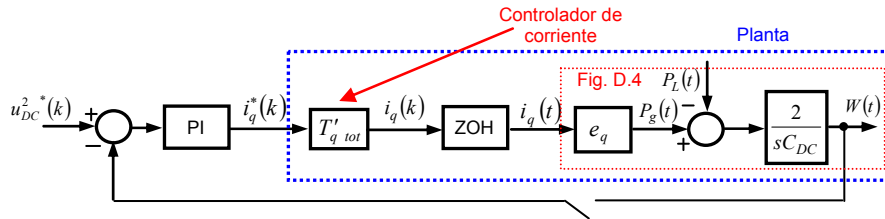


Fig. D.5. Lazo de control de u_{DC} en el dominio z usando la energía del condensador como variable de control.

La función de transferencia $G_2(z)$ es similar a $G_1(z)$, cambiando únicamente la ganancia, por lo que las constantes del controlador PI se diseñan por el mismo método que en el subapartado interior, tomando los valores

$$\alpha_{DC} = 0.945, \quad K_{pDC} = 0.1688 \frac{C_{DC}}{2e_q T_s} \quad (D.17)$$

BIBLIOGRAFÍA

- [Abu-Rub 04] Abu-Rub, H., Guzinski, J., Krzeminski, Z. y Toliyat, H. A., "*Predictive current control of voltage-source inverters*", Industrial Electronics, IEEE Transactions on, vol. 51, no. 3, 2004.
- [Ahmed 09] Ahmed, K. H., Massoud, A. M., Finney, S. J. y Williams, B. W., "*Sensorless current control of three-phase inverter-based distributed generation*", Power Delivery, IEEE Transactions on, vol. 24, no. 2, 2009.
- [Alepuz 05] Alepuz, S., Salaet, J., Busquets, S. y Bordonau, J., "*Load voltage and output current control of three-level voltage source inverters*", Industrial Electronics Society, 2005. IECON 2005. 31st Annual Conference of IEEE, 2005.
- [Alepuz 06] Alepuz, S., Busquets-Monge, S., Bordonau, J., Gago, J., Gonzalez, D., *et al.*, "*Interfacing renewable energy sources to the utility grid using a three-level inverter*", Industrial Electronics, IEEE Transactions on, vol. 53, no. 5, 2006.
- [Alepuz 07] Alepuz, S., Busquets, S., Bordonau, J., Pontt, J., Silva, C., *et al.*, "Balanced grid currents in three-level voltage-source inverters connected to the utility under distorted condition using symmetrical components and linear quadratic regulator", Power Electronics and Applications, 2007 European Conference on, 2007.
- [Alepuz 08] Alepuz, S., Busquets-Monge, S., Bordonau, J., Cortes, P., Rodriguez, J., *et al.*, "Predictive current control of grid-connected neutral-point-clamped converters to meet low voltage ride-through requirements", Power Electronics Specialists Conference, 2008. PESC 2008. IEEE, 2008.
- [Allmeling 02] Allmeling, J. H., "*A control structure for fast harmonics compensation in active filters*", Power Electronics Specialists Conference, 2002. pesc 02. 2002 IEEE 33rd Annual, vol. 1, 2002.

- [Al-Odienat 08] Al-Odienat, A. I. y Al-Lawama, A. A., *"The advantages of PID fuzzy controllers over the conventional types"*, American Journal of Applied Sciences, vol. 5, no. 6, 2008.
- [Antoniewicz 09] Antoniewicz, P., *"Predictive control of three phase AC/DC converters"*, PhD thesis, Warsaw University of Technology, 2009.
- [Araya 05] Araya, E. A. y Espinoza, J. R., *"AC filter voltage reconstruction in PWM~CSR"*, Power Electronics Specialists Conference, 2005. PESC '05. IEEE 36th, 2005.
- [Arboleya 10] Arboleya, P., Diaz, D., Guerrero, J. M., Garcia, P., Briz, F., et al., *"An improved control scheme based in droop characteristic for microgrid converters"*, Electric Power Systems Research, vol. 80, no. 10, 2010.
- [Arnold 84] Arnold, W. F., III y Laub, A. J., *"Generalized eigenproblem algorithms and software for algebraic riccati equations"*, Proceedings of the IEEE, vol. 72, no. 12, 1984.
- [Arriagada 03] Arriagada, A. J., Espinoza, J. R., Rodriguez, J. R. y Moran, L. A., *"On-line filtering reactance identification in voltage-source three-phase active-front-end rectifiers"*, Industrial Electronics Society, 2003. IECON '03. The 29th Annual Conference of the IEEE, vol. 1, 2003.
- [Aström 65] Aström, K. J. y Bohlin, T., *"Numerical identification of linear dynamic systems from normal operating records"*, Proc. IFAC Symposium on Self-Adaptive Systems, 1965.
- [Azevedo 09] Azevedo, G. M. S., Rodriguez, P., Cavalcanti, M. C., Vazquez, G. y Neves, F. A. S., *"New control strategy to allow the photovoltaic systems operation under grid faults"*, Power Electronics Conference, 2009. COBEP '09. Brazilian, 2009.
- [Banfield 95] Banfield, D., Ingersoll, A. P. y Keppenne, C. L., *"A steady-state kalman filter for assimilating data from a single polar orbiting satellite"*, Journal of the Atmospheric Sciences, vol. 52, no. 6, 1995.
- [Barros 06] Barros, J. y Perez, E., *"Automatic detection and analysis of voltage events in power systems"*, Instrumentation and Measurement, IEEE Transactions on, vol. 55, no. 5, 2006.
- [Ben-Brahim 92] Ben-Brahim, L. y Kawamura, A., *"Digital control of induction motor current with deadbeat response using predictive state observer"*, Power Electronics, IEEE Transactions on, vol. 7, no. 3, 1992.
- [Bird 96] Bird, I. G. y Zelaya de La Parra, H., *"Practical evaluation of two stator flux estimation techniques for high performance direct torque control"*, Power Electronics and Variable Speed Drives, 1996. Sixth International Conference on (Conf. Publ. No. 429), 1996.
- [Blaabjerg 96] Blaabjerg, F., Pedersen, J. K., Jaeger, U. y Thøgersen, P., *"Single current sensor technique in the DC-link of three-phase PWM-VS inverters. A review and the ultimate solution"*, Thirty-First IAS Annual Meeting, IAS '96, vol. 2, 1996.
- [Blaabjerg 97] Blaabjerg, F. y Pedersen, J. K., *"A new low-cost, fully fault-protected PWM-VSI inverter with true phase-current information"*, Power Electronics, IEEE Transactions on, vol. 12, no. 1, 1997.
- [Blaabjerg 06] Blaabjerg, F., Teodorescu, R., Liserre, M. y Timbus, A. V., *"Overview of control and grid synchronization for distributed power generation systems"*, Industrial Electronics, IEEE Transactions on, vol. 53, no. 5, 2006.

- [Blanco 05] Blanco, E., Bueno, E., Espinosa, F., Cobreces, S., Rodriguez, F. J., *et al.*, "Fast harmonics compensation in VSCs connected to the grid by synchronous-frame generalized integrators", *Industrial Electronics*, 2005. ISIE 2005. Proceedings of the IEEE International Symposium on, vol. 2, 2005.
- [Blasko 97a] Blasko, V. y Kaura, V., "A new mathematical model and control of a three-phase AC-DC voltage source converter", *Power Electronics*, IEEE Transactions on, vol. 12, no. 1, 1997.
- [Blasko 97b] Blasko, V. y Kaura, V., "A novel control to actively damp resonance in input LC filter of a three-phase voltage source converter", *Industry Applications*, IEEE Transactions on, vol. 33, no. 2, 1997.
- [Blasko 98] Blasko, V., Kaura, V. y Niewiadomski, W., "Sampling of discontinuous voltage and current signals in electrical drives: A system approach", *Industry Applications*, IEEE Transactions on, vol. 34, no. 5, 1998.
- [Bode 01] Bode, G. H. y Holmes, D. G., "Load independent hysteresis current control of a three level single phase inverter with constant switching frequency", *Power Electronics Specialists Conference*, 2001. PESC. 2001 IEEE 32nd Annual, vol. 1, 2001.
- [Bolsens 05] Bolsens, B., De Brabandere, K., Van den Keybus, J., Driesen, J. y Belmans, R., "Three-phase observer-based low distortion grid current controller using an LCL output filter", *Power Electronics Specialists Conference*, 2005. PESC '05. IEEE 36th, 2005.
- [Bolsens 06] Bolsens, B., De Brabandere, K., Van den Keybus, J., Driesen, J. y Belmans, R., "Model-based generation of low distortion currents in grid-coupled PWM-inverters using an LCL output filter", *Power Electronics*, IEEE Transactions on, vol. 21, no. 4, 2006.
- [Borgard 95] Borgard, D. E., Olsson, G. y Lorenz, R. D., "Accuracy issues for parameter estimation of field oriented induction machine drives", *Industry Applications*, IEEE Transactions on, vol. 31, no. 4, 1995.
- [Boroyevich 00] Boroyevich, D., "Modeling and design of AC converters", CPES-Virginia Tech, 2000.
- [Bose 90] Bose, B. K., "An adaptive hysteresis-band current control technique of a voltage-fed PWM inverter for machine drive system", *Industrial Electronics*, IEEE Transactions on, vol. 37, no. 5, 1990.
- [Bose 97] Bose, B. K., *Power electronics and variable frequency drives technology and applications*. IEEE Press, New York, USA, 1997.
- [Bose 09] Bose, B. K., "Power electronics and motor drives recent progress and perspective", *Industrial Electronics*, IEEE Transactions on, vol. 56, no. 2, 2009.
- [Bostan 03] Bostan, V., Cuiibus, M., Has, C. y Magureanu, R., "High performance sensorless solutions for induction motor control", *Power Electronics Specialist Conference*, 2003. PESC '03. 2003 IEEE 34th Annual, vol. 2, 2003.
- [Botteron 03] Botteron, F., de Camargo, R. F., Hey, H. L., Pinheiro, J. R., Grundling, H. A., *et al.*, "New limiting algorithms for space vector modulated three-phase four-leg voltage source inverters", *Electric Power Applications*, IEE Proceedings -, vol. 150, no. 6, 2003.

- [Bouafia 09] Bouafia, A., Krim, F. y Gaubert, J. -, "*Fuzzy-logic-based switching state selection for direct power control of three-phase PWM rectifier*", Industrial Electronics, IEEE Transactions on, vol. 56, no. 6, 2009.
- [Briz 00] Briz, F., Degner, M. W. y Lorenz, R. D., "*Analysis and design of current regulators using complex vectors*", Industry Applications, IEEE Transactions on, vol. 36, no. 3, 2000.
- [Briz 10] Briz, F., Diaz-Reigosa, D., Degner, M. W., Garcia, P. y Guerrero, J. M., "*Current sampling and measurement in PWM operated AC drives and power converters*", Power Electronics Conference (IPEC), 2010 International, 2010.
- [Briz 11] Briz, F. y Degner, M. W., "*Rotor position estimation*", Industrial Electronics Magazine, IEEE, vol. 5, no. 2, 2011.
- [Bueno 05] Bueno, E., "Optimización del comportamiento de un convertidor de tres niveles NPC conectado a la red eléctrica", PhD thesis, Universidad de Alcalá, 2005.
- [Bueno 04] Bueno, E. J., Espinosa, F., Rodriguez, F. J., Ureña, J. y Cobreces, S., "*Current control of voltage source converters connected to the grid through an LCL-filter*", Power Electronics Specialists Conference, 2004. PESC 04. 2004 IEEE 35th Annual, vol. 1, 2004.
- [Burger 01] Burger, B. y Engler, A., "*Fast signal conditioning in single phase systems*", European Conference on Power Electronics and Applications, 2001, 2001.
- [Buso 99] Buso, S., Fasolo, S., Malesani, L. y Mattavelli, P., "*A dead-beat adaptive hysteresis current control*", Industry Applications Conference, 1999. Thirty-Fourth IAS Annual Meeting. Conference Record of the 1999 IEEE, vol. 1, 1999.
- [Busquets-Monge 02] Busquets-Monge, S., Soremekun, G., Hertz, E., Crebier, C., Ragon, S., *et al.*, "*Design optimization of a boost power factor correction converter using genetic algorithms*", Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2002. APEC 2002. Seventeenth Annual IEEE, vol. 2, 2002.
- [Capece 03] Capece, S. L., Cecati, C. y Rotondale, N., "*A sensorless control technique for low cost AC/DC converters*", Industry Applications Conference, 2003. 38th IAS Annual Meeting. Conference Record of the, vol. 3, 2003.
- [Cardoso 08] Cardoso, R., de Camargo, R. F., Pinheiro, H. y Grundling, H. A., "*Kalman filter based synchronisation methods*", Generation, Transmission & Distribution, IET, vol. 2, no. 4, 2008.
- [Carrasco 06] Carrasco, J. M., Franquelo, L. G., Bialasiewicz, J. T., Galvan, E., Guisado, R. C. P., *et al.*, "*Power-electronic systems for the grid integration of renewable energy sources: A survey*", Industrial Electronics, IEEE Transactions on, vol. 53, no. 4, 2006.
- [Casals Carro 97] Casals Carro, J. M., *Métodos de subespacios en econometría*. Madrid, 1997.
- [Cecati 03] Cecati, C., Dell'Aquila, A., Liserre, M. y Ometto, A., "*A fuzzy-logic-based controller for active rectifier*", Industry Applications, IEEE Transactions on, vol. 39, no. 1, 2003.
- [Cecati 10] Cecati, C., Ciancetta, F. y Siano, P., "*A multilevel inverter for photovoltaic systems with fuzzy logic control*", Industrial Electronics, IEEE Transactions on, vol. 57, no. 12, 2010.

- [Chipperfield 94] Chipperfield, A., Fleming, P., Pohlheim, H. y Fonseca, C., "*Genetic algorithm TOOLBOX for use with MATLAB*", 1994.
- [Chun 96] Chun, T. W. y Choi, M. K., "*Development of adaptive hysteresis band current control strategy of PWM inverter with constant switching frequency*", Applied Power Electronics Conference and Exposition, 1996. APEC '96. Conference Proceedings 1996., Eleventh Annual, vol. 1, 1996.
- [Ciccarella 93] Ciccarella, G., Dalla Mora, M. y Germani, A., "*A luenberger-like observer for nonlinear systems*", International Journal of Control, vol. 57, no. 3, 1993.
- [Cóbreces 09] Cóbreces, S., "Optimization and analysis of the current control loop of VSCs connected to uncertain grids through LCL filters", PhD thesis, Universidad de Alcalá, 2009.
- [Cortés 08] Cortés, P., Kazmierkowski, M. P., Kennel, R. M., Quevedo, D. E. y Rodriguez, J., "*Predictive control in power electronics and drives*", Industrial Electronics, IEEE Transactions on, vol. 55, no. 12, 2008.
- [Costa-Castelló 04] Costa-Castelló, R., Griñó, R. y Fossas, E., "*Odd-harmonic digital repetitive control of a single-phase current active filter*", Power Electronics, IEEE Transactions on, vol. 19, no. 4, 2004.
- [Dannehl 10] Dannehl, J., Fuchs, F. W. y Thøgersen, P. B., "*PI state space current control of grid-connected PWM converters with LCL filters*", Power Electronics, IEEE Transactions on, vol. 25, no. 9, 2010.
- [De Brabandere 06] De Brabandere, K., "Voltage and frequency droop control in low voltage grids by distributed generators with inverter front-end", PhD thesis, Katholieke Universiteit Leuven, 2006.
- [de Camargo 02] de Camargo, R. F., Botteron, F., Hey, H. L., Grundling, H. A., Pinheiro, J. R., *et al.*, "*New limiting algorithms for space vector modulated three-phase four-leg voltage source inverter*", Power Electronics Specialists Conference, 2002. pesc 02. 2002 IEEE 33rd Annual, vol. 1, 2002.
- [de Kock 94] de Kock, J. A., van der Merwe, F. S. y Vermeulen, H. J., "*Induction motor parameter estimation through an output error technique*", Energy conversion, IEEE Transactions on, vol. 9, no. 1, 1994.
- [Dennis 83] Dennis, J. E. y Schnabel, R. B., Numerical methods for unconstrained optimization and nonlinear equations. Prentice-Hall, 1983.
- [Depenbrock 88] Depenbrock, M., "*Direct self-control (DSC) of inverter-fed induction machine*", Power Electronics, IEEE Transactions on, vol. 3, no. 4, 1988.
- [Diaz 08] Diaz, N. L., Barbosa, F. H. y Trujillo, C. L., "*Implementation of nonlinear power flow controllers to control a VSC*", Power Electronics and Motion Control Conference, 2008. EPE-PEMC 2008. 13th, 2008.
- [Doyle 78] Doyle, J., "*Guaranteed margins for LQG regulators*", Automatic Control, IEEE Transactions on, vol. 23, no. 4, 1978.
- [Doyle 92] Doyle, J. C., Francis, B. A. y Tannenbaum, A., *Feedback control theory*. Maxwell Macmillan Canada; Maxwell Macmillan International, New York, USA, 1992.

- [Du 93] Du, T. y Brdys, M. A., "Implementation of extended luenberger observers for joint state and parameter estimation of PWM induction motor drive", Power Electronics and Applications, 1993., Fifth European Conference on, 1993.
- [Du 95] Du, T., Vas, P. y Stronach, F., "Design and application of extended observers for joint state and parameter estimation in high-performance AC drives", Electric Power Applications, IEE Proceedings -, vol. 142, no. 2, 1995.
- [Duarte 99] Duarte, J. L., Van Zwam, A., Wijnands, C. y Vandenput, A., "Reference frames fit for controlling PWM rectifiers", Industrial Electronics, IEEE Transactions on, vol. 46, no. 3, 1999.
- [Dzieniakowski 96] Dzieniakowski, M. A. y Grabowski, P. Z., "Fuzzy logic controller with state recognition for three phase PWM-VSI", Industrial Electronics, 1996. ISIE '96., Proceedings of the IEEE International Symposium on, vol. 1, 1996.
- [Ebrahim 08] Ebrahim, O. S. y Jain, P. K., "LQR-based stator field oriented control for the induction motor drives", Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2008. APEC 2008. Twenty-Third Annual IEEE, 2008.
- [EIA 11] EIA, "Annual energy outlook 2011 with projections to 2035", U.S. Energy Information Administration, 2011.
- [ENERDATA 11] ENERDATA, "World energy use in 2010: Over 5% growth", Enerdata, 2011.
- [Enjeti 86] Enjeti, P., Ziogas, P. D., Lindsay, J. F. y Rashid, M. H., "A novel current controlled PWM inverter for variable speed AC drives", IEEE-IAS Conf. Rec., 1986.
- [Espinoza 00] Espinoza, J. R., Joos, G., Araya, E., Moran T, L. A. y Sbarbaro, D., "Decoupled control of PWM active-front rectifiers using only DC bus sensing", Industry Applications Conference, 2000. Conference Record of the 2000 IEEE, vol. 4, 2000.
- [EU 97] EU, "Energy for the future: Renewable sources of energy. white paper for a community strategy and action plan", European Commission, 1997.
- [EU 06] EU, "Green paper. A european strategy for sustainable, competitive and secure energy", European Commission, 2006.
- [EU 10] EU, "EUROPE 2020 A strategy for smart, sustainable and inclusive growth", Communication from the European Commission, 2010.
- [EU 11] EU, "Renewables make the difference", Publications Office of the European Union, 2011.
- [EWEA 09] EWEA, "Wind energy - the facts", European Wind Energy Association, 2009.
- [Fairley 11] Fairley, P., "Fukushima's positive impact [spectral lines]", Spectrum, IEEE, vol. 48, no. 5, 2011.
- [Favoreel 98] Favoreel, W., VanHuffel, S., De Moor, B., Sima, V. y Verhaegen, M., "Comparative study between three subspace identification algorithms", Simulation, 1998.
- [Finch 98] Finch, J. W., Atkinson, D. J. y Acarnley, P. P., "Full-order estimator for induction motor states and parameters", Electric Power Applications, IEE Proceedings -, vol. 145, no. 3, 1998.

- [Franklin 98] Franklin, G. F., Powell, J. D. y Workman, M. L., *Digital control of dynamic systems*. Addison-Wesley Pub. Co, Reading, Mass, USA, 1998.
- [Fukuda 01] Fukuda, S. y Yoda, T., "A novel current-tracking method for active filters based on a sinusoidal internal model [for PWM invertors]", *Industry Applications, IEEE Transactions on*, vol. 37, no. 3, 2001.
- [Gabe 07] Gabe, I. J., Massing, J. R., Montagner, V. F. y Pinheiro, H., "*Stability analysis of grid-connected voltage source inverters with LCL-filters using partial state feedback*", *Power Electronics and Applications, 2007 European Conference on*, 2007.
- [Garces 80] Garces, L. J., "Parameter adaption for the speed-controlled static AC drive with a squirrel-cage induction motor", *Industry Applications, IEEE Transactions on*, vol. IA-16, no. 2, 1980.
- [García Hiernaux 05] García Hiernaux, A., *Identificación de modelos para series temporales mediante métodos de subespacios*. Universidad Complutense de Madrid. Facultad de Ciencias Económicas y Empresariales. Departamento de Fundamentos del Análisis Económico I, 2005.
- [García-Cerrada 04] García-Cerrada, A., Roncero-Sanchez, P., Garcia-Gonzalez, P. y Feliu-Battle, V., "*Detailed analysis of closed-loop control of output-voltage harmonics in voltage-source inverters*", *Electric Power Applications, IEE Proceedings -*, vol. 151, no. 6, 2004.
- [García-Cerrada 07] García-Cerrada, A., Pinzon-Ardila, O., Feliu-Battle, V., Roncero-Sanchez, P. y Garcia-Gonzalez, P., "*Application of a repetitive controller for a three-phase active power filter*", *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 22, no. 1, 2007.
- [García-González 00] García-González, P. y García-Cerrada, A., "*Control system for a PWM-based STATCOM*", *Power Delivery, IEEE Transactions on*, vol. 15, no. 4, 2000.
- [García-González 03] García-González, P. y García-Cerrada, A., "*Detailed analysis and experimental results of the control system of a UPFC*", *Generation, Transmission and Distribution, IEE Proceedings-*, vol. 150, no. 2, 2003.
- [Gelb 74] Gelb, A., *Applied optimal estimation*. M.I.T. Press Cambridge, Mass., 1974.
- [Gezgin 97] Gezgin, C., Heck, B. S. y Bass, R. M., "*Control structure optimization of a boost converter: An LQR approach*", *Power Electronics Specialists Conference, 1997. PESC '97 Record., 28th Annual IEEE*, vol. 2, 1997.
- [Goldberg 89] Goldberg, D. E., *Genetic algorithms in search, optimization and machine learning*. Addison-Wesley, Reading, MA, USA, 1989.
- [Gous 04] Gous, M. G. F. y Beukes, H. J., "*Sliding mode control for a three-phase shunt active power filter utilizing a four-leg voltage source inverter*", *Power Electronics Specialists Conference, 2004. PESC 04. 2004 IEEE 35th Annual*, vol. 6, 2004.
- [Green 89] Green, T. C. y Williams, B. W., "*Derivation of motor line-current waveforms from the DC-link current*", *Electric Power Applications, IEE Proceedings B*, vol. 136, no. 4, 1989.
- [Grewal 01] Grewal, M. S. y Andrews, A. P., *Kalman filtering: Theory and practice using MATLAB*. John Wiley & Sons, New York, 2001.

- [Griñó 07] Griñó, R., Cardoner, R., Costa-Castelló, R. y Fossas, E., "*Digital repetitive control of a three-phase four-wire shunt active filter*", Industrial Electronics, IEEE Transactions on, vol. 54, no. 3, 2007.
- [Griñó 05] Griñó, R. y Costa-Castelló, R., "Digital repetitive plug-in controller for odd-harmonic periodic references and disturbances", Automatica, vol. 41, no. 1, 2005.
- [Grundling 97] Grundling, H. A., Carati, E. G. y Pinheiro, J. R., "*A robust model reference adaptive controller for UPS applications*", Industrial Electronics, Control and Instrumentation, 1997. IECON 97. 23rd International Conference on, vol. 2, 1997.
- [Guerrero 09] Guerrero, J. M., Vasquez, J. C., Matas, J., Castilla, M. y de Vicuna, L. G., "*Control strategy for flexible microgrid based on parallel line-interactive UPS systems*", Industrial Electronics, IEEE Transactions on, vol. 56, no. 3, 2009.
- [Guerrero 10] Guerrero, J. M., Blaabjerg, F., Zhelev, T., Hemmes, K., Monmasson, E., *et al.*, "*Distributed generation: Toward a new energy paradigm*", Industrial Electronics Magazine, IEEE, vol. 4, no. 1, 2010.
- [Ha 10] Ha, J. I., "Current prediction in vector-controlled PWM inverters using single DC-link current sensor", Industrial Electronics, IEEE Transactions on, vol. 57, no. 2, 2010.
- [Han 05] Han, B. M., Bae, B. Y. y Ovaska, S. J., "*Reference signal generator for active power filters using improved adaptive predictive filter*", Industrial Electronics, IEEE Transactions on, vol. 52, no. 2, 2005.
- [Harnefors 98] Harnefors, L. y Nee, H. P., "*Model-based current control of AC machines using the internal model control method*", Industry Applications, IEEE Transactions on, vol. 34, no. 1, 1998.
- [Hintze 92] Hintze, D. y Schroder, D., "*Induction motor drive with intelligent controller and parameter adaption*", Industry Applications Society Annual Meeting, 1992., Conference Record of the 1992 IEEE, 1992.
- [Hippe 06] Hippe, P., Windup in control: Its effects and their prevention. Springer, London, 2006.
- [Holland 92] Holland, J. H., Adaptation in natural and artificial systems: An introductory analysis with applications to biology, control, and artificial intelligence. MIT Press, Cambridge, MA, USA, 1992.
- [Holtz 83] Holtz, J. y Stadtfeld, S., "A predictive controller for the stator current vector of AC machines fed from a switched voltage source", Proc. IPEC, 1983.
- [Holtz 92] Holtz, J. y Beyer, B., "*The trajectory tracking approach-a new method for minimum distortion PWM in dynamic high-power drives*", Industry Applications Society Annual Meeting, 1992., Conference Record of the 1992 IEEE, 1992.
- [Hung 90] Hung, K. T. y Lorenz, R. D., "*A rotor flux error-based, adaptive tuning approach for feedforward field oriented induction machine drives*", Industry Applications Society Annual Meeting, 1990., Conference Record of the 1990 IEEE, vol. 1, 1990.
- [Ibrahim 08] Ibrahim, Y. A. -. y El-Saadany, E. F., "*An adaptive grid-voltage sensorless interfacing scheme for inverter-based distributed generation*", Power and Energy Society General Meeting - Conversion and Delivery of Electrical Energy in the 21st Century, 2008 IEEE, 2008.

- [IEA 06] IEA, *"World energy outlook 2006"*, International Energy Agency, 2006.
- [IEA 10] IEA, *"World energy outlook 2010"*, International Energy Agency, 2010.
- [IEEE 03] IEEE, "IEEE standard for interconnecting distributed resources with electric power systems", 2003.
- [Jasinski 02] Jasinski, M., Liserre, M., Blaabjerg, F. y Cichowlas, M., *"Fuzzy logic current controller for PWM rectifiers"*, IECON 02, Industrial Electronics Society, IEEE 2002 28th Annual Conference of the, vol. 2, 2002.
- [Joo 01] Joo, I. W., Song, H. S. y Nam, K., *"Source-voltage-sensorless scheme for PWM rectifier under voltage unbalance condition"*, Power Electronics and Drive Systems, 2001. Proceedings., 2001 4th IEEE International Conference on, vol. 1, 2001.
- [Jung 96] Jung, S. L. y Tzou, Y. Y., "Discrete sliding-mode control of a PWM inverter for sinusoidal output waveform synthesis with optimal sliding curve", *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 11, no. 4, 1996.
- [Kalman 60a] Kalman, R. E., *"A new approach to linear filtering and prediction problems"*, *Transactions of the ASME--Journal of Basic Engineering*, vol. 82, no. Series D, 1960.
- [Kalman 60b] Kalman, R. E., *"On the general theory of control systems"*, *Proceedings 1st International Congress of IFAC*, vol. 1, 1960.
- [Kalman 64] Kalman, R. E., *"When is a linear control system optimal"*, *Transactions of the ASME--Journal of Basic Engineering*, vol. 86(D), 1964.
- [Kandil 99] Kandil, M., Abdelkader, S., Elmitwally, A. y El-Kateb, M., *"A novel three-phase active filter based on neural networks and sliding mode control"*, Industrial Electronics Society, 1999. IECON '99 Proceedings. The 25th Annual Conference of the IEEE, vol. 2, 1999.
- [Kapasouris 85] Kapasouris, P. y Athans, M., *"Multivariable control systems with saturating actuators antireset windup strategies"*, *American Control Conference*, 1985, 1985.
- [Karanayil 05] Karanayil, B., Rahman, M. F. y Grantham, C., *"Stator and rotor resistance observers for induction motor drive using fuzzy logic and artificial neural networks"*, *Energy conversion, IEEE Transactions on*, vol. 20, no. 4, 2005.
- [Katayama 05] Katayama, T., *Subspace methods for system identification*. Springer-Verlag, London, 2005.
- [Kawabata 90] Kawabata, T., Miyashita, T. y Yamamoto, Y., *"Dead beat control of three phase PWM inverter"*, *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 5, no. 1, 1990.
- [Kaynama 10] Kaynama, S. y Kükrer, O., *"A suboptimal discrete-time predictive current controller for a voltage-source inverter"*, *Control Applications (CCA), 2010 IEEE International Conference on*, 2010.
- [Kazmierkowski 98] Kazmierkowski, M. P. y Malesani, L., *"Current control techniques for three-phase voltage-source PWM converters: A survey"*, *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 45, no. 5, 1998.

- [Kazmierkowski 02] Kazmierkowski, M. P., Krishnan, R. y Blaabjerg, F., *Control in power electronics - selected problems*. Academic Press, San Diego, CA, USA, 2002.
- [Kedjar 06] Kedjar, B. y Al-Haddad, K., "*LQR with integral action for phase current control of constant switching frequency vienna rectifier*", Industrial Electronics, 2006 IEEE International Symposium on, vol. 2, 2006.
- [Kedjar 07] Kedjar, B. y Al-Haddad, K., "*LQR with integral action to enhance dynamic performance of three-phase three-wire shunt active filter*", Power Electronics Specialists Conference, 2007. PESC 2007. IEEE, 2007.
- [Kheraluwala 90] Kheraluwala, M. H. y Divan, D. M., "*Delta modulation strategies for resonant link inverters*", Power Electronics, IEEE Transactions on, vol. 5, no. 2, 1990.
- [Kim 06] Kim, H. y Jahns, T. M., "Phase current reconstruction for AC motor drives using a DC link single current sensor and measurement voltage vectors", Power Electronics, IEEE Transactions on, vol. 21, no. 5, 2006.
- [Kömürçügil 99] Kömürçügil, H. y Kükreker, O., "*A novel current-control method for three-phase PWM AC/DC voltage-source converters*", Industrial Electronics, IEEE Transactions on, vol. 46, no. 3, 1999.
- [Kömürçügil 06] Kömürçügil, H., Kükreker, O. y Doganalp, A., "*Optimal control for single-phase UPS inverters based on linear quadratic regulator approach*", Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion, 2006. SPEEDAM 2006. International Symposium on, 2006.
- [Krause 95] Krause, P. C., Wasynczyk, O. y Sudhoff, S. D., "*Analysis of electric machinery*", IEEE Series on Power Engineering, vol. 15, no. 3, 1995.
- [Kuo 02] Kuo, B. C. y Golnaraghi, F., "*Automatic control systems*", John Wiley & Sons, Inc, 2002.
- [Kuroe 88] Kuroe, Y., Okamura, K., Nishidai, H. y Maruhashi, T., "*Optimal speed control of synchronous motors based on feedback linearization*", Power Electronics and Variable-Speed Drives, Third International Conference on, 1988.
- [Kwon 05] Kwon, T. S., Shin, M. H. y Hyun, D. S., "Speed sensorless stator flux-oriented control of induction motor in the field weakening region using luenberger observer", Power Electronics, IEEE Transactions on, vol. 20, no. 4, 2005.
- [Larsson 06] Larsson, S. y Danell, A., "*The black-out in southern sweden and eastern denmark, september 23, 2003.*", Power Systems Conference and Exposition, 2006, 2006.
- [Laub 87] Laub, A., Heath, M., Paige, C. y Ward, R., "*Computation of system balancing transformations and other applications of simultaneous diagonalization algorithms*", Automatic Control, IEEE Transactions on, vol. 32, no. 2, 1987.
- [Lee 94] Lee, D. C., Sul, S. K. y Park, M. H., "*High performance current regulator for a field-oriented controlled induction motor drive*", Industry Applications, IEEE Transactions on, vol. 30, no. 5, 1994.
- [Lee 10] Lee, K., Jahns, T. M., Lipo, T. A. y Blasko, V., "*New control method including state observer of voltage unbalance for grid voltage-source converters*", Industrial Electronics, IEEE Transactions on, vol. 57, no. 6, 2010.

- [Lee 02b] Lee, T. S. y Tzeng, K. S., "Input-output linearizing control with load estimator for three-phase AC/DC voltage-source converters", Power Electronics Specialists Conference, 2002. pesc 02. 2002 IEEE 33rd Annual, vol. 2, 2002.
- [Lee 00b] Lee, W. C., Hyun, D. S. y Lee, T. K., "A novel control method for three-phase PWM rectifiers using a single current sensor", Power Electronics, IEEE Transactions on, vol. 15, no. 5, 2000.
- [Lee 01] Lee, W. C., Lee, T. K. y Hyun, D. S., "Comparison of single-sensor current control in the DC link for three-phase voltage-source PWM converters", Industrial Electronics, IEEE Transactions on, vol. 48, no. 3, 2001.
- [Leite 02] Leite, V., Araujo, R. y Freitas, D., "Flux and parameters identification of vector-controlled induction motor in the rotor reference frame", Advanced Motion Control, 2002. 7th International Workshop on, 2002.
- [Lenwari 09] Lenwari, W., Sumner, M. y Zanchetta, P., "The use of genetic algorithms for the design of resonant compensators for active filters", Industrial Electronics, IEEE Transactions on, vol. 56, no. 8, 2009.
- [Leon 07] Leon, A. E., Solsona, J. A., Busada, C., Chiacchiarini, H. y Valla, M. I., "A novel Feedback/Feedforward control strategy for three-phase voltage-source converters", Industrial Electronics, 2007. ISIE 2007. IEEE International Symposium on, 2007.
- [Levine 96] Levine, W. S., *The control handbook*. CRC Press IEEE Press, Boca Raton, FL, USA, 1996.
- [Lindgren 98] Lindgren, M., "Modeling and control of voltage source convertes connected to the grid", PhD thesis, Dept. of Electrica Power Engineering, Chalmers University of Technology, 1998a.
- [Lindgren 98] Lindgren, M. y Svensson, J., "Control of a voltage-source converter connected to the grid through", Power Electronics Specialists Conference, 1998. PESC 98 Record. 29th Annual IEEE, vol. 1, 1998b.
- [Liserre 04] Liserre, M., Dell'Aquila, A. y Blaabjerg, F., "Genetic algorithm-based design of the active damping for an LCL-filter three-phase active rectifier", Power Electronics, IEEE Transactions on, vol. 19, no. 1, 2004.
- [Liserre 05] Liserre, M., Blaabjerg, F. y Hansen, S., "Design and control of an LCL-filter-based three-phase active rectifier", Industry Applications, IEEE Transactions on, vol. 41, no. 5, 2005.
- [Liserre 06c] Liserre, M., Pigazo, A., Dell'Aquila, A. y Moreno, V. M., "An anti-islanding method for single-phase inverters based on a grid voltage sensorless control", Industrial Electronics, IEEE Transactions on, vol. 53, no. 5, 2006.
- [Liserre 06a] Liserre, M., Teodorescu, R. y Blaabjerg, F., "Multiple harmonics control for three-phase grid converter systems with the use of PI-RES current controller in a rotating frame", Power Electronics, IEEE Transactions on, vol. 21, no. 3, 2006.
- [Liu 07] Liu, F., Duan, S., Xu, P., Chen, G. y Liu, F., "Design and control of three-phase PV grid connected converter with LCL filter", Industrial Electronics Society, 2007. IECON 2007. 33rd Annual Conference of the IEEE, 2007.

- [Liu 08] Liu, W., Liu, L., Cartes, D. A. y Wang, X., "Neural network based controller design for three-phase PWM AC/DC voltage source converters", Neural Networks, 2008. IJCNN 2008. IEEE International Joint Conference on, 2008.
- [Ljung 09] Ljung, L., "MATLAB system identification toolbox, v.7.3", MathWorks, Inc., 2009.
- [Ljung 87] Ljung, L., *System identification : Theory for the user*. Prentice-Hall, Englewood Cliffs, NJ, 1987.
- [Loh 05] Loh, P. C. y Holmes, D. G., "Analysis of multiloop control strategies for LC/CL/LCL-filtered voltage-source and current-source inverters", Industry Applications, IEEE Transactions on, vol. 41, no. 2, 2005.
- [Lorenz 87] Lorenz, R. D. y Lawson, D. B., "Performance of feedforward current regulators for field-oriented induction machine controllers", Industry Applications, IEEE Transactions on, vol. 23, no. 4, 1987.
- [Lorenz 90] Lorenz, R. D., "A simplified approach to continuous on-line tuning of field-oriented induction machine drives", Industry Applications, IEEE Transactions on, vol. 26, no. 3, 1990.
- [Lozano 95] Lozano, M., Herrera, F. y Verdegay, J. L., "Algoritmos genéticos: Fundamentos, extensiones y aplicaciones", Arbor: Ciencia, pensamiento y cultura, no. 597, 1995.
- [Luenberger 66] Luenberger, D., "Observers for multivariable systems", Automatic Control, IEEE Transactions on, vol. 11, no. 2, 1966.
- [Luenberger 71] Luenberger, D., "An introduction to observers", Automatic Control, IEEE Transactions on, vol. 16, no. 6, 1971.
- [Luenberger 64] Luenberger, D. G., "Observing the state of a linear system", Military Electronics, IEEE Transactions on, vol. 8, no. 2, 1964.
- [Ma 05] Ma, H., Mao, X., Zhang, N. y Xu, D., "Parameter identification of power electronic circuits based on hybrid model", Power Electronics Specialists Conference, 2005. PESC '05. IEEE 36th, 2005.
- [Machmoum 04] Machmoum, M., Abdelli, Y., Le Claire, J. C. y Bouvet, F., "Control of a bidirectional UPS system using a resonant current control loop", Power Electronics, Machines and Drives, 2004. (PEMD 2004). Second International Conference on (Conf. Publ. No. 498), vol. 2, 2004.
- [Malesani 97] Malesani, L., Mattavelli, P. y Tomasin, P., "Improved constant-frequency hysteresis current control of VSI inverters with simple feedforward bandwidth prediction", Industry Applications, IEEE Transactions on, vol. 33, no. 5, 1997.
- [Malesani 98] Malesani, L., Mattavelli, P. y Buso, S., "Robust dead-beat current control for PWM rectifiers and active filters", Industry Applications Conference, 1998. Thirty-Third IAS Annual Meeting. The 1998 IEEE, vol. 2, 1998.
- [Malinowski 01b] Malinowski, M., "Sensorless control strategies for three-phase PWM rectifiers", PhD thesis, Warsaw University of Technology, 2001.

- [Malinowski 01a] Malinowski, M., Kazmierkowski, M. P., Hansen, S., Blaabjerg, F. y Marques, G. D., "*Virtual-flux-based direct power control of three-phase PWM rectifiers*", Industry Applications, IEEE Transactions on, vol. 37, no. 4, 2001.
- [Malinowski 03] Malinowski, M., Kazmierkowski, M. P. y Trzynadlowski, A. M., "*A comparative study of control techniques for PWM rectifiers in AC adjustable speed drives*", Power Electronics, IEEE Transactions on, vol. 18, no. 6, 2003.
- [Malinowski 05] Malinowski, M., Kazmierkowski, M. P., Szczygiel, W. y Bernet, S., "*Simple sensorless active damping solution for three-phase PWM rectifier with LCL filter*", Industrial Electronics Society, 2005. IECON 2005. 31st Annual Conference of IEEE, 2005.
- [Malinowski 08] Malinowski, M. y Bernet, S., "*A simple voltage sensorless active damping scheme for three-phase PWM converters with an LCL filter*", Industrial Electronics, IEEE Transactions on, vol. 55, no. 4, 2008.
- [Malinowski 09] Malinowski, M., Stynski, S., Kolomyjski, W. y Kazmierkowski, M. P., "*Control of three-level PWM converter applied to variable-speed-type turbines*", Industrial Electronics, IEEE Transactions on, vol. 56, no. 1, 2009.
- [Malo 08] Malo, S. y Griñó, R., "Adaptive feed-forward cancellation control of a full-bridge DC-AC voltage inverter", Construction, no. 1, 2008.
- [Manninen 95] Manninen, V., "*Application of direct power control modulation technology to a line converter*", 5th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE 95), 1995.
- [Marcetic 10] Marcetic, D. y Adzic, E., "*Improved three-phase current reconstruction for induction motor drives with DC-link shunt*", Industrial Electronics, IEEE Transactions on, vol. 57, no. 7, 2010.
- [Mariethoz 09] Mariethoz, S. y Morari, M., "*Explicit model-predictive control of a PWM inverter with an LCL filter*", Industrial Electronics, IEEE Transactions on, vol. 56, no. 2, 2009.
- [Marino 93] Marino, P. y Vasca, F., "*A new nonlinear feedforward compensation for feedback controlled DC-DC converters*", Power Electronics Specialists Conference, 1993. PESC '93 Record., 24th Annual IEEE, 1993.
- [Mattavelli 05] Mattavelli, P., Spiazzi, G. y Tenti, P., "*Predictive digital control of power factor preregulators with input voltage estimation using disturbance observers*", Power Electronics, IEEE Transactions on, vol. 20, no. 1, 2005.
- [Maybeck 79] Maybeck, P. S., *Stochastic models, estimation and control*. Academic Press, New York, 1979.
- [McGee 85] McGee, L. A. y Schmidt, S. F., "*Discovery of the kalman filter as a practical tool for aerospace and industry*", National Aeronautics and Space Administration, Ames Research Center, vol. 86847, 1985.
- [McKelvey 95] McKelvey, T., "*Identification of state-space models from time and frequency data*", PhD thesis, Dept. of Electrical Engineering, Linköping University, Sweden, 1995.
- [Mendoza 06] Mendoza, J., Lopez, R., Morales, D., Lopez, E., Dessante, P., et al., "Minimal loss reconfiguration using genetic algorithms with restricted population and addressed operators: Real application", Power Systems, IEEE Transactions on, vol. 21, no. 2, 2006.

- [Mertens 94] Mertens, A., "Performance analysis of three-phase inverters controlled by synchronous delta-modulation systems", *Industry Applications*, IEEE Transactions on, vol. 30, no. 4, 1994.
- [Miret 04] Miret, J., de Vicuna, L. G., Castilla, M., Cruz, J. y Guerrero, J. M., "*A simple sliding mode control of an active power filter*", *Power Electronics Specialists Conference, 2004. PESC 04. 2004 IEEE 35th Annual*, vol. 2, 2004.
- [Morari 89] Morari, M. y Zafiriou, E., "*Robust process control*", Prentice Hall, Englewood Cliffs, N.J., 1989.
- [Moreira 92] Moreira, J. C., Hung, K. T., Lipo, T. A. y Lorenz, R. D., "*A simple and robust adaptive controller for detuning correction in field-oriented induction machines*", *Industry Applications*, IEEE Transactions on, vol. 28, no. 6, 1992.
- [Moreno 07] Moreno, V. M., Liserre, M., Pigazo, A. y Dell'Aquila, A., "*A comparative analysis of real-time algorithms for power signal decomposition in multiple synchronous reference frames*", *Power Electronics*, IEEE Transactions on, vol. 22, no. 4, 2007.
- [Moreno 09] Moreno, V. M. y Pigazo, A., *Kalman filter: Recent advances and applications*. I-Tech Education and Publishing, Viena, 2009.
- [Mouna 06] Mouna, B. H. y Lassaad, S., "*Speed sensorless indirect stator field oriented control of induction motor based on luenberger observer*", *Industrial Electronics, 2006 IEEE International Symposium on*, vol. 3, 2006.
- [Moynihan 93] Moynihan, J. F., Bolognani, S., Kavanagh, R. C., Egan, M. G. y Murphy, J. M. D., "*Single sensor current control of AC servodrives using digital signal processors*", *Power Electronics and Applications, 1993., Fifth European Conference on*, 1993.
- [Muhando 09] Muhando, E. B., Senjyu, T., Uehara, A., Funabashi, T. y Kim, C. H., "*LQG design for megawatt-class WECS with DFIG based on functional models' fidelity prerequisites*", *Energy Conversion*, IEEE Transactions on, vol. 24, no. 4, 2009.
- [Nandam 90] Nandam, P. K. y Sen, P. C., "A comparative study of a luenberger observer and adaptive observer-based variable structure speed control system using a self-controlled synchronous motor", *Industrial Electronics*, IEEE Transactions on, vol. 37, no. 2, 1990.
- [Nishida 02] Nishida, K., Konishi, Y. y Nakaoka, M., "*Current control implementation with deadbeat algorithm for three-phase current-source active power filter*", *Electric Power Applications*, IEE Proceedings - , vol. 149, no. 4, 2002.
- [Noguchi 98] Noguchi, T., Tomiki, H., Kondo, S. y Takahashi, I., "*Direct power control of PWM converter without power-source voltage sensors*", *Industry Applications*, IEEE Transactions on, vol. 34, no. 3, 1998.
- [Ogata 95] Ogata, K., *Discrete-time control systems*. Prentice-Hall International, London, 1995.
- [Ohnishi 91] Ohnishi, T., "*Three phase PWM converter/inverter by means of instantaneous active and reactive power control*", *Industrial Electronics, Control and Instrumentation, 1991. Proceedings. IECON '91., 1991 International Conference on*, 1991.

- [Ottersten 02] Ottersten, R. y Svensson, J., "*Vector current controlled voltage source converter-deadbeat control and saturation strategies*", Power Electronics, IEEE Transactions on, vol. 17, no. 2, 2002.
- [Ottersten 03] Ottersten, R., "*On control of back-to-back converters and sensorless induction machine drives*", PhD thesis, Chalmers University of Technology, Sweden, 2003.
- [Overschee 94] Overschee, P. V. y Moor, B. D., "N4SID: Subspace algorithms for the identification of combined deterministic-stochastic systems", Automatica, vol. 30, no. 1, 1994.
- [Park 04] Park, J. H., Zolghadri, M. R., Kimiaghali, B., Homaifar, A. y Lee, F. C., "*LQG controller for asymmetrical half-bridge converter with range winding*", Industrial Electronics, 2004 IEEE International Symposium on, vol. 2, 2004.
- [Passino 98] Passino, K. M. y Yurkovich, S., *Fuzzy control*. Addison-Wesley, Menlo Park, Calif., 1998.
- [Peltoniemi 09] Peltoniemi, P., Nuutinen, P., Niemela, M. y Pyrhonen, J., "*LQG-based voltage control of the single-phase inverter for noisy environment*", Power Electronics and Applications, 2009. EPE '09. 13th European Conference on, 2009.
- [Petruzzello 90] Petruzzello, F., Joos, G. y Ziogas, P. D., "*Some implementation aspects of line current reconstruction in three phase PWM inverters*", Industrial Electronics Society, 1990. IECON '90., 16th Annual Conference of IEEE, 1990.
- [Pou 02] Pou, J., "*Modulation and control of three-phase PWM multilevel converter*", PhD thesis, Universitat Politècnica de Catalunya, 2002.
- [Price 82] Price, M. G. y Cook, G., "*Identification/Observation using an extended luenberger observer*", Industrial Electronics, IEEE Transactions on, vol. IE-29, no. 4, 1982.
- [Proca 02] Proca, A. B. y Keyhani, A., "*Identification of variable frequency induction motor models from operating data*", Energy conversion, IEEE Transactions on, vol. 17, no. 1, 2002.
- [Queiroz 09] Queiroz, L. M. O. y Lyra, C., "Adaptive hybrid genetic algorithm for technical loss reduction in distribution networks under variable demands", Power Systems, IEEE Transactions on, vol. 24, no. 1, 2009.
- [Rim 94] Rim, C. T., Choi, N. S., Cho, G. C. y Cho, G. H., "*A complete DC and AC analysis of three-phase controlled-current PWM rectifier using circuit D-Q transformation*", Power Electronics, IEEE Transactions on, vol. 9, no. 4, 1994.
- [Rodriguez 08] Rodriguez, F. J., Bueno, E., Aredes, M., Rolim, L. G. B., Neves, F. A. S., *et al.*, "*Discrete-time implementation of second order generalized integrators for grid converters*", Industrial Electronics, 2008. IECON 2008. 34th Annual Conference of IEEE, 2008.
- [Rodriguez 07] Rodriguez, J., Pontt, J., Silva, C. A., Correa, P., Lezana, P., *et al.*, "*Predictive current control of a voltage source inverter*", Industrial Electronics, IEEE Transactions on, vol. 54, no. 1, 2007.
- [Rodriguez 05a] Rodriguez, J. R., Dixon, J. W., Espinoza, J. R., Pontt, J. y Lezana, P., "*PWM regenerative rectifiers: State of the art*", Industrial Electronics, IEEE Transactions on, vol. 52, no. 1, 2005.
- [Rodriguez 06] Rodriguez, P., Luna, A., Ciobotaru, M., Teodorescu, R. y Blaabjerg, F., "*Advanced grid synchronization system for power converters under unbalanced and distorted operating conditions*", IEEE Industrial Electronics, IECON 2006 - 32nd Annual Conference on, 2006.

- [Rodríguez 05b] Rodríguez, P., "*Aportaciones a los acondicionadores activos de corriente en derivación para redes trifásicas de cuatro hilos*", PhD thesis, Universitat Politècnica de Catalunya, 2005.
- [Roncero-Sanchez 09a] Roncero-Sanchez, P., Acha, E., Ortega-Calderon, J. E., Feliu, V. y García-Cerrada, A., "*A versatile control scheme for a dynamic voltage restorer for power-quality improvement*", Power Delivery, IEEE Transactions on, vol. 24, no. 1, 2009.
- [Roncero-Sánchez 09b] Roncero-Sánchez, P., Feliu-Battle, V. y García-Cerrada, A., "*Design and comparison of state-feedback and predictive-integral current controllers for active- and reactive-power control in renewable energy systems*", Control Engineering Practice, vol. 17, no. 2, 2009.
- [Ross 05] Ross, S. M., *Introductory statistics*. Academic Press, Inc, Orlando, FL, USA, 2005.
- [Rowan 91] Rowan, T. M., Kerkman, R. J. y Leggate, D., "*A simple on-line adaption for indirect field orientation of an induction machine*", Industry Applications, IEEE Transactions on, vol. 27, no. 4, 1991.
- [Saccomando 01] Saccomando, G. y Svensson, J., "*Transient operation of grid-connected voltage source converter under unbalanced voltage conditions*", Industry Applications Conference, 2001. Thirty-Sixth IAS Annual Meeting. Conference Record of the 2001 IEEE, vol. 4, 2001.
- [Safaei 11] Safaei, A., Yazdani, D., Bakhshai, A. y Jain, P., "*Three-phase harmonic detection methods for grid-connected converters*", Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), 2011 Twenty-Sixth Annual IEEE, 2011.
- [Safonov 77] Safonov, M. y Athans, M., "*Gain and phase margin for multiloop LQG regulators*", Automatic Control, IEEE Transactions on, vol. 22, no. 2, 1977.
- [Salvatore 10] Salvatore, N., Caponio, A., Neri, F., Stasi, S. y Cascella, G. L., "*Optimization of delayed-state kalman-filter-based algorithm via differential evolution for sensorless control of induction motors*", Industrial Electronics, IEEE Transactions on, vol. 57, no. 1, 2010.
- [Sarinana 00] Sarinana, A., Bacha, S. y Bornard, G., "*On nonlinear observers applied to three-phase voltage source converters*", Power Electronics Specialists Conference, 2000. PESC 00. 2000 IEEE 31st Annual, vol. 3, 2000.
- [Saritha 07] Saritha, B. y Janakiraman, P. A., "*An observer for three-phase current estimation using nonuniform current samples*", Power Electronics, IEEE Transactions on, vol. 22, no. 2, 2007.
- [Sato 98] Sato, Y., Ishizuka, T., Nezu, K. y Kataoka, T., "*A new control strategy for voltage-type PWM rectifiers to realize zero steady-state control error in input current*", Industry Applications, IEEE Transactions on, vol. 34, no. 3, 1998.
- [Shi 05] Shi, K. L. y Hui Li, "*Optimized PWM strategy based on genetic algorithms*", Industrial Electronics, IEEE Transactions on, vol. 52, no. 5, 2005.
- [Simon 01] Simon, D., "*Kalman filtering*", Embedded Systems Programming, vol. 14, no. 6, 2001.
- [Simon 06] Simon, D., Optimal state estimation : Kalman, H [infinity] and nonlinear approaches. Wiley-Interscience, Hoboken, N.J., 2006.
- [Skogestad 05] Skogestad, S. y Postlethwaite, I., *Multivariable feedback control analysis and design*. John Wiley & Sons, Chichester etc., 2005.

- [Soltani 03] Soltani, J. y Abootorabi Zarchi, H., "Robust optimal speed tracking control of a current sensorless synchronous reluctance motor drive using a new sliding mode controller", Power Electronics and Drive Systems, 2003. PEDS 2003. The Fifth International Conference on, vol. 1, 2003.
- [Song 00] Song, J., Lee, K. B., Song, J. H., Choy, I. y Kim, K. B., "Sensorless vector control of induction motor using a novel reduced-order extended luenberger observer", Industry Applications Conference, 2000. Conference Record of the 2000 IEEE, vol. 3, 2000.
- [Sorenson 70] Sorenson, H. W., "Least-squares estimation: From gauss to kalman", IEEE Spectrum, vol. 7, 1970.
- [Speyer 08] Speyer, J. L. y Chung, W. H., *Stochastic processes, estimation, and control*. Society for Industrial and Applied Mathematics, Philadelphia, 2008.
- [Sugimoto 87] Sugimoto, H. y Tamai, S., "Secondary resistance identification of an induction-motor applied model reference adaptive system and its characteristics", Industry Applications, IEEE Transactions on, vol. 23, no. 2, 1987.
- [Svensson 96] Svensson, J., "Simulation of power angle controlled voltage source converter using a linear quadratic method in a wind energy application", Computers in Power Electronics, 1996, IEEE Workshop on, 1996.
- [Svensson 07] Svensson, J., Bongiorno, M. y Sannino, A., "Practical implementation of delayed signal cancellation method for phase-sequence separation", Power Delivery, IEEE Transactions on, vol. 22, no. 1, 2007.
- [Takagi 85] Takagi, T. y Sugeno, M., "Fuzzy identification of systems and its applications to modeling and control", IEEE transactions on systems, man, and cybernetics, vol. 15, no. 1, 1985.
- [Takeshita 92] Takeshita, T. y Matsui, N., "DSP-based current control of three-phase AC/DC PWM converter with model reference adaptive identifier", Power Electronics Specialists Conference, 1992. PESC '92 Record., 23rd Annual IEEE, 1992.
- [Teixeira 08] Teixeira, B., "Kalman filters [ask the experts]", Control Systems Magazine, IEEE, vol. 28, no. 2, 2008.
- [Telford 03] Telford, D., Dunnigan, M. W. y Williams, B. W., "Online identification of induction machine electrical parameters for vector control loop tuning", Industrial Electronics, IEEE Transactions on, vol. 50, no. 2, 2003.
- [Teodorescu 06] Teodorescu, R., Blaabjerg, F., Liserre, M. y Loh, P. C., "Proportional-resonant controllers and filters for grid-connected voltage-source converters", Electric Power Applications, IEE Proceedings -, vol. 153, no. 5, 2006.
- [Thoegersen 95] Thoegersen, P., Jaeger, U., Jensen, J. W. y Nielsen, S. E., "Fremgangsmade til maling af fasestrom i vekselretter", EC PATENT: 9500076, 1995.
- [Toliyat 03] Toliyat, H. A., Levi, E. y Raina, M., "A review of RFO induction motor parameter estimation techniques", Energy conversion, IEEE Transactions on, vol. 18, no. 2, 2003.

- [Tsuji 77] Tsuji, S., Ueda, R., Takata, S. y Takata, H., "*Second-order observer for nonlinear systems from discrete noiseless measurements*", Automatic Control, IEEE Transactions on, vol. 22, no. 1, 1977.
- [Twining 03] Twining, E. y Holmes, D. G., "*Grid current regulation of a three-phase voltage source inverter with an LCL input filter*", Power Electronics, IEEE Transactions on, vol. 18, no. 3, 2003.
- [Tzou 95] Tzou, Y. Y., "*Fuzzy-tuning current-vector control of a 3-phase PWM inverter*", Power Electronics Specialists Conference, 1995. PESC '95 Record., 26th Annual IEEE, vol. 1, 1995.
- [Ueda 75] Ueda, R., Takata, H., Nakagaki, S. y Takata, S., "*On the estimation of transient state of power system by discrete nonlinear observer*", Power Apparatus and Systems, IEEE Transactions on, vol. 94, no. 6, 1975.
- [Uhrin 96] Uhrin, R. y Profumo, F., "*Complete state feedback control of quasi direct AC/AC converter*", Industry Applications Conference, 1996. Thirty-First IAS Annual Meeting, IAS '96., Conference Record of the 1996 IEEE, vol. 2, 1996.
- [Utkin 77] Utkin, V., "*Variable structure systems with sliding modes*", Automatic Control, IEEE Transactions on, vol. 22, no. 2, 1977.
- [Vaccaro 95] Vaccaro, R. J., *Digital control a state-space approach*. McGraw-Hill, New York, USA, 1995.
- [Valdivia 09] Valdivia, V., Barrado, A., Lazaro, A., Zumel, P., Raga, C., et al., "Simple modeling and identification procedures for "Black-box" behavioral modeling of power converters based on transient response analysis", Power Electronics, IEEE Transactions on, vol. 24, no. 12, 2009.
- [Valdivia 11] Valdivia, V., Lazaro, A., Barrado, A., Zumel, P., Fernandez, C., et al., "Impedance identification procedure of three-phase balanced voltage source inverters based on transient response measurements", Power Electronics, IEEE Transactions on, vol. PP, no. 99, 2011.
- [Van Overschee 98] Van Overschee, P., De Moor, B., Abdelghani, M. y Verhaegen, M. y., "*Comparison study of subspace identification methods applied to flexible structures*", Mechanical Systems and Signal Processing, vol. 12, no. 5, 1998.
- [Vas 98] Vas, P., *Sensorless vector and direct torque control*. Oxford University Press, Oxford, New York, 1998.
- [Velez-Reyes 89] Velez-Reyes, M., Minami, K. y Verghese, G. C., "*Recursive speed and parameter estimation for induction machines*", Industry Applications Society Annual Meeting, 1989., Conference Record of the 1989 IEEE, 1989.
- [Verhaegen 94] Verhaegen, M., "Identification of the deterministic part of MIMO state space models given in innovations form from input-output data", Automatica, vol. 30, no. 1, 1994.
- [Viet 05] Viet, L. H., Buchner, P., Muller, V. y Ian, P. N., "*Deadbeat current controller of front-end converter with state observer-based predictor*", Power Electronics and Drives Systems, 2005. PEDS 2005. International Conference on, vol. 2, 2005.
- [Vlachos 97] Vlachos, C., Evans, J. T. y Williams, D., "*PI controller tuning for multivariable processes using genetic algorithms*", Genetic Algorithms in Engineering Systems: Innovations and

- Applications, 1997. GALEZIA 97. Second International Conference On (Conf. Publ. No. 446), 1997.
- [Vukosavic 01] Vukosavic, S. N. y Stankovic, A. M., "Sensorless induction motor drive with a single DC-link current sensor and instantaneous active and reactive power feedback", *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 48, no. 1, 2001.
- [Wang 05] Wang, K., Chiasson, J., Bodson, M. y Tolbert, L. M., "*A nonlinear least-squares approach for identification of the induction motor parameters*", *Automatic Control, IEEE Transactions on*, vol. 50, no. 10, 2005.
- [Wang 92] Wang, P. y Kwok, D. P., "*Optimal fuzzy PID control based on genetic algorithm*", *Industrial Electronics, Control, Instrumentation, and Automation, 1992. Power Electronics and Motion Control, Proceedings of the 1992 International Conference on*, 1992.
- [Whitley 94] Whitley, D., "*A genetic algorithm tutorial*", *Statistics and Computing*, vol. 4, no. 2, 1994.
- [Wipasuramonton 06] Wipasuramonton, P., Zhu, Z. Q. y Howe, D., "*Predictive current control with current-error correction for PM brushless AC drives*", *Industry Applications, IEEE Transactions on*, vol. 42, no. 4, 2006.
- [Wu 06] Wu, E. y Lehn, P. W., "*Digital current control of a voltage source converter with active damping of LCL resonance*", *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 21, no. 5, 2006.
- [Xu 04] Xu, J., Wang, F., Xie, S., Xu, J. y Feng, J., "*A new control method for permanent magnet synchronous machines with observer*", *Power Electronics Specialists Conference, 2004. PESC 04. 2004 IEEE 35th Annual*, vol. 2, 2004.
- [Yacoubi 05] Yacoubi, L., Al-Haddad, K., Dessaint, L. -. y Fnaiech, F., "A DSP-based implementation of a nonlinear model reference adaptive control for a three-phase three-level NPC boost rectifier prototype", *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 20, no. 5, 2005.
- [Yacoubi 06] Yacoubi, L., Al-Haddad, K., Dessaint, L. -. y Fnaiech, F., "*Linear and nonlinear control techniques for a three-phase three-level NPC boost rectifier*", *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 53, no. 6, 2006.
- [Ying 06] Ying, L. y Ertugrul, N., "*An observer-based three-phase current reconstruction using DC link measurement in PMAC motors*", *Power Electronics and Motion Control Conference, 2006. IPEMC 2006. CES/IEEE 5th International*, vol. 1, 2006.
- [Yuan 02] Yuan, X., Merk, W., Stemmler, H. y Allmeling, J., "Stationary-frame generalized integrators for current control of active power filters with zero steady-state error for current harmonics", *Industry Applications, IEEE Transactions on*, vol. 38, no. 2, 2002.
- [Zadeh 10] Zadeh, R. A., Ghosh, A. y Ledwich, G., "*Combination of kalman filter and least-error square techniques in power system*", *Power Delivery, IEEE Transactions on*, vol. 25, no. 4, 2010.
- [Zai 92] Zai, L. C., DeMarco, C. L. y Lipo, T. A., "*An extended kalman filter approach to rotor time constant measurement in PWM induction motor drives*", *Industry Applications, IEEE Transactions on*, vol. 28, no. 1, 1992.
- [Zamora 97] Zamora, J. L., "*Estimación en tiempo real de parámetros y variables de estado en un motor de inducción*", Tesis doctoral. Universidad Pontificia Comillas. Madrid, 1997.

- [Zamora 00] Zamora, J. L. y García-Cerrada, A., "*Online estimation of the stator parameters in an induction motor using only voltage and current measurements*", Industry Applications, IEEE Transactions on, vol. 36, no. 3, 2000.
- [Zeng 08] Zeng, Q. y Chang, L., "An advanced SVPWM-based predictive current controller for three-phase inverters in distributed generation systems", Industrial Electronics, IEEE Transactions on, vol. 55, no. 3, 2008.
- [Zhang 99] Zhang, F., *Matrix theory basic results and techniques*. Springer, New York, 1999.
- [Zhou 03] Zhou, K. y Wang, D., "*Digital repetitive controlled three-phase PWM rectifier*", Power Electronics, IEEE Transactions on, vol. 18, no. 1, 2003.
- [Zhou 00] Zhou, Y. S. y Lai, L. Y., "*Optimal design for fuzzy controllers by genetic algorithms*", Industry Applications, IEEE Transactions on, vol. 36, no. 1, 2000.
- [Zhu 01] Zhu, Y., Multivariable system identification for process control. Pergamon, Amsterdam, 2001.
- [Ziogas 81] Ziogas, P. D., "*The delta modulation technique in static PWM inverters*", Industry Applications, IEEE Transactions on, vol. 17, no. 2, 1981.
- [Zmood 01] Zmood, D. N., Holmes, D. G. y Bode, G. H., "*Frequency-domain analysis of three-phase linear current regulators*", Industry Applications, IEEE Transactions on, vol. 37, no. 2, 2001.
- [Zmood 03] Zmood, D. N. y Holmes, D. G., "*Stationary frame current regulation of PWM inverters with zero steady-state error*", Power Electronics, IEEE Transactions on, vol. 18, no. 3, 2003.