

**UNIVERSIDAD DE ALCALÁ**  
**Escuela Politécnica Superior**  
DEPARTAMENTO DE ELECTRÓNICA



**OPTIMIZACIÓN DEL COMPORTAMIENTO DE  
UN CONVERTIDOR DE TRES NIVELES NPC  
CONECTADO A LA RED ELÉCTRICA**

**TESIS DOCTORAL**

Emilio José Bueno Peña

2005

9302161



T  
62-05  
UAH  
BVE  
Sala

Universidad de Alcalá  
Escuela Politécnica Superior  
Departamento de Electrónica



UNIVERSIDAD DE ALCALÁ REGISTRO GENERAL SECCIÓN II	
08 MAR. 2005	
ENTRADA	SALIDA
Nº 4332	Nº .....

# OPTIMIZACIÓN DEL COMPORTAMIENTO DE UN CONVERTIDOR DE TRES NIVELES NPC CONECTADO A LA RED ELÉCTRICA

Autor: Emilio José Bueno Peña

Directores: Dr. Francisco Javier Rodríguez Sánchez  
Dr. Felipe Espinosa Zapata

2005

Tesis doctoral



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

Dr. Felipe Espinosa Zapata, Profesor Titular de la Universidad de Alcalá

INFORMAN:

Que la Tesis Doctoral titulada "Optimización del comportamiento de un convertidor de tres niveles NPC conectado a la red eléctrica", presentada por D. Emilio José Bueno Peña, 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 22 de Febrero de 2005.



Fdo.: Francisco Javier Rodríguez Sánchez Fdo.: Felipe Espinosa Zapata.

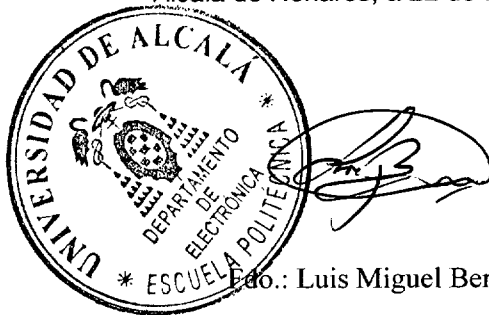


Dr. Luis Miguel Bergasa Pascual, Director del Departamento de Electrónica de la Universidad de Alcalá,

INFORMA:

Que la Tesis Doctoral titulada "Optimización del comportamiento de un convertidor de tres niveles NPC conectado a la red eléctrica", presentada por D. Emilio José Bueno Peña, y dirigida por el Dr. Francisco Javier Rodríguez Sánchez y el Dr. Felipe Espinosa Zapata, cumple con todos los requisitos científicos y metodológicos para ser defendida ante un Tribunal.

Alcalá de Henares, a 22 de Febrero de 2005.



Edo.: Luis Miguel Bergasa Pascual.



## Resumen

Esta Tesis se centra en el campo de la distribución de la energía eléctrica, el objetivo es optimizar el comportamiento de los VSCs ('Voltage Source Converters') cuando se emplean como interfaz entre la red eléctrica y sistemas de generación de electricidad, para entregar o demandar energía a la red con la mejor calidad posible. Por un lado, se propone el diseño de convertidores más robustos, especialmente, frente a perturbaciones de la red eléctrica; y por otro lado se proponen nuevos algoritmos de control para mejorar el comportamiento del VSC ante posibles perturbaciones del sistema.

A nivel de diseño, en esta Tesis se desarrolla un convertidor 'back-to-back' de tres niveles NPC y se propone el empleo de un filtro LCL para la conexión del convertidor a la red eléctrica. El empleo de este convertidor optimiza el contenido armónico de la corriente que se demanda o se entrega a la red eléctrica, pues el primer grupo de armónicos de las tensiones de línea están centrados alrededor del doble de la frecuencia de conmutación. Por otro lado, el filtro LCL, al ser de tercer orden consigue elevadas atenuaciones de los armónicos debidos a las conmutaciones del convertidor.

Desde el punto de vista del control, la Tesis se centra en el sistema de control del VSC conectado a la red eléctrica. En este contexto se propone un controlador de corriente del VSC con filtro LCL, donde se reduce el número de sensores empleando un observador de estados. También se propone un método de sincronización con la red eléctrica basado en un SPLL ('Software Phase Locked Loop') y se analiza el comportamiento de éste para diferentes configuraciones dentro del sistema de control global. Por último se presenta el controlador de tensión del DC-bus, donde se desarrollan dos ecuaciones lineales para el diseño del controlador y se analiza su estabilidad en función del modo de funcionamiento del VSC conectado a la red eléctrica (rectificador o inversor) y del valor de la capacidad del DC-bus.

Los VSCs se pueden conectar a redes donde se desconoce a priori la impedancia de la red, los componentes que forman el filtro de red pueden sufrir derivas temporales, la red eléctrica puede tener perturbaciones como tensiones desbalanceadas, armónicos, 'dips', etc. En esta Tesis se presentan diferentes algoritmos para identificar y compensar estas anomalías que ocasionan errores e incluso inestabilidades en la respuesta del sistema.

Dentro de esta línea de investigación, se propone un algoritmo para identificar tanto la inductancia como la resistencia de la línea y además se presenta un método para compensar los errores producidos. Respecto al proceso de identificación de las derivas temporales de los componentes del filtro de red, se analiza la respuesta de dos métodos diferentes cuando se añade ruido a las medidas procedentes de los sensores. Se emplea un método directo basado en el modelo del filtro de red y un método estocástico basado en el EKF ('Extended Kalman Filter'), y los resultados de ambos métodos son comparados.

Sobre la compensación de armónicos en las tensiones de la red eléctrica, en esta Tesis se propone un método denominado "feedforward predictivo" que entrega a la red únicamente

corriente del armónico fundamental, con lo que la potencia activa en la red es constante. Por último, para compensar desbalances de tensiones de la red permanentes o transitorios ('dips') se propone el empleo de un controlador de corriente vectorial dual, se realizan ensayos para VSCs con carga pasiva y filtros L o LCL, y convertidores 'back-to-back'.

## Abstract

This Thesis is contextualized in the field of the electric power distribution; its aim is the optimization of VSCs (Voltage Source Converter) behaviour when they are used as interface connected to the grid of electricity generation systems, in order to deliver or to demand energy to the utility grid with the best possible quality. To achieve this objective, on one hand the design of more robust converters is proposed, especially, under the utility grid disturbances; and, the other hand, new control algorithms are presented to improve the VSC behaviour under possible system disturbances.

At the design framework, in this Thesis a back-to-back NPC three-level converter is developed and a LCL-filter is proposed for connecting the converter to the utility grid. The chosen topology optimizes the current harmonic components, as the first harmonic group in the converter output voltages are concentrated around double of the commutation frequency. On the other hand, the LCL-filter, to be a third order one, gets high attenuations at the converter commutation harmonics.

From the point of view of the control algorithms, the Thesis studies the control system of the VSC connected to the grid. In this context, a vectorial current controller for the VSC with LCL-filter is proposed, and the number of sensors is decreased using a state observer. In addition, a grid voltage synchronization method is studied, and its behaviour inside the global control system is analysed for different configurations of the synchronization algorithm. Lastly, a DC-bus voltage controller is presented, where two lineal equations are developed to design it. The stability of the VSC connected to the grid is analysed according to its operation mode (rectifier or inverter), and the DC-bus capacitor value.

Different conditions can disturb the correct functionality of VSCs connected to the grid. They may be connected to grids where the impedance is unknown; grid filter components may suffer temporal drifts; and the grid may experience disturbances such as unbalanced, harmonics, dips, etc. Different algorithms are presented in this Thesis, to identify and to compensate these problems, which cause steady-state errors and even instabilities.

In this context, an algorithm to identify both the grid inductance and resistance is presented, and also a method to compensate the generated errors. In the identification process of temporal drifts of the grid filter components, the response of two different algorithms is analysed, by means of simulations, adding the noise of the current sensor measurements. The used algorithms are: a direct method based on the grid filter model, and a stochastic method based on the EKF ("Extended Kalman Filter").

To achieve the compensation of the grid voltage harmonics, a method called "predictive feedforward" is designed. Therefore, the final system only delivers fundamental harmonic currents to the grid, and consequently the grid active power is constant. Finally, a dual vectorial current controller is used to compensate permanent and transient unbalanced voltages. The proposed current controller has been tested for VSCs connected to the grid through an L-filter and LCL-filter with passive and active load in the DC-bus.



## Agradecimientos

---

Sin duda hay muchas personas que merecen mi más sincera gratitud. En estas líneas quiero destacar a aquellas que han estado más cerca de mí, en el día a día, mientras desarrollaba este trabajo. Si tú eres uno de los amigos anónimos espero que sepas que valoro tu amistad y continuo soporte.

Esta Tesis ha sido desarrollada en el Departamento de Electrónica de la Universidad de Alcalá, y ha estado ubicada dentro del proyecto de investigación “CONDOR” financiado por el Ministerio de Ciencia y Tecnología. Me gustaría agradecer a la dirección del Dpto. de Electrónica todos los medios puestos a mi alcance para realizar este trabajo y al Ministerio de Ciencia y Tecnología por la financiación del proyecto. Dentro del Dpto. de Electrónica, me gustaría agradecer a todos los miembros su colaboración durante estos años, y de manera especial:

A mis dos directores de Tesis, Francisco Javier Rodríguez y Felipe Espinosa. A Francisco J. Rodríguez por embarcarse en la aventura de dirigir y coordinar el proyecto CONDOR a comienzos del año 2002, por la brillante y sabia dirección de éste, y por estar dispuesto a volver a dirigir y coordinar el nuevo proyecto de investigación que será la continuación del proyecto CONDOR. También, por los distintos consejos tanto técnicos como humanos, por el apoyo y confianza en todas las decisiones técnicas y por la concienzuda revisión del documento de la Tesis. A Felipe Espinosa, por todos los consejos sobre controladores, por sus noches de insomnio durante la meticulosa revisión del documento de la Tesis tanto en español como en inglés, por su apoyo constante y porque siempre tiene una sonrisa incluso en los momentos más complicados.

A Santiago Cobreces, por toda la ayuda prestada durante la realización de la Tesis: diseño y programación del “Sistema de Electrónica de Control”, cableado del convertidor, mudanzas de los laboratorios, identificación de variables del filtro, revisión de los distintos documentos de la Tesis, etc. Me gustaría destacar sobremanera su capacidad para conversar tanto a nivel técnico como a nivel humano. Sin duda su interés en la Electrónica de Potencia y su capacidad de aprender fue una motivación adicional para finalizar este trabajo.

Por último, merece también una mención especial Jesús Ureña por ser la persona que me introdujo en el mundo de la Electrónica de Potencia, por su labor de codirección en la primera fase de la Tesis y por su ofrecimiento para hacer una revisión del documento de la Tesis. Sin duda fue mi primer maestro en la Electrónica de Potencia.

Me gustaría aprovechar estas líneas para dar las gracias a Álvaro y Raúl por su ayuda desinteresada en la programación del DSP y la FPGA. Resulta difícil encontrar a personas que colaboren de forma tan desinteresada. También me gustaría destacar en estas líneas a Marta por la ayuda en las distintas traducciones y consejos sobre controladores; a Pedro Revenga por sus brillantes ideas, y por ser capaz de asesorar de cualquier tema y en cualquier momento; a Juan Carlos García por sus consejos sobre el montaje del “Sistema Electrónico de Control”; a Manuel Mazo por la revisión del documento y los ánimos continuos; a Enrique Santiso por colaborar con mi docencia durante mi estancia en Estocolmo; a Óscar Esteban por la sesión fotográfica del convertidor; y a Manolo Esteban por estar siempre ahí cuando le necesitas.

También me gustaría destacar a mis compañeros de cafés, Álvaro, Nacho, Ernesto, Marta, Ana, Raúl, Dani Pizarro, Santi, Garrido, José Luis, Sira, Antonio Bocos, Carlos, Patricio, Alberto, etc., por hacer el esfuerzo de llamarme todos los días a pesar de mis constantes negativas y las prisas.

Fuera del Departamento de Electrónica, me gustaría agradecer al profesor Hans Peter Nee por invitarme, durante la realización de la Tesis, a pasar cuatro meses en la División de Máquinas Eléctricas y Electrónica de Potencia del Departamento de Ingeniería Eléctrica del KTH (Estocolmo – Suecia).

Merece una mención muy especial Félix López, mi “tercer codirector de Tesis”. Me gustaría agradecerle el esmero y la dedicación en el montaje del “CONDOR Converter” y todos los consejos técnicos sobre el dimensionado de los elementos del convertidor. A parte del aspecto técnico, me gustaría agradecer su ayuda desinteresada, sus consejos a nivel humano y los cafés de Daganzo en los que aprovechaba para animarme “a su forma”. Quizás él no lo sepa, pero ha sido la persona que más me ha motivado en los últimos años para seguir en la brecha de la investigación en la Electrónica de Potencia.

A mis padres, Belarmino y Fructuosa, pues sin lugar a dudas llegar hasta aquí no hubiera sido posible sin su ayuda; y a mis hermanos Sergio y Dani y mis hermanas Nieves, Noemí y Rut. Muchísimas gracias por comprender mis largas ausencias, por hacerme partícipe de vuestras vidas y en definitiva por quererme.

A Marta, por haber aguantado estos años a mi lado a pesar de las continuas presiones y de las continuas negativas, por soportar estoicamente la estancia de cuatro meses en las frías tierras suecas, y sobre todo por tratar siempre de poner ilusión y alegría en nuestra vida común. Sin duda ella ha sido la que más ha “sufrido” este trabajo, y la que se merece mi mayor gratitud. Muchas gracias por estar a mi lado. Sólo deseo ser capaz de corresponder todo su amor.

A mi compañera de vida Marta,  
por su soporte, entendimiento y,  
especialmente, por su amor.

A mi padre y a mi madre,  
a mis hermanos Sergio y Dani, y  
a mis hermanas Nieves, Noemí y Rut  
por su cariño.





## 1. Valores base y valores normalizados.

Nombre	Símbolo	Descripción
Potencia base o nominal	$S_n = S_{base}$	
Tensión base o nominal	$U_{base} = E_n$	Tensión eficaz de línea.
Pulsación nominal	$\omega_{base} = \omega_1$	Pulsación fundamental de la red eléctrica. En Europa $\omega_1 = 2\pi 50 \text{ rad/s}$ .
Corriente base	$I_{base} = \frac{S_{base}}{U_{base}} = \sqrt{3} I_n$	$I_{base}$ es la corriente eficaz de línea. $I_n$ es la corriente eficaz de fase.
Impedancia base	$Z_{base} = \frac{U_{base}^2}{S_{base}} = \frac{U_{base}}{I_{base}}$	
Inductancia base	$L_{base} = \frac{Z_{base}}{\omega_{base}}$	
Capacidad base	$C_{base} = \frac{1}{\omega_{base} Z_{base}}$	
Tensión continua base	$u_{DCbase} = \sqrt{2} U_{base}$	
Corriente continua base	$i_{DCbase} = \frac{S_{base}}{u_{DCbase}}$	

Los valores normalizados, por unidad (p.u.), de los parámetros eléctricos se obtienen a partir de las siguientes expresiones:

$$R_{p.u.} = \frac{R_{[\Omega]}}{Z_{base}}; \quad L_{p.u.} = \frac{L_{[H]}}{L_{base}} = \frac{\omega_{base} L_{[H]}}{Z_{base}} = \frac{X_{L[\Omega]}}{Z_{base}}$$

$$C_{p.u.} = \frac{C_{[F]}}{C_{base}} = \omega_{base} C_{[F]} Z_{base} = \frac{Z_{base}}{\frac{1}{\omega_{base} C_{[F]}}} = \frac{Z_{base}}{X_{C[\Omega]}}$$

## 2. Abreviaturas.

Ap.	Apéndice.
Cap.	Capítulo.
ec.	Ecuación.
Fig.	Figura.

## 3. Acrónimos.

DPC	'Direct Power Control' (Control directo de potencia).
DPF	Desplazamiento del factor de potencia.
DSC	'Delayed Signal Cancellation' (Cancelación de señal retardada).
DTC	'Direct Torque Control' (Control directo de par).
HVDC	Transmisión en corriente continua de alta tensión.
MIMO	'Multiple Input Multiple Output' (Sistema de control con múltiples entradas y múltiples salidas).
NPC	'Neutral Point Clamped' (VSC de tres niveles de diodos limitadores).
PCC	'Point Common Connection' (Punto común de conexión).
PF	Factor de potencia.
PLL	'Phase Locked Loop'.
pu	por unidad.
PWM	'Pulse Width Modulation' (Modulación en anchura de pulsos).
SISO	'Single Input Single Output' (Sistema de control con una entrada y una salida).
SP	'Smith Predictor' (Predictor de Smith).
SPLL	'Software Phase Locked Loop'.
SPWM	PWM sinusoidal.
SVPWM	PWM en el espacio vectorial.
THSPWM	PWM sinusoidal con inyección de la secuencia cero.
VDPC	'Voltage Direct Power Control' (Control directo de potencia basado en la tensión de la red).
VFDC	'Virtual Flux Oriented Control' (Control directo de potencia basado en el flujo virtual de la red).
VFOC	'Virtual Flux Oriented Control' (Control orientado con el flujo virtual).
VOC	'Voltage Oriented Control' (Control orientado de tensión).
VSC	'Voltage Source Converter' (Convertidor de fuente de tensión).
VSI	'Voltage Source Inverter' (Inversor de fuente de tensión).
VSR	'Voltage Source Rectifier' (Rectificador de fuente de tensión).

## 4. Símbolos.

$\hat{\phantom{x}}$	Variables estimadas en el caso de las tensiones y corriente; y para los parámetros del convertidor hace referencia al valor nominal o medido de éstos antes de la puesta en marcha del convertidor.
$\sim$	Sobre una variable significa variación de pequeña señal. Delante de una variable significa aproximadamente.
$a$	$e^{-j\frac{2\pi}{3}}$
$\bar{A}$	Matriz-vector de transición de los estados de un sistema expresado en variables de estado en

	el espacio continuo.
$\bar{B}$	Matriz-vector de transición de las entradas de un sistema expresado en variables de estado en el espacio continuo.
$C$	Matriz de transición de las salidas de un sistema expresado en variables de estado.
$C'(z)$	Controlador discreto para la función de transferencia $T'(z)$ .
$C'_{sp}(z)$	Controlador $C'(z)$ con predictor de Smith.
$conj( )$	Complejo conjugado.
$C_{DC}$	Capacidad de los condensadores del DC-bus.
$C_{DC2}$ o $C_P$	Capacidad del banco superior de condensadores de los VSC's de tres niveles NPC.
$C_{DC1}$ o $C_N$	Capacidad del banco inferior de condensadores de los VSC's de tres niveles NPC.
$C_o$	Capacidad de los condensadores de cada fase del filtro LCL.
$D$	Matriz de realimentación de un sistema expresado en variables de estado.
$e$	Tensión de la red eléctrica.
$\bar{e}_g, e_g$	Vector y módulo de la tensión de la red eléctrica en los ejes $dq$ .
$\bar{e}_{\alpha\beta}, e_{\alpha\beta}$	Vector y módulo de la tensión de la red eléctrica en los ejes $\alpha\beta$ .
$\bar{e}_S$	Vector que representa la tensión de la red eléctrica medida en circuito abierto.
$\bar{G}$	Matriz – vector discreto de $A$ .
$\bar{H}$	Matriz – vector discreto de $B$ .
$h$	Orden del armónico.
$I$	Matriz identidad.
$\bar{i}_1, i_1$	En el filtro LCL, el vector y módulo de la corriente del convertidor en los ejes $dq$ .
$\bar{i}_2, i_2$	En el filtro LCL, el vector y módulo de la corriente de la red eléctrica en los ejes $dq$ .
$\bar{i}_g, i_g$	Vector y módulo de la corriente de la red eléctrica en los ejes $dq$ .
$i_{DC1}$	Corriente del DC-bus del VSC conectado a la red eléctrica.
$i_{DC2}$	Corriente del DC-bus de la carga.
$i_{PHASEm}$	Corriente de pico de la fase del convertidor.
$i_{NP}$	Corriente por la línea NP de los VSC's de tres niveles NPC.
$\bar{i}_{smith}$	Corriente de salida del predictor de Smith expresada en los ejes $dq$ y que se usa para compensar el retardo computacional.
$j$	Número imaginario: $\sqrt{-1}$ .
$(k)$	Variable discreta.
$K_{AW}$	Ganancia 'antiwindup' del controlador de corriente.
$K_{AWDC}$	Ganancia 'antiwindup' del controlador del DC-bus.
$\bar{k}_e$	Matriz – vector de la ganancia del observador de estados.
$K_p$	Ganancia proporcional del controlador de corriente.
$K_{pPLL}$	Ganancia proporcional del controlador del PLL.
$K_{pDC}$	Ganancia proporcional del controlador del DC-bus.
$L_1$	En el filtro L, inductancia de cada fase. En el filtro LCL, la inductancia de cada fase del lado del convertidor.
$L_2$	En el filtro LCL, la inductancia de cada fase del lado de la red eléctrica.
$L_{SC}$ o $L_g$	Inductancia de cortocircuito de la red eléctrica en cada fase.
$\bar{m}$	Matriz – vector de las entradas del sistema expresado en variables de estado.

$m_a$	Índice de modulación de amplitud.
$m_f$	Índice de modulación de frecuencia.
$P_g$	Potencia activa de la red eléctrica.
$Q_g$	Potencia reactiva de la red eléctrica.
$s$	Operador de Laplace.
$R_l$	En el filtro L, resistencia de la inductancia del filtro. En el filtro LCL, la resistencia de la inductancia del lado del convertidor.
$R_2$	En el filtro LCL, la resistencia de la inductancia del lado de la red eléctrica.
$R_a$	Resistencia activa.
$R_d$	Resistencia ‘damping’ para amortiguar los efectos de la frecuencia de oscilación del filtro LCL.
$R_L$	Resistencia de carga.
$R_{SC}$ o $R_g$	Resistencia equivalente de la inductancia de cortocircuito de la red eléctrica.
$\bar{S}_g$	Potencia aparente de la red eléctrica.
$\bar{T}$	Función de transferencia vectorial.
$\bar{T}'$	Función de transferencia vectorial eliminando los acoplamientos cruzados. Si la eliminación es ideal entonces la función de transferencia pasa a ser escalar: $T'$ .
$T'_{delay}$	Función de transferencia escalar incluyendo el retardo computacional.
$\bar{T}'_{R_a}$	Función de transferencia $\bar{T}'$ con resistencia activa.
$T'_{tot}$	Función de transferencia en lazo cerrado, formada por la $T'(z)$ y el controlador $C'(z)$ .
$T'_{tot R_a}$	Función de transferencia en lazo cerrado con resistencia activa.
$T_S$	Período de muestreo.
$\bar{u}, u$	Salida de tensión del convertidor.
$u^r$	Salida de tensión del controlador limitada.
$\bar{u}_C, u_C$	En el filtro LCL, el vector y módulo de la tensión en los condensadores en los ejes $dq$ .
$u_{DC}$	Tensión del DC-bus.
$V_{PN}$	Tensión del DC-bus.
$V_{dip}$	Magnitud de un ‘dip’ de tensión.
$W$	$u_{DC}^2$
$\bar{x}$	Matriz – vector de los estados de un sistema expresado en variables de estado.
$\bar{y}$	Matriz – vector de las salidas de un sistema expresado en variables de estado.
$Z$	Transformada ZOH.
$z$	$e^{sT_s}$
$\bar{\Gamma}_{LCL}$	Matriz – vector de transición de las entradas del sistema en lazo cerrado del filtro LCL.
$\bar{\Phi}_{LCL}$	Matriz – vector de transición de los estados del sistema en lazo cerrado del filtro LCL.
$\alpha_{DC}$	Ubicación del cero del controlador del DC-bus en el plano discreto.
$\alpha_{PLL}$	Ubicación del cero del controlador del PLL en el plano discreto.
$\theta_1$	Fase de la tensión de la red eléctrica con sólo el armónico fundamental.
$\lambda$	Autovalores.
$\zeta$	Factor de amortiguamiento.

$\omega_l$	Pulsación fundamental de la tensión de la red eléctrica.
$\omega_n$	Pulsación natural.
$\omega_0$	Pulsación de resonancia del filtro LCL.
$\omega_{SW}$	Pulsación de conmutación.

## 5. Subíndices.

$()$	Orden de armónico.
$g$	Red eléctrica.
$k$	Fase del convertidor, puede ser $a$ , $b$ o $c$ .
$m$	Amplitud de las señales (valor de pico).
max	Valor máximo de una variable.
$n$	Secuencia negativa.
$p$	Secuencia positiva.
$rms$	Valor eficaz.
$S$	Muestreo.
$SW$	Conmutación.

## 6. Superíndices

*	Consigna.
r	Valor limitado.



# Índice

---

<b>Resumen</b> .....	i
<b>Abstract</b> .....	iii
<b>Agradecimientos</b> .....	v
<b>Glosario</b> .....	ix
1. Valores base y valores normalizados. ....	ix
2. Abreviaturas. ....	x
3. Acrónimos. ....	x
4. Símbolos. ....	x
5. Subíndices. ....	xiii
6. Superíndices. ....	xiii
<b>Índice</b> .....	xv
<b>1. Introducción</b> .....	1
1.1. Convertidores multinivel aplicados a la energía eólica. ....	4
1.2. VSCs conectados como interfaz entre la red y nuevos sistemas de generación eléctrica.....	5
1.2.1. Efectos de los ‘dips’ sobre los VSCs conectados a la red eléctrica. Elementos de protección y de compensación. ....	6
1.2.2. Repaso de nuevas normativas. ....	8
1.3. Contexto de desarrollo de la Tesis.....	10
1.4. Estructura de la Tesis.....	12
1.5. Publicaciones realizadas sobre la temática de la Tesis.....	13
1.6. Convenios adoptados en el desarrollo de la Tesis. ....	15
<b>2. Revisión de conocimientos y objetivos de la Tesis</b> .....	17
2.1. Revisión de conocimientos sobre convertidores multinivel. ....	17
2.1.1. Convertidor multinivel de diodos limitadores (‘Diode Clamped Converters’). ....	18
2.1.2. Convertidor multinivel de condensadores limitadores (‘Flying-Clamped Converters’) .....	20

2.1.3. Convertidor multinivel de inversores de puente en H de dos niveles conectados en cascada ('Cascaded full-bridges Converters').....	21
2.1.4. Comparación de las distintas topologías. ....	21
2.2. Revisión de conocimientos del sistema de control de VSCs conectados a la red eléctrica. .	23
2.2.1. Sistema de control de VSCs conectados a la red eléctrica. ....	24
2.2.2. Modificaciones del controlador debidas al uso de un filtro LCL en el lado AC del convertidor. ....	27
2.3. Control del convertidor con perturbaciones en el sistema. ....	29
2.3.1. Armónicos en las tensiones de la red eléctrica. ....	29
2.3.1.1. Controladores con múltiples ejes de referencia rotatorios ( $dq$ ). ....	30
2.3.1.2. Controladores con múltiples ejes de referencia estacionarios ( $\alpha\beta$ ). ....	31
2.3.2. Tensiones desbalanceadas en la red eléctrica. ....	31
2.3.3. Identificación de la impedancia de línea y de las variaciones temporales de los componentes del filtro de red. ....	32
2.4. Descripción de los objetivos de la Tesis. ....	32
2.4.1. Diseño de un convertidor 'back-to-back' de tres niveles NPC. ....	33
2.4.2. Sistema de control del VSC conectado a la red eléctrica. ....	34
2.4.3. Optimización del comportamiento del VSC conectado a la red eléctrica ante perturbaciones. ....	35
2.4.4. Conclusiones de los objetivos. ....	36
<b>3. Propuesta e implementación del convertidor</b> .....	<b>37</b>
3.1. Descripción del "CONDOR Converter" .....	39
3.1.1. Descripción del "Sistema de Electrónica de Potencia". ....	39
3.1.1.1. Características técnicas del convertidor. ....	40
3.1.1.2. Características de las inductancias empleadas. ....	42
3.1.1.3. Sensores. ....	42
3.1.2. Descripción del "Sistema de Electrónica de Control". ....	44
3.1.2.1. Generación PWM. ....	46
3.1.2.2. Relación y sincronización de los períodos de conmutación y muestreo. ....	48
3.1.2.3. Señales del convertidor que requiere el sistema de control. ....	49
3.1.2.3.1. Señales de excitación de los IGBT's. ....	49
3.1.2.3.2. Señales de salida de los 'drivers' de los IGBT's. ....	50
3.1.2.3.3. Adquisición de las señales analógicas. ....	50
3.1.3. Conclusiones sobre el desarrollo del "CONDOR Converter" .....	51
3.2. Limitaciones ante 'dips' en las tensiones de la red eléctrica. ....	52
3.3. Filtro de red. ....	56
3.3.1. Estudio comparativo de los filtros L y LCL. ....	58
3.3.2. Limitaciones del filtro LCL. ....	62
3.3.3. Diseño de los filtros de red. ....	63
3.3.4. Ajustes de los componentes del filtro para el "CONDOR Converter" .....	64
3.4. Cálculo de los condensadores del DC-bus. ....	65
3.4.1. Cálculo de $i_{NP}$ con SVPWM. ....	67
3.4.1.1. Control del potencial en NP a partir de SVPWM. ....	68
3.4.2. Cálculo de $i_{NP}$ con SPWM. ....	68
3.4.2.1. Control del potencial en NP a partir de SPWM. ....	69



3.4.3. Cálculo de los condensadores del DC-bus .....	70
3.4.3.1. Para un VSC NPC .....	71
3.4.3.2. Para un convertidor ‘back-to-back’ .....	73
3.4.4. Simulaciones de modelos de gran señal .....	74
3.5. Conclusiones. ....	76
<b>4. Contribución al sistema de control de los VSCs conectados a la red eléctrica .....</b>	<b>79</b>
4.1. Control vectorial de corriente con filtro de red LCL .....	81
4.1.1. Diseño del controlador. ....	83
4.1.2. Respuesta en frecuencia y temporal del controlador .....	87
4.1.3. Análisis de la estabilidad en función de las constantes del controlador .....	88
4.1.4. Robustez del sistema controlado. ....	90
4.2. SPLL (‘Software Phase Locked Loop’) para control orientado de flujo de VSCs conectados a la red eléctrica .....	91
4.2.1. Estructura del SPLL. ....	93
4.2.1.1. Modelo continuo linealizado del SPLL .....	94
4.2.2. Ajuste de las constantes del SPLL. ....	95
4.2.2.1. Especificaciones del comportamiento en lazo cerrado .....	96
4.2.2.2. Ajuste de las constantes del modelo discreto linealizado del SPLL. ....	96
4.2.3. Comportamiento del SPLL con perturbaciones en las tensiones de la red .....	98
4.2.4. Comportamiento de un VSC conectado a la red eléctrica con un SPLL .....	101
4.3. Control de la tensión del DC-bus. ....	104
4.3.1. Modelo del DC-bus. ....	105
4.3.1.1. Modelo 1 basado en el balance de potencias del DC-bus. ....	106
4.3.1.2. Modelo 2 basado en la energía almacenado en el condensador del DC-bus .....	106
4.3.1.3. Estabilidad de los modelos del DC-bus en función de los valores de $R_L$ y $C_{DC}$ . ....	107
4.3.1.4. Modelos del DC-bus para desarrollar los controladores. ....	109
4.3.2. Diseño del controlador de la tensión del DC-bus usando como variable de control la corriente del condensador. ....	112
4.3.3. Diseño del controlador de la tensión del DC-bus usando como variable de control la energía del condensador .....	115
4.3.4. Análisis de la estabilidad cuando el VSC conectado a la red eléctrica trabaja en modo regenerativo .....	116
4.3.5. Propuesta de realización práctica de los controladores de $u_{DC}$ .....	118
4.3.6. Resultados de simulaciones .....	118
4.4. Consideraciones prácticas para la implementación del sistema de control. ....	122
4.4.1. Desplazamiento de la consigna del generador PWM. ....	122
4.4.2. Control de potencia de la red eléctrica .....	123
4.4.3. Limitación de corriente. ....	124
4.4.4. Limitación de tensión. ....	124
4.5. Conclusiones. ....	125
<b>5. Optimización del comportamiento de los VSCs ante perturbaciones del sistema .....</b>	<b>127</b>
5.1. Identificación y compensación de la impedancia de la red eléctrica .....	129
5.1.1. Modelo y efectos sobre el sistema .....	129
5.1.2. Método de identificación de la inductancia y resistencia equivalente de la red .....	131

5.1.3. Compensación de los errores introducidos en el sistema. ....	133
5.2. Identificación de los componentes del filtro de red. ....	134
5.2.1. Método de identificación directa. ....	135
5.2.2. Método de identificación basado en el EKF. ....	137
5.2.2.1. Resultados del método de identificación basado en el EKF. ....	139
5.3. Comportamiento del VSC ante saturaciones de las inductancias del filtro de red. ....	140
5.4. Control con armónicos en la tensión de red. ....	142
5.4.1. Controlador de corriente con ‘feedforward’ predictivo. ....	143
5.4.1.1. Resultado de simulaciones. ....	145
5.5. Control ante desbalances en las tensiones de la red eléctrica. ....	146
5.5.1. Modelo del VSC bajo condiciones de desbalanceo de las tensiones de la red. ....	147
5.5.2. Controlador vectorial de corriente dual (DVCC). ....	148
5.5.2.1. Implementación del DVCC. ....	148
5.5.2.2. Controlador de tensión del DC-bus para DVCC. ....	150
5.5.2.3. Generador de referencias de corriente. ....	150
5.5.3. Resultados de simulaciones. ....	153
5.5.3.1. VSC conectado a la red con carga pasiva en el DC-bus. ....	153
5.5.3.2. VSC conectado a la red con carga activa en el DC-bus. ....	155
5.6. Conclusiones. ....	162
<b>6. Conclusiones y trabajos futuros</b> .....	<b>165</b>
6.1. Conclusiones. ....	165
6.2. Trabajos futuros. ....	168
<b>Apéndice A. Representación vectorial de variables trifásicas</b> .....	<b>169</b>
A.1. Concepto de vector espacial. ....	170
A.2. Transformación vectorial de un sistema trifásico .....	172
A.2.1. Transformación de los ejes de referencia estacionarios $abc$ a los ejes de referencia estacionarios $\alpha\beta$ . ....	172
A.2.1.1. Transformación invariante en potencia. ....	172
A.2.1.2. Transformación invariante en amplitud. ....	173
A.2.1.3. Resumen de transformaciones. ....	174
A.2.2. Transformación de ejes de referencia fijos $\alpha\beta\gamma$ a ejes de referencia rotatorios síncronos $dq0$ . ....	175
A.3. Ubicación del vector de la tensión de red en los ejes $dq$ . ....	177
A.4. Transformación de un sistema trifásico desbalanceado mediante el método de las componentes simétricas. ....	178
A.5. Transformación vectorial de un sistema trifásico con armónicos. ....	181
<b>Apéndice B. Modelo de los VSCs</b> .....	<b>183</b>
B.1. Modelo promediado simplificado para VSC conectado a la red eléctrica mediante filtro L. ....	186
B.1.1. Modelo en el dominio continuo. ....	186
B.1.2. Modelo en el dominio discreto. ....	189
B.2. Modelo promediado simplificado para VSC conectado a la red eléctrica mediante filtro LCL. ....	191

B.2.1. Modelo en el dominio continuo.....	191
B.2.2. Modelo en el dominio discreto.....	193
<b>Apéndice C. Electrónica de Potencia aplicada a la mejora de la calidad de la energía eléctrica</b>	
.....	195
C.1. Transmisión y distribución de la energía eléctrica.....	195
C.2. ‘Power Quality’.....	197
C.2.1. Problemas de ‘Power Quality’.....	197
C.3. ‘Dips’ de tensión.....	200
C.3.1. Causas y caracterización de los ‘dips’.....	202
C.3.2. Tipos de ‘dips’ de tensión.....	202
C.3.3. Solución de los problemas causados por los ‘dips’.....	205
C.4. Transferencia de potencia reactiva en la red eléctrica.....	208
C.5. Sistemas basados en Electrónica de Potencia para compensar las perturbaciones de la red eléctrica.....	209
C.5.1. Compensadores conectados en la línea de transmisión.....	211
C.5.1.1. Compensadores serie (CSCs).....	211
C.5.1.2. Compensadores ‘shunt’.....	212
C.5.1.3. Compensadores híbridos.....	214
C.5.2. Compensadores conectados en la línea de distribución.....	215
C.5.2.1. Filtros activos.....	216
C.5.2.2. D-STATCOM.....	218
C.5.2.3. SSC (‘Static Series Compensator’).....	218
C.5.2.4. STS (‘Static Transfer Switch’).....	220
C.5.2.5. UPQC (‘Unified Power Quality Controller’).....	221
C.5.2.6. Fuente de alimentación ininterrumpible (UPS).....	221
<b>Apéndice D. Controlador vectorial de corriente de un VSC conectado a la red eléctrica mediante filtro L</b>	
.....	223
D.1. Controlador basado en respuesta ‘dead-beat’ programado con retardo libre.....	225
D.1.1. Discretización del modelo.....	227
D.1.2. Discretización de los términos de desacoplamiento.....	228
D.1.3. Diseño del controlador.....	229
D.1.4. Efecto del retardo computacional.....	231
D.2. Controlador basado en respuesta ‘dead-beat’ programado con un retardo de una muestra	
.....	234
D.2.1. Observador de estados con realimentación proporcional del error.....	235
D.2.2. Algoritmo predictivo.....	238
D.2.3. Predictor de Smith.....	239
D.2.4. Análisis de la robustez del controlador ‘dead-beat’ programado con retardo de una muestra cuando se producen variaciones temporales en la inductancia del filtro.....	243
D.3. Resistencia activa.....	247
D.4. Integradores ‘antiwindup’.....	250
D.5. Conclusiones.....	251
<b>Referencias</b> .....	253



## 1

## Introducción

Diferentes análisis sobre la tendencia mundial del consumo de energía revelan un considerable aumento de las necesidades energéticas en los próximos años. En estos análisis también se muestra que el empleo masivo de las energías fósiles para abastecer estas necesidades plantea problemas a corto plazo, debidos a la contaminación del medio ambiente y por las limitaciones de estos recursos. Un ejemplo de estos análisis se muestra en la Fig. 1.1, y algunos de los datos más significativos que obtienen a partir de esta Fig. son: en el año 2000, el 79.5% de la producción de energía primaria estaba basada en energías fósiles; actualmente, a nivel mundial se consume en 6 semanas tanto petróleo como el que se consumía en el año 1950; antes del año 2020, las necesidades energéticas podrían crecer un 1.5% anual; etc. En la Fig. 1.1 también se muestra la tendencia mundial del consumo de energía eléctrica en los próximos 25 años, y el tanto por ciento que representa respecto al valor global de la energía. Este estudio revela que para el año 2020 la generación de electricidad será el doble que actualmente y el consumo de energía eléctrica del usuario final se multiplicará por cinco [Carroll, 04]. Una solución para reducir el consumo de energías fósiles es la generación de energía eléctrica a partir de energías renovables.

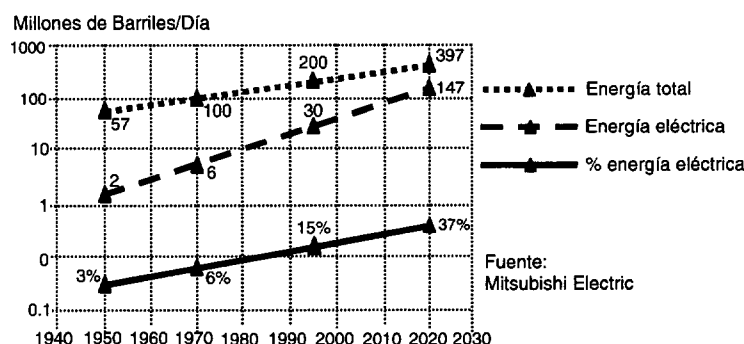


Fig. 1.1. Consumo de energía mundial.

En la actualidad, sólo el 15% de la electricidad se controla mediante Electrónica de Potencia, pero según aumenta la demanda de energía eléctrica se hacen más necesarios sistemas de conversión de energía eléctrica de alta potencia basados en Electrónica de Potencia, y además, realizar el control de forma electrónica. El desarrollo de convertidores de alta potencia es más factible a partir de la conversión de media tensión. Ésta ha sido posible económica y tecnológicamente a partir de los últimos 10 años, y se prevé que en los próximos años la conversión de media tensión crezca de forma más rápida que la conversión de baja tensión [Carroll, 04].

El término media tensión (MV – ‘Medium Voltage’) no está definido de forma uniforme, varía en función del país y de la aplicación. Para excitadores de motores AC, el rango MV se considera desde 600V hasta 15KV. En Europa, 1KV se considera el umbral de MV, y comercialmente existen excitadores de MV en el rango de 2.3KV a 7.2KV. Las tensiones de línea MV en Norte América son 2.3 y 4.16KV, mientras que las tensiones de línea de MV que predominan en Europa y en el resto del mundo son 3.3 y 6.6KV.

El manejo de estos niveles de tensión de forma electrónica es posible combinando los dispositivos electrónicos de potencia con diferentes topologías de convertidores. La Fig. 1.2 muestra el rango de dispositivos electrónicos de potencia comerciales en el año 2000 [Bernet, 00]. En la actualidad, para aplicaciones de media tensión, los dispositivos electrónicos más empleados son los IGBTs y los IGCTs, fundamentalmente por su capacidad de operar sin necesidad de redes ‘snubber’ y por la frecuencia de conmutación que son capaces de manejar. Con respecto a las referencias que aparecen en la Fig. 1.2, en la actualidad ABB ha anunciado que posee la tecnología para fabricar IGCTs de 10KV y su producción depende de lo que demande el mercado.

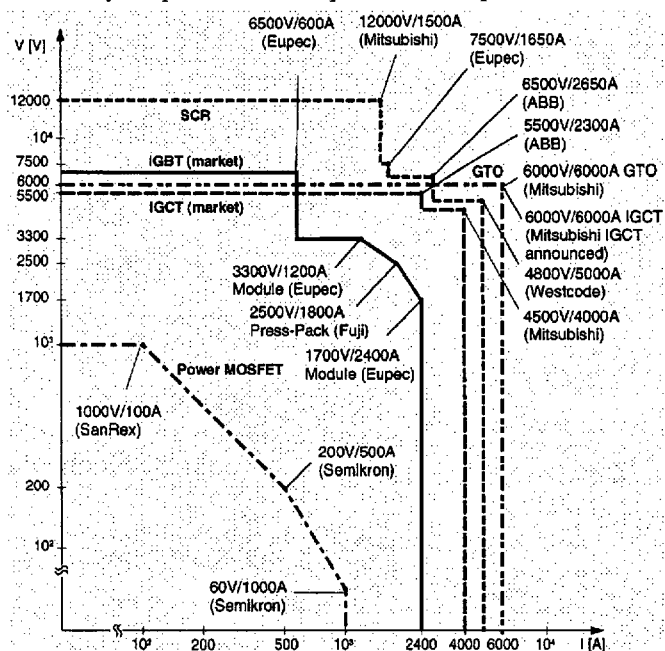


Fig. 1.2. Rangos de dispositivos electrónicos de potencia comerciales.

Por ejemplo para un VSC (‘Voltage Source Converter’) de dos niveles (Fig. 1.3.a) conectado a una red eléctrica con tensión de línea de  $2.3KV_{rms}$ , el valor nominal de la tensión DC será aproximadamente:  $3400V \approx 2.3KV \cdot \sqrt{2}$ , lo que implica que se precisa un IGBT o IGCT de 6500V (máxima tensión de bloqueo en directo del dispositivo  $\approx 1.5 \dots 2.0 \cdot u_{DCbase}$ ). Con los semiconductores actuales no es posible conectar un VSC de dos niveles a una red de mayor tensión de línea sin emplear transformadores. Siempre que sea posible se debe evitar el uso de transformadores, y por tanto se hace necesario recurrir a nuevas topologías que sean capaces de manejar mayores tensiones.

Estas nuevas topologías son los convertidores multinivel y matriciales. Un ejemplo es el convertidor que se muestra en la Fig. 1.3.b. Se trata de un VSC de tres niveles de diodos limitadores, también denominada NPC. Para esta topología, esta misma tensión se puede manejar

con IGBTs o IGCTs de 3300V. A su vez, estos dispositivos son capaces de manejar mayores corrientes que un IGBT o IGCT de 6500V, lo que supone que el convertidor maneja mayores potencias sin necesidad de emplear transformadores.

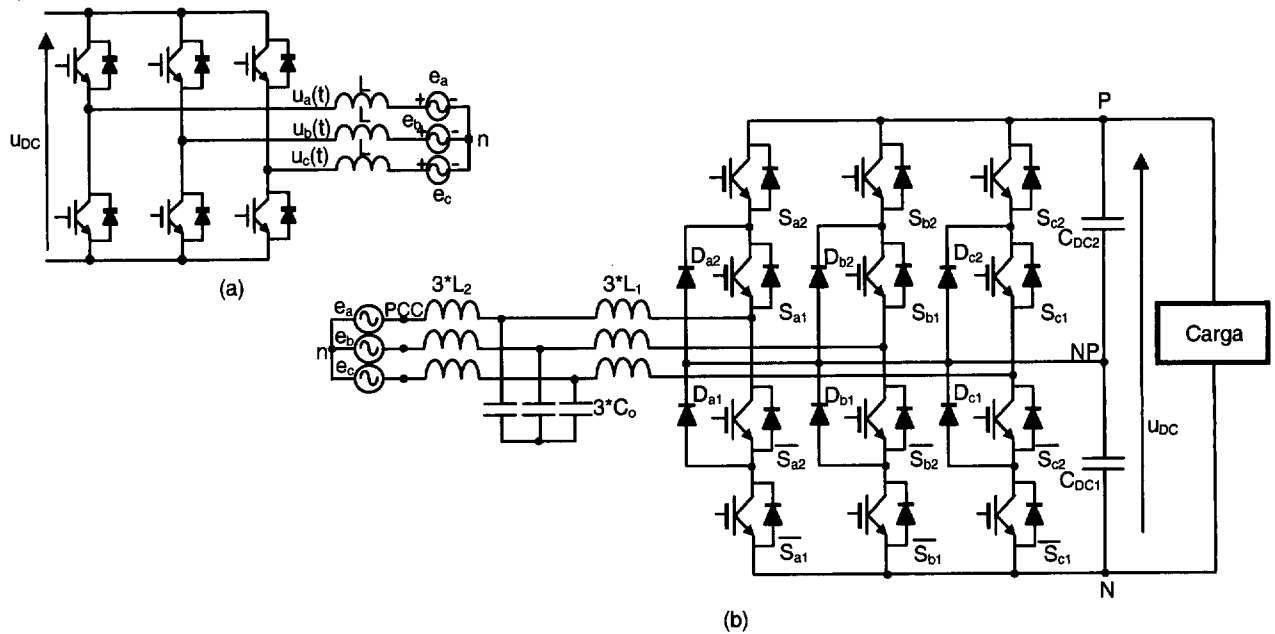


Fig. 1.3. a) VSC de dos niveles conectado a la red eléctrica a través de un filtro L. b) VSC de tres niveles NPC conectado a la red eléctrica a través de un filtro LCL.

Las aplicaciones de este tipo de convertidores son diversas, por ejemplo:

- Industria: Excitación de motores, bombas, etc. que se pueden encontrar en cementeras, industrias de producción de papel, industrias petroquímicas, etc.
- Transmisión y distribución de energía: parques eólicos, HVDC, STATCOMs, filtros activos, UPS de alta potencia, etc (Ap. C).
- Tracción: Convertidores del lado de la red y convertidores del lado de la máquina.

Los VSCs trifásicos (Fig. 1.3.a, Fig. 1.3.b) se pueden comportar como rectificadores (VSR – ‘Voltage Source Rectifier’) o como inversores (VSI – ‘Voltage Source Inverter’) en función del sentido que tenga la transferencia de energía. Por tanto, se trata de una estructura completamente bidireccional. Cuando están conectados a la red eléctrica reciben el nombre de rectificadores PWM (‘Pulse Width Modulation’), rectificadores activos, rectificadores ‘boost’, ‘active front end’, etc [Kazmierkowski, *et al.*, 02].

Esta estructura tiene numerosas ventajas frente a los rectificadores no controlados o controlados basados en diodos rectificadores o tiristores, respectivamente. Algunas de éstas son: menor rizado del DC-bus con condensadores menores, control del flujo de potencias activa y reactiva entre la red eléctrica y el convertidor, reducción de la distorsión armónica de la corriente de la red eléctrica, desplazamiento del factor potencia (*DPF*) controlable, etc. El control del flujo de la potencia activa permite realizar funciones de regeneración, y por otro lado el control del flujo de la potencia reactiva permite fijar el desplazamiento del factor de potencia y si es necesario, dependiendo de la aplicación del VSC, compensar potencia reactiva (apartado C.4). Debido a estas ventajas y al aumento en los requerimientos de reducción de armónicos de la corriente de línea, alta eficiencia, posibilidad de regeneración, etc., el uso de los rectificadores activos cada vez se está extendiendo

más en aplicaciones de distribución y transmisión de energía eléctrica, de interfaz entre la red eléctrica y máquinas de corriente alterna de alta potencia, de interfaz entre la red eléctrica y sistemas de energía renovables, etc.

El VSC (Fig. 1.4) trabaja como etapa interfaz con la red eléctrica, principalmente para obtener una baja distorsión armónica de la corriente AC ( $\vec{i}_g$ ) y un desplazamiento de fase controlable en la tensión de salida del convertidor con respecto a la tensión de red ( $\vec{e}_g$ ). Desde el punto de vista del balance de potencia, esto significa que el armónico fundamental de las potencias activa y reactiva debería ser controlado y los otros armónicos de las potencias activa y reactiva deberían ser cero. Además el VSC usado como rectificador activo trabaja también como etapa interfaz con la carga DC. Así, el VSC debe ser controlado para tener una componente DC controlable de la tensión del DC-bus,  $u_{DC}$ , y los otros armónicos cerca de cero, independientemente que la carga DC sea lineal, no lineal, pasiva o activa.

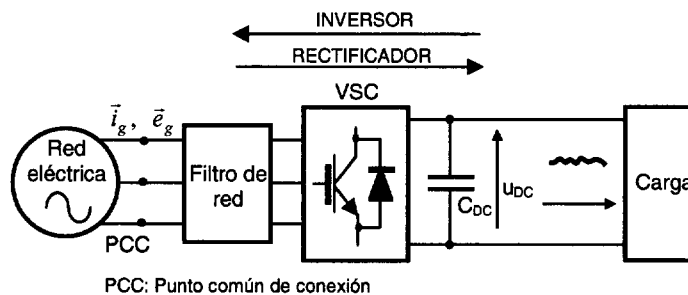


Fig. 1.4. VSC usado como rectificador activo.

La selección del filtro de línea es importante porque afecta al comportamiento dinámico del sistema, al coste de éste y a la calidad de la energía que se entrega a la red eléctrica. El objetivo es que con el menor coste posible se obtenga una determinada atenuación a la frecuencia de conmutación o a una frecuencia concreta en función de la normativa que se aplique. La opción más sencilla desde el punto de vista del montaje del convertidor y diseño del controlador es emplear un filtro L (Fig. 1.3.a), pero para obtener una corriente de línea sinusoidal a frecuencias de conmutación relativamente bajas el coste es muy elevado. Por esta razón se propone el empleo de filtros LC o LCL (Fig. 1.3.b), los cuales presentan muy altas atenuaciones para los armónicos debidos a la PWM, incluso para frecuencias de conmutación moderadas (por debajo aproximadamente de 2.5KHz), y con costes más bajos. Los criterios para diseñar los componentes del filtro se encuentran en diferentes normativas IEC, IEEE, etc [Lindgren, 98].

### 1.1. Convertidores multinivel aplicados a la energía eólica.

En los últimos años, la energía eólica es la tecnología de generación de energía eléctrica que más rápidamente está creciendo a nivel mundial, concretamente a una velocidad media anual de un 40%. Se trata de una energía renovable segura y limpia comparada con el combustible fósil o la energía nuclear, y además en la actualidad comienza a tener un coste competitivo comparado con las energías anteriormente comentadas. España es un país muy importante en el desarrollo de esta tecnología, pues es el segundo país del mundo con más energía eólica instalada [EWEA, 03].



Actualmente, la mayoría de las turbinas eólicas, también denominadas aerogeneradores, son de velocidad variable debido a la capacidad de capturar energía en el punto óptimo con reducidas fluctuaciones de la potencia que se entrega a la red, menos estrés mecánico y menos ruido aerodinámico. Además incrementan la eficiencia en un rango de 3% a 28%, dependiendo de las condiciones y los parámetros de diseño, comparada con las turbinas de velocidad fija. El funcionamiento de las turbinas de velocidad variable es posible gracias a convertidores basados en Electrónica de Potencia, que actúan como interfaz entre las variaciones del viento y la red eléctrica cuyas características son constantes [Mutschler, *et al.*, 02].

Durante las últimas dos décadas, el rango de la potencia nominal de las turbinas eólicas comerciales ha aumentado desde 20KW a 3MW y, ahora, los prototipos más grandes alcanzan rangos de potencia cercanos a 5MW (por ejemplo, el E-112 de Enercon, con 4,5MW). La Fig. 1.5 ilustra la evolución del tamaño medio de las turbinas eólicas instaladas durante las dos últimas décadas, y la tendencia futura [Hansen, *et al.*, 01].

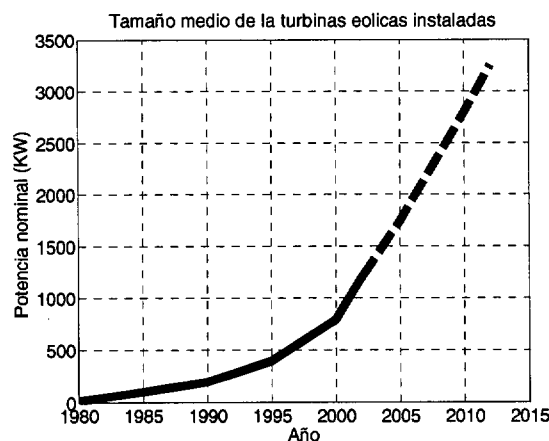


Fig. 1.5. Tamaño medio de las turbinas eólicas instaladas en los últimos años, y la tendencia en los próximos años (línea discontinua) [Gilbert, *et al.*, 04].

Para manejar estos rangos de potencia es recomendable el uso de convertidores multinivel (topologías de MV). Concretamente, los más empleados son los VSCs multinivel de diodos limitadores como el que se muestra en la Fig. 1.3.b, lo que reduce la corriente y las pérdidas del sistema para la misma potencia. Por tanto se reduce la posibilidad de fallos que es muy importante, especialmente en instalaciones ‘offshore’, donde el transporte resulta caro y muy difícil. Así, los convertidores multinivel son un elemento fundamental en las turbinas eólicas denominadas ‘Multi-Megawatt’.

Otra ventaja muy importante de emplear convertidores multinivel es la reducción del filtro de línea. Según se muestra en el trabajo de [Gilbert, *et al.*, 04] puede llegar a ser de un 45%, lo que implica menor tamaño y coste.

## 1.2. VSCs conectados como interfaz entre la red y nuevos sistemas de generación eléctrica.

El sector eléctrico español está experimentando una compleja reorganización, impulsada por tecnologías energéticas más limpias, eficientes y sostenibles. Como consecuencia, se está

produciendo un importante cambio en la estructura tecnológica de la generación eléctrica, con fuertes incrementos tanto de la potencia instalada como de la producción mediante sistemas basados en gas natural y en energías renovables. Esta evolución permitirá a corto plazo diversificar el modo de generación, caminando hacia sistemas de generación distribuida.

Los problemas técnicos que deben superarse para la implantación de este modelo energético son importantes. De un lado debe dotarse a todos los puntos de generación, de convertidores de potencia, controlados electrónicamente, por ejemplo VSCs como los representados en la Fig. 1.3, de modo que dispongan de la posibilidad de ajustar los parámetros básicos de la energía que entregan a la red. El inconveniente de emplear los VSCs como interfaz entre el sistema de generación y la red eléctrica es la sensibilidad de éstos ante perturbaciones de la red como armónicos, tensiones desbalanceadas, ‘dips’, etc. Por esta razón deben estar dotados de sistemas de protección rápidos y eficaces, capaces de cumplir y/o mejorar la normativa vigente para interconexión a red y actuación ante perturbaciones en la misma.

En el Ap. C se presenta un estudio de las perturbaciones más usuales en la red eléctrica. Concretamente, los ‘dips’, que son caídas temporales, en la mayoría de los casos desbalanceadas, de las tensiones de la red debidos a cortocircuitos remotos con duración entre 10 ms y 1 minuto, son unas de las perturbaciones más habituales y más perjudiciales para los VSCs conectados a la red eléctrica.

Por esta razón, el Ministerio de Economía español ha desarrollado el RD 436/2004 del 12 de Marzo del 2004 por el que se establece la metodología para la actualización y sistematización del régimen jurídico y económico de la actividad de producción de energía eléctrica en régimen especial. Además se establecen subvenciones por continuidad de suministro frente a huecos o faltas (‘dips’) de la red eléctrica. Aunque hay partes de este RD que todavía están en fase de especificación, los fabricantes de aerogeneradores están orientando sus nuevos diseños para que cumplan esta normativa.

En esta Tesis va a recibir un tratamiento especial el análisis de los efectos de los ‘dips’ sobre los VSCs conectados a la red eléctrica, los componentes del VSC que determinan la capacidad para compensar ‘dips’ y los algoritmos que hay que añadir al sistema de control para cumplir las nuevas especificaciones. A continuación, y dentro de este apartado, se hace una descripción más detallada de todas estas cuestiones centrandolo el análisis en sistemas de generación eólica.

### **1.2.1. Efectos de los ‘dips’ sobre los VSCs conectados a la red eléctrica. Elementos de protección y de compensación.**

En [Ottersten, *et al.*, 04] se realiza un estudio muy interesante sobre la respuesta ante ‘dips’ de un convertidor ‘back-to-back’ conectado por un lado a un generador síncrono y por otro lado a la red de distribución (Fig. 1.6). Para un ‘dip’ de tensión, donde el módulo de la secuencia positiva de la tensión de red se reduce a  $V$ , la máxima potencia que se puede entregar a la red ( $P_g$ ) está limitada por la máxima corriente que puede entregar el convertidor ( $P_{g\max} = VI_{q\max}$ ). Si la potencia resultante es inferior a la potencia del generador ( $P_w$ ) se produce un incremento de la tensión del

DC-bus, a menos que esta energía se almacene o disipe en algún punto del sistema.

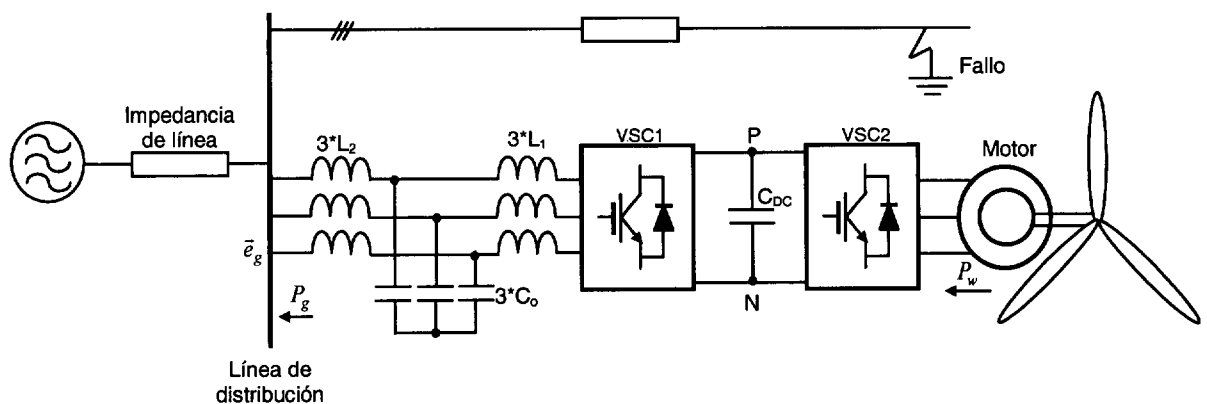


Fig. 1.6. Convertidor 'back-to-back' conectado a la línea de distribución.

En el pasado, la práctica común ante un 'dip' o hueco de tensión era desconectar de la red eléctrica el VSC e incluso la máquina, de tal forma que el excedente transitorio de energía se trataba de disipar o almacenar en algún punto del sistema, freno disipativo, condensadores del DC-bus, etc.

Sin embargo, en la actualidad, debido al aumento de los convertidores de potencia usados como interfaz es inaceptable la pérdida de estas unidades de generación cada vez que se produce un 'dip' en la red eléctrica. Por ejemplo, en el caso de no desconectar el sistema de la Fig. 1.6 de la red eléctrica ante un hueco debido a un cortocircuito remoto se puede producir un exceso de energía que debe ser disipado o almacenado. El diseño de tales elementos de almacenamiento o de disipación, depende de factores como el coste, especificaciones de la red eléctrica, el valor durante el 'dip' del módulo de la secuencia positiva de las tensiones de la red y la duración de éste [Ottersten, *et al.*, 04]. Dependiendo de estos factores, una o una combinación de las siguientes soluciones puede ser aplicada:

- Almacenamiento de energía en el rotor. La potencia del generador se puede controlar para que  $P_w = P_g$  cambiando la referencia de par de la máquina. Si las especificaciones de la red indican que después del 'dip' de tensión se tiene que restaurar el valor de potencia 'pre-dip' entonces no se debe cambiar las consignas de las palas debido al tiempo de respuesta de los elementos mecánicos.
- Freno disipativo. El factor de limitación de esta solución es el calor generado por el resistor que disipa la energía, lo que puede ser un problema en el caso de 'dips' de elevada duración.
- Almacenamiento de energía en el DC-bus. Esto es posible aumentando el valor de los condensadores del DC-bus, pero se incrementa de forma considerable el coste del sistema.
- Sobrecorriente. Consiste en diseñar el VSC para que la corriente por fase sea mayor que la nominal, de forma que  $i_q > I_{base}$ . En este caso, hay que analizar las limitaciones térmicas de la red eléctrica, especialmente si varios aerogeneradores son conectados al mismo PCC.
- La propuesta actual de algunos fabricantes de generadores eólicos consiste en conectar al lado de la máquina un 'active crowbar' que ante un hueco en la red entra en funcionamiento y disipa el excedente de energía que genera la máquina eléctrica [Niiranen, 04].

En [Magueed, *et al.*, 04a] y [Magueed, *et al.*, 04b] se analiza la forma de compensar 'dips'

mediante la generación de nuevas referencias de corriente, lo que puede implicar corrientes superiores a la nominal. El método consiste en que la potencia que se entrega a la red o la potencia de salida del convertidor sean constantes, independientemente de la variación temporal de la tensión de la red. Esta forma de compensar ‘dips’ requiere, por un lado un análisis hardware sobre las limitaciones del VSC, y por otro lado el desarrollo de algoritmos específicos. Tanto la profundidad de los ‘dips’ como la duración de éstos determinan cómo hay que sobredimensionar el sistema con respecto a la potencia nominal.

Los VSCs que se conectan a la red eléctrica pueden tener dos tipos de cargas conectadas al DC-bus: activas o pasivas.

En el caso de carga activa, por ejemplo, otro VSC conectado a un generador eléctrico como en la Fig. 1.6, el VSC conectado a la red eléctrica puede trabajar como rectificador o como inversor. Si trabaja como rectificador es la red eléctrica la que entrega energía al convertidor, mientras que si trabaja como inversor (también se denomina modo regenerativo) es el convertidor el que entrega energía a la red eléctrica. En esta segunda situación, que fue analizada en párrafos anteriores, ante una caída de la tensión de red se puede producir un exceso de potencia activa entre la producida por el generador y la máxima potencia activa que es capaz de entregar el VSC a la red. La potencia excedente hay que disiparla o almacenarla.

Por otro lado, si la carga es pasiva y se trata de una resistencia, el VSC conectado a la red eléctrica sólo puede trabajar como rectificador PWM. Ante una caída de tensión de la red el objetivo es mantener constante la potencia activa que entrega la red eléctrica. Si esta compensación del ‘dip’ requiere una corriente superior a la máxima que pueden entregar los elementos del convertidor, entonces se reduce la consigna de potencia activa con el objetivo de que sea constante.

### **1.2.2. Repaso de nuevas normativas.**

Hasta ahora, las turbinas eólicas se desconectan ante un ‘dip’ o hueco de tensión. No obstante, debido al espectacular aumento de la generación eólica en España (8000 MW instalados a finales de 2004), la desconexión de las turbinas eólicas durante un hueco de tensión puede causar una pérdida importante de generación que lleve al colapso de la red eléctrica. En España, Red Eléctrica de España es consciente de este problema, lo que le ha llevado a pedir en fechas muy concretas de baja demanda eléctrica, la desconexión de parte de la generación eólica, debido al temor de que un cortocircuito en un punto importante de la red provocara una pérdida importante de la generación eólica, que en esos momentos estuviera cubriendo una parte importante de la demanda.

La solución a este importante problema de la generación eólica pasa por diseñar aerogeneradores capaces de soportar las perturbaciones de la red causadas por cortocircuitos, sin desconectarse. En el RD 436/2004, antes mencionado, se establece un complemento retributivo por continuidad de suministro frente a huecos de tensión en los siguientes términos: “Aquellas instalaciones eólicas acogidas al grupo b.2, que cuenten con los equipos técnicos necesarios para contribuir a la continuidad de suministro frente a huecos de tensión, incluyendo la oportuna coordinación de protecciones, tendrán derecho a percibir un complemento específico durante cuatro años. Este complemento será equivalente al cinco por ciento de la tarifa eléctrica media o de

referencia de cada año”.

Este problema no atañe únicamente a España, sino que es común a todos los países con una alta penetración de energía eólica. Así, operadores del sistema eléctrico de países como Alemania o Dinamarca han especificado en sus llamados ‘grid codes’ el comportamiento de los aerogeneradores ante los huecos de tensión.

En este procedimiento de operación se establecen los requisitos mínimos que han de cumplir las protecciones de las distintas instalaciones y tecnologías de producción en régimen especial a efectos de garantizar la continuidad de suministro frente a huecos de tensión, en cumplimiento de lo establecido en la disposición adicional cuarta del Real Decreto 436/2004.

Para ello, han de tomarse las medidas de diseño y/o control necesarias en las instalaciones incluidas en el ámbito de aplicación de este procedimiento de operación para que los generadores no se desconecten instantáneamente durante los huecos de tensión asociados a cortocircuitos correctamente despejados. La instalación (y todos sus componentes) deberá soportar sin desconexión huecos de tensión trifásicos, bifásicos o monofásicos, en el punto de conexión a red, con los perfiles de magnitud y duración indicados en la Fig. 1.7.a. Es decir, no se producirá la desconexión en la zona rayada de la mencionada figura.

Además de especificar el hueco de tensión que debe ser soportado por los generadores en régimen especial, el procedimiento de operación 12.3 de Red Eléctrica de España va más lejos, y establece también que no es admisible, a nivel de punto de conexión, el consumo de potencia activa o reactiva durante los periodos de falta y recuperación del sistema, es decir, desde que se produce la falta (y la tensión baja por debajo de 0,85 pu) hasta que la tensión en la red esta dentro de los límites admisibles de operación.

La razón de esta última especificación es que los generadores deben apoyar al resto del sistema eléctrico en la recuperación de la tensión, una vez despejada correctamente la falta. Para ello, durante la falta y posterior recuperación del sistema, las máquinas generarán la máxima corriente posible (nunca inferior a la corriente nominal). El reparto de esta corriente entre componente activa y reactiva deberá cumplir lo establecido en la Fig. 1.7.b, de tal forma que la generación (o consumo) de potencia reactiva de los aerogeneradores permanezca en la zona rayada (en función de la tensión en el PCC). Para tensiones inferiores a 0,85 pu el parque eólico deberá generar potencia reactiva en el punto de conexión. Por encima de 0,85 pu se seguirá lo establecido para el régimen permanente. Con esta premisa, se intentará mantener una generación de potencia activa lo más parecida posible a la generada antes de producirse el hueco.

Es el VSC que trabaja como interfaz entre la red eléctrica y la máquina el encargado de dotar a la turbina eólica de la capacidad para cumplir estas especificaciones. En esta Tesis se proponen soluciones en esta línea, pero además estas soluciones se amplían a otras posibles perturbaciones de la red eléctrica que también afectan, pero en menor medida, a la calidad de la energía que se entrega a la red generada por turbinas eólicas. El objetivo es dotar a los VSCs conectados a la red de un conjunto de soluciones para compensar las distintas perturbaciones del convertidor, del filtro de red y de la red eléctrica.

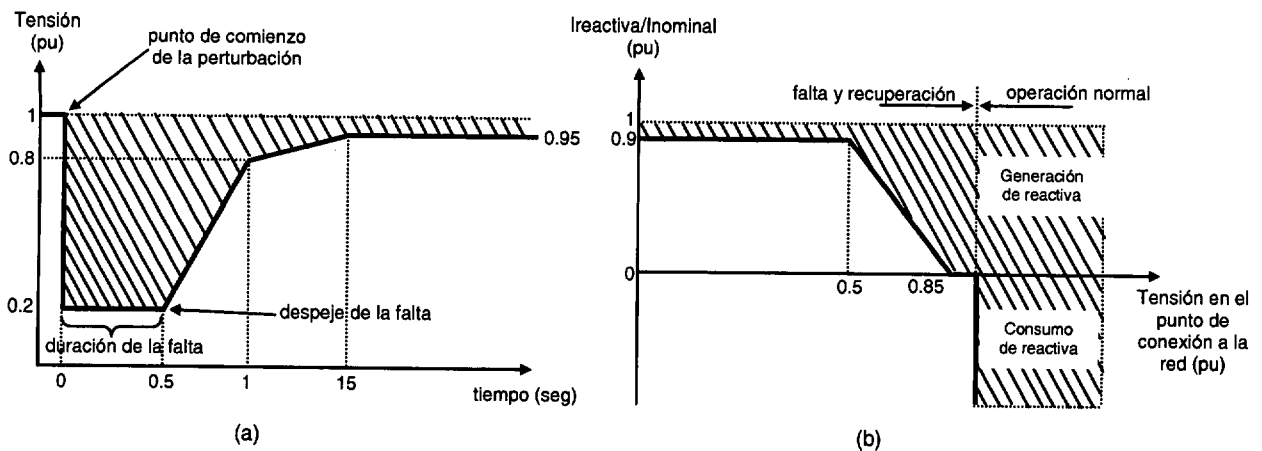


Fig. 1.7. a) Curva tensión-tiempo admisible en el punto de conexión a red. b) Corriente reactiva admisible (generada o consumida) en aerogeneradores, en función de su tensión en bornes [Red Eléctrica Española P.O.12.3].

### 1.3. Contexto de desarrollo de la Tesis.

El desarrollo de esta Tesis está enmarcado dentro del proyecto CONDOR (“Convertidor doble basado en inversores multinivel optimizado para la recuperación de energía y la reducción de emisiones electromagnéticas”). Este proyecto está financiado por el Ministerio de Ciencia y Tecnología (DPI2002-04555-C04) y en él participan cuatro grupos de investigación: la Universidad Carlos III de Madrid, la Universidad de Valencia, el Instituto de Tecnología Eléctrica de Valencia y la Universidad de Alcalá. La duración es de tres años y comenzó en Diciembre de 2002. Los objetivos de este proyecto son:

1. Estudiar la problemática asociada al diseño de convertidores dobles basados en inversores multinivel.
2. Proponer y ensayar posibles soluciones a la misma, a partir del montaje de un convertidor en cuatro cuadrantes basado en dos convertidores multinivel, uno conectado a la red eléctrica y el otro conectado a un motor de corriente alterna.
3. Analizar la viabilidad de aplicar este tipo de conversores a la recuperación de energía, en especial a los generadores de energía eólica, optimizando la energía que se entrega a la red eléctrica y minimizando las emisiones electromagnéticas.
4. Fabricar sensores basados en tecnología magnetorresistiva, para su aplicación industrial y, en particular a la medida de la corriente de este tipo de convertidores.

Para cumplir los objetivos del proyecto “CONDOR”, y a la vez tener una plataforma orientada a realizar ensayos prácticos, durante el desarrollo de la Tesis se ha diseñado el convertidor que se muestra en la Fig. 1.8, que se denomina “CONDOR Converter” por el proyecto que ha financiado su construcción. El “Sistema de Electrónica de Potencia” es un convertidor ‘back-to-back’ de tres niveles NPC. El VSC1 está conectado a la red eléctrica a través de un filtro LCL, mientras que el VSC2 se conecta a una máquina AC asíncrona. Por razones históricas, el VSC del lado de la red eléctrica (VSC1) normalmente se refiere como rectificador PWM, mientras que el VSC del lado de la máquina eléctrica (VSC2) se refiere como inversor PWM. En el Cap. 3 se presenta una breve descripción de los distintos elementos que forman el convertidor. Concretamente, en la Tesis se ha especificado el diseño completo y la empresa SEDECAL CONTROL ha sido la encargada de

realizar el montaje del “Sistema de Electrónica de Potencia”.

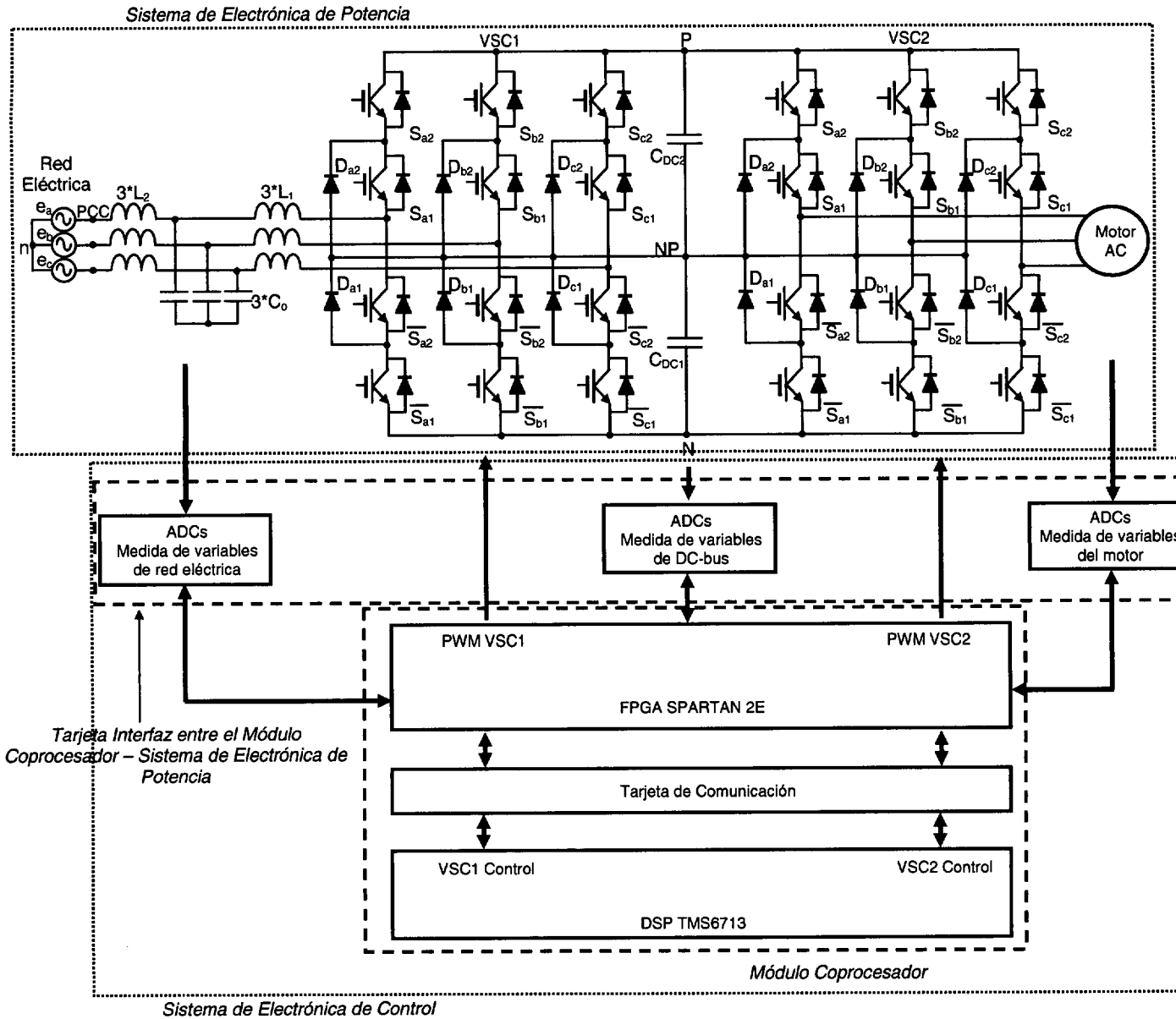


Fig. 1.8. “CONDOR Converter”.

Una propiedad muy importante de los convertidores ‘back-to-back’ es que pueden trabajar en los cuatro cuadrantes, lo que significa que el sentido de transferencia de la energía entre la red eléctrica y la carga puede cambiar en cualquier instante. Además, debido a que se conecta un VSC en el lado de la red eléctrica, en vez de un rectificador basado en diodos o tiristores, se consiguen corrientes de entrada casi sinusoidales con un factor de potencia próximo a la unidad, y tensiones de  $u_{DC}$  mayores que si se usara un rectificador convencional.

Tradicionalmente, las operaciones en cuatro cuadrantes han sido muy útiles para cargas regenerativas, donde económicamente resultaba beneficioso enviar a la red eléctrica la energía procedente del frenado de un motor AC. En la actualidad, la capacidad de funcionamiento en los cuatro cuadrantes de los convertidores ‘back-to-back’ tiene nuevas aplicaciones, por ejemplo distintas topologías de aerogeneradores de velocidad variable [Gilbert, *et al.*, 04], transmisión HVDC [Lescale, 98], etc.

Dentro de las tareas del proyecto “CONDOR”, los trabajos desarrollados en esta Tesis se han centrado en la especificación y diseño del “CONDOR Converter” (Fig. 1.8), y en el desarrollo de algoritmos para optimizar el comportamiento del VSC conectado a la red eléctrica (VSC1 de la Fig. 1.8) con el objeto de entregar o demandar energía a la red con la mejor calidad posible, y cumpliendo las normativas vigentes.

Como uno de los objetivos finales del proyecto CONDOR es emplear el “CONDOR Converter” en turbinas eólicas como interfaz entre la red eléctrica y la máquina, el diseño del convertidor y de los distintos algoritmos que se presentan en esta Tesis está orientado en esta dirección. Además esta es la razón por la que los apartados anteriores de este Cap. se han centrado en el uso de los VSCs como interfaces con la red eléctrica de generadores eólicos.

#### **1.4. Estructura de la Tesis.**

El documento de la Tesis se estructura 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 muy empleados en el desarrollo de los distintos Cap. A partir de esta división, el documento se organiza de la siguiente forma:

En el Cap. 2 se hace una revisión de conocimientos de los convertidores multinivel, control de VSCs conectados a la red eléctrica y métodos para optimizar el comportamiento de éstos ante perturbaciones. A continuación se relacionan los objetivos de la Tesis. Estos se centran en realizar aportaciones en el diseño del convertidor de la Fig. 1.8, en el sistema de control del VSC conectado a la red (VSC1) y en desarrollar algoritmos que mejoren el comportamiento de este VSC ante perturbaciones en el sistema.

El Cap. 3 se divide en dos partes. En la primera se describen las especificaciones de diseño, la estructura y los elementos que forman el “CONDOR Converter”; mientras que en la segunda parte se presentan aquellos aspectos del diseño del convertidor que desde el punto de vista del autor suponen contribuciones científicas, y se divide en tres bloques. En el primero se muestran los factores que determinan la capacidad del convertidor para compensar ‘dips’ de tensión. En el segundo se presenta los métodos empleados en el diseño de los componentes del filtro LCL. Y por último, a partir del estudio del desequilibrio de tensión DC en los dos bancos de condensadores que forman el DC-bus, se obtienen expresiones analíticas que permiten calcular estos condensadores para un convertidor ‘back-to-back’ de tres niveles NPC en función del punto de trabajo. En la mayoría de los documentos de Tesis, la descripción del sistema físico empleado para realizar los experimentos se incluye dentro del Cap. de resultados y/o conclusiones. En este caso, se ha ubicado como el primer Cap. de aportaciones, pues la propuesta e implementación del convertidor se considera una parte muy importante de esta Tesis, y además los algoritmos presentados en los siguientes Cap. se basan en este convertidor.

El Cap. 4 presenta el sistema de control de un VSC conectado a la red eléctrica. Las contribuciones de esta Cap. se centran en el controlador vectorial de corriente para el filtro LCL, en el método de sincronización con la red eléctrica y en el controlador de  $u_{DC}$ .



En el Cap. 5 se desarrollan algoritmos de identificación de la impedancia de la red (resistencia, inductancia) y del filtro de red; se analiza el comportamiento del VSC ante saturaciones de las inductancias del filtro de red; y se presentan algoritmos de control que compensan perturbaciones de la red eléctrica como ‘dips’, tensiones desbalanceadas, armónicos, etc.

En el Cap. 6 se resumen las conclusiones obtenidas a lo largo del desarrollo de la Tesis, y a partir de éstas se plantean líneas de Trabajos Futuros.

El Ap. A es un resumen sobre la transformación de variables trifásicas. A lo largo de la Tesis se hacen continuas referencias a este Ap., sobre todo a las expresiones de la transformación invariante en potencia.

El Ap. B presenta los modelos del VSC conectado a la red eléctrica mediante filtros L y LCL, lo que es fundamental en el desarrollo de los controladores de corriente.

El Ap. C es una revisión de los conceptos de ‘Power Quality’ y de los sistemas basados en Electrónica de Potencia que se emplean actualmente para mejorar la calidad de la Energía Eléctrica. Resulta útil porque en la Tesis aparecen continuas referencias sobre calidad de energía eléctrica y términos cuyo significado se describen en este Ap.

El Ap. D desarrolla el controlador vectorial de corriente de un VSC conectado a la red eléctrica mediante un filtro L. Aunque hay numerosos trabajos técnicos relacionados con esto, el autor ha considerado oportuno realizarlo porque el controlador de corriente del filtro LCL propuesto en el Cap. 4 y los controladores del Cap. 5 destinados a optimizar el comportamiento del VSC están basados en el controlador desarrollado en este Ap.

### **1.5. Publicaciones realizadas sobre la temática de la Tesis.**

La mayoría de los resultados que se muestran en esta Tesis se han presentado en diferentes conferencias. A continuación se muestran de forma cronológica las más significativas, se hace una breve descripción del contenido y se indica a qué parte de la Tesis corresponden en el caso de que se haya incluido ese trabajo en el documento de la Tesis.

1. E.Bueno, R.García, M.Marrón, J.Ureña, F.Espinosa. “Modulation Techniques Comparison for Three Levels VSI Converters”. 28th Annual Conference IEEE Industrial Electronics Society. IECON’2002. vol. 2, 5-8 Nov. 2002. Page(s): 908-913.

En este artículo se comparan diferentes técnicas PWM continuas para VSCs de tres niveles NPC: SPWM, SVPWM y SPWM con secuencia cero. Se analiza el problema del desequilibrio de tensión en los condensadores que forman el DC-bus. Este trabajo fue el origen del estudio que se plantea en el apartado 3.4 sobre el cálculo de los condensadores del DC-bus.

2. E.Bueno, F.Espinosa, J.Ureña, M.Marrón, A.Gardel. “Control de corriente y del DC-bus de un VSC trifásico”. SAAEI’2003. Vigo, España, 2003.

Se presenta el controlador de corriente y el controlador de  $u_{DC}$  de un VSC conectado a la red eléctrica mediante filtro L y con carga pasiva en el DC-bus. El estudio del controlador de corriente para filtro L se amplía y mejora en el Ap. D. En cuanto al diseño del controlador de  $u_{DC}$ , también se amplía y se mejora en esta Tesis, dando como resulta las interesantes conclusiones mostradas en el apartado 4.3.

3. E.J.Bueno, F.Espinosa, F.J.Rodríguez, J.Ureña, S.Cóbreces. "Current Control of Voltage Source Converters connected to the grid through an LCL-filter". 35<sup>th</sup> Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference (PESC'04). Aachen, Germany, 2004. Page(s): 68 – 73.

Este trabajo, en el que se propone el controlador de corriente de un VSC conectado a la red eléctrica mediante un filtro LCL, coincide prácticamente con el apartado 4.1.

4. E.J. Bueno, F. Espinosa, F.J. Rodríguez, S. Cobreces. "Improving Perturbation Rejection of VSCs connected to the grid through an LCL-filter". 11th International Power Electronics and Motion Control Conference (EPE-PEMC 2004) Riga, Latvia, 2004.

Además de presentar el controlador de corriente del filtro LCL, en este trabajo se muestran algunos algoritmos destinados a optimizar el comportamiento del VSC ante perturbaciones. En el Cap. 5 se amplía este trabajo, añadiendo nuevas soluciones para compensar los problemas que ocasionan las perturbaciones al VSC.

5. A.Bocos, E.J.Bueno, F.Espinosa, F.J.Rodríguez, S.Cóbreces. "Aplicación de Lyapunov al control vectorial de corriente con mínimo tiempo de asentamiento de un VSC conectado a la red eléctrica mediante filtro L. Comparación con un controlador dead-beat". SAAEI'2004. 15-17 September 2004, Toulouse, France.

Se proponen dos controladores vectoriales de corriente diferentes, uno basado en respuesta 'dead-beat' y el otro basado en las teorías de control de Lyapunov, para un VSC conectado a la red eléctrica mediante filtro L y con carga pasiva. El objetivo es comparar la respuesta de controladores con un elevado ancho de banda, y la respuesta de ambos es muy similar. El controlador de Lyapunov es, quizás, más dependiente del conocimiento de los parámetros de la planta, por lo que finalmente este estudio no ha sido incluido en el documento de la Tesis.

6. E.J.Bueno, S.Cóbreces, A.Bocos, F.Espinosa, F.J.Rodríguez. "DC Voltage and DC Power Dual Control of a VSC connected to the grid". SAAEI'2004. 15-17 September 2004, Toulouse, France.

Este trabajo es una versión reducida de las aportaciones que se muestran en el apartado 4.3 sobre controlador de  $u_{DC}$ . La única aportación, que no se incluye en la Tesis, es un controlador de la potencia del DC-bus basado en lógica 'fuzzy'.

7. E.Bueno, S.Cobreces, F.J.Rodríguez, F.Espinosa, F.López, Á.Hernández, R.Mateos, D.Pizarro, J.C.García. "Design of a back-to-back NPC converter interface for wind power applications". 31st Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society. IECON'2005. – en revisión -

Se presenta las diferentes partes del “CONDOR Converter”, y el diseño del “Sistema de Electrónica de Control”. Este artículo es una versión resumida del Cap. 3.

8. E.Bueno, F.J.Rodríguez, F.Espinosa, S. Cobreces. “SPLL Design to flux Oriented of a VSC Interface for Wind Power Applications”. 31st Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society. IECON’2005. – en revisión -

Se propone el SPLL (‘Software phase-locked loop’) como elemento de sincronización con la red eléctrica. Este trabajo coincide prácticamente con el apartado 4.2.

9. S.Cobreces, F.Espinosa, E.Bueno, F.J.Rodríguez. “On-line grid filter parametric identification for adaptive control of PWM rectifiers”. 31st Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society. IECON’2005. – en revisión -

Se presentan tres métodos diferentes para identificar ‘on-line’ las variaciones temporales que sufren los componentes del filtro de red, y se basa en el apartado 5.2.

10. E.Bueno, S.Cobreces, F.J.Rodríguez, F.Espinosa, Á.Hernández. “Design of a back-to-back NPC converter interface for wind power applications”. IEE Proceedings Electric Power Applications. –en revisión-

Es una ampliación de la publicación 7 y se presentan las conclusiones finales sobre el diseño del “CONDOR Converter”.

11. E.Bueno, F.J.Rodríguez, F.Espinosa, S.Cobreces. “Optimizing Disturbances Behaviour of the VSCs connected to the grid through and LCL-filter”. IEEE Trans. on Power Electronics –en revisión-

Es una ampliación de la publicación 4. Se presentan los resultados definitivos del Cap. 5 de la Tesis sobre optimización del comportamiento del VSC ante perturbaciones del sistema.

## 1.6. Convenios adoptados en el desarrollo de la Tesis.

Todas las transformaciones de esta Tesis de los ejes  $abc$  a los ejes  $dq0$ , y viceversa, se realizan mediante la transformación invariante en potencia (Tabla A.1 y Tabla A.2). Los ejes  $dq$  se orientan de forma que el eje  $d$  coincide con el vector de flujo de la red eléctrica, y por tanto el vector de tensión de la red eléctrica se ubica en el eje  $q$  del plano  $dq$  (Fig. 1.9) (apartado A.3).

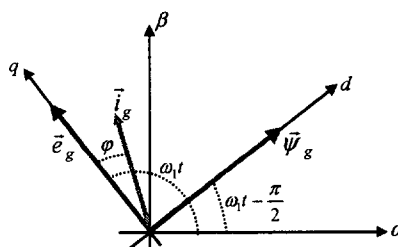


Fig. 1.9. Ubicación del vector de tensión y vector de flujo de la red eléctrica en los ejes  $dq0$ .

En las variables vectoriales  $dq$  se omite dicho subíndice. Por ejemplo, la corriente de red  $dq$  en el instante  $k$  se puede expresar como  $\vec{i}_{dq}(k)$ , pero en este documento dicha corriente se expresa sin los subíndices  $dq$ , de la forma  $\vec{i}_g(k)$ . En cambio, si la variable se expresa en los ejes  $\alpha\beta$ , entonces sí se indica como  $\vec{i}_{\alpha\beta}(k)$ .

Como herramienta de simulación se emplea Matlab 6.5 (Release 13). En determinadas simulaciones se usa la Toolbox “SimPowerSystems”, que modela y simula sistemas eléctricos de potencia y convertidores dentro del entorno de Simulink. Algunos de los módulos de este producto son: ‘Universal Bridge’ para modelar los VSCs de dos niveles, ‘Three-Level Bridge’ para modelar los VSCs de tres niveles, ‘Series RLC Branch’ para modelar los componentes del filtro de red, elementos de medida, generadores, etc. Esto permite realizar dos tipos de simulaciones en función de cómo se modela la planta del sistema de la Fig. 1.10, que son:

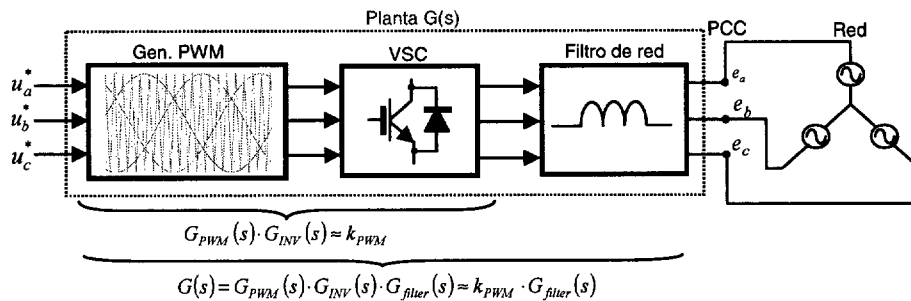


Fig. 1.10. Planta del sistema.

- **Modelo de pequeña señal linealizado.** En este caso no se emplea la Toolbox “SimPowerSystems”. Se desarrolla un modelo linealizado en pequeña señal donde el procesador de potencia (VSC + Gen. PWM) se linealiza mediante la técnica de promediado (Ap. B), de tal forma que  $G(s) = k_{PWM} G_{filter}(s)$ . Las simulaciones se realizan con la función de transferencia o el modelo en variables de estado del filtro de red, y se desarrollan los controladores en el dominio  $s$  o en el dominio  $z$ .
- **Modelo de gran señal o no lineal.** Una vez diseñados los controladores, el sistema de la Fig. 1.10 se construye a partir de módulos de la toolbox ‘SimPowerSystems’ de Matlab. Con estos módulos se incluye el comportamiento en conmutación del VSC, no linealidades, limitaciones, saturaciones de las inductancias, etc. Las simulaciones se realizan conectando los controladores basados en bloques lineales de Simulink con los módulos de ‘SimPowerSystems’. Los resultados obtenidos de esta forma se aproximan más a los que se obtienen probando un sistema práctico.

En las diferentes simulaciones que se realizan en la Tesis se indicará qué tipo de modelo se emplea.

# 2

## Revisión de conocimientos y objetivos de la Tesis

---

Los trabajos desarrollados en esta Tesis están orientados hacia la optimización del comportamiento de los VSCs cuando se emplean como interfaz conectados a la red eléctrica, con el objeto de entregar o demandar energía a la red con la mejor calidad posible, y cumpliendo las normativas vigentes. Con esta Tesis se pretende aportar soluciones en el campo de la distribución de energía eléctrica: (1) diseñando convertidores más robustos, especialmente, frente a perturbaciones de la red eléctrica; y (2) desarrollando nuevos algoritmos de control para mejorar el comportamiento del VSC ante posibles perturbaciones del sistema.

Así, este Cap. se divide en dos partes. En la primera se realiza una revisión de conocimientos sobre las distintas temáticas que abarca la Tesis, concretamente, los convertidores multinivel, control de los VSCs conectados a la red eléctrica y métodos para optimizar el comportamiento de éstos ante perturbaciones. En la segunda parte del Cap., a partir de las líneas generales indicadas en el párrafo anterior y del análisis de cuestiones no estudiadas en las referencias mostradas en la revisión de conocimientos, se presenta una descripción detallada de los objetivos de la Tesis.

### 2.1. Revisión de conocimientos sobre convertidores multinivel.

A principios de los años 80 Nabae [Nabae, *et al.*, 81] introdujo la topología de inversor NPC ('neutral point clamped' o 'diode clamped'). Ya en los primeros trabajos de investigación se comprobó que este tipo de convertidores tenía muchas ventajas frente a los convertidores convencionales de dos niveles. A principios de los años 90, empezaron a aparecer las primeras soluciones comerciales de convertidores de tres niveles.

En la actualidad, la conversión de potencia multinivel es un área de la Electrónica de Potencia que está creciendo muy rápidamente. Sus aplicaciones se centran en el rango de la media y alta tensión (2-13 KV) e incluyen excitadores de motores, distribución de energía, recuperación de energía a la red, etc.

En general, los convertidores multinivel se pueden analizar como sintetizadores de tensión, en los cuales la alta tensión es generada a partir de niveles de tensión discretos más pequeños. Las principales ventajas de estos convertidores son las siguientes:

- La capacidad de tensión de los dispositivos existentes puede aumentar sin las complicaciones que aparecen cuando se conectan dispositivos en serie.
- El comportamiento espectral de las formas de onda multinivel es mejor que el de las formas de onda de dos niveles.
- Las formas de onda multinivel limitan los problemas causados por los elevados gradientes de tensión ( $'dv/dt'$ ) que aparecen en los cables y que provocan daños en los bobinados de los motores.

La mayoría de los esfuerzos se concentran en el desarrollo de tres tipos de topologías diferentes (Fig. 2.1), las cuales serán analizadas en los siguientes apartados.

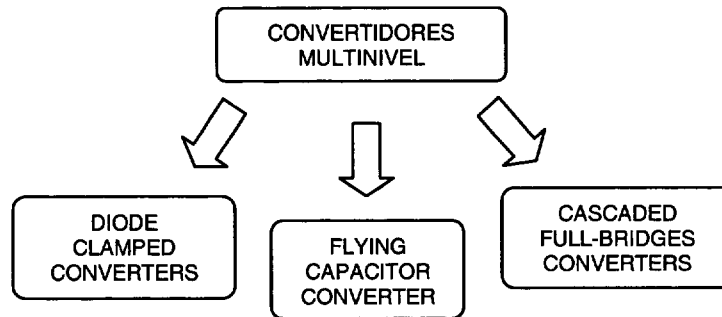


Fig. 2.1. Topologías de convertidores multinivel.

### 2.1.1. Convertidor multinivel de diodos limitadores ('Diode Clamped Converters').

Como ya se ha comentado, esta topología fue introducida por [Nabae, *et al.*, 81]. Recibe numerosas denominaciones como 'diode-clamped' VSC, NPC ('neutral point clamped'), y para topologías de 4 o más niveles, MPC ('multi point clamped'). La Fig. 2.2 muestra una fase de un convertidor multinivel de tres niveles y de cuatro niveles. Como se puede comprobar el número de niveles es  $n + 1$ , siendo  $n$  el número de conmutadores que hay en la mitad de cada fase. Por ejemplo, en el convertidor de cuatro niveles, en la mitad de la fase  $A$  hay tres conmutadores,  $S_{a3}$ ,  $S_{a2}$  y  $S_{a1}$ .

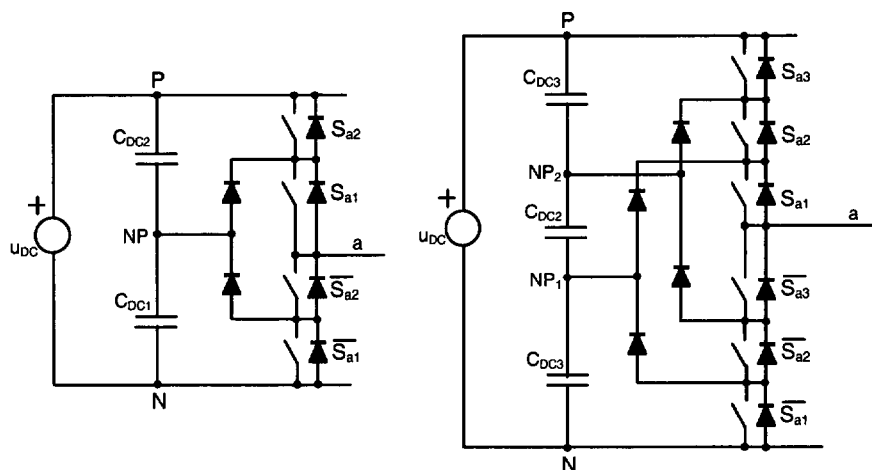
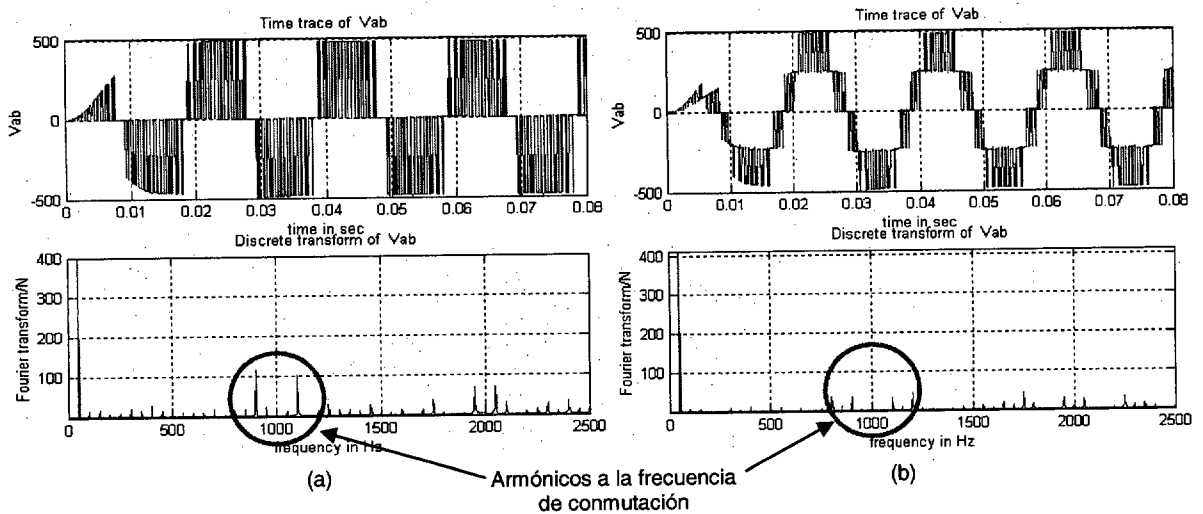


Fig. 2.2. Fase A de un convertidor de tres niveles NPC y de cuatro niveles MPC.

Algunas de las ventajas de este tipo de convertidores frente a los convertidores de dos niveles son:

- Las tensiones en los conmutadores son  $V_{PN}/n$ , siendo  $n$  el número de conmutadores que hay en la mitad de cada rama y  $V_{PN}$  la tensión del DC-bus.
- El primer grupo de armónicos de las tensiones AC de salida está centrado alrededor de  $nf_{SW}$ , siendo  $f_{SW}$  la frecuencia de conmutación.
- Esta topología puede ser generalizada, y los principios usados para tres niveles se pueden usar en cualquier topología de  $m$  niveles.

Todas las ventajas enumeradas anteriormente se observan en la Fig. 2.3 donde se realiza una comparación entre dos VSIs, uno de dos niveles y otro de tres niveles. Las Fig. 2.3.a y Fig. 2.3.b representan la tensión de línea y sus armónicos para los convertidores de dos y tres niveles, respectivamente; mientras que la Fig. 2.3.c es una tabla comparativa de los resultados obtenidos. En ésta se indica que la potencia disipada en cada IGBT es casi la mitad en el convertidor de tres niveles, lo que permite emplear IGBTs más baratos.



	2 niveles	3 niveles
$u_{DC}$ (V)	484,62	483,14
$i_{DC}$ (A)	17,395	17,241
$P_{DC}$ (W)	8430	8330
$P_{LOAD}$ (W)	8132,4	7992,3
$P_{INV} = P_{DC} - P_{LOAD}$ (W)	297,6	337,7
$P_{IGBT}$ (W)	49,6	28,14

(c)

Fig. 2.3. Comparación de un VSI de dos niveles y de tres niveles. La carga es  $R=1\Omega$  y  $L=10mH$ , y la frecuencia de conmutación  $f_{SW}=1KHz$ .

La experiencia práctica con esta topología revela que hay una serie de dificultades técnicas que complican su aplicación para convertidores de muy alta potencia ( $\geq 10MW$ ), que son las siguientes:

- Esta topología requiere diodos 'clamping' de alta velocidad por los que circulan elevadas corrientes y tienen que soportar elevadas 'dv/dt'.
- Para topologías con más de tres niveles, los diodos 'clamping' están sujetos a tensiones en

inverso iguales a  $V_{PN} \frac{(n-1)}{n}$ . Esto puede hacer necesaria la conexión en serie de varios dispositivos, con lo que se incrementan los problemas debido al coste y a la necesidad de equalizar la tensión en los mismos.

- La cuestión de mantener equilibrada la tensión en los condensadores todavía resulta un problema de difícil solución, que está prácticamente resuelto en topologías de tres niveles, pero para más niveles todavía supone un tema de investigación [Ishida, *et al.*, 01].

### 2.1.2. Convertidor multinivel de condensadores limitadores ('Flying-Clamped Converters').

Esta topología, también denominada 'capacitor-clamped', y que se muestra en la Fig. 2.4, fue propuesta en 1992 [Teodorescu, *et al.*, 99], y se considera actualmente como una seria alternativa a la presentada en el apartado anterior.

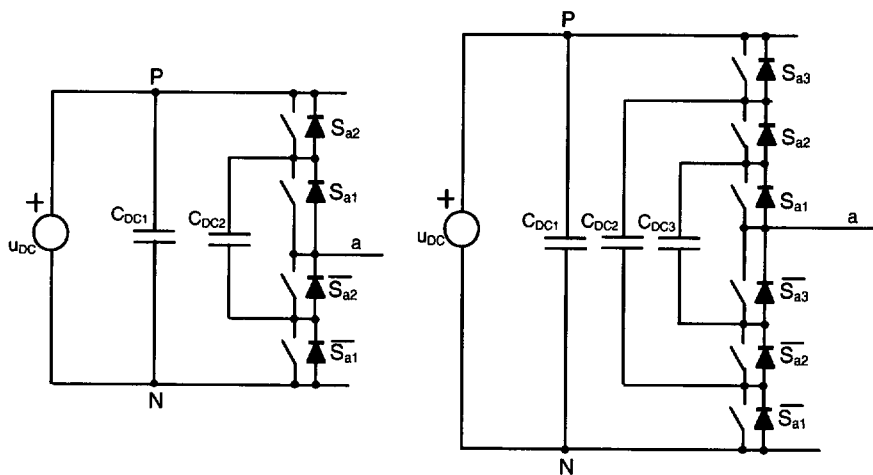


Fig. 2.4. Convertidor multinivel de tres y de cuatro niveles.

La principal ventaja es que elimina el problema de los diodos limitadores. Además limita la 'dv/dt' de los conmutadores electrónicos e introduce estados de conmutación adicionales que pueden ser usados para mantener en equilibrio las tensiones en los condensadores que aparecen en la Fig. 2.4. A diferencia de la topología de diodos limitadores, ésta tiene suficientes estados de conmutación para controlar el equilibrio de la tensión de los condensadores incluso con un mayor número de niveles.

Actualmente parece que esta topología tiene pocas desventajas, pero hay una serie de cuestiones que hay que seguir estudiando, como son:

- El controlador de carga del condensador del DC-bus añade complejidad al control del circuito entero.
- La topología de condensadores limitadores podría requerir más condensadores que la equivalente basada en diodos limitadores.
- Existe un peligro evidente en la aparición de posibles resonancias.



### 2.1.3. Convertidor multinivel de inversores de puente en H de dos niveles conectados en cascada ('Cascaded full-bridges Converters').

La configuración basada en puentes en H monofásicos conectados en cascada es otra alternativa en el diseño de convertidores multinivel (Fig. 2.5). Una ventaja de esta topología es que proporciona la flexibilidad de aumentar el número de niveles sin introducir complejidad en la etapa de potencia. Otra ventaja, es que requiere el mismo número de conmutadores primarios como la topología de diodos limitadores, pero sin dichos diodos. Sin embargo, esta topología requiere múltiples buses DC dedicados, y a menudo, para conseguir estas tensiones, complicados y caros transformadores. Otro inconveniente es que el comportamiento bidireccional tiene cierta dificultad.

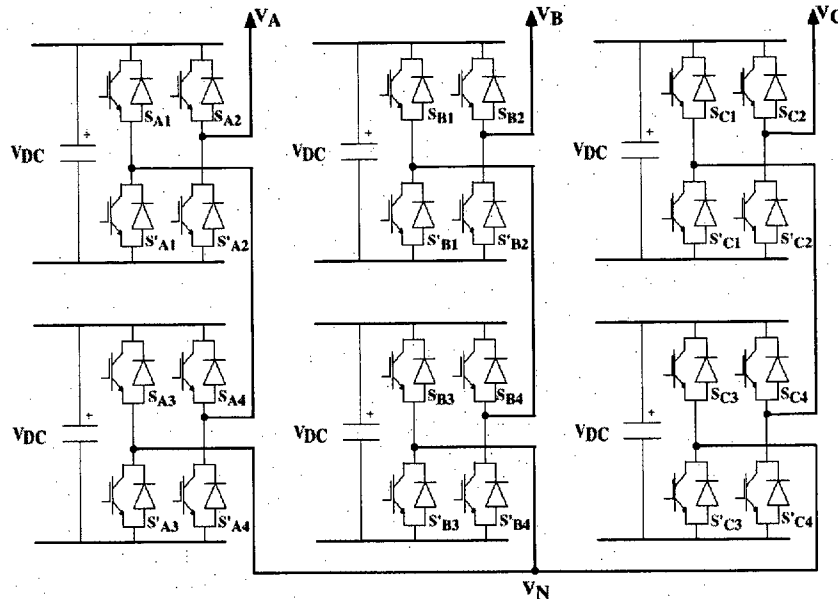


Fig. 2.5. Convertidor multinivel basados en puentes en H en cascada.

Quizás, el desarrollo más importante en las topologías en cascada lo suponen los convertidores híbridos [Manjrekar, *et al.*, 98] [Manjrekar, *et al.*, 99] [McGrath, *et al.*, 00], los cuales combinan la capacidad de alta tensión de dispositivos relativamente lentos como GTOs, con dispositivos de alta frecuencia y de más baja tensión como los IGBTs. A la vez, los diferentes niveles de tensión de los puentes basados en IGBTs y GTOs generan niveles de tensión adicionales sin excesiva complejidad.

### 2.1.4. Comparación de las distintas topologías.

En la Tabla 2.2 se realiza una comparación de tres topologías de inversores con tensión en el DC-bus de 1700V (rango de MV) ( $\approx 1.2KV_{LLrms}$ ) [Teodorescu, *et al.*, 99].

La primera columna corresponde a un inversor fuente de corriente (CSI) basado en GTOs. Los CSIs son convertidores de dos niveles que se emplean en aplicaciones de alta potencia, y por tanto compiten con los convertidores multinivel. Los GTOs soportan tensiones mucho más elevadas que los IGBTs e IGCTs para precios similares, pero el inconveniente principal es que la frecuencia de conmutación es relativamente baja, con lo que el contenido armónico de las señales es elevado. Para un inversor de tensión en el DC-bus de 1700V, se puede construir un inversor de dos niveles

basado en GTOs de 3300V, pero las principales desventajas son:

- alta 'dv/dt';
- alta complejidad en los 'drivers' de excitación de los GTOs; y
- requerimiento de redes 'snubber'.

La topología NPC-VSI es un convertidor de tres niveles basado en IGCTs o IGBTs. A nivel de coste resulta más interesante emplear dos IGBTs de 1200V (precio aproximado 300 euros unidad) por cada mitad de la fase del inversor, que un IGBT de 3300V (precio aproximado 1000 euros unidad) [Eupec, 01]. Además, si se usan dos IGBTs por cada mitad de la fase del inversor se puede aumentar la frecuencia de conmutación de dichos componentes, lo que a la postre redundaría en mejorar el contenido armónico de las corrientes que se entregan a la carga. Por otro lado, el SC-VSI es una topología basada en 9 puentes en H conectados en cascada, con una reducción de  $\frac{1}{n}$  en la frecuencia efectiva de conmutación y en la 'dv/dt' para cada módulo, siendo  $n$  el número de celdas por fase.

Tabla 2.2. Comparación de distintas topologías de convertidores para un convertidor de 1700V en el DC-bus [Teodorescu, *et al.*, 99].

TOPOLOGÍA	CSI	NPC-VSI	SC-VSI
Número de módulos de potencia/tipo	1/trifásico	1/trifásico	9/simple-fase
Número de niveles (máx)	2	3	4
'dv/dt' de la tensión de salida [p.u.]	1	0.5	0.33
Tensión del DC-bus en los módulos [p.u]	1	0.5	0.19
Dispositivos de conmutación activos/tecnología	6 / GTO	12 / IGCT (High Voltage-IGBT)	36 / Low Voltage-IGBT
Necesidad de 'snubber'	Sí	No	No
Complejidad del 'driver'	Alta	Baja	Baja
Complejidad de la protección de cortocircuitos	Baja	Alta	Alta
Stress de tensión en los dispositivos de conmutación [p.u]	1	0.5	0.19
Stress de corriente en los dispositivos de conmutación [p.u]	1	1	1
Número de diodos 'clamping' / Stress de tensión [p.u]	-	6 / 0.5	-
Diodos 'free-wheeling'	-	0.5 (integrados en los IGCTs o IGBTs)	0.19
Frecuencia de conmutación efectiva [p.u]	1	0.5	0.33
Tipo de convertidor en el lado de línea / número de pulsos	SCR / 12	Diodo / 12	Diodo / 18
Complejidad del transformador de entrada	Baja	Alta	Alta
Operación en cuatro cuadrantes	Sí	No (posible con otra configuración)	No (posible con otra configuración)
Coste de mantenimiento	Bajo	Alto	Alto
Factor de potencia	$\sim \cos(\alpha)$	$>0.95$	$>0.95$

Elegir un tipo de convertidor concreto depende de la aplicación. En la actualidad, las topologías más empleadas para aplicaciones de media tensión alta potencia son: diodos limitadores de 3 niveles (NPC) y puentes en H conectados en cascada. Varios fabricantes están comercializando convertidores basados en tecnología multinivel, denominados convertidores de media tensión, para aplicaciones de distribución y generación de energía eléctrica, transporte, energías renovables, etc. Algunos de estos fabricantes son:

- ABB <http://www.abb.com/> (Medium Voltage AC Drives);
- Siemens [http://www.ad.siemens.de/ld/ac-umrichter/html\\_76/produkte.html](http://www.ad.siemens.de/ld/ac-umrichter/html_76/produkte.html); y
- ASIRobicon <http://www.asirobicon.com/products/ProductsFlash.aspx?id=8>.

Además, la topología de 3 niveles NPC se está comenzando a emplear en aplicaciones de baja tensión. Por ejemplo, en [Teichmann, *et al.*, 03] se muestran las ventajas de usar convertidores NPC con respecto a usar VSCs de dos niveles en aplicaciones de baja tensión pero con media o alta frecuencia de conmutación (por encima de 5KHz). De hecho, Yaskawa Europe (<http://www.yaskawa.eu.com>) [Krug, *et al.*, 04] en la feria de Hannover del año 2002 introdujo el primer convertidor NPC de baja tensión comercial, el “Var i speed G7” (Fig. 2.6) Actualmente, Yaskawa tiene versiones de este convertidor en 200V desde 0.4KW hasta 110KW, y en 400V desde 0.4KW hasta 300KW.

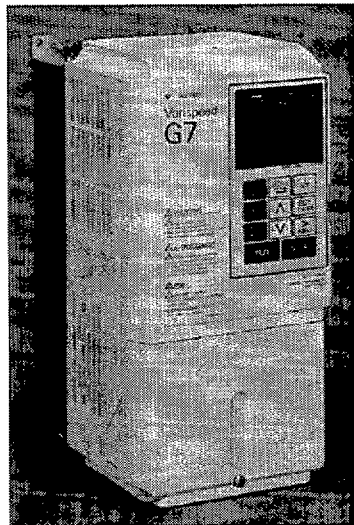


Fig. 2.6. Convertidor de Yaskawa Var i speed G7 de 400V de tensión de línea y 1.5KW.

## 2.2. Revisión de conocimientos del sistema de control de VSCs conectados a la red eléctrica.

El control de este tipo de sistemas sigue la siguiente secuencia:

- Modelado de los convertidores y filtros de línea [Hiti, *et al.*, 94] (Ap. B).
- Diseño de los lazos de control de las corrientes de línea y lazos de control de la tensión del DC-bus.
- Diseño de los controladores de las potencias activa y reactiva que se intercambian con la red eléctrica.
- Diseño de algoritmos para compensar posibles perturbaciones del sistema.

Este apartado presenta una revisión de conocimientos sobre el diseño de los controladores de

corriente, tensión del DC-bus, potencia activa y potencia reactiva. No se aborda el modelado de los convertidores ni de los filtros de línea por no estar dentro de los objetivos de la Tesis. En cualquier caso, en el Ap. B se presenta un resumen de los modelos empleados en el desarrollo de la Tesis. Sobre el diseño de algoritmos para compensar posibles perturbaciones, se realiza la revisión de conocimientos en el apartado 2.3.

En la primera parte de este apartado se muestran las técnicas de control empleadas en la actualidad en los VSCs conectados a la red eléctrica. En la mayoría de ocasiones estas técnicas se desarrollan para un filtro de red tipo L, cuyo modelo es muy sencillo pero sus características de filtrado no son excesivamente buenas. En la segunda parte de esta sección, se revisan las soluciones aportadas por diferentes investigadores cuando el filtro de red es LCL, cuyo modelo es de tercer orden, por lo que tiene mejores características de filtrado, pero resulta más complicado el controlador.

Desde el punto de vista del control, la única diferencia entre los convertidores de dos niveles y multinivel NPC y MPC es la generación de señales PWM. Así, la revisión de conocimientos sobre controladores que se presenta en este apartado, aunque se hace continua referencia a convertidores de dos niveles, es aplicable a los convertidores multinivel indicados.

### 2.2.1. Sistema de control de VSCs conectados a la red eléctrica.

Uno de los primeros tipos de control desarrollados para VSCs conectados a la red eléctrica fue el “control de fase” [Wu, *et al.*, 91]. El VSC trabaja con un índice de modulación de amplitud fijo, cercano a la unidad, y la transferencia de potencia se controla mediante el desplazamiento de fase de los patrones de conmutación. La tensión de línea y la tensión del DC-bus del convertidor se mantienen constantes. En [Wu, *et al.*, 91] se presenta un estudio en régimen permanente, régimen transitorio y de generación de armónicos de esta técnica de control, cuyo diagrama de bloques se muestra en la Fig. 2.7.

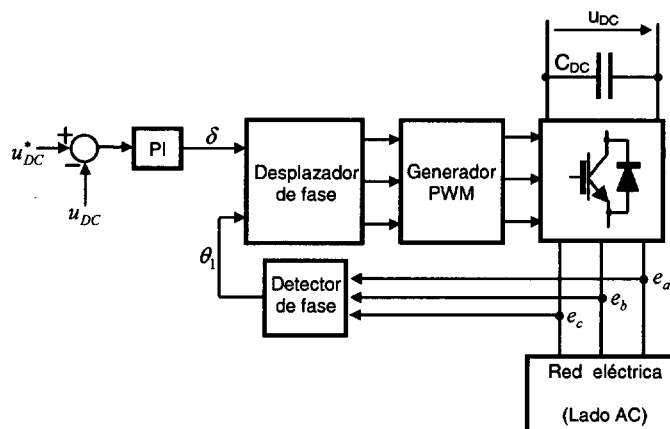


Fig. 2.7. Control de fase basado en el desplazamiento de la tensión del rectificador con respecto a la tensión de red.

En la actualidad, las técnicas de control para VSCs conectados a la red eléctrica o rectificadores PWM se pueden clasificar como se muestra en la Fig. 2.8 [Malinowski, *et al.*, 03]. El significado de cada una de las siglas es el siguiente:

- control orientado con la tensión (VOC);
- control directo de potencia basado en tensión (V-DPC);
- control orientado con el flujo virtual (VFOC); y
- control directo de potencia basado en el flujo virtual (VF-DPC).

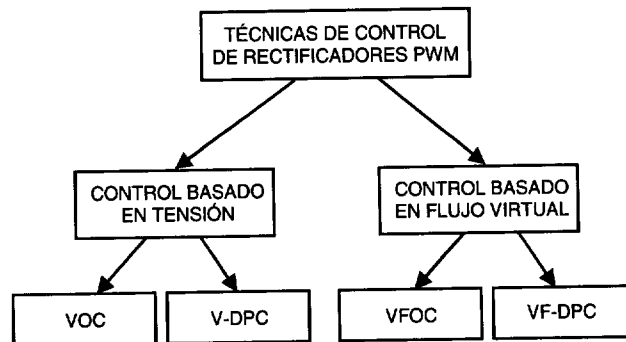


Fig. 2.8. Clasificación de técnicas de control de rectificadores PWM.

Estas cuatro técnicas se reducen básicamente a dos: VOC (control orientado de tensión o de flujo) y DPC (control directo de potencia). El VOC de un rectificador PWM es muy similar al control orientado de campo de un convertidor PWM conectado a una máquina de inducción; mientras que el DPC es muy similar al DTC (control directo de par) de una máquina de inducción.

Las técnicas VOC y VFOC están basadas en el uso de los ejes rotatorios  $dq0$  (Ap. A) y el diagrama de bloques se muestra en la Fig. 2.9. La diferencia entre ellas está en la orientación de los ejes  $dq0$ , en la primera se orientan de tal forma que el eje  $d$  coincide con el vector  $\vec{e}_{\alpha\beta}$ , mientras que en la segunda es el eje  $q$  el que coincide con el vector  $\vec{e}_{\alpha\beta}$ .

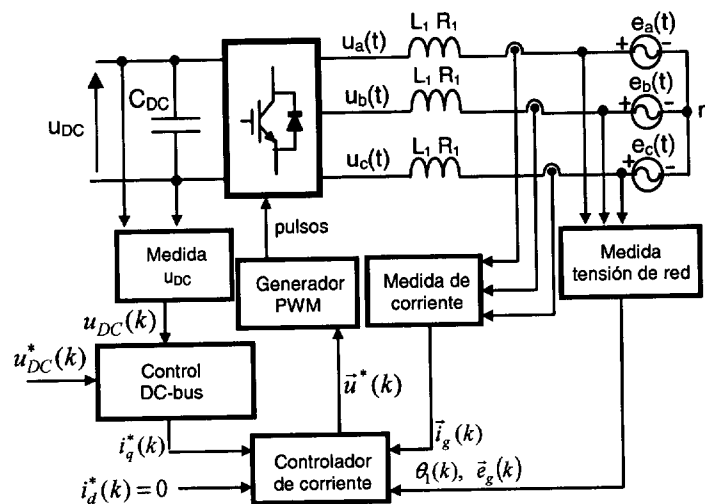


Fig. 2.9. VOC basado en controladores PI síncronos en los ejes de referencia rotatorios  $dq0$ .

Por ejemplo, para VFOC (Fig. 2.10),  $e_d = 0$  y  $e_q = E_n$  (transformación invariante en potencia), de tal forma que la potencia aparente en la red se define, en los ejes  $dq0$ , como:

$$\vec{S}_g = P_g + jQ_g = \vec{e}_g \cdot \text{conj}(\vec{i}_g) = (e_d + je_q)(i_d - ji_q) = (e_d i_d + e_q i_q) - j(e_d i_q - e_q i_d) \quad (2.1)$$

Si  $e_d = 0$ ,  $P_g$  se controla con la componente  $q$  de la corriente de red, mientras que  $Q_g$  se controla con la componente  $d$  de la corriente de red. Así,  $P_g = e_q i_q$  y  $Q_g = e_q i_d$ , lo que permite realizar un control desacoplado de las potencias activa y reactiva. Hay dos lazos de corriente, uno para la componente  $d$  y otro para la componente  $q$ .

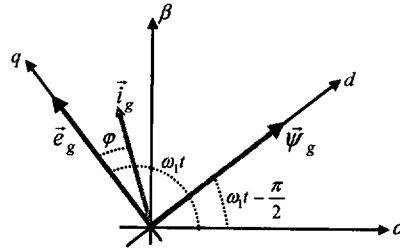


Fig. 2.10. Ubicación del vector de tensión y vector de flujo de la red eléctrica en los ejes  $dq0$  para VFOC.

La referencia de la componente  $d$  ( $i_d^*$ ) se controla para obtener un desplazamiento del factor de potencia unidad; mientras que la referencia de la componente  $q$  ( $i_q^*$ ) se controla para realizar la regulación de la tensión del DC-bus y por tanto de la potencia activa consumida o absorbida de la red eléctrica. Para tener en fase las tensiones y corrientes de la red,  $i_d^* = 0$ . El control de la tensión del DC-bus se alcanza a través del balance de potencias del sistema.  $\theta_1$  es la fase de la tensión de la red eléctrica, y a partir de ésta se realizan todas las transformaciones de ejes, pues el controlador de corriente está formado por dos PIs (proporcional-integral) (uno para cada eje) sincronizados con los ejes rotatorios  $dq$ , los cuales tienen errores en régimen permanente nulos para variables DC de entrada.

El controlador de tensión del DC-bus es un lazo externo, y los dos lazos de corriente son lazos internos. Estos últimos son diseñados para alcanzar tiempos de establecimiento muy cortos, de ahí el empleo de controladores ‘dead-beat’, de Lyapunov, etc., y ganancia unidad. En cambio, los objetivos del controlador externo son la estabilidad y óptima regulación, por tanto este lazo de tensión es diseñado para tener un tiempo de establecimiento más lento, de 5 a 20 veces mayor que el interno. Así, los lazos de control interno y externo se pueden considerar desacoplados y, por tanto, la función de transferencia del lazo de corriente no se considera cuando se diseña el controlador de tensión. Hay muchas referencias sobre este tema, algunas de las más destacables son [Blasko, *et al.*, 97a], [Buso, *et al.*, 98], [Kazmierkowski, *et al.*, 98] y [Ottersten, 03].

El DPC fue propuesto por primera vez por [Ohnishi, 91] y desarrollado por [Manninen, 95] y [Noguchi, *et al.*, 98]. Controla las potencias activa y reactiva instantáneas, a través de la selección apropiada de los patrones de conmutación de los conmutadores. La estructura es muy similar al control directo de par usado para excitación de máquinas de corriente alterna. No hay lazos internos de corriente y no hay bloque modulador debido a que los estados de conmutación del convertidor se seleccionan a partir de una tabla de conmutación basada en los errores instantáneos entre los valores comandados y estimados de las potencias activa y reactiva. La Fig. 2.11 representa el diagrama de bloques de un DPC que es válido tanto para V-DPC como para VF-DPC. La diferencia está en como se obtienen los valores instantáneos de las potencias activa y reactiva, el primero a partir de la tensión de la red y el segundo a partir del flujo de la tensión de red

[Malinowski, *et al.*, 03]. La principal ventaja del DPC está en la sencillez del algoritmo, pero el inconveniente es que precisa una elevada frecuencia de conmutación para obtener una respuesta satisfactoria. Al igual que en el caso del método VOC, la tensión del DC-bus se controla mediante el balance del armónico fundamental de la potencia activa.

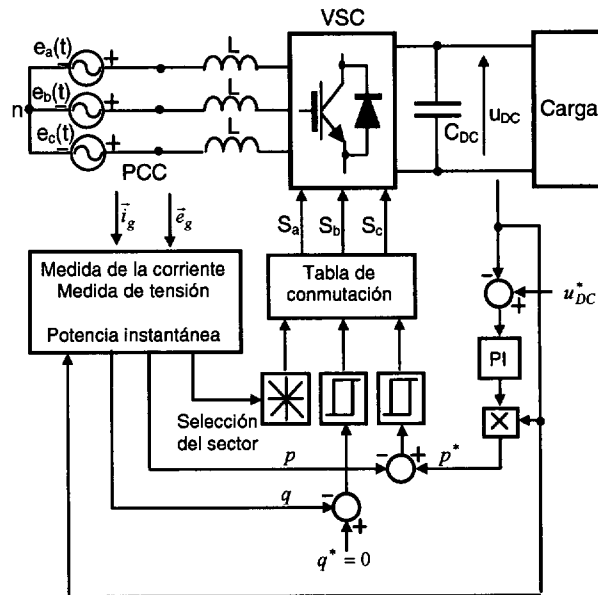


Fig. 2.11. DPC.

A partir de estas dos técnicas básicas de control, el VOC y el DPC, numerosos controladores avanzados han sido presentados en la literatura técnica para garantizar un comportamiento óptimo del rectificador PWM.

Así, por ejemplo, partiendo del VOC, en [Dell'Aquila, *et al.*, 00a] y [Dell'Aquila, *et al.*, 00b] se propone un controlador de un rectificador PWM mediante técnicas de lógica borrosa. Más en detalle, en [Dell'Aquila, *et al.*, 00a], la referencia de la corriente de red se obtiene en función de la carga/descarga del condensador del DC-bus y del error de la tensión del DC-bus. En [Dell'Aquila, *et al.*, 00b] un modulador basado en lógica borrosa calcula los patrones de conmutación y los ciclos de trabajo usando las señales de referencia generadas por un controlador 'feedforward' basado en lógica borrosa que requiere únicamente la medida de la tensión del DC-bus.

Respecto al DPC, en [Noguchi, *et al.*, 98] se desarrolla un DPC sin sensores, y se propone un método para la estimación de las formas de onda de la tensión de red. En [Hansen, *et al.*, 00] los resultados del DPC se comparan con los obtenidos a partir de un regulador PI bajo condiciones de armónicos y tensiones desbalanceadas en la red. Por último, en [Malinowski, *et al.*, 01] se propone un DPC sin sensores de un rectificador PWM basado en las semejanzas de este sistema con el control de un VSC que alimenta a un motor de inducción.

### 2.2.2. Modificaciones del controlador debidas al uso de un filtro LCL en el lado AC del convertidor.

Cuando el VSC está conectado a la red eléctrica mediante un filtro LCL, generalmente se emplean controladores basados en las técnicas VOC o VFOC presentadas en el apartado anterior, pero con ciertas modificaciones porque se trata de un sistema MIMO. Hay básicamente dos

tendencias, la primera consiste en controlar la corriente del convertidor ( $\vec{i}_1(t)$ ) [Blasco, *et al.*, 97b] [Lisserre, *et al.*, 01], mientras que en la segunda se controla la corriente de la red ( $\vec{i}_2(t)$ ) [Lindgren, *et al.*, 98] [Bojrup, 99] (Fig. 2.12). Controlar  $\vec{i}_1(t)$  frente a  $\vec{i}_2(t)$ , tiene las siguientes ventajas:

- El controlador es más sencillo, pues se controla un sistema de primer orden o un sistema de segundo orden, y luego se aplica un algoritmo de corrección con objeto de orientar todas las transformaciones con respecto a la tensión en PCC. En cambio, si se controla  $\vec{i}_2(t)$ , se está controlando un sistema de tercer orden, con lo que el controlador es más complejo.
- En principio, para controlar  $\vec{i}_1(t)$ , únicamente se necesitan dos conjuntos de sensores:  $\vec{i}_1(t)$ ,  $\vec{u}_C(t)$ ; en cambio, para controlar  $\vec{i}_2(t)$  se necesitan cuatro conjuntos de sensores:  $\vec{i}_1(t)$ ,  $\vec{i}_2(t)$ ,  $\vec{u}_C(t)$  y  $\vec{e}_g(t)$ . Esto implica que el segundo sistema tiene un coste más elevado.

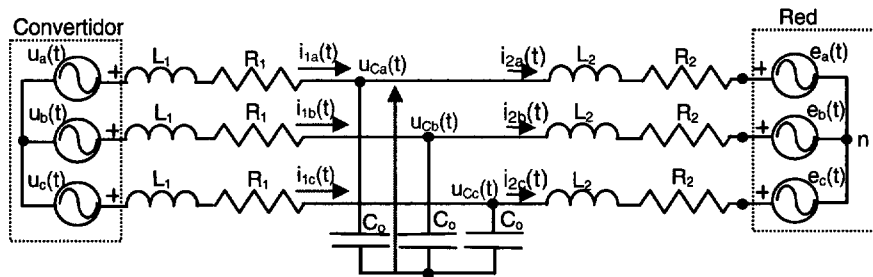


Fig. 2.12. Filtro LCL.

Por otro lado, controlar  $\vec{i}_2(t)$  frente a  $\vec{i}_1(t)$  tiene como ventaja que se controla directamente la corriente que se entrega a la red eléctrica, con lo que se puede obtener de forma exacta un desplazamiento del factor de potencia unidad en el PCC.

Hay dos problemas importantes en el control de los filtros LCL. El primero está relacionado con la posición de las frecuencias de resonancia, muestreo y conmutación. En función de éstas se puede precisar un método de amortiguamiento o ‘damping’ debido a la impedancia cero que presenta el filtro a la frecuencia de resonancia. Cuando se trata de aplicaciones de baja potencia es posible poner resistencias ‘damping’ en serie con los condensadores del filtro, pero para aplicaciones por encima de las unidades de KW estas resistencias provocan elevadas pérdidas, por lo que es necesario emplear métodos de ‘damping’ activo [Lisserre, *et al.*, 01]. El segundo problema está relacionado con la cantidad de sensores que se precisan para ejecutar el algoritmo de control ( $\vec{i}_1(t)$ ,  $\vec{i}_2(t)$ ,  $\vec{u}_C(t)$  y  $\vec{e}_g(t)$ ), lo que supone un coste elevado. Respecto a esto no hay apenas trabajos, y es una cuestión que se aborda en el desarrollo de la Tesis.

Respecto al primer problema planteado, [Blasco, *et al.*, 97b] fue uno de los primeros trabajos sobre ‘damping’ activo para filtros LCL. En éste se proponía una red de adelanto-retraso (‘lead-lag’) conectada a la medida de la tensión de los condensadores, de tal forma que en el nuevo lazo de control equivalente se anula el efecto de la frecuencia de resonancia.

En [Lisserre, *et al.*, 02] se presentó un método basado en el lugar de las raíces en el plano  $z$  para analizar el grado de ‘damping’ pasivo o activo necesario en el sistema. Una vez que la función de transferencia en lazo cerrado del sistema es encontrada, se determinan los parámetros de los



elementos del ‘damping’ activo, con objeto de obtener la misma estabilidad que si se pusiera un resistor como ‘damping’ pasivo. El método de control propuesto en este artículo emplea sensores para las tensiones de red y para las corrientes del convertidor.

Además en [Dahono, 03] se propuso un interesante método para realizar ‘damping’ activo denominado “resistencia virtual”. Se trata de un algoritmo de control adicional que hace que el filtro LCL se comporte como si se hubieran añadido resistores. Sin embargo, se precisan sensores de corriente adicionales si se conecta en serie con las bobinas o sensores de tensión adicionales si se conecta en paralelo con los condensadores.

En vez de esto, en [Twining, *et al.*, 02] se presenta un algoritmo basado en un lazo de control exterior de la corriente de red con un lazo de control interno de la corriente de los condensadores para estabilizar el sistema. De nuevo, se requieren sensores adicionales. En este trabajo también se presenta un interesante análisis de la impedancia armónica del sistema para diferentes armónicos de la red eléctrica.

En los cuatro trabajos mostrados se requieren sensores adicionales con respecto a los que se necesitan para ejecutar el algoritmo de control. [Liserre, *et al.*, 03] introduce un nuevo método de ‘damping’ activo que no necesita usar más sensores y que puede ser ajustado mediante algoritmos genéticos. Éste consiste en añadir un filtro a la tensión de referencia del generador PWM del convertidor. El proceso de ajuste de este filtro se realiza mediante algoritmos genéticos para un amplio rango de valores de frecuencias de muestreo. Los algoritmos genéticos sólo se emplean en el proceso de ajuste de los parámetros del filtro y no en el proceso ‘on-line’ de funcionamiento. El resultado es un nuevo método de ‘damping’ activo que no precisa nuevos sensores ni cálculos excesivamente complejos.

### 2.3. Control del convertidor con perturbaciones en el sistema.

En el apartado 1.2 se analizaron problemas relacionados con el uso de los VSCs como interfaz entre la red eléctrica y sistemas de generación de energía. En general, van a estar sometidos a las siguientes perturbaciones:

- Perturbaciones de la red eléctrica descritas en el Ap. C.
- No linealidades del convertidor debidas a: los dispositivos electrónicos de potencia (tiempos muertos, caídas de tensión en directo, etc. [Svensson, 97]); las variaciones de los valores del filtro de línea y a su comportamiento no lineal con la frecuencia; pérdidas en el filtro y en el convertidor; retardos computacionales; etc.
- Desconocimiento de la impedancia de la red eléctrica.

#### 2.3.1. Armónicos en las tensiones de la red eléctrica.

Si la tensión trifásica de red está balanceada y no tiene armónicos, una transformación en los ejes  $dq0$  resulta en una cantidad DC. En cambio, si las tensiones de la red están desbalanceadas o tienen armónicos, el resultado de las transformaciones en los ejes  $dq0$  son cantidades AC superpuestas a las cantidades DC del armónico fundamental. Los controladores basados en PIs en los ejes de referencia rotatorios  $dq$ , que son los empleados en esta Tesis, tienen a la salida errores

en régimen permanente cuando las variables realimentadas tienen componentes AC.

Para optimizar el comportamiento del VSC con armónicos en la tensión de red es necesario diseñar nuevos controladores. Algunas propuestas son las siguientes:

- Controladores con múltiples ejes de referencia rotatorios ( $dq$ ).
- Controladores con múltiples ejes de referencia estacionarios ( $\alpha\beta$ ).

Para cualquiera de las dos opciones es necesario un método 'on-line' de identificación y selección de los armónicos de la red eléctrica [Girgis, *et al.*, 91] [Ma, *et al.*, 96] [Zheng, *et al.*, 03] [Svensson, *et al.*, 99].

### 2.3.1.1. Controladores con múltiples ejes de referencia rotatorios ( $dq$ ).

Una posible solución para compensar el error producido por los armónicos de la tensión de red es un conjunto de controladores PI en los ejes de referencia rotatorios girando a las frecuencias de los armónicos de la red eléctrica (Fig. 2.13). Así, a la entrada de cada integrador  $K_i/s$ , las variables son DC y por tanto a la salida el error es nulo en régimen permanente para los respectivos armónicos de la tensión de la red [Allmeling, 04].

El inconveniente de este método es la excesiva carga computacional debido a las transformaciones de coordenadas, puesto que se precisan dos transformaciones por armónico. Además, si los armónicos están desbalanceados el número de ejes de referencia tiene que ser doblado para tener un integrador con variables DC para la secuencia positiva y otra para la secuencia negativa. En la Fig. 2.13 no se ha representado el proceso de identificación 'on-line' de cada uno de los armónicos lo que incrementa aún más la carga computacional. Esto es necesario porque a la entrada de cada controlador PI únicamente debe llegar la señal del armónico correspondiente.

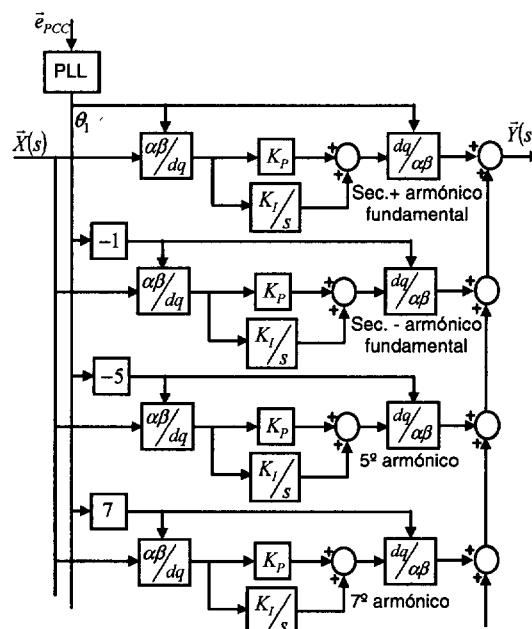


Fig. 2.13. Controlador de múltiples ejes de referencia rotatorios [Allmeling, 04].

Un ejemplo particular de este tipo de controladores son los controladores duales [Suh, *et al.*, 02] que se emplean para compensar los desbalanceos de las tensiones de la red. En este caso hay un controlador para la componente fundamental (secuencia positiva) y otro para la componente  $2\omega_1$  (secuencia negativa).

### 2.3.1.2. Controladores con múltiples ejes de referencia estacionarios ( $\alpha\beta$ ).

Para reducir la excesiva carga computacional de la solución mostrada en el apartado anterior, otros autores han propuesto controladores con múltiples ejes de referencia estacionarios, por ejemplo [Yuan, *et al.*, 02]. La estructura es la misma que la mostrada en la Fig. 2.13, pero sin realizar las transformaciones  $\alpha\beta \rightarrow dq$  y  $dq \rightarrow \alpha\beta$ .

Como las variables que se aplican a los PIs son AC, se emplean PIs generalizados sintonizados cada uno de ellos a la frecuencia del armónico correspondiente. En los ejes de referencia estacionarios, la estructura de control de la Fig. 2.13 está caracterizada por la siguiente función de transferencia [Yuan, *et al.*, 02]:

$$\frac{\bar{Y}(s)}{\bar{X}(s)} = K_p + \sum_{i=1,5,7,11,13,\dots} \frac{2K_i s}{s^2 + \omega_i^2} \quad (2.2)$$

### 2.3.2. Tensiones desbalanceadas en la red eléctrica.

Desde mediados de la década de los 90, en el Department of Electrical Power Engineering, Goteborg, Suecia (<http://www.elkraft.chalmers.se>) se han hecho numerosos estudios sobre los ‘dips’ en la red eléctrica, los cuales son desbalanceos temporales de las tensiones de la red (Ap. C). El profesor M.H.J.Bollen ha publicado numerosos trabajos describiendo y cuantificando las distintas perturbaciones en la red eléctrica, por ejemplo [Bollen, 00]. Además, en [Bollen, *et al.*, 02] se analiza el efecto de las diferentes perturbaciones de la red eléctrica sobre los VSCs. Para optimizar su comportamiento ante estas perturbaciones, el grupo del profesor J.Svensson del mismo departamento ha presentado numerosos trabajos, proponiendo mejoras en el sistema de sincronización con la red eléctrica [Svensson, 01] [Saccomando, *et al.*, 01] [Awad, *et al.*, 03], controladores duales, uno para la secuencia positiva y otra para la secuencia negativa [Awad, *et al.*, 02], [Svensson, *et al.*, 02], etc.

Como se analizó en el apartado 2.2.1, el controlador del VSC tiene dos funciones fundamentales: controlar la corriente y controlar la tensión del DC-bus. En [Saccomando, *et al.*, 01] se realiza una comparación del comportamiento del VSC con desbalanceos en las tensiones de la red eléctrica para diferentes tipos de controladores de corriente, y la mejor opción resulta ser el controlador ‘Dual Vector Current Controller (DVCC)’. Este controlador, que fue presentado por primera vez por [Song, *et al.*, 99], usa dos controladores de corriente diferentes en los ejes de referencia síncronos, uno para la secuencia positiva y otro para la secuencia negativa, junto con un controlador de la tensión del DC-bus basado en la teoría de la potencia activa y reactiva instantánea [Suh, *et al.*, 02]. El control del VSC con desbalanceos de las tensiones de red mediante controladores duales es un tema muy actual, de hecho autores como [Magueed, *et al.*, 04a], [Magueed, *et al.*, 04b], [Suh, *et al.*, 02] o [Suh, *et al.*, 04] han presentado trabajos muy interesantes

estos últimos años. Una característica común de todos estos trabajos es que el filtro de red empleado es de tipo L.

Además de la propuesta de algoritmos para mejorar el comportamiento del convertidor ante perturbaciones de la red eléctrica, es necesario hacer un estudio de las limitaciones hardware del convertidor para poder realizar estas compensaciones. Las únicas referencias destacables en esta línea son [Ottersten, *et al.*, 04] y [Magueed, *et al.*, 04a]. Uno de los objetivos de la Tesis será analizar cómo influye en el diseño del convertidor la capacidad de compensar desbalances de las tensiones de red transitorios ('dips') o permanentes siguiendo la propuesta de [Magueed, *et al.*, 04a], donde se recalculan las referencias de corriente al detectar un 'dip' para mantener constante la potencia que se entrega a la red eléctrica.

### **2.3.3. Identificación de la impedancia de línea y de las variaciones temporales de los componentes del filtro de red.**

En la literatura técnica se proponen diferentes métodos, 'off-line' y 'on-line', de medida de la impedancia de la línea [Asiminoaei, *et al.*, 04]. Este tipo de trabajos tienen como limitación que no proponen métodos de compensación para eliminar los errores que se producen en el sistema debidos a la impedancia no nula de la red.

En cuanto a la identificación de las variaciones en los valores de los componentes del filtro de línea, no existen muchos trabajos donde aparezcan los efectos de estos problemas sobre el sistema. Además tampoco existen muchos trabajos en los que se aporten soluciones para la identificación, el único destacable es [Arriagada, *et al.*, 03].

La identificación de la impedancia de la línea, las variaciones de los componentes del filtro de red y las compensaciones sobre los controladores una vez realizada la identificación son temas que se abordan en esta Tesis.

## **2.4. Descripción de los objetivos de la Tesis.**

La presente Tesis está ubicada dentro del proyecto "CONDOR" descrito brevemente en el Cap. anterior (apartado 1.3). Dentro de las tareas propuestas en este proyecto, la Tesis se centra en optimizar el comportamiento del VSC conectado a la red eléctrica ante perturbaciones del propio convertidor, del filtro de red y de la red eléctrica. Para desarrollar esto, se hacen contribuciones en los siguientes temas:

- diseño de un convertidor 'back-to-back' de tres niveles NPC;
- sistema de control del VSC conectado a la red eléctrica; y
- optimización del comportamiento de este VSC ante perturbaciones del sistema mediante el desarrollo de algoritmos de identificación y de control específicos.

En las próximas secciones se hace una descripción más detallada de los objetivos que se abordan dentro de cada temática.

### 2.4.1. Diseño de un convertidor ‘back-to-back’ de tres niveles NPC.

Los estudios mostrados en esta Tesis sobre el diseño del “CONDOR Converter” (Fig. 1.6) se centran en el “Sistema de Electrónica de Potencia”, que se muestra en la Fig. 2.14. Para el diseño de éste se ha elegido una topología ‘back-to-back’ de tres niveles NPC y un filtro LCL para conectar el convertidor a la red eléctrica.

El empleo de un convertidor de tres niveles NPC optimiza el contenido armónico de la corriente que se demanda o se entrega a la red eléctrica, pues el primer grupo de armónicos de las tensiones de línea están centrados alrededor de  $2f_{SW}$ .

El filtro de red que se conecta entre el convertidor y la red eléctrica introduce una impedancia intermedia entre dos fuentes de tensión que son el VSC y la red eléctrica, y elimina los armónicos de alta frecuencia debidos a las conmutaciones PWM del convertidor. El objetivo es que el VSC entregue a la red corrientes sinusoidales puras, cumpliendo con las normativas vigentes (en USA, IEEE 519; y en Europa, IEC6100-3-4).

El filtro elegido es de tipo LCL (Fig. 2.12). Éste es un filtro de tercer orden, que permite obtener mayores atenuaciones para los armónicos debidos a la conmutación que para los mismos valores de inductancia empleando un filtro de tipo L. Como tiene condensadores, el filtro produce potencia reactiva, por lo que es una solución muy útil en convertidores usados para generar potencia reactiva. Por último, la presencia de las inductancias  $L_2$ , hace que el comportamiento del controlador sea más independiente de la posible inductancia de la red eléctrica, desconocida, en la mayoría de los casos, a priori.

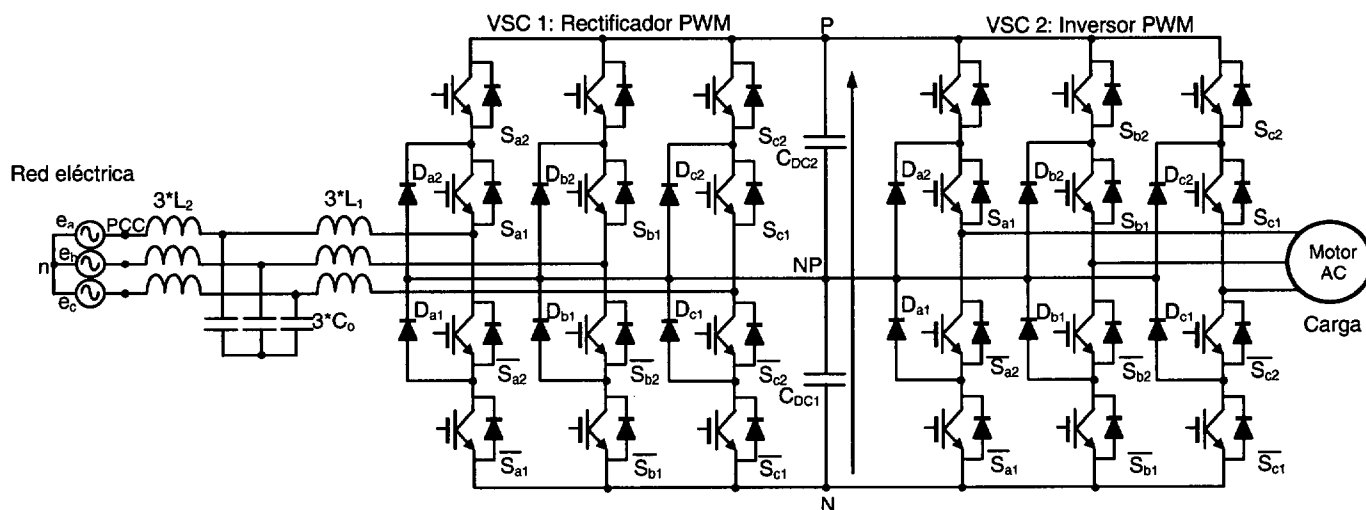


Fig. 2.14. “Sistema de Electrónica de Potencia” del “CONDOR Converter”.

Por tanto, los objetivos más destacables en esta parte de la Tesis son:

- Se dimensiona el convertidor de la Fig. 2.14 y se indican las limitaciones de tensión, corriente y potencia. Además se muestra qué elementos condicionan la capacidad del convertidor para compensar ‘dips’ o desbalances de tensión manteniendo constante la potencia activa que se entrega a la red eléctrica.
- Se diseña el filtro LCL, indicando factores que limitan los valores de los componentes, y

mostrando las ecuaciones analíticas para calcular dichos componentes.

- Por último, se presentan expresiones analíticas para el cálculo de los condensadores en un convertidor ‘back-to-back’ de tres niveles NPC. Esto es una aportación interesante respecto a otros trabajos que analizan el efecto del desequilibrio en la tensión de los condensadores del DC-bus debidos a la corriente por el punto NP ( $i_{NP}$ ), como por ejemplo [Ogasawara, *et al.*, 93], [Pou, *et al.*, 03] y [Pou, *et al.*, 04], pero que no obtienen expresiones analíticas para calcular  $C_{DC}$ .

#### 2.4.2. Sistema de control del VSC conectado a la red eléctrica.

El sistema de control está basado en la técnica VFOC, porque en las transformaciones a los ejes  $dq0$ , el eje  $q$  se alinea con el vector  $\vec{e}_{\alpha\beta}$  (Fig. 2.10). De todos los elementos que forman el sistema de control, las aportaciones se centran en el controlador de corriente del filtro LCL, el SPLL y el controlador de  $u_{DC}$ .

El algoritmo de control de corriente del VSC con filtro LCL propuesto en esta Tesis controla  $\vec{i}_2(t)$ , porque permite obtener de forma exacta un desplazamiento del factor de potencia unidad en el PCC (Fig. 2.12). Como ya se ha indicado en la revisión de conocimientos, el control del filtro LCL tiene dos problemas, por un lado el elevado coste debido al número de sensores empleados, y por otro lado la necesidad de ‘damping’ para amortiguar los efectos de la frecuencia de resonancia.

El algoritmo que se propone resuelve estos dos problemas. Se reduce el número de sensores introduciendo en el algoritmo de control un observador de estados, de tal forma que se estiman  $\vec{i}_1(t)$  y  $\vec{u}_C(t)$ . Respecto al ‘damping’ se emplea un método basado en ‘damping activo’ (resistencias virtuales) similar al propuesto en [Dahono, 03] pero no es necesario incrementar el número de sensores. Además se hace un estudio de la estabilidad en función del valor de estas resistencias virtuales, que no se mostraba en [Dahono, 03].

El correcto funcionamiento del controlador vectorial de corriente depende de la exactitud con la que el sistema se sincroniza con la red eléctrica, lo que está relacionado con detectar de forma exacta los vectores de flujo y/o tensión de red. En la literatura técnica hay numerosas referencias a métodos de sincronización basados en PLLs, como [Kaura, *et al.*, 97] [Chung, 00] [Awad, *et al.*, 03], y, concretamente, en esta Tesis se propone emplear un SPLL (‘software PLL’). A parte de presentar un nuevo método para calcular las constantes del SPLL, la aportación más interesante, con respecto a los trabajos referenciados, es el estudio del comportamiento del VSC en función de la configuración del SPLL ante perturbaciones de la red eléctrica. A partir de este estudio se obtienen conclusiones sobre la configuración óptima del SPLL para cada una de las perturbaciones analizadas y en función del tipo de controlador de corriente del sistema de control del convertidor.

El empleo del controlador de  $u_{DC}$  mejora la calidad de las corrientes que se entregan a la red eléctrica y reduce el valor de los condensadores del DC-bus, por tanto reduce el coste del sistema. Una de las contribuciones de esta Tesis, con respecto a trabajos relacionados como [Blasko, *et al.*, 97a] [Hur, *et al.*, 01] [Alakülla, 02] [Ottersten, *et al.*, 02], es analizar las respuestas temporal y frecuencial del controlador para los filtros de red L y LCL. Aunque idealmente la respuesta del

controlador de  $u_{DC}$  es independiente del tipo de filtro, mediante simulaciones temporales se comprueba que la respuesta temporal de  $u_{DC}$  sufre modificaciones. Un inconveniente de los trabajos referenciados es que las aproximaciones teóricas y experimentales que se hacen para modelar el DC-bus asumen una carga resistiva en el DC-bus del VSC conectado a la red eléctrica, pero esta aproximación no es correcta si el VSC forma parte de un convertidor ‘back-to-back’ como el de la Fig. 2.14. Así, el objetivo es analizar el comportamiento del controlador de  $u_{DC}$  en un convertidor ‘back-to-back’, obteniendo los márgenes de los condensadores del DC-bus que aseguran la estabilidad del controlador.

### 2.4.3. Optimización del comportamiento del VSC conectado a la red eléctrica ante perturbaciones.

En el apartado 1.2 y Ap. C se analiza con detalle la problemática de emplear los VSCs como interfaz para adaptar la potencia activa que se entrega a la red eléctrica, por ejemplo en sistemas de generación distribuida de energía eléctrica.

Para mejorar el comportamiento del VSC, en esta parte de la Tesis se desarrollan algoritmos de identificación de las impedancias de la red (resistencia, inductancia) y del filtro de red; se analiza el comportamiento del VSC ante saturaciones de las inductancias del filtro de red; y se desarrollan algoritmos de control que compensen las perturbaciones de la red eléctrica.

Respecto al método de identificación de la impedancia de la red eléctrica, se propone emplear un método de identificación ‘on-line’. Además se propone un método de compensación para eliminar los errores que se producen en el sistema debidos a la impedancia no nula de la red y que inicialmente no se tiene en cuenta en el diseño del controlador.

Sobre identificación de los componentes del filtro de red, el objetivo es analizar diferentes técnicas de identificación pero añadiendo el efecto del ruido sobre los estados de salida del modelo. Se comparan métodos de identificación directos (basados en las ecuaciones analíticas) con métodos de identificación estocásticos, concretamente con el algoritmo EKF (‘Extended Kalman Filter’). Este estudio es realizado únicamente para el filtro L, y se propone como trabajos futuros realizar el mismo estudio para el filtro LCL.

Para el control del VSC con armónicos en la señal de red, incluso con armónicos desbalanceados, se propone un método denominado ‘feedforward’ predictivo, que consiste en inyectar corriente a la red con, únicamente, el armónico fundamental independientemente de los armónicos de la tensión de red. Con esto se consigue tener en la red potencia activa constante, únicamente del armónico fundamental, que es el resultado de multiplicar el armónico fundamental de la corriente con los armónicos de la tensión de red. La ventaja es que se reduce de forma considerable la carga computacional con respecto a emplear métodos como los mostrados en el apartado 2.3.1.

Ante desbalanceos en la tensión de red, en la Tesis se propone el uso de un controlador dual [Song, *et al.*, 99], [Magueed, *et al.*, 04a], [Magueed, *et al.*, 04b], [Suh, *et al.*, 02] o [Suh, *et al.*, 04]. En esta parte de la Tesis se analiza y compara el comportamiento del controlador de corriente dual

para un filtro L y un filtro LCL. La aplicación de este controlador sobre el filtro LCL supone una aportación respecto a las referencias indicadas. Además, también se analiza la capacidad de compensar desbalanceos de la tensión de red cuando el VSC tiene una carga activa, es decir, forma parte de un convertidor 'back-to-back'.

#### **2.4.4. Conclusiones de los objetivos.**

En conclusión, el objetivo de la Tesis es aportar soluciones en el campo de la distribución de energía eléctrica, mediante el diseño de convertidores más robustos y desarrollando nuevos algoritmos de control que mejoren el comportamiento del VSC ante posibles perturbaciones.



# 3

## Propuesta e implementación del convertidor

El gran aumento de los VSCs que se conectan a la red eléctrica como interfaz de sistemas de energías renovables ha obligado a desarrollar nuevas y más estrictas recomendaciones y normativas. Debido a esto, a las especificaciones que históricamente se atendían para diseñar un VSC, como la potencia nominal, tensión nominal de la red, tensión máxima del DC-bus, etc., actualmente hay que añadir las especificaciones relacionadas con la calidad de la energía eléctrica que se entrega a la red y por otro lado con la capacidad de soportar perturbaciones por parte del VSC.

Teniendo en cuenta estas premisas, en la Tesis se ha desarrollado el convertidor que se muestra en la Fig. 3.1, y que se emplea como plataforma para realizar ensayos prácticos. Éste recibe el nombre de “CONDOR Converter” y se divide en el “Sistema de Electrónica de Potencia” y el “Sistema de Electrónica de Control”.

Este Cap. se va a estructurar en dos partes, en la primera se describe el sistema físico desarrollado (apartado 3.1), mientras que en la segunda se presentan las contribuciones más relevantes de la Tesis dentro del diseño del convertidor.

Las aportaciones se centran en el “Sistema de Electrónica de Potencia” del “CONDOR Converter”. En el Cap. 1 se muestran las características y ventajas de esta topología como interfaz con la red eléctrica. El diseño de un convertidor como el de Fig. 3.1 fue tratado por [Bernet, *et al.*, 02]. En trabajos como el referenciado y similares a éste, no se hace ningún análisis de la capacidad del convertidor para soportar posibles perturbaciones de la red eléctrica. Y tampoco se analizan exactamente los factores que determinan el valor de  $C_{DC}$  en un convertidor formado por dos VSCs de tres niveles NPCs.

Así, en la segunda parte de este Cap. se analizan las limitaciones del convertidor diseñado para compensar perturbaciones de la red eléctrica, concretamente ‘dips’ de tensión (Ap. C) (apartado 3.2); se propone un método para el diseño de los componentes del filtro de red (apartado 3.3) cumpliendo con la normativa vigente; y por último se analizan los factores que determinan el valor de los condensadores  $C_{DC}$  en el “Sistema de Electrónica de Potencia” de la Fig. 3.1 (apartado 3.4).

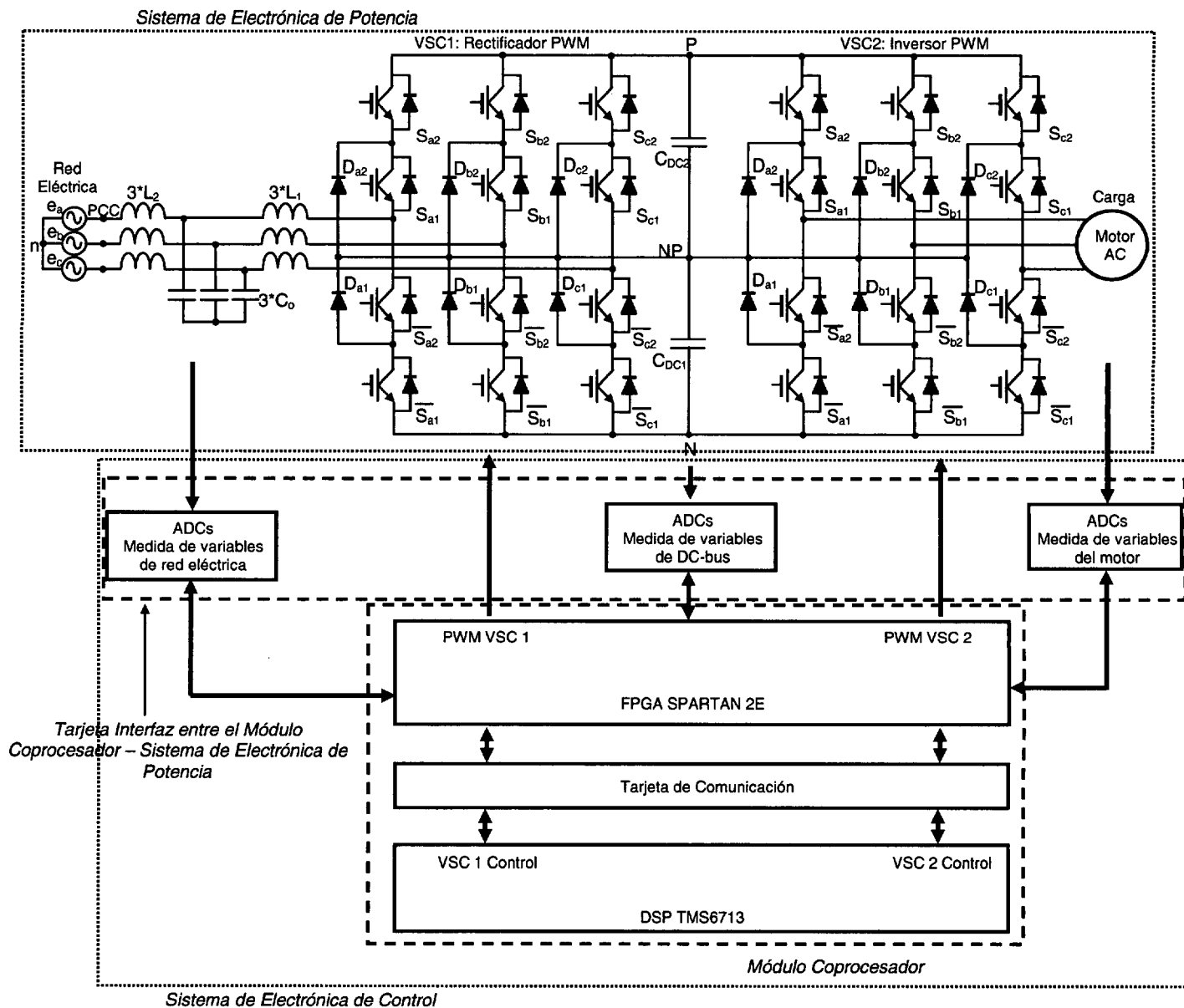


Fig. 3.1. Diagrama de bloques del “Sistema de Electrónica de Potencia” y “Sistema de Electrónica de Control” del “CONDOR Converter”. Especificación de las tareas de los distintos bloques del controlador.

Sobre el cálculo de los componentes del filtro LCL, en la literatura técnica se encuentran algunos trabajos relacionados como [Bojrup, 99] [Liserre, *et al.*, 01] [Bernet, *et al.*, 02]. En esta Tesis, el estudio de los filtros de red se desarrolla de la siguiente forma:

- Se comparan mediante diagramas de Bode los filtros L y LCL. Se plantean diferentes modelos con sus funciones de transferencia en función de las variables de interés.
- Se muestran las limitaciones del filtro LCL relacionadas con el valor de las inductancias y los condensadores, y la posición de las distintas frecuencias del sistema.
- Se diseñan los dos filtros atendiendo a la atenuación de los armónicos a partir del criterio de atenuación de 20dB a  $f_{sw}$ , y a partir del estándar IEC 61000-3-4.
- Finalmente, a partir de los valores obtenidos analíticamente se eligen valores próximos que dependen de valores comerciales, tecnología de fabricación, etc. Se comprueba que estos valores cumplen todas las especificaciones.

Respecto a los condensadores del DC-bus para VSCs NPCs, en la literatura técnica hay numerosos trabajos que analizan el efecto del desequilibrio en la tensión de los condensadores del DC-bus debidos a  $i_{NP}$  (corriente de la conexión NP de la Fig. 3.1), como por ejemplo [Ogasawara, *et al.*, 93], [Pou, *et al.*, 03] y [Pou, *et al.*, 04]; pero en la gran mayoría de estos trabajos no se obtienen expresiones analíticas para calcular  $C_{DC}$  en función de  $i_{NP}$  y tampoco se analiza de forma analítica el efecto de un convertidor ‘back-to-back’ en  $i_{NP}$ . Así, respecto a los trabajos citados anteriormente, las principales contribuciones son obtener  $i_{NP}$  en un convertidor ‘back-to-back’, relacionar el rizado en  $u_{DC}$  debido a  $i_{DC}$  y a  $i_{NP}$ , y la obtención de las ecuaciones analíticas del cálculo de  $C_{DC}$  para un convertidor ‘back-to-back’.

### 3.1. Descripción del “CONDOR Converter”.

En este apartado se describen las especificaciones de diseño, la estructura y los elementos que forman el “CONDOR Converter”, representado en la Fig. 3.1, y que se divide en el “Sistema de Electrónica de Potencia” y el “Sistema de Electrónica de Control”.

Respecto al “Sistema de Electrónica de Potencia”, en la Tesis se ha realizado la especificación de los distintos elementos y la empresa SEDECAL CONTROL ha sido la encargada de realizar el montaje. Para el diseño del “Sistema de Electrónica de Control” se han empleado dos tarjetas comerciales de procesadores y se han diseñado: los interfaces necesarios entre las tarjetas comerciales de los dos procesadores empleados; el sistema de adquisición de datos; y la adaptación de las señales de excitación y fallo de los IGBTs de señales digitales a ópticas y viceversa.

Las especificaciones iniciales de diseño del convertidor son:

- Potencia nominal:  $S_n = 100KVA$ .
- Tensión nominal:  $E_n = 400V$ .
- Tensión del DC-bus máxima:  $u_{DCm\acute{a}x} \approx 1200V$ .

#### 3.1.1. Descripción del “Sistema de Electrónica de Potencia”.

El “Sistema de Electrónica de Potencia” es un convertidor ‘back-to-back’ de tres niveles NPC. El VSC1 está conectado a la red eléctrica a través de un filtro LCL, mientras que el VSC2 se conecta a una máquina AC. La potencia nominal del convertidor es de 100KVA y se trata de una estructura completamente bidireccional, es decir, puede entregar energía a la red y por otro lado tomar energía de la red para excitar a la máquina AC.

La Fig. 3.2 representa un diagrama de bloques más detallado del “Sistema de Electrónica de Potencia” del convertidor. Además de los convertidores VSC1 y VSC2, el sistema está formado por:

- los contactores auxiliar y principal más las resistencias de carga suave de los condensadores del DC-bus;
- el filtro de conexión a la red eléctrica, que es un filtro LCL, y cuya función es reducir el contenido armónico de las corrientes que se entregan a la red eléctrica; y
- un rectificador auxiliar.

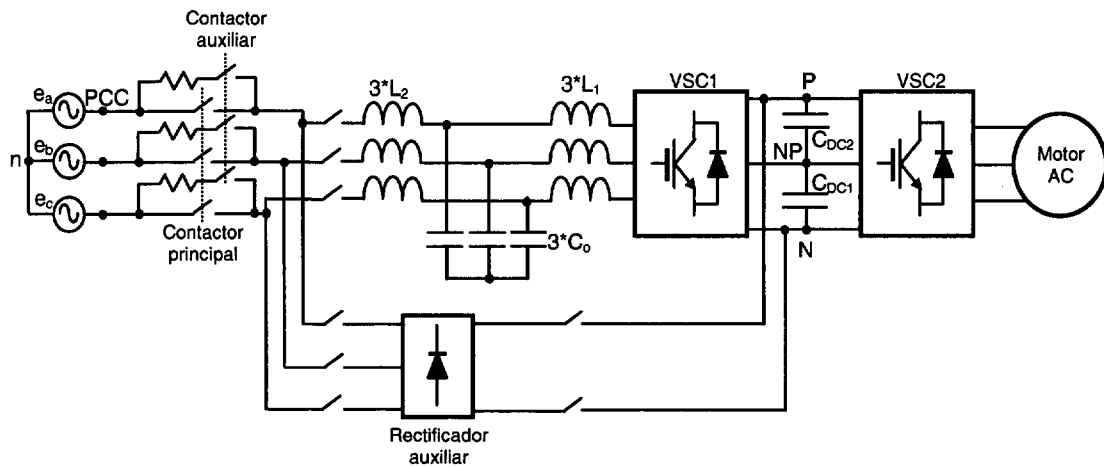


Fig. 3.2. Diagrama de bloques con todos los elementos que forman el “Sistema de Electrónica de Potencia” del “CONDOR Converter”.

Las aplicaciones del rectificador auxiliar pueden ser las siguientes:

1. En el caso de usar el sistema únicamente para excitar el motor AC, se puede desconectar el VSC1, y el rectificador auxiliar se emplea para alimentar el DC-bus. Así el sistema pasa a ser unidireccional.
2. Otra opción es desconectar el rectificador del DC-bus (puntos P y N) y emplearlo como carga no lineal conectada al PCC. De esta forma, el VSC1 trabaja como convertidor controlado y se puede emplear para realizar ensayos como filtro activo.

La Fig. 3.3 muestra una fotografía del “Sistema de Electrónica de Potencia” donde se han indicado las partes más importantes de éste. En el lado izquierdo están todos los elementos relacionados con la conexión a red, contactores auxiliar y principal, rectificador auxiliar y el filtro LCL; mientras que en el lado derecho se encuentran los dos VSCs provistos de un mecanismo de ventilación forzada, junto con los ‘drivers’ de los IGBTs.

### 3.1.1.1. Características técnicas del convertidor.

- Potencia del convertidor: 100KVA.
- Tensión nominal: 400VAC.
- Tensión del carril del DC-bus:  $u_{DCmax} \approx 1200V$ .
- Valor de los componentes del filtro LCL:  $L_1 = 0.5mH / 175Arms$ .  
 $L_2 = 0.25mH / 150Arms$ .  
 $C_0 = 100\mu F / 400VAC$ .
- $C_{DC1} = C_{DC2} = 2000\mu F / 750Vdc$ .
- IGBTs: FD300R12KE3 (<http://www.eupec.com>)  
DF300R12KE3 (<http://www.eupec.com>)

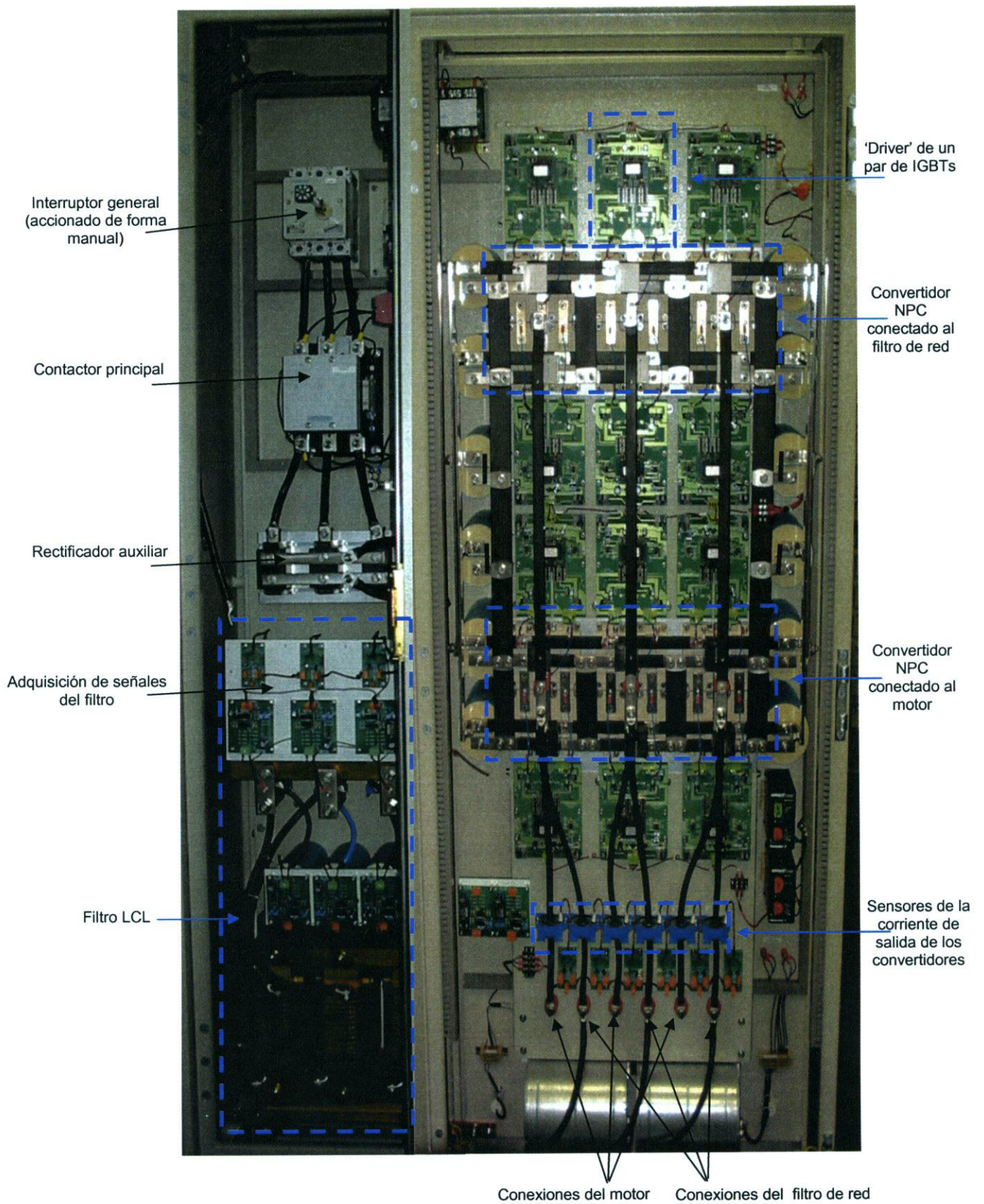


Fig. 3.3. Fotografía del “Sistema de Electrónica de Potencia”.

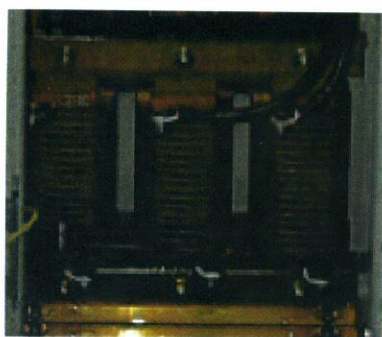


### 3.1.1.2. Características de las inductancias empleadas.

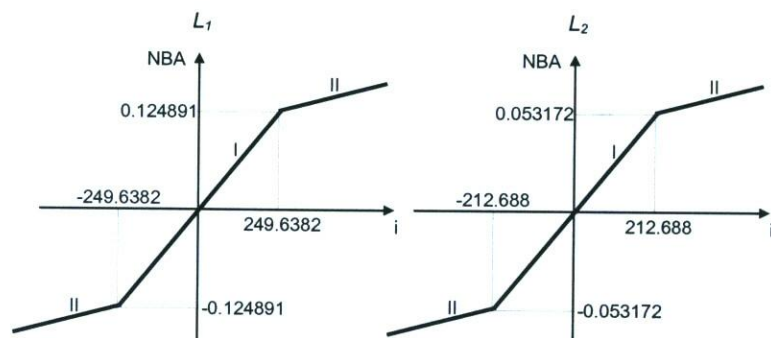
La Tabla 3.1 muestra los parámetros de las inductancias de cada una de las fases del filtro LCL. Tanto las tres inductancias  $L_1$  como las tres inductancias  $L_2$  están arrolladas a núcleos comunes. Si se supone que no hay acoplamiento magnético entre las tres inductancias arrolladas a cada núcleo común, entonces, a partir de los datos de la Tabla 3.1 se puede construir la característica  $N\phi = f(i)$  de cada bobina representada en la Fig. 3.4. Las máximas corrientes en zona lineal para  $L_1$  es  $249.6382A$  y para  $L_2$  es  $212.688A$ . En los tramos I,  $L_1 = 0.5mH$  y  $L_2 = 0.25mH$ , mientras que en los tramos II se desconoce el valor de  $L_1$  y  $L_2$  porque no aporta esa información el fabricante.

Tabla 3.1. Parámetros eléctricos y magnéticos de las inductancias del filtro LCL.

	L (mH)	I (A)	Núcleo	Sec Fe (cm <sup>2</sup> )	N (espiras)	Entreh teórico (cm)	Sección cobre (mm <sup>2</sup> )	Densidad corriente (A/mm <sup>2</sup> )	Inducción máxima (Gauss)	R (mΩ)
$L_1$	0.5	175	3F70-100	72	17	0.505	81	2.19	10.489	~ 5
$L_2$	0.25	150	3F50-70	35	15	0.394	72	2.08	10.128	~ 2.5



(a)



(b)

Fig. 3.4. a) Montaje de las inductancias  $L_1$ . b) Característica  $N\phi = f(i)$  de las dos inductancias del filtro LCL.

### 3.1.1.3. Sensores.

En la Tabla 3.2 se especifican las señales del “CONDOR Converter” que se miden. Respecto a las señales del filtro de red, la Fig. 3.5 representa dónde están ubicadas cada una de las señales que son medidas, y una imagen del filtro real con los sensores y las tarjetas electrónicas de adaptación de niveles. Por otro lado, la Fig. 3.6 representa entre qué puntos son medidas las dos tensiones del DC-bus y una fotografía del banco de condensadores.

Tabla 3.2. Sensores del “CONDOR Converter”.

Filtro de red	DC-bus	Conexión VSC2-motor AC
Corrientes del convertidor: $i_{1a}, i_{1b}$ e $i_{1c}$	Tensión de $C_{DC2}$ : $u_{DC2}$	Corrientes del motor: $i_{ma}, i_{mb}$ e $i_{mc}$
Tensiones de los condensadores: $u_{Ca}, u_{Cb}$ y $u_{Cc}$	Tensión de $C_{DC1}$ : $u_{DC1}$	
Corrientes de la red eléctrica: $i_{2a}, i_{2b}$ e $i_{2c}$		
Tensiones de la red eléctrica: $e_a, e_b$ y $e_c$		

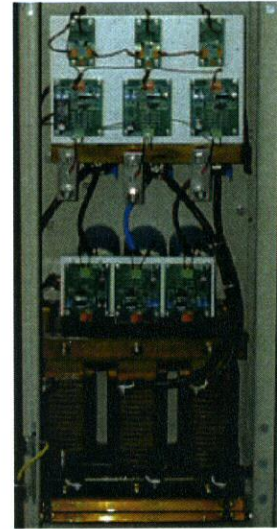
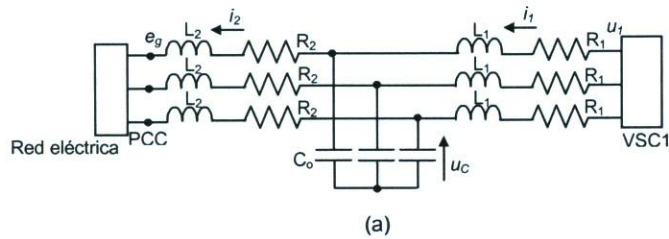


Fig. 3.5. Filtro de red LCL: a) Esquema del filtro. b) Imagen del filtro real.

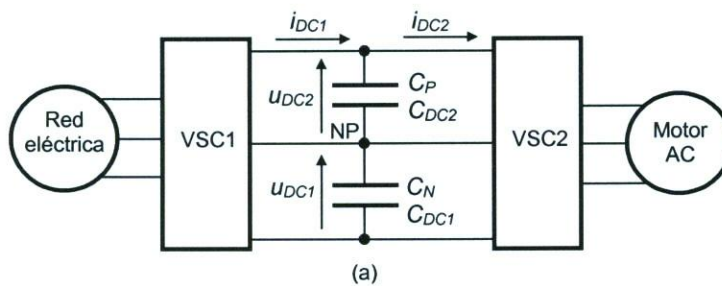


Fig. 3.6. a) DC-bus del “CONDOR Converter”. b) Imagen de los condensadores del DC-bus.



### 3.1.2. Descripción del “Sistema de Electrónica de Control”.

El “Sistema de Electrónica de Control” se divide en dos partes, que son el “Módulo Coprocesador” y la “Tarjeta Interfaz” como se muestra en la Fig. 3.1.

La Fig. 3.7 representa el diagrama de bloques del “Sistema de Electrónica de Control”. El “Módulo Coprocesador” está basado en la tarjeta comercial TMS320C6713DSK (<http://www.spectrumdigital.com>) del DSP TMS320C6713 de Texas Instruments (<http://www.ti.com>), y la tarjeta comercial DIGILAB 2E (<http://www.digilentinc.com>) de la FPGA SPARTAN 2E de Xilinx (<http://www.xilinx.com>). Estas dos tarjetas se conectan mediante la “Tarjeta de Comunicación” de la Fig. 3.1, obteniendo el sistema que se muestra en la Fig. 3.8. La distribución de tareas de los bloques “DSP” y “FPGA” es:

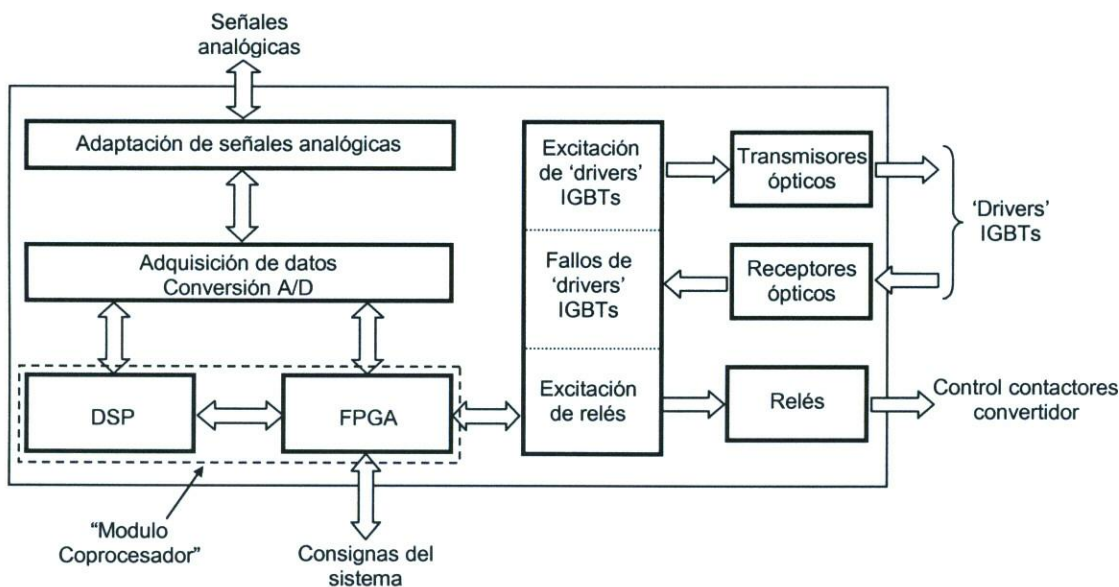


Fig. 3.7. Diagrama de bloques del “Sistema de Electrónica de Control”.

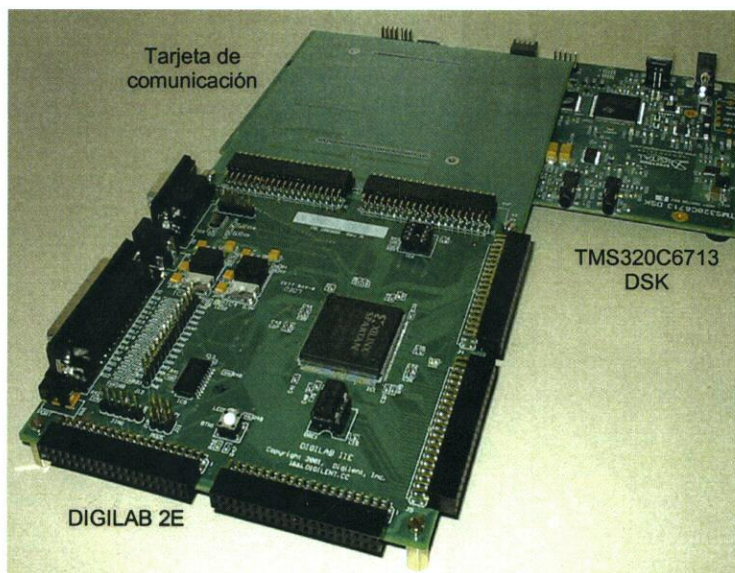


Fig. 3.8. “Módulo Coprocesador”.



Tareas del DSP:

Para el convertidor conectado a la red eléctrica:

- Controlador vectorial de corriente.
- Transformaciones de los ejes  $abc \rightarrow dq$ , y viceversa.
- Controlador de tensión del DC-bus.
- FFT de las señales de la red eléctrica para discriminar armónicos.
- Período de muestreo:  $200\mu s$ .

Para el convertidor conectado al motor:

- Controlador vectorial de la máquina AC.
- Control de la turbina. Búsqueda del punto óptimo de energía.
- Período de muestreo:  $200\mu s$ .

Tareas de la FPGA:

- Comunicación con DSP.
- Generación de PWM (frecuencia de la señal portadora 2.5KHz).
- SPLL con DSC.
- Control de la periferia de la “Tarjeta Interfaz”.
- Lectura de ‘encóders’ de los motores.

Señales de la FPGA de conexión con el convertidor:

- Salidas: 24 señales PWM.  
10 señales I/O de propósito general.
- Entradas: 12 señales de status de los ‘drivers’.  
3 señales de los encóders.

La comunicación entre el DSP y la FPGA se realiza mediante el bus ‘External Memory Interface’ (EMIF) del DSP (32 bits). En la FPGA se programa un sistema que transmite y recibe datos según este protocolo de comunicaciones. La herramienta de desarrollo empleada para el DSP es el “Code Composer” y se programa en lenguaje C, mientras que para programar la FPGA se usa VHDL. En [Cobreces, 04] se puede encontrar una explicación más extensa sobre la programación del DSP, FPGA y del sistema de comunicaciones entre ambos procesadores.

Todos los bloques de la Fig. 3.7 que están fuera del “DSP” y “FPGA” forman parte de la “Tarjeta Interfaz” (Fig. 3.9). Ésta conecta el “Modulo Coprocesador” con el “Sistema de Electrónica de Potencia” y realiza las siguientes funciones:

- la conversión analógico-digital de todas las señales del convertidor;
- la transmisión y recepción óptica de las señales de los ‘drivers’ de los IGBTs; y
- las funciones de interfaz entre el “Sistema de Electrónica de Control” y el “Sistema de Electrónica de Potencia”.

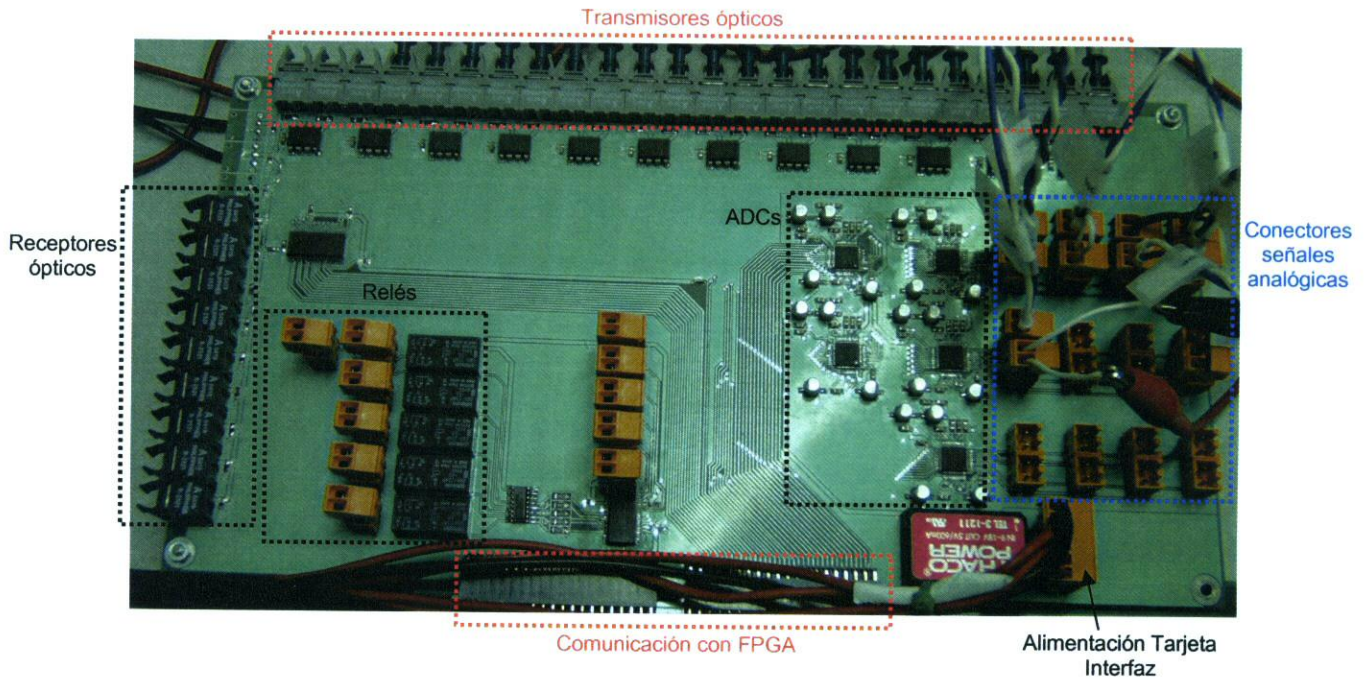


Fig. 3.9. "Tarjeta Interfaz".

### 3.1.2.1. Generación de PWM.

La Fig. 3.10.a representa la rama de la fase  $a$  de un VSC de tres niveles NPC. Los conmutadores de cada rama se excitan por pares, por un lado, el par  $S_{a2}$  y  $\bar{S}_{a2}$ , y por otro, el par  $S_{a1}$  y  $\bar{S}_{a1}$ . Como se muestra en la Fig. 3.10.b, donde se representan las señales de control de los transistores de una rama del puente, en cada conmutación, siempre hay dos interruptores conmutando, uno encendido y el otro apagado. En esta Fig., nivel 0 es transistor apagado, mientras que nivel 1, es transistor encendido.

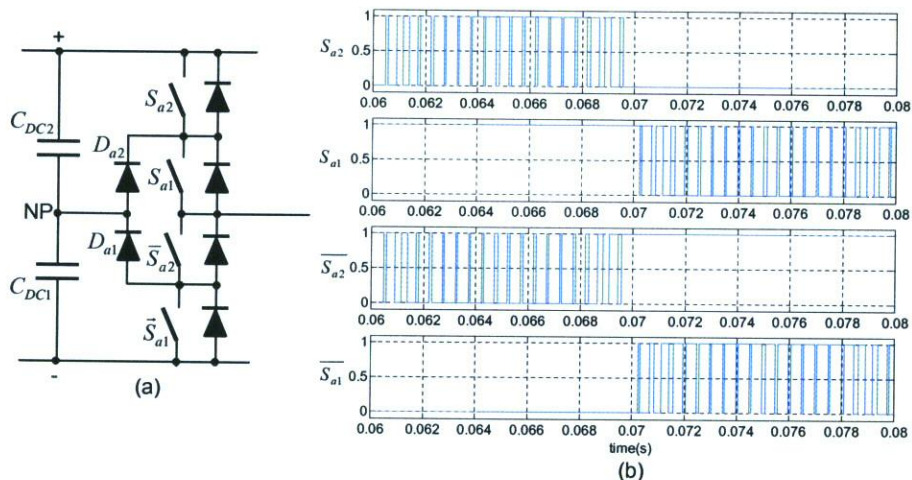


Fig. 3.10. a) Rama de la fase a del VSC NPC. b) Señales de excitación de los conmutadores.

Las dos técnicas de modulación PWM empleadas en la Tesis son [Bueno, 02]:

- THSPWM (modulación sinusoidal añadiendo a las tres señales moduladoras la secuencia cero) [Tolbert, *et al.*, 99]. La secuencia cero se calcula a partir de la expresión:

$$V_z = -\frac{\max\{u_a^*, u_b^*, u_c^*\} + \min\{u_a^*, u_b^*, u_c^*\}}{2} \quad (3.1)$$

La Fig. 3.11 muestra cómo se generan las señales de conmutación de los transistores en la modulación THSPWM. Hay dos portadoras, una para el par de transistores  $S_{a2}$  y otra para el par de transistores  $S_{a1}$ . La señal de modulación de  $S_{a2}$  es el resultado de comparar la portadora superior con la señal moduladora o de referencia, mientras que la señal de modulación de  $S_{a1}$  es el resultado de comparar la portadora inferior con la señal de referencia. Las señales de modulación de  $\overline{S_{a2}}$  y  $\overline{S_{a1}}$  son las complementarias de  $S_{a2}$  y  $S_{a1}$ , respectivamente.

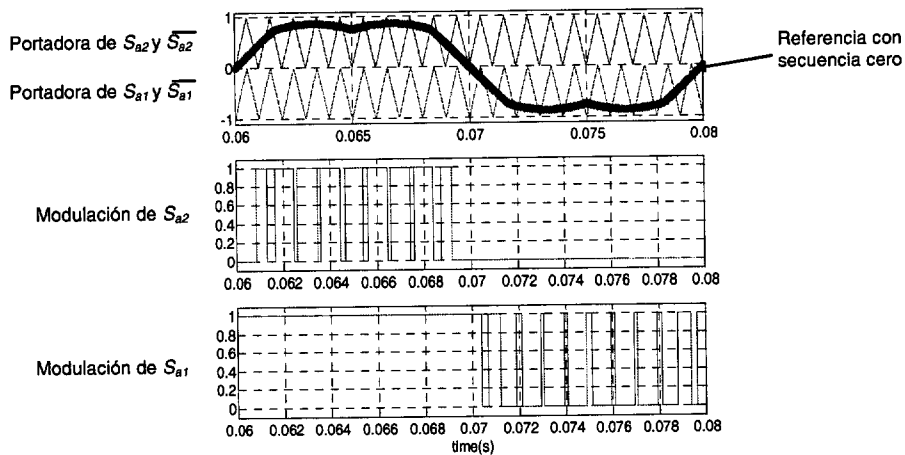


Fig. 3.11. THSPWM.

- SVPWM (modulación vectorial). La Fig. 3.12 muestra los vectores espaciales y los patrones de conmutación para un VSC de tres niveles NPC. Hay numerosos trabajos donde se presentan diferentes métodos para generar las señales PWM mediante esta técnica de modulación. En esta Tesis se ha empleado el método propuesto en [Celanovic, *et al.*, 00].

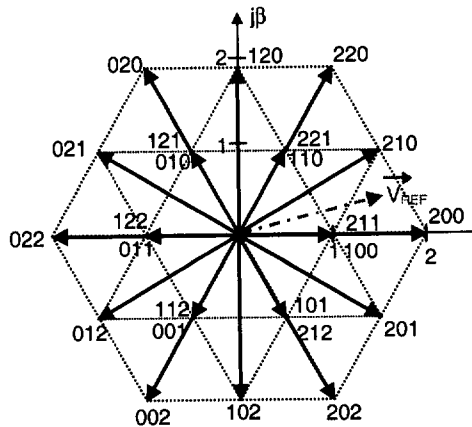


Fig. 3.12. Vectores espaciales de un convertidor NPC.

Los resultados con ambas técnicas de modulación son muy similares, aunque resulta más complicado el algoritmo basado en SVPWM.

El algoritmo de generación de tiempos muertos es exactamente igual que para un VSC de 2 niveles [Zhou, *et al.*, 99]. Se generan los tiempos muertos en el par de transistores que están conmutando, dejando el par de transistores que están sin conmutar en el estado que tienen.

### 3.1.2.2. Relación y sincronización de los períodos de conmutación y muestreo.

La frecuencia de conmutación,  $f_{SW} = 1/T_{SW}$ , es la frecuencia a la que conmutan los IGBTs. Para un índice de modulación de frecuencia elevado, como es el caso de esta Tesis puesto que  $m_f = 50$ , y con una señal moduladora de bajo ruido, se puede establecer la igualdad:

$$T_{PWM} = T_{SW} \quad (3.2)$$

donde  $T_{PWM}$  es el período de la señal portadora en la modulación PWM.

Cuanto mayor es la frecuencia de conmutación menor es el rizado en la carga debido a la conmutación PWM, lo que implica una disminución en los elementos del filtro de conexión a red. Pero por otro lado, aumentar la frecuencia de conmutación implica aumentar las pérdidas en los IGBTs de los convertidores. Así, la frecuencia de conmutación resulta ser un compromiso entre las pérdidas del sistema y el rizado en la carga. Después de realizar un análisis de las pérdidas de conmutación producidas en los IGBTs empleados en el “CONDOR Converter”, y las correspondientes simulaciones térmicas, se propone emplear:

$$T_{PWM} = T_{SW} = 400 \mu s \quad (3.3)$$

Una vez que se ha establecido el período de conmutación del sistema, los criterios que determinan el período de muestreo ( $T_s$ ) son:

1. Discretización de los modelos continuos del sistema.
2. Tiempo de procesamiento del controlador.
3. Efecto del muestreo de la señal moduladora sobre el modulador.
4. Relación con el período de conmutación.

Las limitaciones del período de muestreo en función del primer criterio se analizan en el Ap. B. En cuanto al punto 2, la plataforma digital empleada para ejecutar los algoritmos de control se elige de tal forma que el período de muestreo pueda ser el especificado por el resto de parámetros del sistema. Sobre el punto 3, según [Zmood, *et al.*, 98], al muestrear las señales moduladoras, el contenido armónico de las señales de salida del convertidor aumenta alrededor de la frecuencia de muestreo. Por tanto, interesa que la frecuencia de muestreo sea mucho mayor que la frecuencia fundamental para que no interfiera en ésta. En cuanto al criterio 4, se analiza con más detalle a continuación.

La elección del período de muestreo está relacionada con el período de conmutación del VSC, y además con el método de muestreo de las variables realimentadas del sistema. En [Blasko, *et al.*, 98] y [Song, *et al.*, 00] se presenta un estudio sobre los métodos de filtrado de las tensiones y corrientes de salida de los convertidores, que son:

1. Muestreo de valores instantáneos en los instantes de tiempo de los valores máximos y mínimos

de la señal portadora en THSPWM, lo que se corresponde con los estados cero en SVPWM [Blasko, *et al.*, 97c].

## 2. Muestreo de valores medios de las corrientes o tensiones.

El primer método se aplica a las corrientes porque la forma de onda del rizado de éstas pasa por cero en los valores máximo y mínimo de la señal portadora. Según indica [Blasko, *et al.*, 98], esto tiene como ventajas que no se introduce retardo en las señales muestreadas y además el ancho de banda del sistema realimentado es mayor.

En cambio, el primer método no se puede aplicar para las tensiones de salida del convertidor porque la forma de onda pasa por cero en los instantes de tiempo de los valores máximos y mínimos de la señal portadora. En este caso, se muestrea el valor medio de la onda aplicando el operador promediado y el inconveniente es que se genera un retardo en las señales muestreadas de valor  $t_{fb} = T_s^{\min} = \frac{T_{sw}}{2}$  [Blasko, *et al.*, 98].

Las variables del convertidor que precisan los controladores desarrollados en esta Tesis son únicamente las corrientes de fase por tanto se emplea el método de muestreo de los valores instantáneos. Es fundamental realizar un muestreo sincronizado justo en los valores máximo y mínimo de la señal portadora en el caso de SPWM o THSPWM, o en el centro de los estados 0 en el caso de SVPWM. En cuanto a las tensiones de red, corrientes de red y tensiones del condensador del filtro LCL se pueden muestrear aplicando el mismo método de muestreo que el de las corrientes del convertidor.

Teniendo en cuenta todos los factores analizados en los párrafos anteriores, el período de muestreo elegido para el desarrollo de esta Tesis es:

$$T_s = 200 \mu s \quad (3.4)$$

Con este valor se cumple que  $T_s = \frac{T_{sw}}{2} = \frac{400 \mu s}{2}$ .

### 3.1.2.3. Señales del convertidor que requiere el sistema de control.

#### 3.1.2.3.1. Señales de excitación de los IGBTs.

La Fig. 3.13.a representa una rama de uno de los VSCs del “CONDOR Converter” donde  $x$  puede ser la fase  $a$ ,  $b$  o  $c$  de los dos inversores. La tarjeta de excitación de cada par de IGBTs mostrada, también, en la Fig. 3.13.a, tiene como señales de entrada UP/DOWN y ENABLE. Estas señales son ópticas, no activo es sin luz, y activo es con luz. Así, la Fig. 3.13.b muestra el estado de los conmutadores de la rama del puente ante las distintas combinaciones de las señales de entrada.

La “Tarjeta Interfaz” requiere 24 transmisores de fibra óptica para excitar a los 12 pares de IGBTs que tiene el sistema de la Fig. 3.1. Para esto se emplean los transmisores HFBR-1501 de Agilent Technologies (<http://www.agilent.com>).



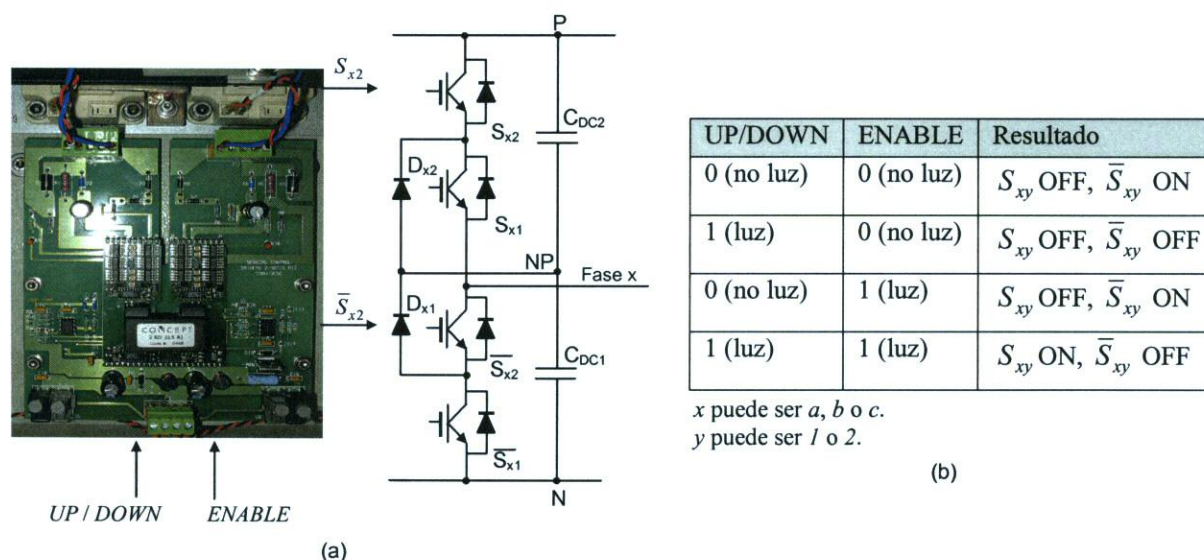


Fig. 3.13. a) Rama de un VSC de tres niveles NPC con el 'driver' de excitación de un par de IGBTs. b) Estado de los conmutadores para las distintas combinaciones de las señales de entrada.

### 3.1.2.3.2. Señales de salida de los 'drivers' de los IGBTs.

Cada 'driver' (Fig. 3.13.a) devuelve una línea de status a través de fibra óptica, por tanto en la "Tarjeta Interfaz" hay que incluir 12 receptores de fibra óptica (HFBR-2501 de Agilent Technologies). La codificación es la siguiente:

- Luz indica OK.
- No luz indica FALLO.

### 3.1.2.3.3. Adquisición de las señales analógicas.

En la Tabla 3.3, Tabla 3.4 y Tabla 3.5 se especifican los parámetros empleados en la adquisición de las señales medidas en el "CONDOR Converter" y presentadas en la Tabla 3.2.

Tabla 3.3. Especificación de las señales analógicas del filtro de red.

Niveles de las señales	Corrientes: 500 A de pico - 5V Tensiones: 1000V - 5V  Los transductores empleados miden valores instantáneos, tienen un ancho de banda de 10Khz.
Frecuencia de muestreo	5 KHz
Método de muestreo	Sincronizada con los valores máximo y mínimo de la señal PWM. En el caso de que con un ADC se conviertan varias señales analógicas se procede como se muestra en la Fig. 3.14 [Blasko, <i>et al.</i> , 98].
Resolución	Para una resolución de 0.5A y 1V es suficiente con 10 bits. Se propone emplear ADCs de 12 bits (1bit/0.122A 1bit/0.244V).

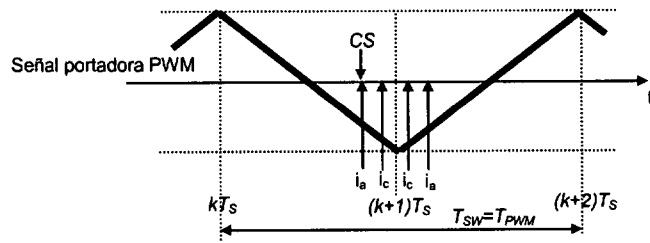


Fig. 3.14. Diagrama de tiempos cuando se muestrean varios valores instantáneos de las variables del filtro de red con el mismo ADC.

Tabla 3.4. Especificación de las señales analógicas del DC-bus.

Niveles de las señales	Tensiones 1000 V - 5V
Frecuencia de muestreo	5 KHz
Método de muestreo	No es crítico
Resolución	12 bits (1 bit/0.122 A 1bit/0.244V)

Tabla 3.5. Especificación de la conexión VSC2-motor AC.

Niveles de las señales	Corrientes 500 A de pico - 5V
Frecuencia de muestreo	5 KHz
Método de muestreo	No es crítico
Resolución	12 bits (1 bit/0.122 A)

El sistema de adquisición debe adquirir, al menos, 17 señales analógicas, con una frecuencia de muestreo de 5KHz. Se ha seleccionado el ADC MAX1309 de Maxim (<http://www.maxim-ic.com/>), que tiene 4 canales analógicos y una resolución de 12 bits, con lo que la “Tarjeta Interfaz” al menos tiene que contar con 5 ADCs.

### 3.1.3. Conclusiones sobre el desarrollo del “CONDOR Converter”.

La Fig. 3.15 muestra una fotografía del sistema completo que incluye el “Sistema de Electrónica de Potencia”, el “Sistema de Electrónica de Control”, el PC donde se ejecutan las herramientas de desarrollado del DSP y FPGA y la máquina empleada como carga.

El sistema de la Fig. 3.15, que es un prototipo para tareas de investigación, permite realizar experimentos empleando el convertidor como interfaz para energías renovables, excitación y control de convertidores de media tensión, etc. Además el sistema electrónico digital de control está sobredimensionado, tiene una capacidad de cálculo muy elevada, por lo que el convertidor se convierte en una herramienta ideal para investigar el resultado de diferentes algoritmos de control en las distintas aplicaciones comentadas.



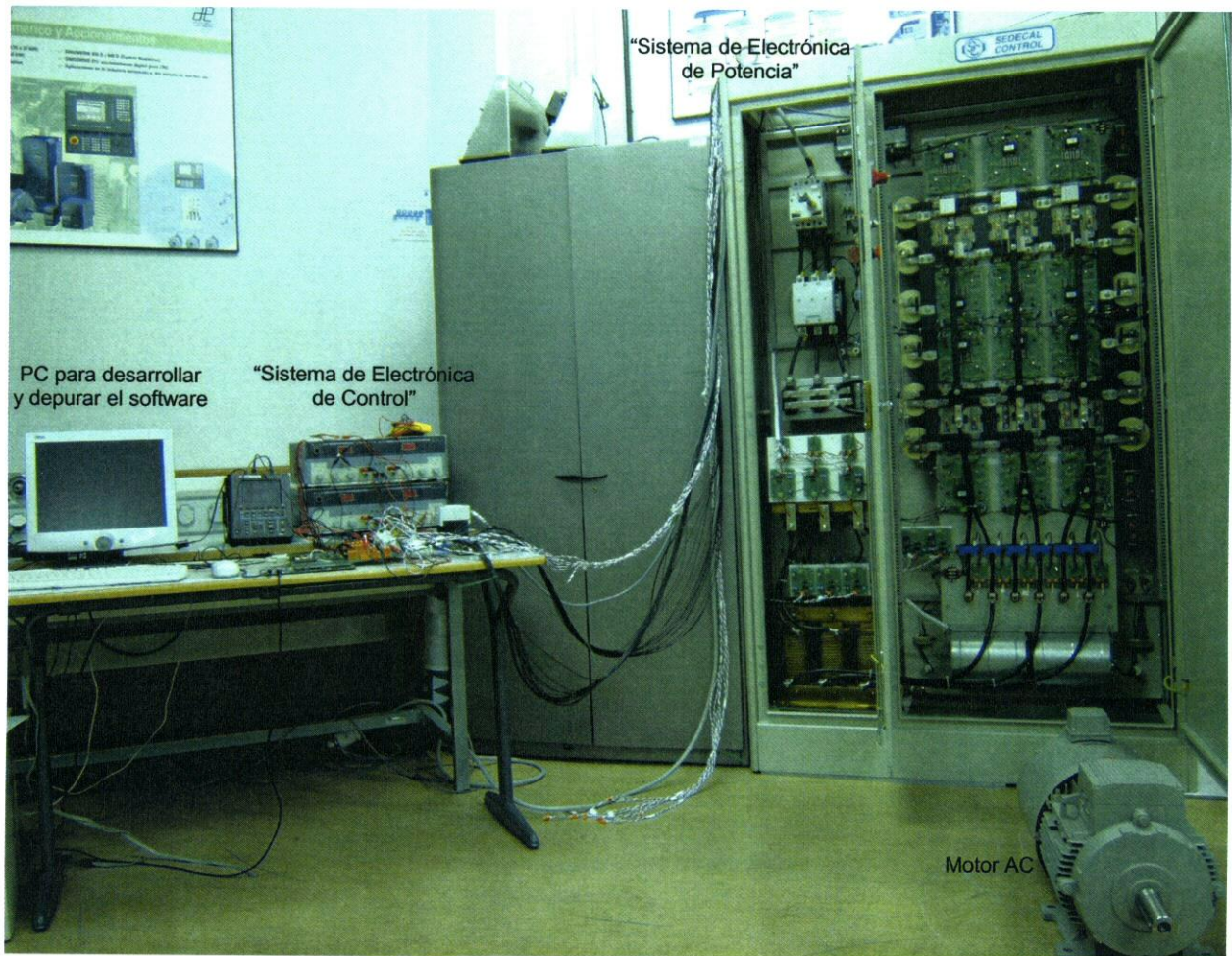


Fig. 3.15. Fotografía del sistema completo.

### 3.2. Limitaciones ante ‘dips’ en las tensiones de la red eléctrica.

Según se analizó en los apartados 1.2 y 2.3, la compensación de los ‘dips’ (Ap. C) consiste en forzar la potencia activa de la red o de salida del convertidor a un valor constante, independientemente de la variación temporal de la tensión de la red, manteniendo el valor ‘pre-dip’ siempre que no se superen las limitaciones del convertidor [Magueed, *et al.*, 04a] [Magueed, *et al.*, 04b]. Elegir qué potencia se mantiene constante depende del tipo de control que se desee realizar, pero en cualquiera de los dos casos, los valores de las corrientes por el VSC van a ser superiores a los de la situación ‘pre-dip’. Así, la compensación de los ‘dips’ requiere, por un lado un análisis hardware sobre las limitaciones del VSC, y por otro lado el desarrollo de algoritmos específicos.

En general, durante el tiempo que dura el ‘dip’, la tensión de red se comporta como un sistema trifásico desbalanceado, y se expresa en los ejes  $\alpha\beta$  como:

$$\vec{e}_{\alpha\beta g} = \vec{e}_{\alpha\beta p} + \vec{e}_{\alpha\beta n} = \vec{e}_{dqp} e^{j\omega t} + \vec{e}_{dq n} e^{-j\omega t} = (e_{dp} + j e_{qp}) e^{j\omega t} + (e_{dn} + j e_{qn}) e^{-j\omega t} \quad (3.5)$$

donde  $\vec{e}_{\alpha\beta p} = e_{\alpha\beta p} e^{j\omega t} = \sqrt{\frac{2}{3}} \left[ e_a + e_b e^{j\frac{2\pi}{3}} + e_c e^{j\frac{4\pi}{3}} \right]$  y  $\vec{e}_{\alpha\beta n} = e_{\alpha\beta n} e^{-j\omega t} = \sqrt{\frac{2}{3}} \left[ e_a + e_b e^{j\frac{4\pi}{3}} + e_c e^{j\frac{2\pi}{3}} \right]$ ,

el subíndice  $p$  indica secuencia positiva, el subíndice  $n$  indica secuencia negativa,



$\vec{e}_g(t) = e_{dp} + je_{qp} + e_{dn} + je_{qn}$  es la transformación a los ejes  $dq0$  de las tensiones de la red,  $e_{\alpha\beta p}$  es el módulo de la secuencia positiva y  $e_{\alpha\beta n}$  es el módulo de la secuencia negativa. Por otro lado, la corriente de la red con tensiones desbalanceadas se expresa como:

$$\vec{i}_{\alpha\beta g} = \vec{i}_{\alpha\beta p} + \vec{i}_{\alpha\beta n} = \vec{i}_{dqp} e^{j\omega_1 t} + \vec{i}_{dqn} e^{-j\omega_1 t} = (i_{dp} + j i_{qp}) e^{j\omega_1 t} + (i_{dn} + j i_{qn}) e^{-j\omega_1 t} \quad (3.6)$$

Considerando únicamente los armónicos fundamentales (secuencias positiva y negativa) de la tensión y corriente de la red, la potencia aparente del sistema toma el valor:

$$\begin{aligned} \vec{S}_g &= (\vec{e}_{\alpha\beta p} + \vec{e}_{\alpha\beta n}) \cdot \text{conj}(\vec{i}_{\alpha\beta p} + \vec{i}_{\alpha\beta n}) = (\vec{e}_{dqp} e^{j\omega_1 t} + \vec{e}_{dqn} e^{-j\omega_1 t}) \cdot \text{conj}(\vec{i}_{dqp} e^{j\omega_1 t} + \vec{i}_{dqn} e^{-j\omega_1 t}) = \\ &= (P_{g(0)} + P_{gc(2)} \cos(2\omega_1 t) + P_{gs(2)} \sin(2\omega_1 t)) + j(Q_{g(0)} + Q_{gc(2)} \cos(2\omega_1 t) + Q_{gs(2)} \sin(2\omega_1 t)) \end{aligned} \quad (3.7)$$

donde  $P_{g(0)}$  es la potencia activa continua;  $Q_{g(0)}$  es la potencia reactiva continua;  $P_{gc(2)}$  y  $Q_{gc(2)}$  son las componentes de segundo orden en cosenos de las potencias activa y reactiva, respectivamente; y  $P_{gs(2)}$  y  $Q_{gs(2)}$  son las componentes de segundo orden en senos de las potencias activa y reactiva, respectivamente.

Estas cuatro últimas potencias son causadas por los desbalances de la tensión de red. Si la potencia activa varía con el tiempo,  $P_{gc(2)}$  y  $P_{gs(2)}$  son distintas de cero, y la compensación de los ‘dips’ consiste en:  $P_{gc(2)} = P_{gs(2)} = 0$ . El método para calcular las corrientes  $i_{dp}$ ,  $i_{qp}$ ,  $i_{dn}$  e  $i_{qn}$  en función de las tensiones  $e_{dp}$ ,  $e_{qp}$ ,  $e_{dn}$  y  $e_{qn}$  y las consignas de las potencias activa y reactiva, así como el algoritmo de control, se desarrolla en el Cap. 5 de esta Tesis.

De forma genérica,  $S_{g(0)} = \sqrt{P_{g(0)}^2 + Q_{g(0)}^2} = e_{\alpha m} i_{\alpha m} = e_{\beta m} i_{\beta m}$ , donde  $e_{\alpha m}$  es el valor de pico de  $e_\alpha$ ,  $e_{\beta m}$  es el valor de pico de  $e_\beta$ ,  $i_{\alpha m}$  es el valor de pico de  $i_\alpha$  e  $i_{\beta m}$  es el valor de pico de  $i_\beta$ . Dependiendo del tipo, magnitud, duración y salto de fase del ‘dip’,  $e_{\alpha m}$  y  $e_{\beta m}$  pueden tomar los valores  $|\vec{e}_{dqp}| \pm |\vec{e}_{dqn}|$  (una de ellas con signo negativo y la otra con signo positivo). Así, la corriente de pico máxima por las fases del convertidor para compensar cualquier tipo de ‘dip’ desbalanceado se puede calcular, de forma aproximada, como:

$$i_{m \max} \approx \sqrt{\frac{2}{3}} \frac{S_{g(0)}}{\left| |\vec{e}_{dqp}| - |\vec{e}_{dqn}| \right|} \quad (3.8)$$

donde los valores de  $|\vec{e}_{dqp}|$  y  $|\vec{e}_{dqn}|$  en función de la magnitud del ‘dip’ se muestran en la Tabla C.3,

$$e \ i_{m \max} = \sqrt{\frac{2}{3}} \max\{i_{\alpha m}, i_{\beta m}\}.$$

A partir de la ec. (3.8) se obtiene el valor exacto de la máxima corriente de pico para ‘dips’ B y D cuando no hay salto de fase; en cambio el resultado es un poco más elevado que el valor real para los ‘dips’ C, E, F y G sin salto de fase. Para realizar un cálculo exacto del valor de pico de la máxima corriente para estos últimos cuatro casos en [Magueed, et al., 04a] se propone la siguiente ec.:

$$i_{m \max} = \sqrt{\frac{2}{3}} \frac{S_{g(0)}}{|\bar{e}_{dqp}|^2 - |\bar{e}_{dqn}|^2} \sqrt{\frac{1}{4} (|\bar{e}_{dqp}| - |\bar{e}_{dqn}|)^2 + \frac{3}{4} (|\bar{e}_{dqp}| + |\bar{e}_{dqn}|)^2} \quad (3.9)$$

Por ejemplo, si el convertidor está entregando a la red  $P_g = 0.8S_n$  y  $Q_g = 0$ , y se produce un fallo en la fase A de magnitud  $V_{dip} = 0.8$  ('dip' tipo B), entonces  $e_{am} = 400\sqrt{\frac{2}{3}}0.8V$ ,  $e_{bm} = 400\sqrt{\frac{2}{3}}V$  y  $e_{cm} = 400\sqrt{\frac{2}{3}}V$ . Esto hace que la tensión de red esté formada por una secuencia positiva  $\bar{e}_{dqp} = j373.33V$  y una secuencia negativa  $\bar{e}_{dqn} = j26.66V$ . La corriente durante el 'pre-dip' es  $i_{am} = 200\sqrt{\frac{2}{3}}A$ ,  $i_{bm} = 200\sqrt{\frac{2}{3}}A$  e  $i_{cm} = 200\sqrt{\frac{2}{3}}A$  (en coordenadas  $dq$   $\bar{i}_{dqp} = j200A$ ). Si durante el 'dip' se mantiene la misma corriente, la potencia activa en la red eléctrica, que toma el valor  $(j373.33e^{j\omega t} + j26.66e^{-j\omega t}) \cdot (-j200e^{-j\omega t}) = (74.66 + 6.665e^{-j2\omega t})KW$ , estará formada por una componente continua ( $P_{g(0)}$ ) inferior al valor 'pre-dip' y una componente de frecuencia  $2\omega_1$  ( $P_{g(2)}$ ) y  $P_{gs(2)}$ ). Para compensar esta oscilación el sistema tiene que aportar una secuencia negativa de corriente capaz de compensar la secuencia negativa de la tensión de red, de tal forma que la corriente por las tres fases se incrementan, tomando los valores:  $i_{am} = 188.4223A$ ,  $i_{bm} = 169.8869A$  e  $i_{cm} = 169.8869A$  (en coordenadas  $dq$   $\bar{i}_{dqp} = j215.3846A$   $\bar{i}_{dqn} = -j15.3846A$ ). A partir de estas corrientes, la potencia eléctrica en la red toma el valor:

$$(j373.33e^{j\omega t} + j26.66e^{-j\omega t}) \cdot (-j215.3846e^{-j\omega t} + j15.3846e^{j\omega t}) = (80.41 - 5.74e^{j2\omega t} + 5.74e^{-j2\omega t} - 0.41)KW = 80KW \quad (3.10)$$

Así, el producto de la secuencia negativa de la corriente por la secuencia positiva de la tensión compensa la componente activa de la potencia de red de frecuencia  $2\omega_1$ . En este caso, el convertidor puede compensar este 'dip', puesto que durante el 'dip' no se supera el valor base la de corriente del convertidor ( $I_{base} = 250A$ ).

En otro ejemplo, si el convertidor está entregando a la red  $P_g = 0.8S_n$  y  $Q_g = 0$ , y se produce un fallo en la fase A de magnitud  $V_{dip} = 0$  ('dip' tipo B), entonces  $e_{am} = 0V$ ,  $e_{bm} = 400\sqrt{\frac{2}{3}}V$  y  $e_{cm} = 400\sqrt{\frac{2}{3}}V$ . Éste es uno de los casos de desbalance más extremos, pues supone un colapso completo de una de las fases. Para compensar el 'dip', los valores de pico de las corrientes de fase del convertidor deberían ser:  $i_{am} = 489.8979A$ ,  $i_{bm} = 282.7807A$  e  $i_{cm} = 282.7807A$ . Éstos superan el valor de pico máximo que es  $i_{m \max} = I_{base}\sqrt{\frac{2}{3}}A = 250\sqrt{\frac{2}{3}}A = 204.124A$ , por lo que la corriente por cada fase del convertidor se limitaría a  $i_{m \max}$ . Esto produciría dos efectos: (1) una potencia activa oscilante en la red, que empeora notablemente la calidad de la energía que se comparte con la red eléctrica; y (2) se reduce la potencia activa que se entrega a la red eléctrica, pues se reduce la magnitud de la secuencia positiva de la tensión de red. El segundo efecto es más perjudicial en el

caso en el que la potencia activa que se entrega a la red proceda de un generador y el VSC conectado a la red trabaje como interfaz de esta energía. La energía excedente durante el ‘dip’ hay que almacenarla o disiparla en algún punto del circuito.

En los dos ejemplos anteriores se han analizado ‘dips’ tipo B. El análisis de los efectos de los ‘dips’ tipo C, D, E, F y G o un ‘dip’ genérico, si se intenta compensar, en las corrientes de las fases del convertidor es similar a los ‘dips’ tipo B, pues todos ellos provocan caídas temporales desbalanceadas de la tensión de la red.

Según aumenta la profundidad del ‘dip’, la potencia que es capaz de compensar el VSC, es decir, mantener constante sin oscilaciones, es menor debido a la limitación de corriente. El caso límite se produce ante un cortocircuito en las tres fases del PCC, pues el VSC debería entregar una corriente infinita, pero es evidente que resulta imposible y por tanto no se puede compensar esta perturbación.

En cualquiera de los casos, para que el sistema sea capaz de compensar ‘dips’ a potencia nominal es necesario que esté sobredimensionado, es decir, que sea capaz de entregar una corriente mayor que la nominal establecida por la  $S_n$  del convertidor. Los elementos que van a limitar esa corriente son principalmente las inductancias del filtro de red y los IGBTs. Para analizar esto se emplea el “CONDOR Converter” descrito de forma detallada en el apartado 3.1.

La limitación de las inductancias está relacionada con la saturación de éstas. Si la corriente se incrementa por encima del valor de saturación, esta comienza a distorsionarse y puede llegar a provocar la inestabilidad del sistema. La Fig. 3.4.b representa la característica  $N\phi = f(i)$  de las inductancias empleadas en la construcción del convertidor, donde la máxima corriente de fase en zona lineal para las inductancias  $L_2$  es 212.688A (Fig. 3.4.b). Este valor supone un incremento de 8.564A por encima del valor especificado para  $S_n = 100KVA$ .

La potencia que es capaz de compensar en función de los IGBTs depende de su corriente nominal, de la corriente transitoria y de las características térmicas. Por ejemplo los IGBTs empleados en el montaje del convertidor son FD300R12KE3 y DF300R12KE3. Ambos tienen las mismas características, la corriente nominal es 300A y durante 1ms pueden proporcionar hasta 600A. Esta última especificación no es válida porque la duración de los ‘dips’ es como mínimo 10 veces mayor. Antes de fijar como limitación 300A, es necesario hacer un estudio térmico, para lo que se emplea el programa IPOSIM ([www.eupec.com](http://www.eupec.com)). La Fig. 3.16 representa el estudio térmico del IGBT FD300R12KE3 que es igual para el IGBT DF300R12KE3. Cada VSC del “CONDOR Converter” se construye con 6 FD300R12KE3 y 6 DF300R12KE3 (12 módulos) sobre un disipador con resistencia térmica  $R_{th\ hs} = 0.02^\circ K/W$ , con lo que la resistencia térmica equivalente de cada módulo es  $R'_{th\ hs} = 0.24^\circ K/W$ . Como se observa en la Fig. 3.16, el límite máximo de corriente que puede entregar el IGBT (corriente de fase) en estas condiciones es 200Arms, lo que supone un incremento de corriente eficaz por fase de 55.66Arms.

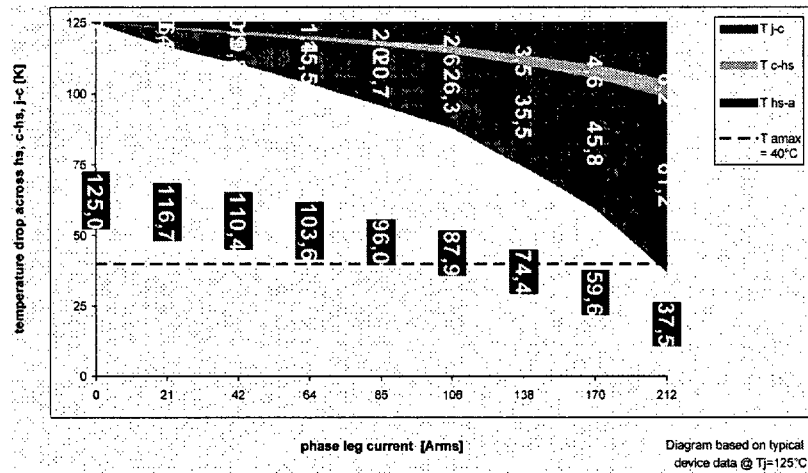


Fig. 3.16. Distribución de la temperatura entre la unión-cápsula, cápsula-disipador y disipador ambiente para  $T_{jmax}=125^\circ$  y un resistencia térmica del disipador de  $0.24^\circ\text{K/W}$ .

En conclusión, los elementos más restrictivos son las inductancias. Así, el “CONDOR Converter” es capaz de entregar por fase una sobrecorriente de 4.25% respecto a la corriente nominal.

Si el sistema no es capaz de compensar los ‘dips’, porque las corrientes requeridas son mayores que las que pueden circular por el VSC, en el apartado 1.2 se indicó que para un convertidor ‘back-to-back’ que entrega energía a la red procedente de un generador se puede producir un incremento de la tensión del DC-bus,  $u_{DC}$ , a menos que esta energía se almacene o disipe en algún punto del sistema. Este incremento de tensión es mayor, cuanto mayor son la duración y profundidad del ‘dip’. Así, resulta necesario analizar las limitaciones del convertidor desde el punto de vista del valor máximo de  $u_{DC}$ . Los elementos que determinan esto son los condensadores del DC-bus y los IGBTs. En el “CONDOR Converter” el valor nominal de la tensión de los condensadores del DC-bus es 750V, mientras que la tensión de bloqueo en directo de los IGBTs es 1200V. Como hay dos bancos de condensadores en serie, el máximo valor de  $u_{DC}$  debería ser 1500V, pues para valores mayores se destruirían los condensadores. En estas circunstancias, y si se reparte  $u_{DC}$  de forma equitativa entre los dos bancos de condensadores, la tensión que bloquean los IGBTs es 750V, lo que está dentro de las especificaciones (máxima tensión de bloqueo en directo del dispositivo  $\approx 1.5 \dots 2.0 \cdot u_{DC}$ ).

### 3.3. Filtro de red.

Los filtros de red o filtros de línea tienen, fundamentalmente, dos funciones:

- Eliminar los armónicos de alta frecuencia debidos a las conmutaciones PWM del convertidor, con el objetivo de que éste entregue a la red corrientes sinusoidales puras.
- Introducir una impedancia intermedia entre dos fuentes de tensión que son el VSC y la red eléctrica. En caso de no conectar este filtro, la conexión directa del VSC a la red eléctrica provoca un cortocircuito.

La ventaja que tiene el diseño de un filtro de red frente a un filtro para un motor AC es que el

primero trabaja a frecuencia constante (frecuencia de la red eléctrica) mientras que el segundo trabaja en un rango de frecuencias ( $\sim 20\text{Hz}-120\text{Hz}$ ). En cambio, el diseño del filtro de red tiene el inconveniente de que, en la mayoría de las ocasiones, se desconoce el modelo exacto de la red en el punto de conexión; mientras que, en el caso de un filtro para una máquina AC se puede tener conocimiento del modelo de la máquina y de los valores de los parámetros de ésta.

En aplicaciones de VSCs conectados a la red eléctrica, los dos filtros más usados son [Lindgren, 98] [Liserre, *et al.*, 01]:

- Filtro L (Fig. 3.17). Éste es un filtro de primer orden, por tanto, la frecuencia de conmutación del convertidor tiene que ser alta para obtener una atenuación elevada de los armónicos causados por la PWM con un tamaño razonable de las inductancias.
- Filtro LCL (Fig. 3.18). Éste es un filtro de tercer orden, con lo que se pueden obtener mayores atenuaciones a la frecuencia de conmutación para la misma inductancia equivalente que el filtro L. Esta atenuación es función de la posición de los armónicos debidos a la conmutación con respecto a la frecuencia de resonancia del filtro. Como tiene un condensador, el filtro produce potencia reactiva, por lo que es una solución muy útil en convertidores usados para generar potencia reactiva. Las desventajas del filtro LCL con respecto al filtro L es que la elección de los componentes es más complicada y también los algoritmos de control.

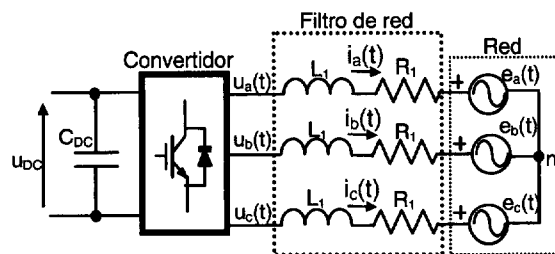


Fig. 3.17. Filtro L.

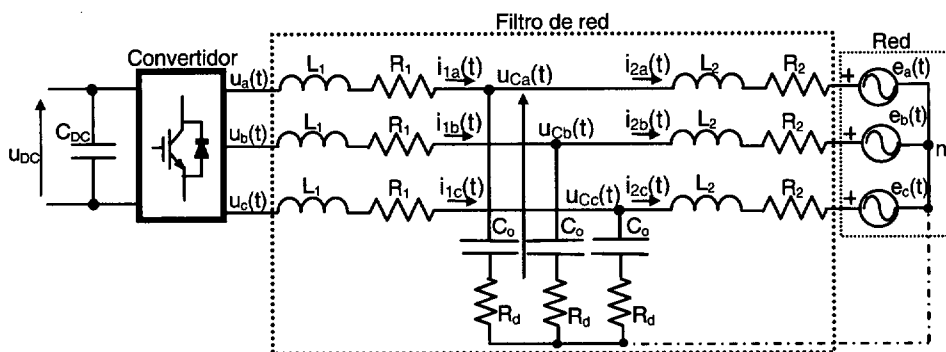


Fig. 3.18. Filtro LCL

Los filtros L y LCL reducen los armónicos de alta frecuencia de la corriente de la red eléctrica, pero el empleo de unos criterios de diseño pobres puede causar más baja atenuación de la esperada e incluso un aumento de la distorsión debido a oscilaciones del sistema. Los armónicos de la corriente pueden causar saturaciones de las inductancias o resonancias del filtro. Aunque cuanto mayor sean las inductancias, menor es el rizado de las corrientes de red, el coste y las pérdidas del sistema limitan los valores de las inductancias. El valor máximo de  $L_1$ , en el caso del filtro L, o  $L_1 + L_2$ , en el caso del filtro LCL, es:

$$L \leq \frac{1}{\omega_1 I_n} \sqrt{E_g^2 - U_{(l)máx}^2} \quad (3.11)$$

De hecho, el objetivo en el diseño de los filtros L y LCL es emplear las inductancias de menor valor posible para reducir el coste del sistema. La operación de los VSCs es muy similar al comportamiento de los convertidores DC-DC de tipo 'boost'. Sin embargo, en este caso el flujo de corriente es bidireccional, no hay discontinuidades en el modo de operación y por tanto no es correcto definir una inductancia crítica de la misma forma que se hace en un DC-DC 'boost'. El valor mínimo de inductancia es únicamente función de la mínima reducción de los armónicos de alta frecuencia de la corriente de la red eléctrica.

En muchos convertidores comerciales en vez de emplear un filtro LCL usan un filtro LC [Kawabata, *et al.*, 91] y la acción de  $L_2$  es hecha por la inductancia de la red eléctrica ( $L_{SC}$ ). Aunque el filtro LCL tiene un coste algo más elevado, la ventaja de éste si  $L_2 \gg L_{SC}$ , siempre que se cumpla la ec. (3.11), es que la respuesta del sistema es más independiente del valor de  $L_{SC}$ .

Los normativas para diseñar los filtros están basadas en los criterios de atenuación de los armónicos de la corriente de red, y se encuentran en diferentes estándar de IEC, IEEE, etc. Para la aplicación descrita en esta Tesis y las características del convertidor que se va a emplear ( $S_n = 100KVA$  y  $E_n = 400V$ ), se debe usar la normativa IEC61000-3-4, que establece que el máximo THD de la corriente de fase sea del 20% para equipos con más de 75A por fase. Actualmente este documento se está revisando en el nuevo estándar IEC61000-2-3 que todavía no está disponible. Otra normativa a emplear puede ser la recomendación IEEE-519-1992, más restrictiva que la anterior, (THD debe ser menor del 15%) y particularmente centrada en rectificadores controlados basados en tiristores [Gilabert, *et al.*, 04].

### 3.3.1. Estudio comparativo de los filtros L y LCL.

La Fig. 3.19 representa las funciones de transferencia en el plano  $s$  mediante diagrama de bloques de una de las fases de los filtros L y LCL. La función de transferencia de la corriente de red en función de la tensión de salida del convertidor para cada una de las fases, en el caso del filtro L, es:

$$\frac{i_{gk}}{u_k}(s) = \frac{1}{R_1 + sL_1} \quad (3.12)$$

donde  $k$  puede ser  $a$ ,  $b$  o  $c$ ; e  $i_{gk} = i_{2k}$  y se emplearán de forma indistinta. Para el filtro LCL, la

Tabla 3.6 muestra las posibles funciones de transferencia por fase, donde  $\omega_0 = \sqrt{\frac{L_1 + L_2}{L_1 L_2 C_o}}$  es la pulsación de resonancia del filtro LCL.

La Fig. 3.20 muestra los diagramas de Bode de las distintas funciones de transferencia de los filtros L y LCL con los valores de componentes indicados en la Tabla 3.7 (éstos son los empleados en el "CONDOR Converter"). La inductancia del filtro L coincide con la suma de las dos

inductancias del filtro LCL. Los picos positivos que aparecen en (a), (b), (c) y (d) están centrados en la frecuencia de resonancia del filtro LCL, mientras que el pico negativo de las funciones (a) y (c) es el cero doble de  $i_{1k}/u_k$ .

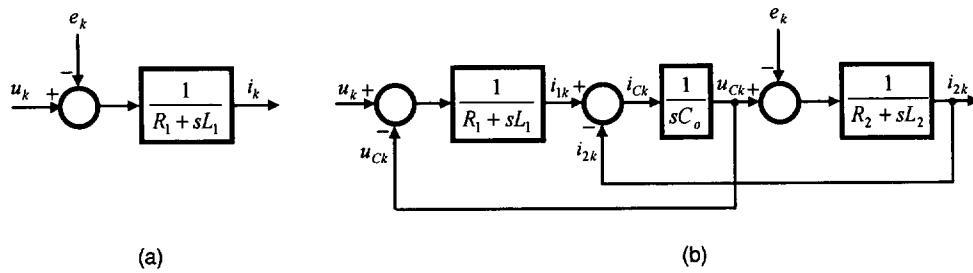


Fig. 3.19. Representación en el plano s mediante diagrama de bloques de una fase del: a) filtro L y b) filtro LCL.

Tabla 3.6. Funciones de transferencia por fase del filtro LCL.

Funciones de transferencia incluyendo las resistencias de las inductancias ( $R_1$ y $R_2$ )		
(a)	$\frac{i_{1k}}{u_k}(s)$	$\frac{L_2 C_o s^2 + R_2 C_o s + 1}{C_o L_1 L_2 s^3 + C_o (L_2 R_1 + L_1 R_2) s^2 + (L_1 + L_2 + R_1 R_2 C_o) s + R_1 + R_2}$
(b)	$\frac{i_{gk}}{u_k}(s) = \frac{i_{2k}}{u_k}(s)$	$\frac{1}{C_o L_1 L_2 s^3 + C_o (L_2 R_1 + L_1 R_2) s^2 + (L_1 + L_2 + R_1 R_2 C_o) s + R_1 + R_2}$
Funciones de transferencia no incluyendo $R_1$ y $R_2$		
(c)	$\frac{i_{1k}}{u_k}(s)$	$\frac{1}{L_1} \cdot \frac{s^2 + \frac{1}{C_o L_2}}{s^3 + \omega_0^2 s}$
(d)	$\frac{i_{gk}}{u_k}(s) = \frac{i_{2k}}{u_k}(s)$	$\frac{1}{C_o L_1 L_2} \cdot \frac{1}{s^3 + \omega_0^2 s}$
Funciones de transferencia sin $R_1$ y $R_2$ e incluyendo la resistencia damping ( $R_d$ )		
(e)	$\frac{i_{1k}}{u_k}(s)$	$\frac{L_2 C_o s^2 + R_d C_o s + 1}{C_o L_1 L_2 s^3 + R_d C_o (L_2 + L_1) s^2 + (L_1 + L_2) s}$
(f)	$\frac{i_{gk}}{u_k}(s) = \frac{i_{2k}}{u_k}(s)$	$\frac{R_d C_o s + 1}{C_o L_1 L_2 s^3 + R_d C_o (L_2 + L_1) s^2 + (L_1 + L_2) s}$

Tabla 3.7. Valores de los componentes de los filtros L y LCL.

Filtro L	
$L_1$	0.75mH
$R_1$	7.5mΩ

Filtro LCL	
$L_1$	0.5mH
$R_1$	5mΩ
$L_2$	0.25mH
$R_2$	2.5mΩ
$C_o$	100μF

En la Fig. 3.20.b se muestran los diagramas de Bode de  $\frac{i_{gk}(s)}{u_k}$  del filtro L y del filtro LCL.

Para bajas frecuencias, el filtro LCL se comporta como si fuese un filtro L, en cambio para altas frecuencias la atenuación es mucho mayor pues a partir de  $\omega_0$ , la respuesta cae con una pendiente de  $-60\text{dB/dec}$ . Esto supone una ventaja muy importante del filtro LCL frente al filtro L, pues para éste último la pendiente en todo el rango de frecuencias es  $-20\text{dB/dec}$ . Para conseguir las mismas atenuaciones a frecuencias superiores a la de resonancia habría que elevar el valor de  $L_1$ , incrementando el coste del filtro. La Tabla 3.8.a muestra la posición de los polos y ceros para las distintas funciones de transferencia del filtro LCL. Para el caso del filtro L, sólo tiene un polo situado en  $-\frac{R_1}{L_1} = -10$ .

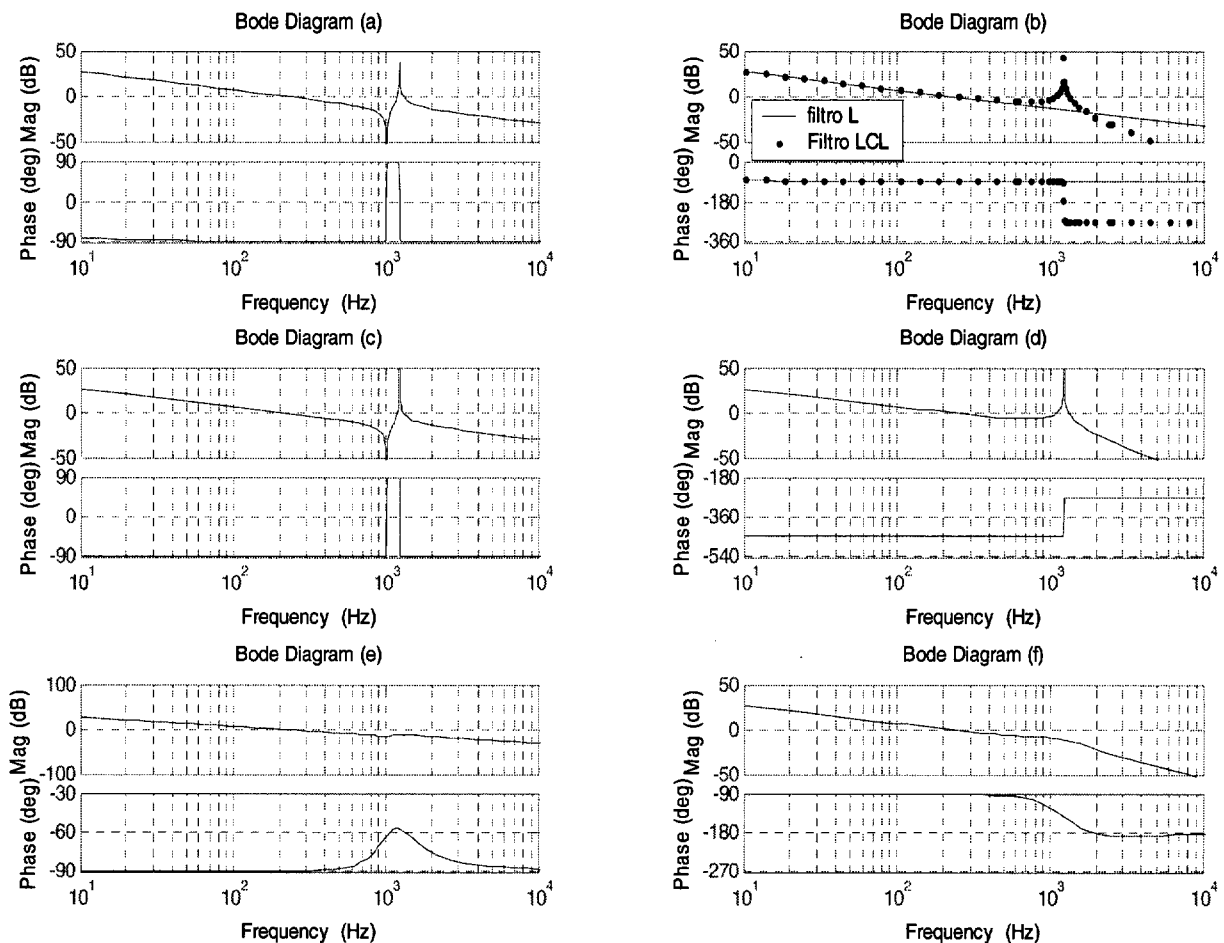


Fig. 3.20. Respuesta en frecuencia de las funciones de transferencia de la Tabla 3.6.

La atenuación introducida por el filtro LCL sólo es efectiva si se amortigua el pico de resonancia del filtro LCL. Esto se puede realizar mediante un método pasivo, con una resistencia damping,  $R_d$ , conectada en serie con los condensadores, o con un método activo [Blasko, *et al.*, 97b] [Liserre, *et al.*, 02]. Las funciones de transferencia (e) y (f) son  $\frac{i_{1k}}{u_k}$  y  $\frac{i_{2k}}{u_k}$  con  $R_d$ , respectivamente, y como se observa, la representación de Bode pasa a ser muy parecida a la del filtro L. Esto tiene la ventaja de que el sistema se puede controlar “casi” como si el filtro de red fuese de tipo L. La Tabla 3.8.b muestra la atenuación de las distintas funciones de transferencia



para la frecuencia de conmutación  $f_{SW} = 2.5\text{KHz}$ . La mayor atenuación se consigue en  $i_{gk}/u_k$  del filtro LCL sin  $R_d$ .

Desde el punto de vista de la respuesta temporal, la Fig. 3.21 representa la corriente de red de la fase  $a$  con su contenido armónico para un VSC funcionando como rectificador PWM conectado a la red eléctrica mediante un filtro L (Fig. 3.21.a) y un filtro LCL (sin  $R_d$ ) (Fig. 3.21.b). El valor de los componentes de los filtros son los indicados en la Tabla 3.7. Como se observa, hasta la frecuencia de conmutación, los armónicos para el filtro LCL tienen mayor amplitud que los armónicos del filtro L, los armónicos debidos a la frecuencia de conmutación son menores para el filtro LCL y a partir de esta frecuencia prácticamente desaparecen los armónicos del filtro LCL.

Tabla 3.8. a) Posición de los polos y ceros de las funciones de transferencia de la Tabla 3.6. b) Atenuaciones a la  $f_{SW}$  de las distintas funciones de transferencia

F.T. (a)		F.T. (b)		Función	Atenuación de (dB)
Ceros	Polos	Ceros	Polos		
$-5 \pm j6324.6$	$-5 \pm j7746$ $-10$		$-5 \pm j7746$ $-10$	Filtro L	-21.5
F.T. (c)		F.T. (d)		$i_1/u$	-17.1
Ceros	Polos	Ceros	Polos	$i_2/u$	-31.2
$\pm j6324.6$	$\pm j7746$ $0$		$\pm j7746$ $0$	$i_2/u$ con $R_1$ y $R_2$	-31.2
F.T. (e)		F.T. (f)		$i_1/u$ con $R_d = 1\Omega$	-17.7
Ceros	Polos	Ceros	Polos	$i_2/u$ con $R_d = 1\Omega$	-27.3
$-500 \pm j6304.8$	$-750 \pm j7709.6$ $0$	$-40000$	$-750 \pm j7709.6$ $0$		

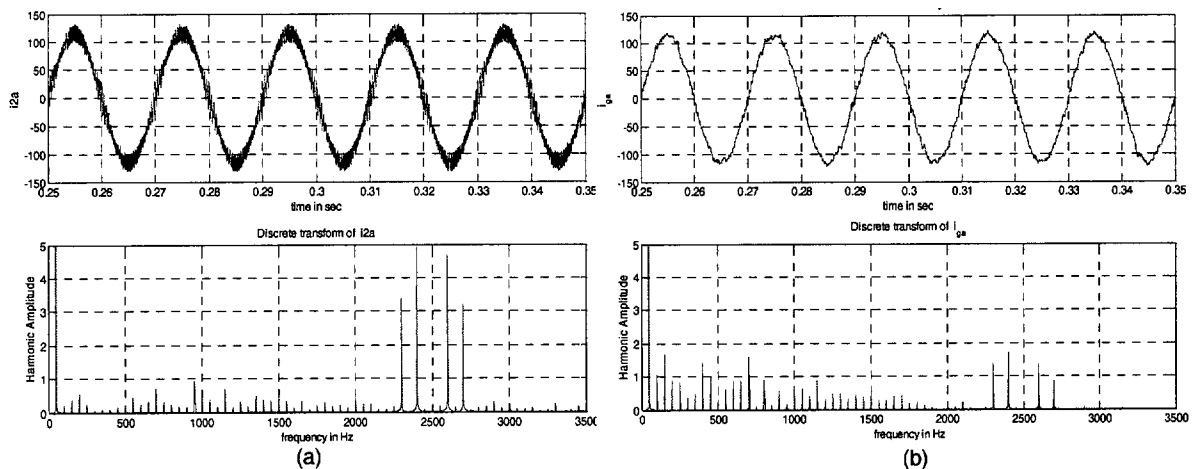


Fig. 3.21. Respuesta temporal de un rectificador PWM con: a) filtro L y b) filtro LCL.

### 3.3.2. Limitaciones del filtro LCL.

#### A) Frecuencia de resonancia

La frecuencia de resonancia del filtro LCL, con el objeto de no crear problemas en el espectro de la corriente de la red y no complicar el diseño del controlador, debe tomar un valor dentro del rango [Liserre, *et al.*, 01]:

$$10\omega_{base} \leq \omega_0 \leq \omega_{sw}/2 \quad (3.13)$$

donde  $\omega_{sw}$  es la pulsación angular de conmutación del convertidor.

#### B) Valor del condensador

Un aumento muy elevado del condensador disminuye mucho la impedancia del filtro, pero además implica un incremento muy importante de la corriente que circula por  $L_1$  con respecto a la corriente que circula por  $L_2$ , y por tanto un incremento en la potencia reactiva generada por el filtro en vacío. De la ec. (B.19), se obtiene la relación de las corrientes del convertidor, red eléctrica y el condensador, de la forma:

$$\vec{i}_1(t) = \vec{i}_2(t) + j\omega_1 C_o \vec{u}_C(t) + C_o \frac{d\vec{u}_C(t)}{dt} \quad (3.14)$$

En régimen permanente, esta expresión toma el valor:

$$\vec{i}_1(t) = \vec{i}_2(t) + j\omega_1 C_o \vec{u}_C(t) \quad (3.15)$$

Por otro lado, la expresión vectorial de la tensión del condensador es:

$$\vec{u}_C(t) = R_2 \vec{i}_2(t) + L_2 \frac{d\vec{i}_2(t)}{dt} + j\omega_2 L_2 \vec{i}_2(t) + \vec{e}_g(t) \quad (3.16)$$

que en régimen permanente se reduce a:

$$\vec{u}_C(t) = R_2 \vec{i}_2(t) + j\omega_2 L_2 \vec{i}_2(t) + \vec{e}_g(t) \quad (3.17)$$

Así, si se sustituye la ec. (3.17) en la ec. (3.15), el módulo del vector  $\vec{i}_1$  toma el valor:

$$|\vec{i}_1| \approx \sqrt{|\vec{i}_2|^2 + (\Delta|\vec{i}_1|)^2} = \sqrt{|\vec{i}_2|^2 + (\omega_1 C_o |\vec{e}_g|)^2} \quad (3.18)$$

donde  $\Delta|\vec{i}_1|$  es el incremento de  $\vec{i}_1$  con respecto a  $\vec{i}_2$ . La Fig. 3.22 representa el valor nominal de  $i_1$  para cada una de las fases del convertidor en función del valor de  $C_o$ , que está expresado en % con respecto a  $C_{base}$ . La Fig. 3.22 está formada por dos representaciones, en la de la izquierda  $C_o$  varía entre 0 y 100%, mientras que la derecha es una ampliación con un margen de variación de  $C_o$  entre 0 y 10%.  $S_n$  es 100KVA, lo que implica que el valor eficaz de la corriente nominal de la red ( $I_{2n}$ ) es 144.376 A. Esta representación es importante pues determina el valor nominal de la corriente de las inductancias  $L_1$ .

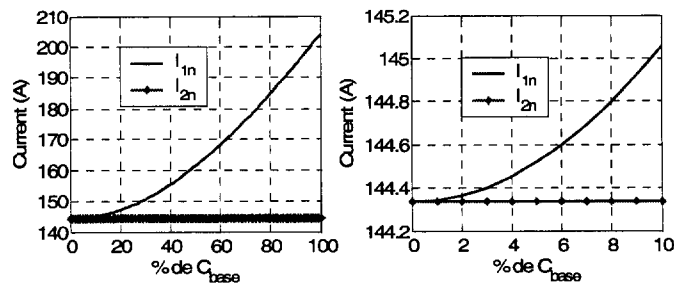


Fig. 3.22. Corriente nominal por las inductancias  $L_1$  en función del valor de  $C_o$  para un convertidor con  $S_n=100KVA$ .

### C) Valores de las inductancias

El valor total de las inductancias no debería ser mayor que el 10% de  $L_{base}$ . Esto limita las caídas de tensión y las pérdidas en el filtro y se está por debajo del límite de la ec. (3.11). En cuanto a la inductancia  $L_2$ , no es recomendable reducirla mucho, pues puede alcanzar valores comparables a  $L_{SC}$ , lo que puede provocar inestabilidades en la respuesta del controlador del convertidor.

### D) 'Damping' pasivo

El inconveniente del 'damping' pasivo es que aumenta las pérdidas del sistema, las cuales se calculan como [Lisserre, *et al.*, 01]:

$$P_d = 3R_d \sum_h [i_{1(h)} - i_{2(h)}]^2 \quad (3.19)$$

donde los principales términos de la ec. anterior son los índices de  $h$  próximos a la frecuencia de conmutación y sus múltiplos. De hecho, cuanto mayor es el 'damping', se reduce más las posibilidades de oscilación del sistema, pero al mismo tiempo se reduce la efectividad. Esta es la razón por la que en esta Tesis no se emplea 'damping' pasivo. Los algoritmos de control propuestos en el Cap. 4 emplean técnicas de 'damping' activo.

### 3.3.3. Diseño de los filtros de red.

En esta Tesis se emplean los siguientes criterios para el diseño del filtro:

1. Atenuación de la función de transferencia  $\frac{i_{gk}}{u_k}(s)$  de -20dB a la  $\omega_{SW}$  [Lindgren, 98].
2. La normativa IEC 61000-3-4 que regula la emisión de armónicos de corriente a la red eléctrica. Esta norma especifica que, para equipos con una relación de cortocircuito igual o inferior a 33, los armónicos de corriente superiores al 33 tienen que tener un valor inferior al 0.6% de la corriente nominal. Esto se expresa de la forma:

$$I_{(h)} \leq 0.6\% I_n \quad \text{para } h \geq 33 \quad (3.20)$$

Como se observa, el criterio 1 es función de la frecuencia de conmutación, mientras que el criterio 2 es función de la frecuencia fundamental de la red. La Tabla 3.9 muestra las expresiones que permiten calcular los componentes de los filtros L y LCL para los dos criterios indicados.

En el diseño de los componentes del filtro LCL, se tienen tres incógnitas, a saber, las

inductancias del lado del convertidor ( $L_1$ ), las inductancias del lado de la red ( $L_2$ ) y los condensadores ( $C_o$ ). Esto implica que es necesario establecer algún criterio adicional para obtener las expresiones que aparecen en la Tabla 3.9. La relación de las inductancias de las bobinas es un compromiso entre obtener una frecuencia de resonancia baja y un rizado bajo en la corriente del convertidor, lo que optimiza el comportamiento del filtro LCL. Con la relación  $L_1 = 2L_2$  se obtiene un buen compromiso entre estos dos factores [Bojrup, 99].  $C_o$  determina la producción de potencia reactiva en vacío del filtro; así, se considera que una producción del 5% es razonable [Bojrup, 99] [Liserre, *et al.*, 01]. Además si  $C_o$  es un 5% de  $C_{base}$ , el valor nominal de  $i_1$  es prácticamente igual que el de  $i_2$ , como muestra la Fig. 3.22.

Las ecuaciones mostradas en la Tabla 3.9 para el filtro LCL son válidas para frecuencias de conmutación superiores a la frecuencia de resonancia.

Generalmente en el proceso de diseño del filtro de red, las resistencias no se calculan, vienen impuestas por el proceso de fabricación de las bobinas. Estas resistencias deben tomar un valor lo más pequeño posible para reducir las pérdidas introducidas por el filtro, pero, para realizar el control, deben estar perfectamente modeladas.

Tabla 3.9. Cálculo de los componentes de los filtros L y LCL.

Criterio 1. Atenuación de -20dB a la $\omega_{SW}$ .	
Filtro L	Filtro LCL
<ul style="list-style-type: none"> <li><math>L_1 \geq \frac{10}{2\pi f_{SW}}</math></li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li><math>C_o</math> es el 5% de la <math>C_{base}</math></li> <li><math>L_1 = 2L_2</math></li> <li><math>L_2 _h \geq \frac{3}{4C_o \omega_{SW}^2} + \sqrt{\left(\frac{3}{4C_o \omega_{SW}^2}\right)^2 + \frac{80}{16C_o \omega_{SW}^3}}</math></li> </ul>
Criterio 2. Normativa ICE 61000-3-4.	
Filtro L	Filtro LCL
<ul style="list-style-type: none"> <li><math>L_1 \geq \frac{U_{base}}{0.006 \cdot 33\sqrt{3}\omega_1 I_n}</math></li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li><math>C_o</math> es el 5% de la <math>C_{base}</math></li> <li><math>L_1 = 2L_2</math></li> <li><math>L_2 _h \geq \frac{3}{4C_o 33^2 \omega_1^2} + \sqrt{\left(\frac{3}{4C_o 33^2 \omega_1^2}\right)^2 + \frac{U_{base}}{0.006 \cdot 2\sqrt{3}C_o 33^4 \omega_1^3 I_n}}</math></li> </ul>

### 3.3.4. Ajustes de los componentes del filtro para el “CONDOR Converter”.

La Tabla 3.10 representa los valores de los componentes del filtro LCL para un convertidor de  $S_n=100KVA$  mediante los criterios 1 y 2. En el criterio 1 se emplean dos frecuencias de conmutación, una de  $2.5 \text{Krad/s}$  y otra de  $5 \text{Krad/s}$ . La primera es para el caso de un VSC de dos niveles, y la segunda es para un VSC de tres niveles, donde los armónicos de la corriente de red debidos a la conmutación se desplazan a  $2\omega_{SW}$ . Como se observa, el criterio 2 es más restrictivo, y

además el criterio 1 no cumple la limitación 1 del apartado 3.3.2, ya que  $\omega_0 < 2\omega_{SW}$ .

Tabla 3.10. Valores de los componentes del filtro LCL.

	Criterio 1		Criterio 2
	$\omega_{SW} = 2\pi 2.5 \text{ Krad/s}$	$\omega_{SW} = 2\pi 5 \text{ Krad/s}$	
$L_1 \text{ (mH)}$	0.3	0.1	0.54711
$L_2 \text{ (mH)}$	0.15	0.05	0.2735
$C_o \text{ (}\mu\text{F)}$	99.472	99.472	99.472
$\omega_o \text{ (krad/s)}$	$2\pi 1.6404$	$2\pi 2.8029$	$2\pi 1.1817$

Finalmente, teniendo en cuenta aspectos prácticos, los valores elegidos son:

- $L_1 = 0.5 \text{ mH} / 175 \text{ Arms}$ .
- $L_2 = 0.25 \text{ mH} / 150 \text{ Arms}$ .
- $C_o = 100 \mu\text{F} / 400 \text{ Vrms}$ .

Éstos valores están dentro del margen de las limitaciones indicadas en el apartado 3.3.2, de la forma:

1.  $\omega_1 = 2\pi 50 \text{ rad/s}$  y  $\omega_{SW} = 2\pi 2.5 \text{ krad/s}$ .  $\omega_0 = 2\pi 1.2328 \text{ krad/s}$ . Así,  $\omega_0 > 10\omega_{base}$  y  $\omega_0 < 2\omega_{SW}$ .
2.  $C_{base} = 2 \text{ mF}$ .  $C_o = 5\%$  de  $C_{base}$ .
3.  $L_{base} = 5.1 \text{ mH}$ .  $L_1 + L_2 = 14.71\%$  de  $L_{base}$ .

La misma estructura de filtro sirve para realizar ensayos del filtro L y del filtro LCL. Cuando se trabaje con el filtro L se desconectan los condensadores, de tal forma que el filtro L tiene una inductancia total de 0.75mH.

### 3.4. Cálculo de los condensadores del DC-bus.

El cálculo del condensador  $C_{DC}$  para un VSC de dos niveles conectado a la red eléctrica depende del tipo de aplicación. Así, si el VSC está trabajando como:

1. Rectificador PWM,  $C_{DC}$  debe tomar el valor:

$$C_{DC} \geq \frac{i_{DC}}{\Delta u_{DC}} \frac{T_{SW}}{2} = \frac{T_{SW} S_n}{2u_{DC} \Delta u_{DC}} \quad (3.21)$$

siendo  $\Delta u_{DC}$  el rizado máximo permitido. Si  $S_n = 100 \text{ KVA}$ ,  $T_{SW} = 400 \mu\text{s}$ ,  $u_{DC}$  toma el mínimo valor (610V), y el  $\Delta u_{DC}$  se fija en un 10% de  $u_{DC}$ , entonces,  $C_{DC} \geq 537.5 \mu\text{F}$ . Este resultado es muy conservador pues implica que el condensador se está descargando a potencia nominal durante la mitad del período de conmutación. En la práctica, el tiempo de descarga del condensador, depende de la carga, pero suele ser considerablemente menor.

2. Filtro activo. La peor situación se produce cuando hay que balancear una carga de secuencia negativa a potencia nominal. En estas circunstancias, el rizado es de dos veces la frecuencia de la señal de red, y  $C_{DC}$  debe tomar el valor [Bojrup, 99]:

$$C_{DC} \geq \frac{1}{2\omega_1} \frac{S_n}{u_{DC} \Delta u_{DC}} \quad (3.22)$$

Para los mismos valores que en el ejemplo anterior,  $C_{DC} \geq 4277.2 \mu F$ .

Estos resultados son válidos para VSCs conectados a la red eléctrica con carga pasiva y con carga activa (convertidor 'back-to-back').

En el caso de un VSC de tres niveles NPC, el cálculo de  $C_{DC}$  depende de los mismos factores que para un VSC de dos niveles, y por tanto son válidas la ec. (3.21) y la ec. (3.22) dadas para un VSC de dos niveles.

Pero, además, en un VSC de tres niveles NPC el cálculo de  $C_{DC}$  es función de un rizado de baja frecuencia debido a la corriente por el punto NP ( $i_{NP}$ ). La frecuencia de esta señal es tres veces la frecuencia de la señal moduladora, y está presente en este tipo de convertidores independientemente del modo de funcionamiento (inversor o rectificador). Este rizado produce un desequilibrio de tensión entre los dos bancos de condensadores que forman  $C_{DC}$  [Ogasawara, *et al.*, 93], y es uno de los mayores inconvenientes de la topología NPC porque ocasiona:

1. posibles sobretensiones en los dispositivos electrónicos de potencia, así como en los condensadores del DC-bus;
2. empeoramiento de la calidad de las corrientes que circulan por la carga, por ejemplo desbalances de éstas; y
3. en el caso extremo, un funcionamiento inapropiado del convertidor.

El circuito dinámico equivalente de la conexión NP de la Fig. 3.1 es el mostrado en la Fig. 3.23 [Pou, *et al.*, 03]. En este modelo, para analizar el efecto del rizado de  $i_{NP}$  se asume que  $u_{DC}$  es constante, lo cual se puede conseguir mediante un control apropiado de  $u_{DC}$ . Para analizar en qué medida afecta  $i_{NP}$  en el cálculos de  $C_{DC}$  se parte de los siguientes supuestos:

- cada convertidor se controla independientemente;
- $C_P = C_N = C_{DC} / 2$ ; y
- únicamente se consideran los armónicos fundamentales de las corrientes.

Desde el punto de vista del desequilibrio en NP, los condensadores están conectados en paralelo, y el valor equivalente es  $C_{NPequiv} = C_P + C_N = 2C_{DC}$ . Por otro lado, los condensadores están conectados en serie desde el punto de vista del DC-bus, y por tanto

$$C_{DCequiv} = \frac{C_P C_N}{C_P + C_N} = \frac{C_P}{2}, \text{ si } C_P = C_N. \text{ Diferencias en los valores de los condensadores pueden}$$

causar efectos muy negativos en el equilibrio de la tensión del punto NP.

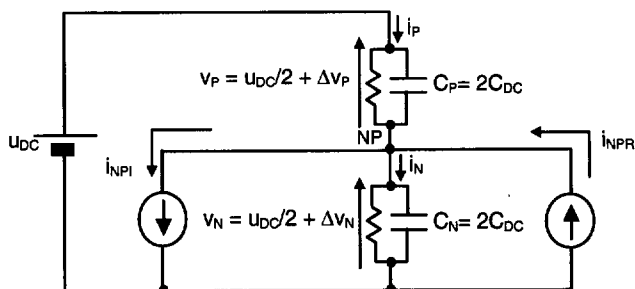


Fig. 3.23. Modelo dinámico equivalente de un convertidor ‘back-to-back’ de tres niveles NPC.

En las siguientes secciones de este apartado se obtienen las expresiones de  $i_{NP}$  en un VSC de tres niveles NPC con carga pasiva en el DC-bus para las técnicas de modulación SVPWM, SPWM y THSPWM. Además se relacionan las expresiones del rizado de  $u_{DC}$  debidas a  $i_{DC}$  e  $i_{NP}$ , y finalmente se aplica este análisis a un convertidor ‘back-to-back’, obteniendo las expresiones de  $C_{DC}$ .

**3.4.1. Cálculo de  $i_{NP}$  con SVPWM.**

En los trabajos [Bueno, 02] y [Celanovic, *et al.*, 00] se hace un estudio muy detallado sobre cómo calcular  $i_{NP}$  en un VSC de tres niveles NPC cuando la técnica de modulación es SVPWM. La conclusión es que  $i_{NP}$  es mayor cuanto mayor sea el índice de modulación de amplitud ( $m_a$ ) y menor sea el desplazamiento del factor de potencia de la carga ( $DPF$ ).

En el peor de los casos, cuando  $m_a=1$  y  $PF=0$ , la expresión instantánea de  $i_{NP}$  para el tercer armónico es:

$$i_{NP}(t)_{3\omega_1} = \frac{8}{\pi^2} i_{PHASEm} \cos 3\omega_1 t \tag{3.23}$$

donde  $i_{PHASEm}$  es el valor de pico de la corriente de fase del convertidor. Esto es así, porque como se muestra en la Fig. 3.24, las formas de onda de  $i_{NP}$  son triangulares para cualquiera de los cuatro valores de índice de modulación de corriente ( $m_{S0}$  y  $m_{S1}$ ) indicados en la Tabla de la Fig.

	$m_{S0}$	$m_{S1}$
$i_{NP1}$	1	1
$i_{NP2}$	1	-1
$i_{NP3}$	Varian alternativamente	
$i_{NP4}$	0	0

Índice de modulación de amplitud ( $m_a$ )	1.0
DPF de la carga	0.0
Amplitud de las corrientes de fase	100

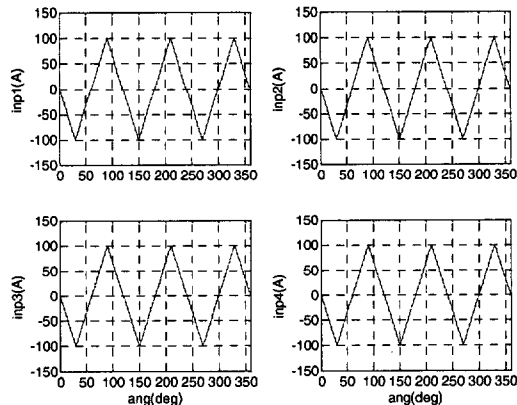


Fig. 3.24. Corriente  $i_{NP}$  para  $PF=0$ .

### 3.4.1.1. Control del potencial en NP a partir de SVPWM.

El inconveniente de este desequilibrio es que no se puede controlar completamente, únicamente se puede reducir sobredimensionando los condensadores del DC-bus o compensando con los vectores pequeños. Los esquemas de control para modulación SVPWM están basados en manipular la duración relativa de los vectores redundantes.

Independientemente del esquema de control, la autoridad de control sobre el desequilibrio provocado por  $i_{NP}$  es limitada, y la región donde exactamente se puede balancear en cada ciclo de conmutación es la zona que toma el valor 1 en la Fig. 3.25.a. En ésta se observa que el caso más favorable corresponde con cargas con DPF unidad, donde la tensión en el punto NP puede ser balanceada en cada ciclo de conmutación hasta con un índice de modulación de amplitud de 0.96 [Celanovic, *et al.*, 00].

Si por el contrario, el convertidor trabaja en la zona 0 de la Fig. 3.25.a, entonces  $i_{NP}$  tendrá un rizado de frecuencia el triple de la frecuencia de las señales moduladoras, que producirá un desequilibrio de tensión en los bancos de condensadores de la misma frecuencia. Y en esta zona, el valor que toma  $i_{NP}$  en función del índice de modulación de amplitud y del DPF de la carga si la amplitud de las corrientes de fase es 1A, es el que se representa en la Fig. 3.25.b.

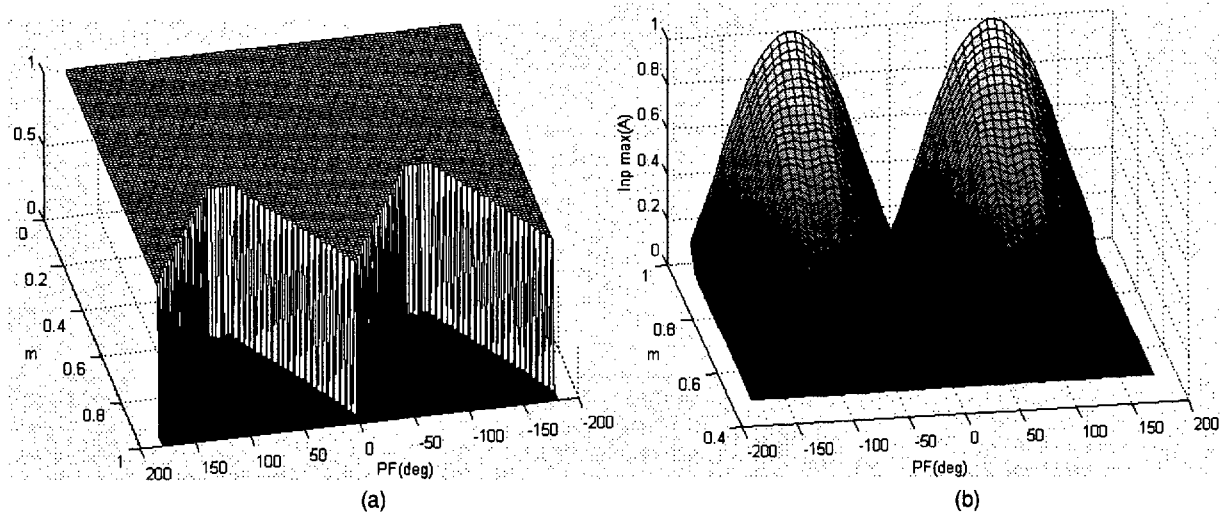


Fig. 3.25. a) Zona de control de  $i_{NP}$  para  $m_{SO}=1$  y  $m_{SI}=-1$  (0.- no controlable. 1.- controlable). b) Valor de pico de  $i_{NP}$  en función del DPF y del índice de amplitud para una amplitud de las corrientes de fase de 1A.

### 3.4.2. Cálculo de $i_{NP}$ con SPWM.

Para realizar un estudio similar con la técnica de modulación SPWM se desarrolla un modelo basado en la comparación de la señal moduladora de una fase con las dos señales portadoras. Las formas de onda de  $i_{NP}$  y los contenidos armónicos se muestran en la Fig. 3.26.a y la Fig. 3.26.b, para los datos de simulación de la Tabla 3.11. En el peor de los casos ( $DPF = 0.0$ ), el valor de pico de la componente de tercer orden es  $\approx 0,74 \cdot i_{PHASEm}$ , mientras que para SVPWM toma el valor de  $\frac{8}{\pi^2} i_{PHASEm} \approx 0.81507 i_{PHASEm}$ . También resulta interesante el efecto que tiene el  $DPF$  sobre la amplitud del armónico de  $f_{SW}$  en el contenido armónico de  $i_{NP}$ . Cuanto menor es el  $DPF$ , menor es



el armónico de  $f_{sw}$  en  $i_{NP}$ . El caso límite es  $DPF = 0.0$ , donde, como se observa en la Fig. 3.26.b, la amplitud del armónico de la frecuencia de conmutación es despreciable.

Tabla 3.11. Datos de las simulaciones de la Fig. 3.26 y Fig. 3.27.

	Fig. 3.26.a	Fig. 3.26.b
Índice de modulación de amplitud ( $m_a$ )	0.8	1.0
$DPF$ de la carga	0.8	0
Amplitud de las corrientes de fase	100	100

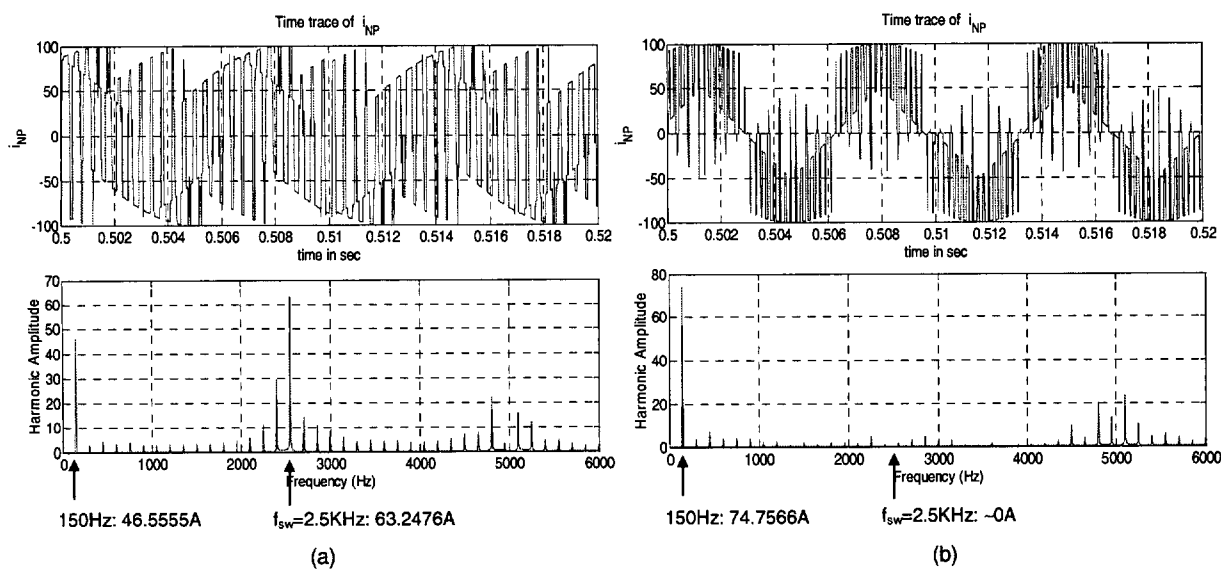


Fig. 3.26. Representación de  $i_{NP}$  con la técnica de modulación SPWM, y con los datos de simulación de la Tabla 3.11.

El estudio de  $i_{NP}$  en función de la técnica de modulación THSPWM es exactamente igual que el de SPWM, únicamente hay que añadir a las señales moduladoras la secuencia cero (ec. (3.1.)). La Fig. 3.27 compara el contenido armónico de  $i_{NP}$  para modulación SPWM y THSPWM. Como se puede comprobar, ante las mismas condiciones, para THSPWM es relativamente menor la amplitud del armónico situado a tres veces la frecuencia fundamental.

### 3.4.2.1. Control del potencial en NP a partir de SPWM.

Los mecanismos de control del equilibrio de tensión en NP son equivalentes para la técnica de modulación SPWM y SVPWM. Para la técnica de modulación SPWM, todos los esquemas de control están basados en manipular la componente continua de las tensiones de referencia [Newton, *et al.*, 97] [Scaglia, *et al.*, 01]. De manera similar, los esquemas de control para modulación SVPWM están basados en manipular la duración relativa de los vectores redundantes. La diferencia entre las tensiones de fase de dos vectores pequeños redundantes (por ejemplo, 211 y 100) es una componente continua. Esta semejanza demuestra las equivalencias entre ambas funciones de modulación.

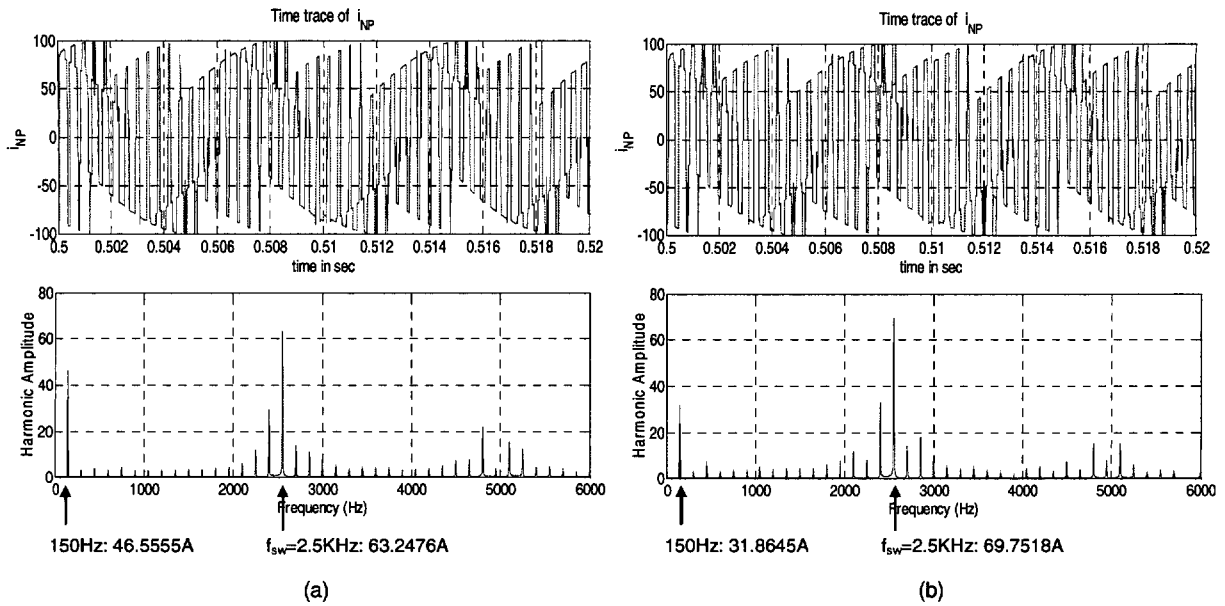


Fig. 3.27. Representación de  $i_{NP}$  con los datos de simulación de la Tabla 3.11 columna central. a) SPWM. b) THSPWM.

### 3.4.3. Cálculo de los condensadores del DC-bus.

El rizado de los condensadores del DC-bus en un VSC de tres niveles NPC tiene las siguientes componentes armónicas:

1. Frecuencia cero, debido a posibles desequilibrios en la tensión de ambos condensadores.
2. Frecuencia de conmutación, denominado rizado de alta frecuencia.
3. Frecuencia doble de la fundamental debido a las tensiones desbalanceadas de la red eléctrica, u otras frecuencias debidas a armónicos en la red eléctrica.
4. Tres veces la frecuencia de las señales moduladoras debido a  $i_{NP}$ , denominado rizado de baja frecuencia, y que genera el desequilibrio de tensión entre los dos bancos de condensadores del DC-bus.

La componente continua de desequilibrio depende de la técnica de modulación empleada. Pero si no se aplica ningún offset a las señales moduladoras, este desequilibrio se resuelve introduciendo resistencias de equalización como muestra el circuito de la Fig. 3.28.a. En cuanto a las componentes 2 y 3, las ec. (3.21) y ec. (3.22) desarrolladas para un VSC de dos niveles son válidas para VSCs de tres niveles NPC. Únicamente queda analizar en este apartado el cálculo de los condensadores del DC-bus en función de  $i_{NP}$ . El objetivo es obtener una expresión del valor de  $C_{DC}$  para limitar o acotar el desequilibrio entre las tensiones de los bancos de condensadores del DC-bus debido a  $i_{NP}$ .

En el caso de las componentes 2, 3 y 4 es posible obtener una expresión de  $C_{DC}$ . Después se elige el valor más restrictivo, y así se acota el rizado dentro del margen determinado para cada uno de los armónicos.

3.4.3.1. Para un VSC NPC.

La Fig. 3.28.a representa el modelo equivalente dinámico de la conexión NP en un VSC de tres niveles NPC. Este esquema es una simplificación del representado en la Fig. 3.23, se ha eliminado uno de los dos VSCs. Por otro lado, la Fig. 3.28.b muestra las formas de onda de los rizados en los dos bancos de condensadores debidos a  $i_{NP}$ . Este modelo simplificado es válido para las dos formas de funcionamiento del VSC, como inversor y como rectificador, porque en las simulaciones de los modelos de gran señal se observan los siguientes detalles:

- En un inversor, la tensión  $u_{DC}$  es constante, así la tensión en los condensadores no varía en función del posible rizado de  $u_{DC}$ .
- En un NPC funcionando como rectificador,  $u_{DC}$  tiene un rizado debido a la conmutación del VSC, pero la tensión en  $C_P$  o  $C_N$  debido a éste rizado es exactamente igual y se compensa. Por tanto no hay desequilibrio entre los bancos de condensadores debidos al rizado de  $u_{DC}$ .
- $u_{DC}$  de un NPC funcionando como rectificador no tiene rizado debido a  $i_{NP}$ , el rizado es absorbido por  $C_P$  y  $C_N$ .

A partir de las conclusiones anteriores se puede modelar el comportamiento de los circuitos de la Fig. 3.23 y la Fig. 3.28 con las siguientes expresiones:

$$u_{DC} = v_P + v_N = \frac{u_{DC}}{2} + \Delta v_P + \frac{u_{DC}}{2} + \Delta v_N \tag{3.24}$$

$$v_{NP} = \Delta v_P - \Delta v_N \tag{3.25}$$

$$i_N = i_P + i_{NP} \tag{3.26}$$

donde  $v_{NP}$  es el desequilibrio de tensiones entre los dos bancos de condensadores, e  $i_{NP}$  es la diferencia de corrientes entre los dos bancos de condensadores.

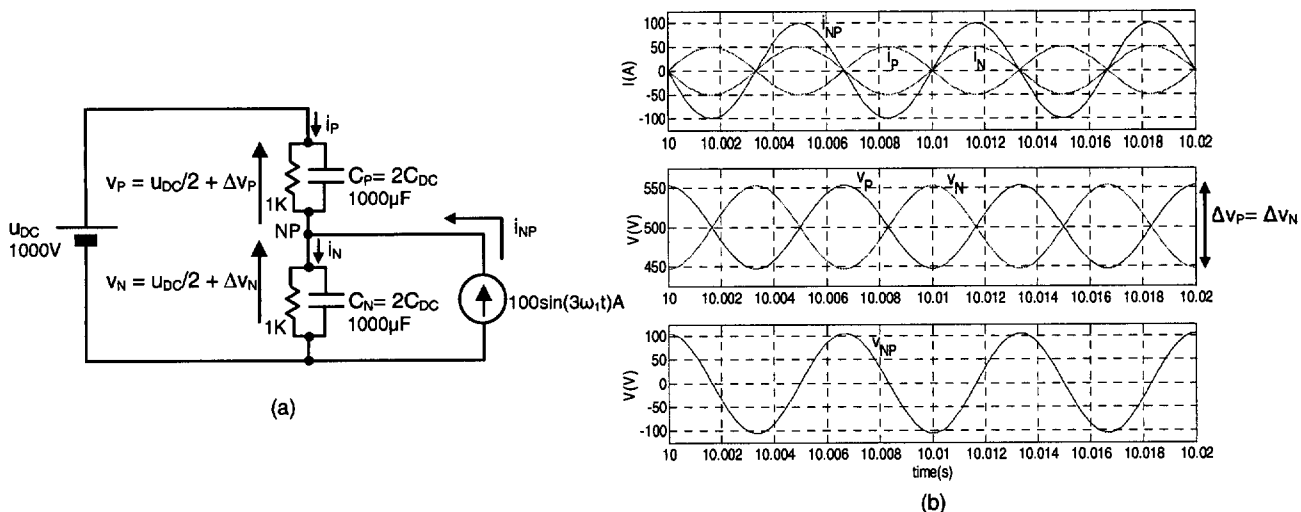


Fig. 3.28. Variación de la tensión en los bancos de condensadores de un NPC en función de  $i_{NP}$ . a) Circuito simplificado. b) Formas de onda.

Si la forma de onda de  $i_P$  se considera triangular el incremento de carga en  $C_P$  o  $C_N$  se puede definir como:

$$\Delta Q = \frac{1}{24} i_{NPm} T_1 \tag{3.27}$$

en cambio, si se considera sinusoidal:

$$\Delta Q = \frac{1}{6\pi} i_{NPm} T_1 = \frac{i_{NPm}}{3\omega_1} \quad (3.28)$$

siendo  $i_{NPm}$  la amplitud de  $i_{NP}$  y  $T_1$  el período de la señal de red. El cálculo del incremento de carga es más restrictivo suponiendo  $i_{NP}$  senoidal, por tanto, se tomará esta suposición a partir de este momento.

Así,  $\Delta v_p$  debido a  $i_{NP}$ , que es el máximo rizado de tensión que se desea tener en extremos de cada banco de condensadores, coincide con  $\Delta v_N$ , con  $\frac{\Delta v_{NP}}{2}$  y con  $v_{NPm}$  (valor de pico eliminando la posible componente continua), y según la Fig. 3.28.b se define como:

$$\Delta v_p|_{i_{NP}} = \Delta v_N|_{i_{NP}} = \frac{\Delta v_{NP}}{2} \Big|_{i_{NP}} = v_{NPm}|_{i_{NP}} = \frac{1}{6\pi} \frac{i_{NPm} T_1}{C_p} = \frac{1}{12\pi} \frac{i_{NPm} T_1}{C_{DC}} \quad (3.29)$$

suponiendo  $C_p = C_N = 2C_{DC}$ . En el peor de los casos  $i_{NPm}|_{3\omega_1} = \frac{8}{\pi^2} i_{PHASEm}$ , por tanto, las capacidades  $C_p$  y  $C_N$ , se pueden calcular como:

$$C_p = C_N \geq \frac{4}{3\pi^3} \frac{i_{PHASEm} T_1}{\Delta v_p} \quad (3.30)$$

El máximo posible valor de  $i_{PHASEm}$  es  $i_{PHASEm} = i_{nm}$ , siendo  $i_{nm}$  el valor de pico de la corriente nominal de fase del convertidor.

En un NPC, el rizado de  $v_p$  y  $v_N$ , debido a  $i_{DC}$  (cuando el convertidor funciona como rectificador) se puede calcular de forma aproximada, a partir de la ec. (3.21), como:

$$\Delta v_p|_{i_{DC}} = \Delta v_N|_{i_{DC}} = \frac{\Delta u_{DC}|_{i_{DC}}}{2} = \frac{1}{2} \frac{i_{DC}}{C_{DC}} \frac{T_{SW}}{4} = \frac{S_n T_{SW}}{4u_{DC} C_{DC}} \quad (3.31)$$

El rizado introducido por  $i_{DC}$  está superpuesto al rizado debido a  $i_{NP}$ , y en la mayoría de los casos el primero va a ser despreciable frente al segundo porque la frecuencia que lo produce es mucho mayor en el primero. Para el cálculo de los condensadores se puede despreciar el rizado debido a  $i_{DC}$ , y por tanto calcular los condensadores únicamente en función de  $i_{NP}$ , si se cumple la siguiente condición:

$$\frac{1}{6\pi} \frac{\frac{8}{\pi^2} i_{nm} T_1}{2C_{DC}} \gg \frac{S_n T_{SW}}{4u_{DC} C_{DC}} \quad (3.32)$$

(ec. de la mitad del DC-bus) que simplificando se puede reescribir como:

$$u_{DC} \gg \frac{3\sqrt{3}\pi^3}{8\sqrt{2}} \frac{E_n}{m_f} \quad (3.33)$$

A partir de la ec. anterior, la Fig. 3.29 representa  $u_{DC} = f(m_f)$  para  $E_n = 400V$ . La curva representa la zona umbral donde el rizado en los condensadores  $C_p$  y  $C_N$  debido a  $i_{DC}$  y a  $i_{NP}$  es

exactamente igual. Por debajo de esta curva es mayor el rizado debido a  $i_{DC}$ , y por encima de la curva es mayor el rizado producido en los condensadores debido a  $i_{NP}$ .

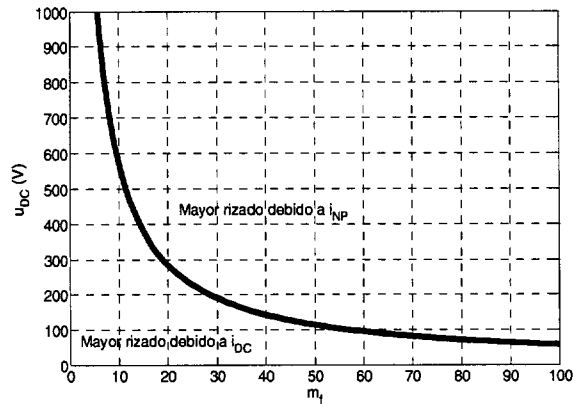


Fig. 3.29. Zonas de rizado en la mitad del DC-bus en función de  $u_{DC}$  y  $m_f$ .

### 3.4.3.2. Para un convertidor 'back-to-back'.

En la Fig. 3.23 se representaba el modelo equivalente dinámico de la conexión NP en un convertidor 'back-to-back', y en este caso, la corriente  $i_{NP}$  efectiva que circula por  $C_P$  y  $C_N$ , y que provoca el desequilibrio de las tensiones, toma el valor:

$$i_{NP}(t) = i_{NPR}(t) - i_{NPI}(t) \quad (3.34)$$

donde  $i_{NPR}$  es la corriente  $i_{NP}$  debida al convertidor que se comporta como rectificador, mientras que  $i_{NPI}$  es la corriente  $i_{NP}$  debido al convertidor que trabaja en modo inversor. Para el cálculo de los condensadores hay que tener en cuenta dos situaciones:

- $i_{NPR}$  e  $i_{NPI}$  tienen distintas frecuencias; y
- $i_{NPR}$  e  $i_{NPI}$  tienen la misma frecuencia.

A)  $i_{NPR}$  e  $i_{NPI}$  tienen distinta frecuencia.

Si  $i_{NPR}$  e  $i_{NPI}$  tienen frecuencias distintas,  $v_{NP}$  tendrá dos componentes de frecuencia, y la forma de onda temporal será la suma de las dos componentes de frecuencia. Para calcular los condensadores se aplica superposición. Consiste en emplear la ec. (3.29) para cada una de las corrientes, las cuales tienen frecuencias diferentes. Así, con los condensadores obtenidos se limita el valor de  $v_{NPm}$  para cada una de las componentes armónicas.

Si por ejemplo,  $i_{NPR} = 100 \sin(3(2\pi 50t))$  e  $i_{NPI} = 100 \sin(3(2\pi 25t))$ , entonces  $v_{NPm75Hz} = 212V$  y  $v_{NPm150Hz} = 106.1V$  (Fig. 3.30). Esto verifica la ec. (3.29) para cada uno de los armónicos de las corrientes  $i_{NP}$ .

B)  $i_{NPR}$  e  $i_{NPI}$  tienen la misma frecuencia.

Si  $i_{NPRm} = i_{NPI m}$ , entonces  $i_{NP} = 0$ , y por tanto  $\Delta v_P|_{i_{DC}} = \Delta v_N|_{i_{DC}} = 0$ . La peor situación se produce cuando  $i_{NPR}$  es exactamente igual que  $i_{NPI}$  y está desfasada  $180^\circ$  con respecto a  $i_{NPI}$ , entonces:

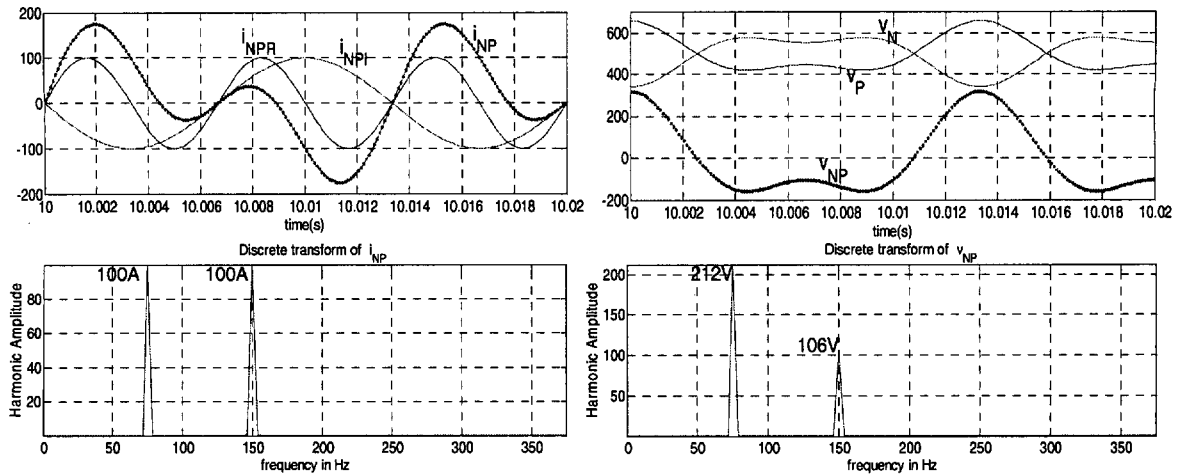


Fig. 3.30. Formas de onda y contenido armónico de  $i_{NP}$  y  $v_{NP}$  en un convertidor 'back-to-back'.

$$i_{NP} = 2i_{NPI} \quad (3.35)$$

con lo que:

$$\Delta v_P \Big|_{i_{NP}} = \Delta v_N \Big|_{i_{NP}} = \frac{\Delta v_{NP}}{2} \Big|_{i_{NP}} = \hat{v}_{NP} \Big|_{i_{NP}} = \frac{2 i_{NPm} T_1}{6\pi C_P} = \frac{1 i_{NPm} T_1}{6\pi C_{DC}} \quad (3.36)$$

suponiendo  $C_P = C_N = 2C_{DC}$ . Así, en el peor de los casos  $i_{NPm} \Big|_{3\omega_1} = \frac{8}{\pi^2} i_{PHASEm}$ , y las capacidades  $C_P$  y  $C_N$ , toman un valor que es el doble del calculado a partir de la ec. (3.30), es decir:

$$C_P = C_N \geq \frac{8 i_{PHASEm} T_1}{3\pi^3 \Delta v_P} \quad (3.37)$$

con lo que  $C_P = C_N \geq 11.7mF$ , si se emplean los mismos datos que en la resolución de la ec. (3.21) y (3.22). Este valor es enorme, mucho mayor que el obtenido a partir de la ec. (3.33). La razón de esto es que se ha calculado en las peores condiciones de trabajo, con  $PF = 0$ , potencia nominal e  $\Delta v_P = 30V$ .

Por razones de coste, en la práctica  $C_{DC}$  debe ser considerablemente menor. Si el convertidor va a trabajar en condiciones extremas y  $v_{NP}$  va a tomar valores elevados para el  $C_{DC}$  elegido, entonces es imprescindible añadir un control de  $v_{NP}$  con objeto de limitarlo.

En el "CONDOR Converter" el valor de  $C_P = C_N = 2000\mu F / 750V$ .

#### 3.4.4. Simulaciones de modelos de gran señal.

El objetivo de este apartado es comparar los resultados obtenidos en las secciones anteriores a partir de modelos aproximados con resultados procedentes de la simulación de VSCs modelados en gran señal. De este modo, se comprueba que las conclusiones obtenidas en los apartados anteriores

son correctas, y se pueden aplicar en el análisis de circuitos reales.

Para esto se van a mostrar las formas de onda de  $i_{NP}$  y  $v_{NP}$ , y sus respectivos contenidos armónicos, para un VSC NPC funcionando como inversor y como rectificador conectado a la red eléctrica a través de un filtro L. También se analiza un convertidor 'back-to-back' basado en dos VSCs de tres niveles NPC, el rectificador está conectado a la red eléctrica de 50Hz, mientras que el inversor está conectado a una red de 25Hz. En los tres casos, los datos empleados en las simulaciones se muestran en la Tabla 3.12.

Tabla 3.12. Datos de las simulaciones de la Fig. 3.31, Fig. 3.32 y Fig. 3.33.

	Inversor (Fig. 3.31)	Rectificador (Fig. 3.32)	Back-to-back (Fig. 3.33)
$f_{sw}$	2.5Khz	2.5Khz	2.5Khz
$C_P=C_N$	1000 $\mu$ F	1000 $\mu$ F	1000 $\mu$ F
$u_{DC}$	750V	-	
$R_I$	1 $\Omega$	0.075 $\Omega$	
$L_I$	5mH	0.75mH	
$f_I$	50Hz	50Hz	
$U_{base}$	400V	400V	
$R_{LOAD}$	-	10 $\Omega$	
<i>Inversor</i>			
$R_I$			0.075 $\Omega$
$L_I$			0.75mH
$f_I$			25Hz
$U_{base}$			400V
<i>Rectificador</i>			
$R_I$			0.075 $\Omega$
$L_I$			0.75mH
$f_I$			50Hz
$U_{base}$			400V

La Fig. 3.31 muestra los resultados del inversor. Los armónicos más significativos de  $i_{NP}$  están situados a 150Hz (tres veces la frecuencia fundamental de la tensión de red), y a la frecuencia de conmutación. El efecto de estos armónicos sobre  $v_{NP}$  se representa en la Fig. 3.31.b. El armónico de 150Hz de  $i_{NP}$  produce un rizado de amplitud 16.2399V, lo cual verifica la ec. (3.29); mientras la tensión  $v_{NP}$  debida al armónico de la frecuencia de conmutación es despreciable. El tipo de modulación empleada es THSPWM y  $m_a_{THSPWM} = \frac{\sqrt{3}}{2}$ .

Las formas de onda del VSC trabajando como rectificador con carga pasiva se muestran en la Fig. 3.32. Al igual que en el caso anterior, los armónicos más significativos de  $i_{NP}$  están situados en 150Hz y a la frecuencia de conmutación. El tipo de modulación empleada es THSPWM y  $m_a_{THSPWM} = \frac{\sqrt{3}}{2}$ .

Por último la Fig. 3.33 muestra el comportamiento del convertidor 'back-to-back'. El rectificador carga el DC-bus a partir de una red de 50Hz, mientras que el inversor excita a una red de 25Hz. Ambos VSCs son controlados mediante el método de desplazamiento de fase (apartado 2.2.1). La fase relativa del modulador del inversor es +2.5 y la del rectificador -2.5. El primer armónico de  $i_{NPI}$  está en 75Hz (3 · 25 Hz), mientras que el primer armónico de  $i_{NPR}$  está en 150Hz (3 · 50 Hz). La técnica de modulación tanto en el inversor como en el rectificador es THSPWM, y

$m_a_{THSPWM \text{ inversor}} = m_a_{THSPWM \text{ rectificador}} = \frac{\sqrt{3}}{2}$ . La Fig. 3.33.d sólo representa los armónicos de  $v_{NP}$

hasta 500Hz, puesto que por encima de esta frecuencia los valores son despreciables. Una vez más, se comprueba que cuando los condensadores del DC-bus, están sometidos a rizado de diferentes frecuencias, la tensión en sus extremos tendrá las componentes de esas frecuencias, y la forma de onda temporal será la suma de dichas componentes de frecuencia. Para calcular los condensadores, se puede aplicar superposición, limitando el rizado de cada armónico dentro de unos márgenes.

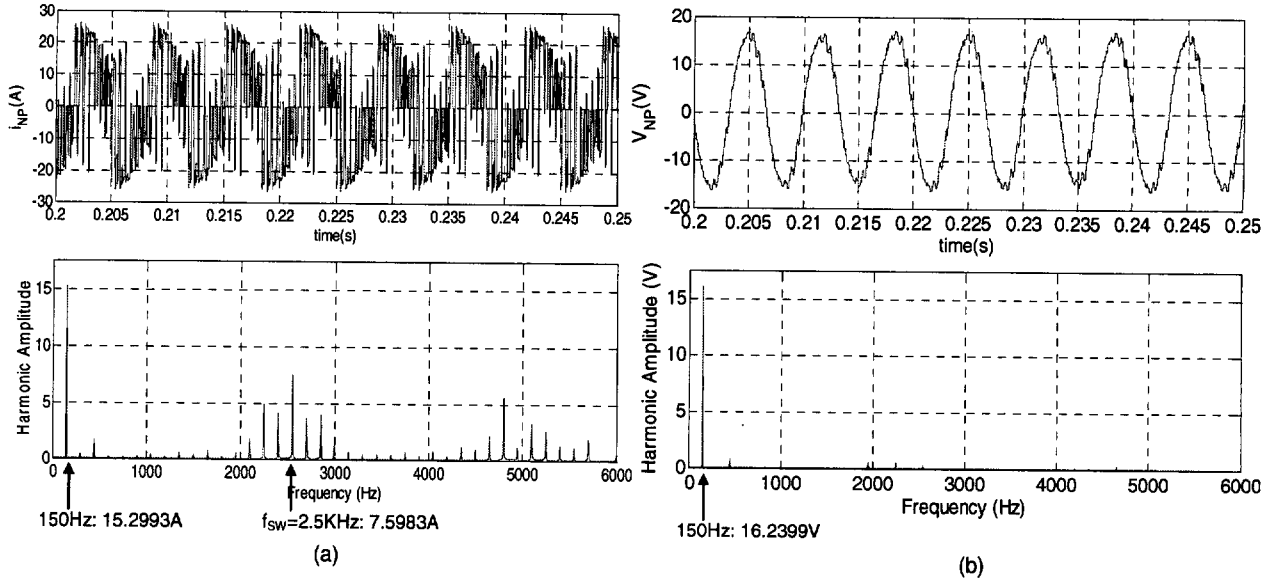


Fig. 3.31. Formas de onda de un VSC como inversor: a) de  $i_{NP}$  y b) de  $v_{NP}$ .

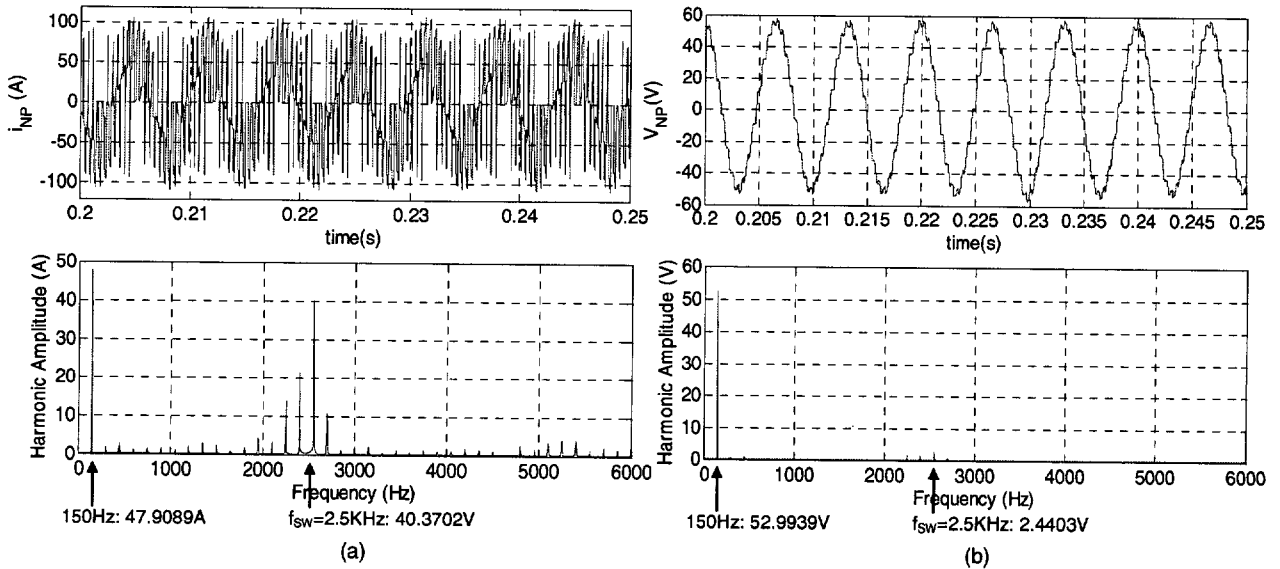


Fig. 3.32. Formas de onda de un VSC como rectificador: a) de  $i_{NP}$  y b) de  $v_{NP}$ .

### 3.5. Conclusiones.

Este Cap. se ha dividido en dos partes. En la primera se ha hecho una descripción del convertidor desarrollado en esta Tesis, el “CONDOR Converter”. En la segunda parte se ha analizado detalladamente: las limitaciones del convertidor para compensar ‘dips’ de tensión, y el diseño de los elementos pasivos del “Sistema de Electrónica de Potencia”.



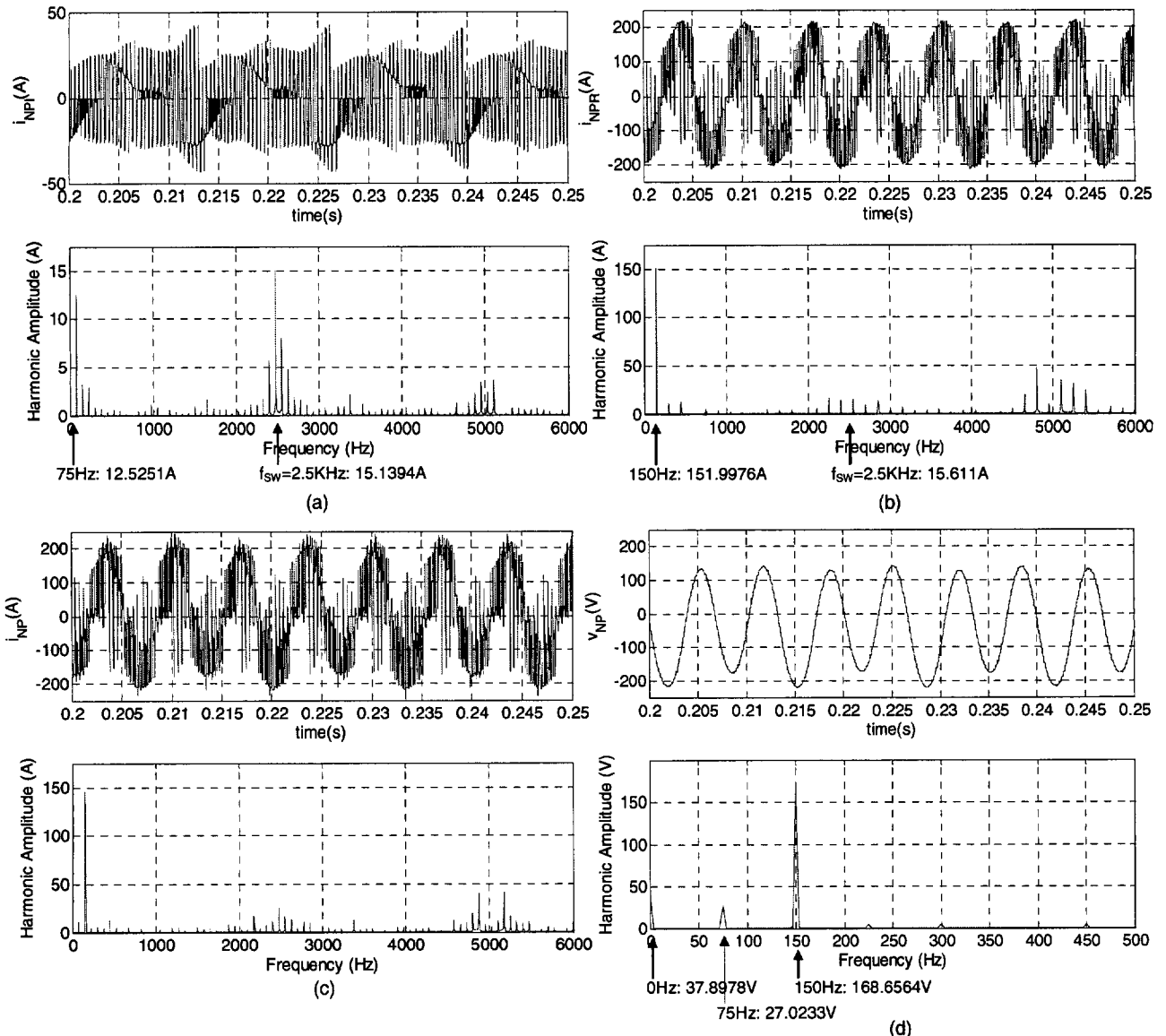


Fig. 3.33. Formas de onda de un convertidor 'back-to-back' basado en dos VSCs NPC: a)  $i_{NPI}$ , b)  $i_{NPR}$ , c)  $i_{NP}$ , y d)  $v_{NP}$ .

[Magueed, *et al.*, 04a] es uno de los pocos trabajos de investigación donde se analizan las limitaciones físicas de los VSCs para compensar 'dips'. Con respecto a la referencia indicada, la principal aportación de la Tesis es el análisis de la limitación de la corriente de salida del convertidor debido a las características térmicas de los IGBTs y de la saturación de las inductancias del filtro de red.

Respecto al cálculo de los componentes del filtro L y LCL, hay trabajos con conclusiones similares a las obtenidas en este Cap, como [Bojrup, 99] y [Lisserre, *et al.*, 01]. Las aportaciones más destacables frente a estos trabajos son la especificación de una serie de limitaciones de los componentes que forman el filtro LCL, y la obtención de las expresiones analíticas de los componentes atendiendo a la atenuación de los armónicos a partir del criterio de atenuación de 20dB a  $f_{SW}$ , y a partir del estándar IEC 61000-3-4.

En la literatura técnica hay numerosos trabajos que analizan el efecto del desequilibrio en la

tensión de los condensadores del DC-bus debidos a  $i_{NP}$ , como por ejemplo [Ogasawara, *et al.*, 93], [Celanovic, *et al.*, 00], [Pou, *et al.*, 03] y [Pou, *et al.*, 04]; pero en la gran mayoría de estos trabajos no se obtienen expresiones analíticas para calcular  $C_{DC}$  en función de  $i_{NP}$  y tampoco se analiza de forma analítica el efecto de  $i_{NP}$  en un convertidor ‘back-to-back’. Así, respecto a los trabajos citados anteriormente, las principales contribuciones en este Cap. han sido: analizar  $i_{NP}$  en un convertidor ‘back-to-back’, relacionar el rizado en  $u_{DC}$  debido a  $i_{DC}$  y a  $i_{NP}$ , y obtener las ecuaciones analíticas del cálculo de  $C_{DC}$  para un convertidor ‘back-to-back’.

En este apartado, las expresiones de  $C_{DC}$  relacionadas con  $i_{NP}$  se han obtenido sin un controlador de desequilibrio de  $v_{NP}$ . Si se añade un controlador se pueden reducir considerablemente estas capacidades y, por tanto, reducir el coste del sistema. El controlador del desequilibrio de tensión en NP se propone como trabajos futuros, mientras en el “CONDOR Converter” únicamente se emplean condensadores para acotar el  $\Delta v_{NP}$  dentro de unos márgenes seguros de funcionamiento. En cualquiera de los casos, el valor más elevado de  $C_{DC}$  se obtiene cuando el convertidor va a estar sometido a desbalances en las tensiones de la red eléctrica, pero también se puede reducir empleando controladores para compensar estos desbalances, los cuales se analizan en el Cap. 5 de esta Tesis.

Por último, en el Cap. 4 y el Cap. 5 se desarrollan diferentes partes del controlador del VSC conectado a la red eléctrica del convertidor de la Fig. 3.1. En estos Cap., todos los estudios del controlador se verifican mediante simulaciones que emplean los datos del “CONDOR Converter”, los cuales se resumen en la Tabla 3.13.

Tabla 3.13. Datos de los componentes y parámetros del “CONDOR Converter” empleados en las simulaciones de los Cap. 4 y Cap. 5.

Filtro LCL	Filtro L	Variables DC-bus
$L_1 = 0.5\text{mH}$	$L_1 = 0.75\text{mH}$	$C_{DC} = 1000\mu\text{F}$
$R_1 = 5\text{m}\Omega$	$R_1 = 7.5\text{m}\Omega$	$R_L = 10\Omega$
$L_2 = 0.25\text{mH}$		
$R_2 = 2.5\text{m}\Omega$		
$C_o = 100\mu\text{F}$		
Variables de la red		Períodos del sistema
$f_1 = 50\text{Hz}$		$T_s = 200\mu\text{s}$
$E_n = 400\text{V}$		$T_{sw} = 400\mu\text{s}$

## 4

## Contribución al sistema de control de los VSCs conectados a la red eléctrica

El diagrama de bloques del sistema de control de los dos VSCs que forman el “CONDOR Converter” se representa en la Fig. 4.1 [Ottersten, 00]. Ambos VSCs están controlados vectorialmente y tienen una estructura muy similar de varios lazos conectados en cascada. En los dos casos, el controlador de corriente es el lazo de control interno, y la principal diferencia está en cómo se generan las referencias activa ( $i_q^*$ ) y reactiva ( $i_d^*$ ) de la corriente.

Desde el punto de vista del sistema de control del convertidor de la Fig. 4.1, la Tesis se centra en controlar el VSC conectado a la red eléctrica mediante la técnica VFOC. En el apartado 2.2.1 se describe en qué consiste esta técnica de control y también se analizan las características de los bloques más importantes de ésta, representados en la Fig. 4.1. El sistema de control del VSC conectado a la red eléctrica de la Fig. 4.1 es válido para VSCs de dos niveles y de tres niveles, sólo cambia el “Generador PWM”. Esto es así porque los controladores de corriente se desarrollan a partir de los modelos promediados simplificados del VSC (Ap. B) que son independientes del número de niveles de éste. Además, el controlador de  $u_{DC}$  y el SPLL tampoco se basan en el modelo del VSC y por tanto, también, son independientes del número de niveles de éste. Por otro lado, el diseño del controlador de corriente es función del filtro de red empleado, mientras que, idealmente, los diseños del controlador de  $u_{DC}$  y del SPLL son iguales para los filtros L y LCL.

El control de los VSCs conectados a la red eléctrica mediante la técnica VFOC ha sido analizado en numerosos trabajos, como por ejemplo [Blasko, *et al.*, 97a], [Buso, *et al.*, 98], [Kazmierkowski, *et al.*, 98], [Ottersten, 03], etc. Por esta razón, en este Cap. se realizan aportaciones en elementos concretos del bloque “Control de VSC conectado a la red eléctrica” (Fig. 4.1). Estos elementos son el controlador vectorial de corriente del filtro LCL, el SPLL y el controlador de  $u_{DC}$ . Los tres están basados en lazos de control discretos, cuyo período de muestreo es  $T_s = 200\mu s$  (Tabla 3.13).

En el control de VSCs conectados a la red eléctrica a través de un filtro LCL hay básicamente dos tendencias, la primera consiste en controlar la corriente del convertidor ( $\vec{i}_1(t)$ ) [Blasco, *et al.*, 97b] [Liserre, *et al.*, 01], mientras que en la segunda se controla la corriente de la red ( $\vec{i}_2(t)$ ) [Lindgren, *et al.*, 98] [Bojrup, 99]. El algoritmo propuesto en esta Tesis controla  $\vec{i}_2(t)$  porque

permite obtener de forma exacta un desplazamiento del factor de potencia unidad en el PCC. Los trabajos indicados que controlan  $\vec{i}_2(t)$  tienen dos inconvenientes: precisan cuatro conjuntos de sensores, (para  $\vec{i}_1(t)$ ,  $\vec{i}_2(t)$ ,  $\vec{u}_C(t)$  y  $\vec{e}_g(t)$ ); y la respuesta del sistema es muy sensible a la ubicación de las frecuencias de resonancia del filtro, de conmutación del convertidor y de muestreo del controlador. El algoritmo que se presenta en esta Tesis resuelve ambas limitaciones.

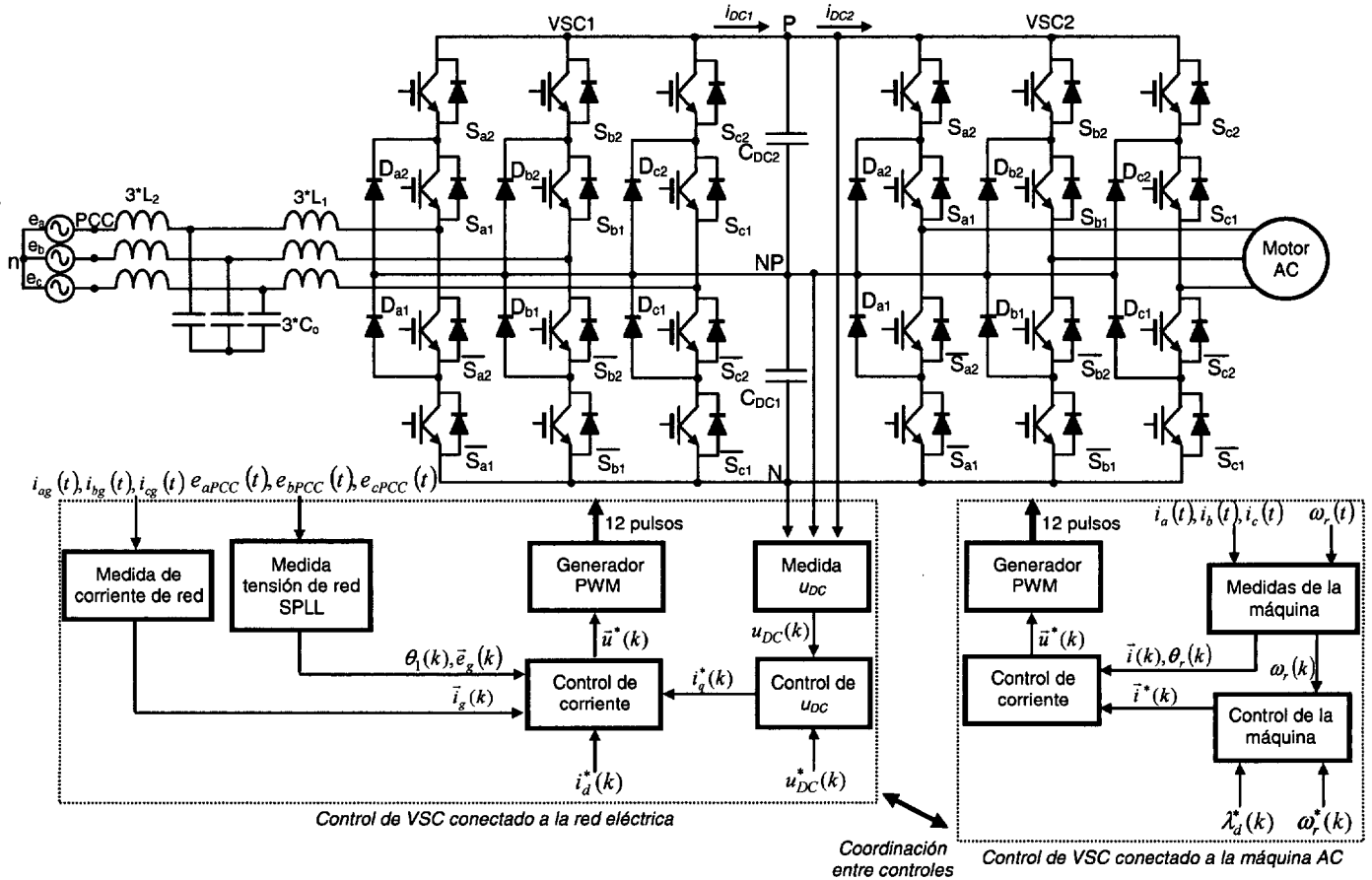


Fig. 4.1. Convertidor ‘back-to-back’ con el diagrama de bloques de los controladores propuestos para el VSC conectado a la red eléctrica y el VSC conectado a la máquina AC.

El correcto funcionamiento del controlador vectorial de corriente depende de la exactitud con la que el sistema se sincroniza con la red eléctrica, lo que está relacionado con detectar de forma exacta los vectores de flujo y/o tensión de red. En la literatura técnica hay numerosas referencias a métodos de sincronización basados en PLLs, como [Kaura, *et al.*, 97] [Chung, 00] [Awad, *et al.*, 03], y, concretamente, en esta Tesis se propone emplear un SPLL. Además de presentar un nuevo método para calcular las constantes del SPLL, la aportación más importante, con respecto a los trabajos referenciados, es el estudio del comportamiento del VSC en función de la velocidad de respuesta del SPLL ante perturbaciones de la red eléctrica. A partir de este estudio se obtienen una serie de conclusiones sobre la configuración óptima del SPLL para cada una de las perturbaciones analizadas.

El empleo del controlador de  $u_{DC}$  mejora la calidad de las corrientes que se entregan a la red eléctrica y reduce el valor de los condensadores del DC-bus, por tanto reduce el coste del sistema. Una de las aportaciones más relevantes en esta apartado, con respecto a trabajos relacionados como

[Blasko, *et al.*, 97a], [Alakülla, 02], [Ottersten, *et al.*, 02] o [Hur, *et al.*, 01], es que se analizan las respuestas de los controladores propuestos de  $u_{DC}$  para los filtros de red L y LCL. Aunque el controlador de  $u_{DC}$  se diseña para que la respuesta de éste sea independiente del tipo de filtro, mediante simulaciones temporales se comprueba que sufre ciertas modificaciones. Una desventaja de los trabajos indicados es que las aproximaciones teóricas y experimentales que se hacen para modelar el DC-bus asumen carga resistiva en el DC-bus del VSC conectado a la red eléctrica, pero esta aproximación no es correcta si el VSC forma parte de un convertidor ‘back-to-back’ como el de la Fig. 4.1 Así, en este Cap. también se analiza el comportamiento del controlador de  $u_{DC}$  en un convertidor ‘back-to-back’, obteniendo los márgenes de valores de los condensadores del DC-bus que aseguran la estabilidad de los controladores propuestos.

En el caso de un convertidor ‘back-to-back’ como el mostrado en la Fig. 4.1 el controlador de  $u_{DC}$  siempre está asociado al VSC conectado a la red eléctrica, independientemente del modo de funcionamiento de éste, como inversor o como rectificador.

Al final del Cap. se añade un apartado en el que se presentan algunas consideraciones a tener en cuenta cuando se implementa en la práctica el sistema de control de la Fig. 4.1.

Con objeto de comprobar los algoritmos que se desarrollan a lo largo del Cap., éstos se simulan empleando los datos que se muestran en la Tabla 3.13, siempre que no se indique lo contrario. Además, también mientras no se indique lo contrario, los algoritmos se ensayan sobre los modelos de pequeña señal linealizados.

#### 4.1. Control vectorial de corriente con filtro de red LCL.

La Fig. 4.2 representa el diagrama de bloques de un VSC conectado a la red eléctrica mediante un filtro LCL. En este apartado se desarrolla el bloque denominado “Controlador de corriente”. Para esto se supone que las tensiones  $u_a(t)$ ,  $u_b(t)$  y  $u_c(t)$  son sinusoidales puras, y que su representación vectorial es exactamente igual que la consigna vectorial que se aplica a la entrada del generador PWM,  $u_k^*(t)$ . Esta aproximación es válida bajo las condiciones de trabajo del “CONDOR Converter”, donde la frecuencia de conmutación empleada es  $f_{SW} = 2.5\text{KHz}$ , con lo que  $m_f = 50$ , y el modulador trabaja en la zona lineal. Estas condiciones reducen de forma considerable el contenido armónico de baja frecuencia de las señales  $u_a(t)$ ,  $u_b(t)$  y  $u_c(t)$ , de tal forma que se pueden aproximar a  $u_{a(1)}(t)$ ,  $u_{b(1)}(t)$  y  $u_{c(1)}(t)$ , respectivamente.

Así las ecuaciones vectoriales del filtro LCL en el espacio continuo y en los ejes rotatorios  $dq$  son (Ap. B):

$$\begin{aligned}\bar{u}^*(t) &= R_1 \bar{i}_1(t) + L_1 \frac{d\bar{i}_1(t)}{dt} + j\omega_1 L_1 \bar{i}_1(t) + \bar{u}_C(t) \\ \bar{i}_1(t) &= \bar{i}_2(t) + j\omega_1 C_o \bar{u}_C(t) + C_o \frac{d\bar{u}_C(t)}{dt} \\ \bar{u}_C(t) &= R_2 \bar{i}_2(t) + L_2 \frac{d\bar{i}_2(t)}{dt} + j\omega_1 L_2 \bar{i}_2(t) + \bar{e}_g(t)\end{aligned}\tag{4.1}$$

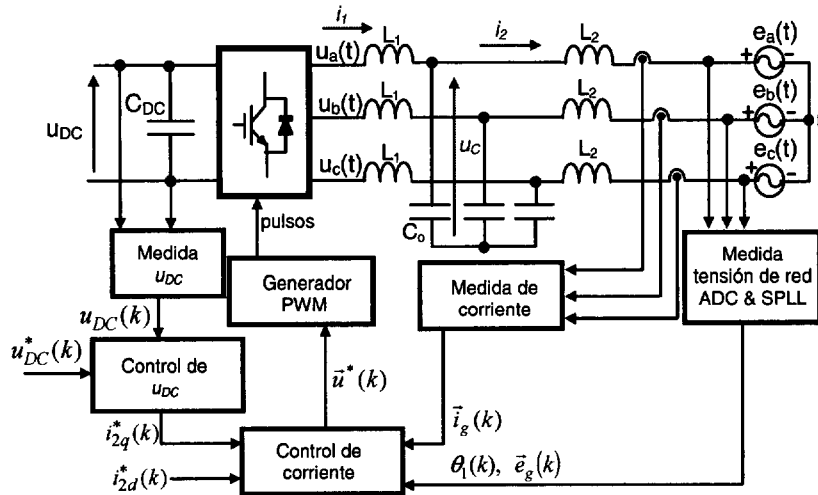


Fig. 4.2. Diagrama de bloques de un VSC conectado a la red eléctrica a través de un filtro LCL.

donde:

- $\vec{u}^*(t)$  es el vector que representa las tres tensiones de referencia que se entregan a la entrada del bloque PWM.
- $L_1$  es el valor de la inductancia del filtro de red conectada al lado del convertidor.
- $R_1$  es la resistencia de la inductancia  $L_1$ .
- $\vec{i}_1(t)$  es el vector de las corrientes de fase del convertidor.
- $\vec{u}_c(t)$  es el vector de las tensiones de los condensadores del filtro de red.
- $C_o$  es el valor de la capacidad de los condensadores del filtro de red.
- $L_2$  es el valor de la inductancia del filtro de red conectada a la red eléctrica.
- $R_2$  es la resistencia de la inductancia  $L_2$ .
- $\vec{i}_2(t) = \vec{i}_g(t)$  es el vector de las corrientes de la red.
- $\vec{e}_g(t)$  es el vector de las tensiones de la red.
- $\omega_1 = \frac{d\theta_1}{dt}$  es la velocidad de rotación del vector  $\vec{e}_g$ .

En aplicaciones donde los VSCs se conectan como interfaz electrónico con la red eléctrica, la corriente debe ser regulada para obtener las potencias activa y reactiva deseadas y para minimizar y/o compensar el factor de potencia de línea y los armónicos de la tensión. En el Ap. D se estudia el controlador de corriente para un VSC conectado a la red eléctrica mediante un filtro L. En este Ap. se muestra que el controlador vectorial síncrono con dos PIs, uno para el eje  $d$  y otro para el eje  $q$ , ajustando las constantes de los PIs para obtener respuesta ‘dead-beat’, cumple de forma óptima con los requisitos de los controladores de corriente.

Con objeto de obtener un comportamiento similar al del VSC con filtro L, se elige la misma estructura de control para el controlador de corriente del filtro LCL. Se trata de un controlador vectorial síncrono que permite controlar independientemente las potencias activa y reactiva de la red eléctrica [Kazmierkowski, *et al.*, 98]. Por otro lado, debido a las razones expuestas en el apartado 2.2.2, el algoritmo desarrollado controla la corriente de la red eléctrica ( $\vec{i}_2(t)$ ). El

resultado de esto es una estructura de control similar a la propuesta por [Lindgren, *et al.*, 98] o [Bojrup, 99]. Consiste en un controlador en cascada implementado en los ejes  $dq$  y basado en las ec. del modelo (ec. (4.1)). Los ejes  $dq$  se orientan de forma que el eje  $d$  coincide con la integral del vector  $\vec{e}_g(t)$ .

Con respecto a las referencias indicadas, el algoritmo propuesto en esta Tesis tiene dos importantes novedades, a saber:

1. Se emplean sólo dos conjuntos de sensores:  $\vec{i}_2(t)$  y  $\vec{e}_g(t)$ . El resto de las magnitudes que se necesitan realimentar para ejecutar el controlador son estimadas mediante un observador de estados.
2. Como se mostró en el Cap. 3, un inconveniente que tiene el filtro LCL frente al filtro L, es que debido a la impedancia cero que presenta el filtro a la frecuencia de resonancia es necesario añadir al controlador algún tipo de ‘damping’. En el apartado 2.2.2 se analizaron diferentes técnicas de ‘damping’ activo presentadas en trabajos relacionados. En el controlador propuesto en este apartado, para realizar la función de ‘damping’ activo, se emplean resistencias activas conectadas en serie con las resistencias de las inductancias, cuya función es eliminar o atenuar todas las posibles perturbaciones del sistema. Éste método se analiza en el Ap. D para el filtro L [Dahono, 03], y las conclusiones se pueden extender al filtro LCL. Las ventajas fundamentales de este ‘damping’ son: (1) es muy sencillo, y no se requiere tener un conocimiento exacto del modelo ni de las variaciones de los parámetros del filtro de red; y (2) no se requieren sensores adicionales con respecto a los empleados para el algoritmo de control.

En el Ap. D de esta Tesis se realiza un análisis muy detallado del controlador vectorial de corriente del VSC cuando se conecta a la red eléctrica mediante un filtro L. Muchas de las conclusiones obtenidas en este Ap. son válidas para el caso del filtro LCL, por lo que a lo largo de este apartado se hacen referencias a este Ap.

#### 4.1.1. Diseño del controlador.

Las especificaciones de diseño del controlador de corriente son las indicadas en los párrafos anteriores, en el Ap. D y en [Kazmierkowski, *et al.*, 98]. Tomando en cuentas estas premisas, las ecuaciones del controlador se obtienen discretizando las ecuaciones diferenciales del modelo del filtro LCL (ec. (4.1)), y suponiendo respuesta ‘dead-beat’ individual para cada una de las ellas. Así, las ecuaciones discretas del controlador en notación vectorial son:

$$\begin{aligned}\vec{u}_1^*(k) &= K_{p1}(\vec{i}_1^*(k) - \vec{i}_1(k)) + \frac{T_S}{T_{i1}} \sum_{n=0}^{n=k-1} (\vec{i}_1^*(n) - \vec{i}_1(n)) + j\omega_1 \hat{L}_1 \frac{\vec{i}_1^*(k) + \vec{i}_1(k)}{2} + \vec{u}_c(k) \\ \vec{i}_1^*(k) &= K_{pC}(\vec{u}_c^*(k) - \vec{u}_c(k)) + j\omega_1 \hat{C}_o \frac{\vec{u}_c^*(k) + \vec{u}_c(k)}{2} + \vec{i}_2^*(k) + \vec{i}_{1smith}(k) \\ \vec{u}_c^*(k) &= K_{p2}(\vec{i}_2^*(k) - \vec{i}_2(k)) + \frac{T_S}{T_{i2}} \sum_{n=0}^{n=k-1} (\vec{i}_2^*(n) - \vec{i}_2(n)) + j\omega_1 \hat{L}_2 \frac{\vec{i}_2^*(k) + \vec{i}_2(k)}{2} + \vec{e}_g(k)\end{aligned}\tag{4.2}$$

donde la primera ec. es la ley de control para  $\vec{i}_1(t)$ , la segunda ec. para  $\vec{u}_c(t)$  y la tercera ec. para  $\vec{i}_2(t)$ . El significado de los parámetros es:

- $$K_{p1} = k_{p1} \left( \frac{\hat{L}_1}{T_S} + \frac{\hat{R}_1 + R_{a1}}{2} \right), K_{pC} = k_{pC} \frac{\hat{C}_o}{T_S} \text{ y } K_{p2} = k_{p2} \left( \frac{\hat{L}_2}{T_S} + \frac{\hat{R}_2 + R_{a2}}{2} \right) \text{ (Ap. D).}$$
- $$T_{i1} = \frac{T_S K_{p1}}{\frac{\hat{L}_1}{\hat{R}_1 + R_{a1}} + \frac{T_S}{2}} \text{ y } T_{i2} = \frac{T_S K_{p2}}{\frac{\hat{L}_2}{\hat{R}_2 + R_{a2}} + \frac{T_S}{2}} \text{ (Ap. D).}$$
- Las variables con el símbolo  $\hat{\phantom{x}}$  son valores nominales o medidos de los componentes antes de la puesta en marcha del convertidor.
- $R_{a1}$  y  $R_{a2}$  son las resistencias activas que se conectan en serie con  $R_1$  y  $R_2$ , respectivamente, como se muestra en la Fig. 4.3.a. La Fig. 4.3.b representa la respuesta en frecuencia de  $i_{2k}(s)/u_k(s)$  ( $k$  puede ser la fase  $a$ ,  $b$  o  $c$ ) sin resistencias activas e introduciendo éstas directamente en la función de transferencia. Los valores empleados para realizar esta representación son  $R_{a1} = 0.5\Omega$  y  $R_{a2} = 0.25\Omega$  (100 veces mayor que  $R_1$  y  $R_2$ , respectivamente). Al incluir estas resistencias se atenúa el efecto de la frecuencia de oscilación y, además, como se muestra en la tabla adjunta, los polos se desplazan hacia la izquierda del plano  $s$  haciendo el sistema más estable. En la práctica, como se demuestra en el apartado D.3, las resistencias activas no se pueden aumentar de forma excesiva porque pueden llevar al sistema a la inestabilidad.

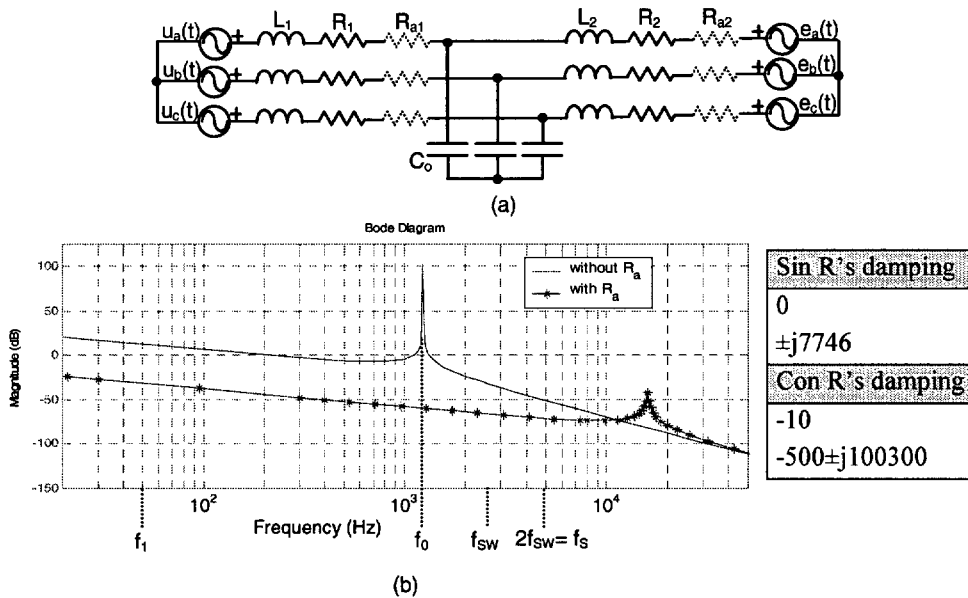


Fig. 4.3. a) Ubicación propuesta de las resistencias activas en el filtro LCL. b) Modificación del diagrama de Bode de la función  $i_{2k}(s)/u_k(s)$  sin y con resistencias activas.

- $\bar{i}_{1smith}(k)$  es la corriente de salida del Predictor de Smith (SP) que se emplea para compensar el retardo computacional [Schneider, 88] [Levine, 96] (apartado D.2.3).
- Las ganancias de los controladores se modifican por los factores  $k_{p1}$ ,  $k_{pC}$  y  $k_{p2}$ . La selección de estos factores está basada en la mejora de la estabilidad del sistema.

La ec. (4.2) se representa en forma de diagrama de bloques en la Fig. 4.4. El algoritmo





(ec. (B.21)) respectivamente.

- $\hat{\bar{x}}(k) = \left[ \hat{i}_1(k) \quad \hat{i}_2(k) \quad \hat{u}_c(k) \right]^T$  (vector de estados estimado en el instante  $k$ ).
- $\hat{\bar{x}}(k+1)$  es el vector de estados estimado en el instante  $k+1$ .
- $\bar{m}(k) = \bar{u}^*(k) - \bar{e}_g(k)$  es el vector de las entradas en el instante  $k$ .
- $\bar{k}_e$  es la matriz que define la dinámica del observador de estado, y que realimenta de forma proporcional el error del observador. Se calcula para que la dinámica del error de estimación sea mucho más rápida que la dinámica del controlador de corriente, lo que se consigue localizando los autovalores de la ec. característica del observador  $(|zI - \bar{G} + \bar{k}_e\bar{C}| = 0)$  en el origen del plano  $z$ . La matriz resultante es de  $6 \times 2$ .
- $\bar{y}(k) = \bar{i}_2(k) = \bar{i}_g(k)$  (vector de la corriente de red medida en el instante  $k$ ).
- $\hat{\bar{y}}(k)$  es el vector de la corriente de red estimada en el instante  $k$ . Esta corriente sólo se emplea para el cálculo de las variables estimadas, pero no en el algoritmo de control.

La corriente de Smith ( $\hat{i}_{1smith}(k+1)$ ) se obtiene como se muestra en el diagrama de bloques de la Fig. 4.5.a, y su expresión es:

$$\hat{i}_{1smith}(k+1) = \hat{i}_1(k+1) - \hat{i}_1(k) = \left[ (\bar{G} - 1)\hat{\bar{x}}(k) + \bar{H}(\bar{u}^*(k) - \bar{e}_g(k)) + \bar{k}_e(\bar{i}_g(k) - \hat{\bar{i}}_g(k)) \right] \quad (4.5)$$

La Fig. 4.5.b representa la conexión de los controladores PI<sub>1</sub>, P y PI<sub>2</sub> de la Fig. 4.4 con los saturadores empleados y los respectivos mecanismos ‘antiwindup’. El saturador de PI<sub>1</sub> depende de las limitaciones del VSC y su implementación se analiza en el apartado 4.4.4. A la salida de PI<sub>2</sub> se añade otro saturador que limita la tensión de referencia de los condensadores del filtro, de la forma:

$$\bar{u}_c^{*r} = \begin{cases} u_{cd} = R_2 i_{2d} - \omega_1 L_2 i_{2q} & u_{cd}^{*r} = |1.5u_{Cd}| \\ u_{cq} = R_2 i_{2q} + \omega_1 L_2 i_{2d} + e_q & u_{cq}^{*r} = 0.75u_{Cq} \\ & u_{cq}^{*r} = 1.25u_{Cq} \end{cases} \quad (4.6)$$

Así, los tiempos de establecimiento aumentan, pero los sobreimpulsos iniciales en la respuesta transitoria disminuyen. Cada PI tienen su ganancia ‘antiwindup’ y ambos se conectan como se muestra en la Fig. 4.5.b [Alahakoon, 00].

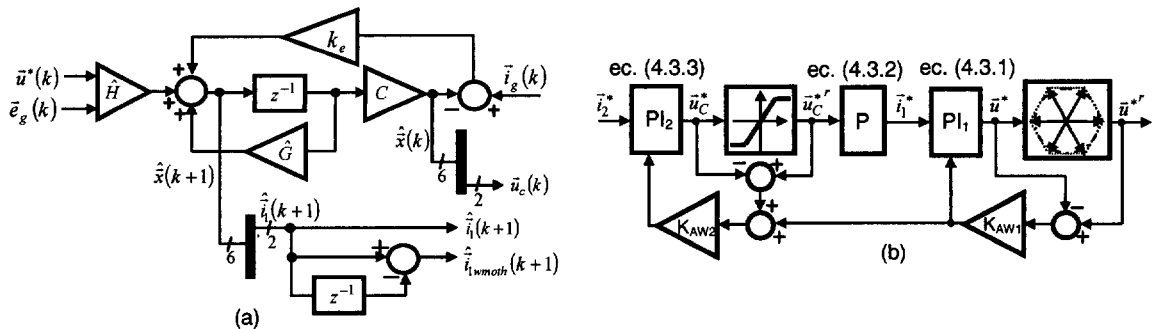


Fig. 4.5. a) Estructura del estimador de estados con SP de la Fig. 4.4. b) Conexión de los controladores PI en cascada.

#### 4.1.2. Respuesta en frecuencia y temporal del controlador.

La Fig. 4.6 muestra los diagramas de Bode de las corrientes de red del filtro LCL. Los valores elegidos, para realizar la representación, de las constantes del controlador son  $k_{p1} = 0.5$ ,  $k_{pC} = 0.25$  y  $k_{p2} = 1$ , y las resistencias activas toman los valores  $R_{a1} = 0.25\Omega$  y  $R_{a2} = 0.125\Omega$ .

En la primera fila (Fig. 4.6) se obtienen los diagramas de Bode de  $i_{2d}/i_{2d}^*(z)$  e  $i_{2q}/i_{2q}^*(z)$ . La diferencia más significativa con respecto a los diagramas de Bode del filtro L (Fig. D.7) es la respuesta de la fase. A partir de ésta se deduce que el controlador del filtro LCL, para los valores de las ganancias elegidos, tiene un ancho de banda menor que el controlador del filtro L, y por tanto es más lento. En la segunda fila (Fig. 4.6) se representan los diagramas de Bode de los acoplamientos entre ejes. A la frecuencia de resonancia, la ganancia del acoplamiento cruzado es aproximadamente 1, lo que implica que cuando se produzca un cambio de consigna en uno de los ejes de la corriente afectará a la corriente del otro eje.

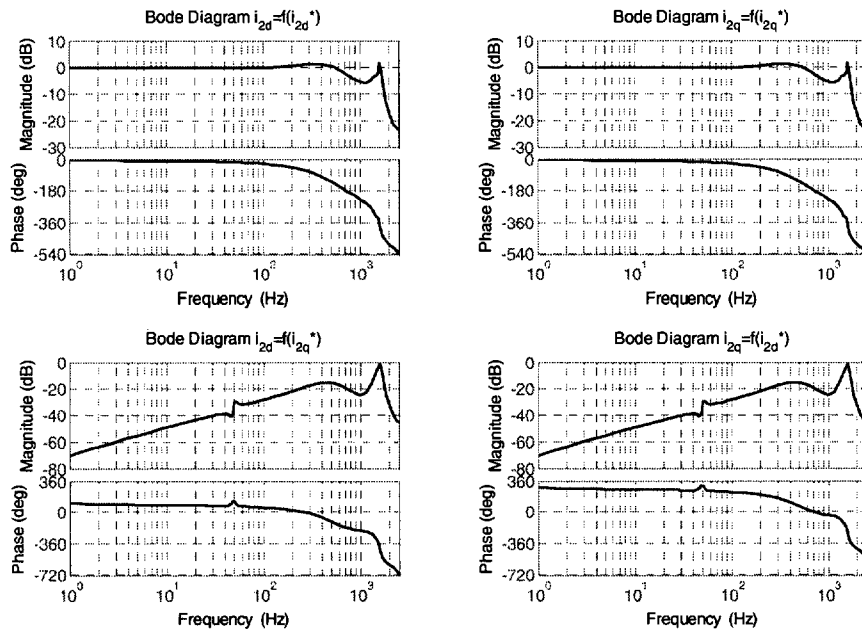


Fig. 4.6. Diagramas de Bode de las corrientes de red del filtro LCL.

La respuesta temporal del sistema para cualquiera de las dos opciones de configuración del controlador de la Fig. 4.4 es prácticamente igual, y también es igual cuando se mezclan las dos opciones anteriores y se realimentan  $\hat{u}_c(k)$ ,  $\hat{i}_1(k+1)$  (estimadas) y  $\hat{i}_{1smith}(k+1)$ . La única diferencia es que en este último caso, la respuesta transitoria es más suave. Por ejemplo, en la Fig. 4.7.a se observa la respuesta temporal del sistema para referencias cambiantes de  $i_{2d}^*$  e  $i_{2q}^*$ , con la opción (2) (Fig. 4.4) y para los valores indicados en la Fig. 4.7.b.

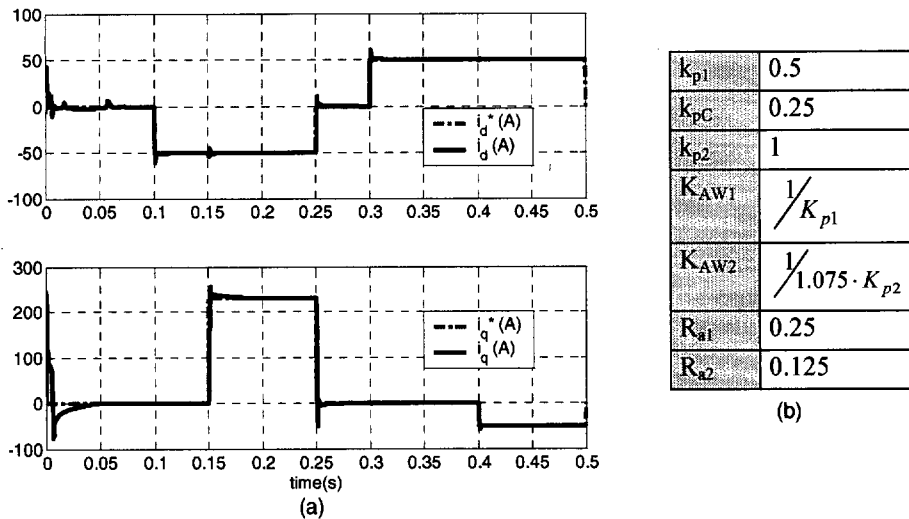


Fig. 4.7. a) Respuesta temporal del filtro LCL. b) Valores de las constantes del controlador.

#### 4.1.3. Análisis de la estabilidad en función de las constantes del controlador.

Para realizar el estudio de estabilidad en función de  $k_{p1}$ ,  $k_{pC}$ ,  $k_{p2}$ ,  $R_{a1}$  y  $R_{a2}$  se construye un modelo MIMO en variables de estado discretas que representa el conjunto controlador+planta del filtro LCL en lazo cerrado (Fig. 4.4) [Bojrup, 99]. La expresión de éste es:

$$\begin{aligned} \vec{X}(k+1) &= \vec{\Phi}_{LCL} \vec{X}(k) + \vec{\Gamma}_{LCL} \vec{M}(k) \\ \vec{i}_2(k) &= \vec{C}_{LCL} \vec{X}(k) + \vec{D}_{LCL} \vec{M}(k) \end{aligned} \quad (4.7)$$

donde  $\vec{X}(k) = [\vec{i}_1(k) \ \vec{i}_2(k) \ \vec{u}_C(k) \ \vec{u}^*(k) \ \vec{s}(k) \ \Sigma \Delta \vec{i}_2(k)]$  y  $\vec{M}(k) = [\vec{e}_g(k) \ \vec{i}_2^*(k)]$ .  $\vec{u}^*(k)$  se incluye como variable de estado por el retardo computacional del controlador,  $\vec{s}(k)$  corresponde al estado introducido por el predictor de Smith y  $\Sigma \Delta \vec{i}_2(k)$  es el estado introducido por el controlador PI<sub>2</sub>. Respecto al controlador PI<sub>1</sub>, que supone añadir dos estados más en el sistema, no modifica de forma considerable las representaciones que se muestran a continuación así que por cuestiones de simplificación se ha omitido. A partir del modelo en variables de estados del filtro LCL (ec. (B.21)) se construyen las matrices  $\vec{\Phi}_{LCL}$ ,  $\vec{\Gamma}_{LCL}$ ,  $\vec{C}_{LCL}$  y  $\vec{D}_{LCL}$ , realizando las ampliaciones correspondientes a las nuevas variables de vector  $\vec{X}(k)$  según el método propuesto en [Bojrup, 99].

La estabilidad se determina por la localización de los autovalores de la matriz  $\vec{\Phi}_{LCL}$  con respecto al círculo de radio unidad en el plano  $z$ . Si  $\lambda_i$  es un autovalor de  $\vec{\Phi}_{LCL}$ , el sistema es asintóticamente estable sí y sólo sí  $|\lambda_i| \leq 1$ .

Las Fig. 4.8.a, Fig. 4.8.b y Fig. 4.8.c representan el módulo de los 12 autovalores de  $\vec{\Phi}_{LCL}$  para las condiciones que se indican en el pie de la Fig. En las Fig. se ha añadido una superficie en 1, así las combinaciones que tienen autovalores con módulo superior a esta superficie, representadas en trazo más grueso, son inestables. De forma general, cuando las tres constantes son mayores que 1,

el controlador es inestable, lo que implica que no se puede obtener respuesta ‘dead-beat’. El resultado de esto es que, en general, la respuesta del filtro LCL es más lenta que la del filtro L analizado en el Ap. D.

Además cuando  $k_{pC}$  toma valores muy próximos a 0, coincidiendo con valores próximos a 1 de las otras dos constantes, el controlador también tiende a ser inestable. Las tres representaciones anteriores no aportan información sobre la estabilidad relativa de cada combinación porque no muestran la ubicación real de cada uno de los autovalores, por lo que se construye la Fig. 4.8.d. En esta se representan los autovalores para  $k_{p1} = 0.5$ ,  $k_{pC} = 0.25$  y  $k_{p2} = 1$ . Cuando se produce un  $\Delta k_{p1}$ , los polos (1) y (2) se desplazan hacia el círculo unidad; cuando se produce un  $\Delta k_{pC}$ , los polos (1) se desplazan hacia el origen y los polos (2) se desplazan hacia el círculo unidad; y por último cuando se produce un  $\Delta k_{p2}$  no afecta a los polos (1) y los polos (2) se desplazan hacia el círculo unidad.

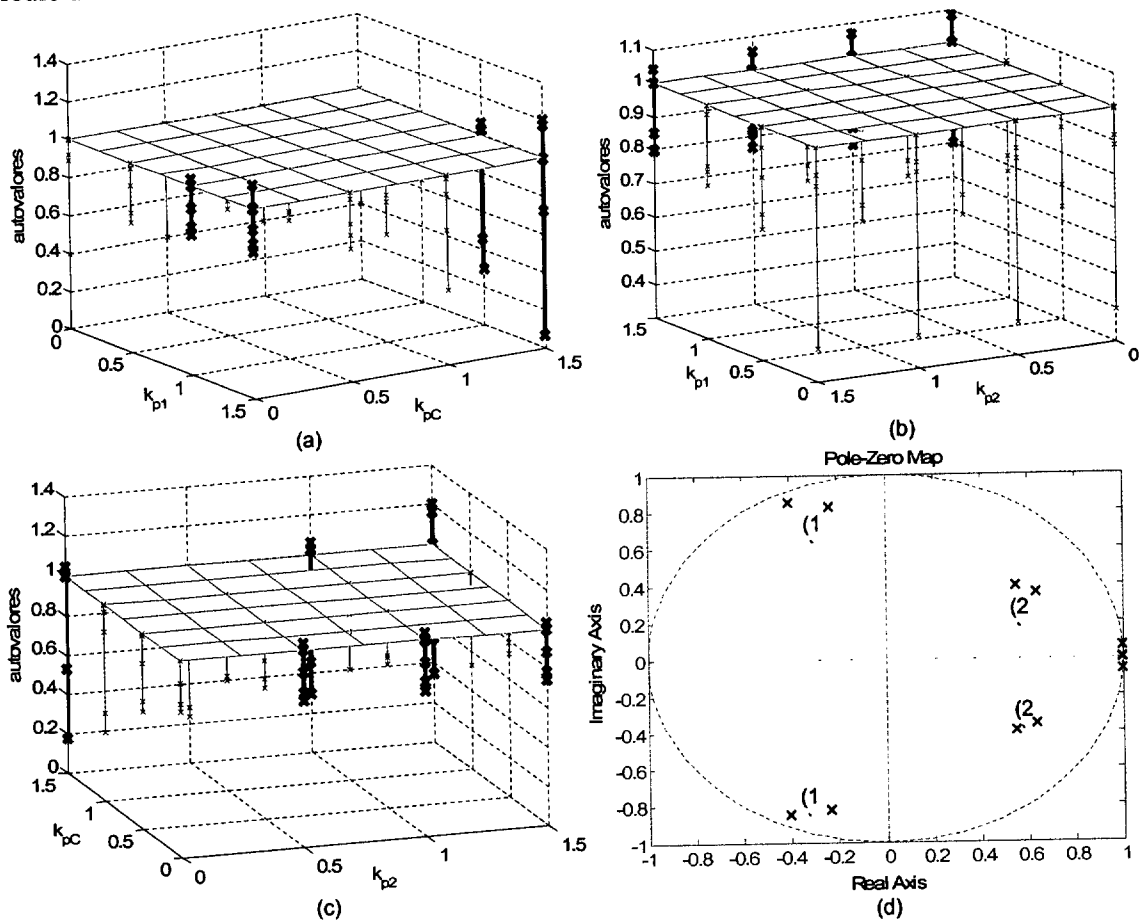


Fig. 4.8. Módulo de los autovalores de  $\bar{\Phi}_{LCL}$  : a) en función de  $k_{p1}$  y  $k_{pC}$  para  $k_{p2} = 1$ ; b) en función de  $k_{p1}$  y  $k_{p2}$  para  $k_{pC} = 0.25$ ; y c) en función de  $k_{pC}$  y  $k_{p2}$  para  $k_{p1} = 1$ . d) Ubicación de los autovalores de  $\bar{\Phi}_{LCL}$  para  $k_{p1} = 0.5$ ,  $k_{pC} = 0.25$  y  $k_{p2} = 1$ .

En cuanto a las resistencias activas, como se analiza matemáticamente en el apartado D.3 [Dahono, 03] para el filtro L, no pueden tomar valores muy elevados porque el sistema tiende a la inestabilidad. El valor máximo de estas resistencias va a depender del valor de las constantes del

controlador. Cuanto mayor sean éstas, menores son los valores de  $R_{a1}$  y  $R_{a2}$  que llevan al sistema a la inestabilidad. Por ejemplo, para  $k_{p1} = 0.5$ ,  $k_{pC} = 0.25$  y  $k_{p2} = 1$ ,  $R_{a1} \leq 0.75\Omega$  y  $R_{a2} \leq 0.75\Omega$ , por encima de estos valores el sistema es inestable.

#### 4.1.4. Robustez del sistema controlado.

Los componentes del filtro ( $R_1$ ,  $R_2$ ,  $L_1$ ,  $L_2$  y  $C_o$ ) pueden sufrir derivas temporales debidas a envejecimiento de los componentes, calentamientos que provocan incrementos en las resistencias equivalentes de las inductancias, variaciones del valor de las inductancias en función de la frecuencia de trabajo, saturaciones de las bobinas, etc. En este apartado se ensaya la robustez del controlador ante estas variaciones.

Además, en el diseño del controlador se considera que la impedancia de la línea es nula. Esto ocurre en redes "infinitas" o ideales, pero en la práctica el sistema se puede conectar a redes no infinitas ('weak grid' es el término inglés empleado para estas redes) que tienen una impedancia no nula [Liserre, *et al.*, 04]. Generalmente la impedancia de la red está formada por la inductancia de cortocircuito ( $L_{SC}$  o  $L_g$ ) y la resistencia equivalente de la red eléctrica ( $R_{SC}$  o  $R_g$ ). La segunda es despreciable frente a la impedancia equivalente de la primera, y por esta razón en este apartado sólo se realizan ensayos de la robustez del controlador cuando  $L_{SC}$  toma valores comparables o superiores a  $L_2$ . Cuando  $L_{SC} \ll L_2$  no afecta a la respuesta del sistema.

En el apartado D.2.4 del Ap. D se realiza un estudio matemático sobre la robustez del controlador del filtro L cuando se producen variaciones de la inductancia de la planta respecto al valor nominal; o cuando el convertidor se conecta a redes donde se desconoce a priori el valor de la inductancia de la red. Las conclusiones que se obtienen en ese apartado son igualmente válidas para el caso del filtro LCL.

Respecto a las variaciones en los componentes del filtro de la red, la respuesta del controlador es mejor si los parámetros del filtro son infraestimados, es decir, cuando  $\hat{L}_1 < L_1$ ,  $\hat{L}_2 < L_2$  y  $\hat{C}_o < C_o$ . Las posibles variaciones de las resistencias  $R_1$  y  $R_2$  no afectan a la evolución del sistema, debido a que sus valores son despreciables frente a  $R_{a1}$  y  $R_{a2}$ . El comportamiento del controlador es mejor cuando las tres inductancias  $L_1$  cambian exactamente de la misma forma, y lo mismo ocurre con  $L_2$  y  $C_o$ . Si por ejemplo,  $L_{1a} = 1.15\hat{L}_1$ ,  $L_{1b} = 1.25\hat{L}_1$  y  $L_{1c} = 1.05\hat{L}_1$ , la corriente de la red en los ejes  $dq$  tiene una oscilación en régimen permanente de 100Hz, porque se produce un desbalanceo de la impedancia del filtro de red.

Para el caso de sobreestimación, la respuesta del controlador de corriente es inestable si a la vez se produce un error de estimación superior a un 10% en las inductancias  $L_1$ , las inductancias  $L_2$  y los condensadores  $C_o$ . Si el error de estimación se produce en uno de los elementos del filtro de red, las inductancias  $L_1$ , las inductancias  $L_2$  o los condensadores  $C_o$ , entonces la respuesta del controlador es estable siempre que el error de estimación sea inferior a un 20% con respecto al

valor nominal. Un caso típico de sobreestimación se produce cuando se saturan las inductancias.

En cambio, para el caso de infraestimación, la respuesta del controlador de corriente es inestable si a la vez se produce un error de estimación superior a un 40% en las inductancias  $L_1$ , las inductancias  $L_2$  y los condensadores  $C_o$ . En el margen de errores de estimación en el que la respuesta del controlador es estable, el error de estimación: (1) modifica la respuesta transitoria del sistema, es decir, el sobreimpulso inicial (cuanto mayor es el error de estimación mayor es este sobreimpulso) y el tiempo de establecimiento; pero (2) el error en régimen permanente del controlador es despreciable.

En la práctica, el convertidor se puede conectar a redes eléctricas donde  $L_{SC}$  está perfectamente modelada, con lo que la inductancia real del filtro en el lado de la red será  $L_2 + L_{SC}$ , y por tanto, el valor de inductancia empleado en el controlador será  $\hat{L}_2 = L_2 + L_{SC}$ . En el caso de redes eléctricas donde no se conoce el valor de  $L_{SC}$ , el controlador funciona con errores en régimen permanente despreciables mientras se cumpla la condición  $L_{SC} \leq L_2$ . Para valores mayores de  $L_{SC}$ , el sistema puede ser estable reduciendo las ganancias del controlador, pero a pesar de esto puede ser inestable si se producen simultáneamente otras perturbaciones.

Todas las conclusiones presentadas en este apartado se han realizado para las opciones (1) y (2) de la Fig. 4.4. En ambos casos, las conclusiones obtenidas son muy similares, lo que corrobora que el sistema funciona exactamente igual con las dos opciones propuestas de realimentación de variables.

## 4.2. SPLL ('Software Phase Locked Loop') para control orientado de flujo de VSCs conectados a la red eléctrica.

En la Fig. 4.9.a se representa el diagrama de bloques de los controladores de un VSC conectado a la red eléctrica mediante un filtro L. El controlador de corriente trabaja en los ejes  $dq\theta$ , y para esto es necesario realizar las transformaciones que se muestran en la Fig. 4.9.b. Éstas están sincronizadas con el ángulo  $\theta$ , que es la salida del bloque SPLL de la Fig. 4.9.b.

Para facilitar el control del VSC, esta transformación se realiza de forma que el eje  $d$  coincide con la integral del vector de tensión (flujo de la red), y así  $e_d = 0$  y  $e_q = |\tilde{e}_g|$ . El control del VSC con esta orientación del vector de tensión de la red se denomina VFOC.

El correcto funcionamiento del controlador vectorial de corriente depende de la exactitud con la que se obtenga el ángulo  $\theta(k)$  (Fig. 4.9.a). Esta es la razón por la que es muy importante emplear un método óptimo de sincronización, a partir del cual obtener la información exacta de la fase y frecuencia de la red. En la literatura técnica hay numerosas referencias a métodos de sincronización y de orientación de flujo. Algunos de éstos son: PLL [Kaura, *et al.*, 97] [Chung, 00] [Awad, *et al.*, 03]; filtro paso bajo, filtro de Kalman, etc. [Svensson, 01]; estimación de flujo de la red eléctrica [Ottersten, 03]; etc. Una de las características fundamentales de cualquier algoritmo de sincronización es que debe ser capaz de responder de forma óptima a las distintas perturbaciones de

la red eléctrica (Ap. C).

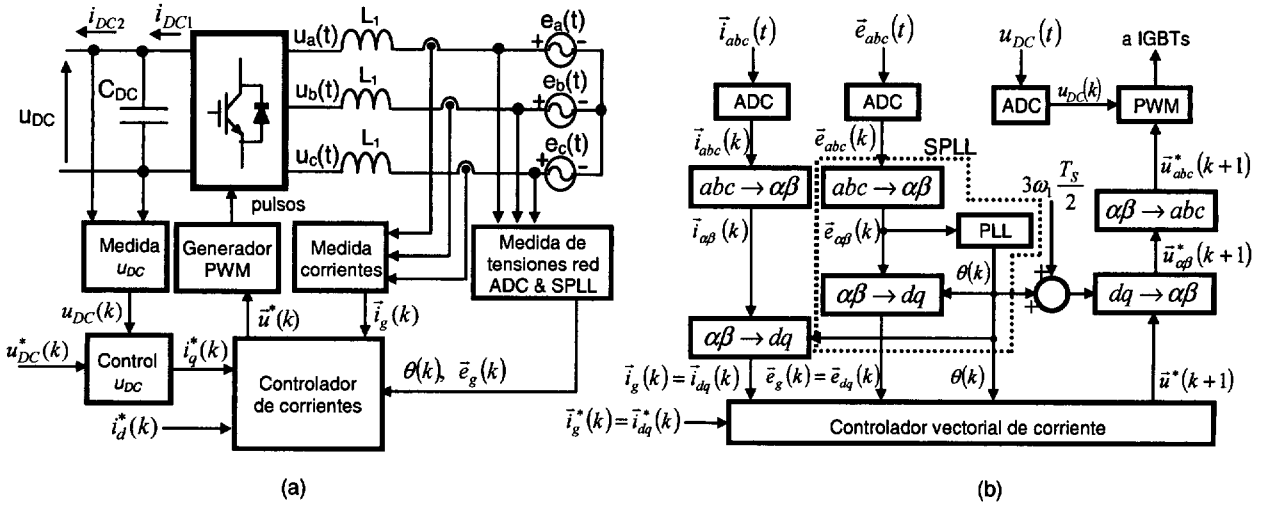


Fig. 4.9. a) VSC conectado a la red eléctrica mediante filtro L. b) Diagrama de bloques de las transformaciones de ejes que precisa el controlador vectorial de corriente.

En esta Tesis se propone el empleo de un SPLL (software PLL) como método de sincronización con la red eléctrica. Con la actual tecnología de microcontroladores y DSPs, todas las funciones de los PLLs clásicos se pueden implementar mediante funciones software (SPLL). Los SPLLs tienen numerosas ventajas con respecto a los PLLs hardware [Awad, *et al.*, 03], una de éstas es la posibilidad de modificar las constantes ‘on-line’, lo que permite realizar control adaptativo, a partir de la identificación de diferentes perturbaciones de la red eléctrica.

Las funciones concretas del PLL dependen de la aplicación del VSC y de los controladores asociados al PLL. En general, para un VSC conectado a la red eléctrica, y que trabaja como circuito regenerativo, son:

1. Sincronización exacta del controlador de corriente del VSC con la fase de la tensión de la red eléctrica.
2. Control orientado de flujo.
3. Separación de las secuencias positiva y negativa de la red eléctrica.
4. Rápida respuesta en presencia de perturbaciones.
5. Si la red tiene armónicos, sincronización con el fundamental.

El SPLL que se propone en esta Tesis es similar al presentado en [Awad, *et al.*, 03]. Está basado en un algoritmo de separación ‘on-line’ de secuencias (DSC) [Saccomondo, *et al.*, 01] y en un tradicional PLL discreto. Con respecto al trabajo de [Awad, *et al.*, 03] se realizan las siguientes contribuciones:

- El SPLL diseñado en [Awad, *et al.*, 03] es para un SSC (‘Static Series Compensator’), mientras que en esta Tesis, el SPLL se diseña para un VSC conectado a la red eléctrica que funciona como circuito regenerativo.
- Se emplea un nuevo método de diseño de las constantes del filtro en el plano  $z$ .
- Además se analiza la respuesta del SPLL para diferentes perturbaciones de la red, y para diferentes constantes del filtro.
- Y, finalmente, se obtienen las respuestas del VSC completo para las distintas configuraciones del SPLL, y se analiza cuál es la mejor opción en función del sistema de control asociado al



SPLL.

El ángulo de salida del SPLL se referencia de forma distinta en la Fig. 4.1 o la Fig. 4.2 y la Fig. 4.9.a. En las dos primeras figuras se indica que el ángulo de red medido por el SPLL es  $\theta_1(k)$  (valor nominal), mientras que en el segundo se expresa como  $\theta(k)$ . De forma genérica, la salida del SPLL es  $\theta(k)$ , que bajo condiciones de régimen permanente de funcionamiento y con tensiones de red ideales, toma el valor  $\theta_1(k)$ .

Por último indicar que el diseño del SPLL es igual para los filtros L y LCL, por tanto, todas las conclusiones que se obtienen en esta apartado son igualmente válidas para ambos filtros.

#### 4.2.1. Estructura del SPLL.

El diagrama de bloques del SPLL propuesto se muestra en la Fig. 4.10.a, y el funcionamiento se describe con los siguientes pasos:

- Medida y muestreo de las tensiones de red  $e_a(t)$ ,  $e_b(t)$  y  $e_c(t)$  para obtener  $e_a(k)$ ,  $e_b(k)$  y  $e_c(k)$ .
- Transformación de las tensiones de red muestreadas a los ejes  $\alpha\beta$ , obteniendo  $e_\alpha(k)$  y  $e_\beta(k)$ .
- Separación ‘on-line’ de las secuencias positiva y negativa mediante el método DSC (‘Delayed Signal Cancellation’) para obtener en los ejes  $\alpha\beta$ ,  $\bar{e}_{\alpha\beta p}(k)$  y  $\bar{e}_{\alpha\beta n}(k)$ , respectivamente. El diagrama de bloques del DSC se muestra en la Fig. 4.10.b y las ecuaciones son [Saccomondo, *et al.*, 01]:

$$\bar{e}_{\alpha\beta p}(k) = \frac{1}{2} \left( e_{\alpha\beta}(k) + j e_{\alpha\beta}(k) \left( t - \frac{T_1}{4} \right) \right) \quad (4.8)$$

$$\bar{e}_{\alpha\beta n}(k) = \frac{1}{2} \left( e_{\alpha\beta}(k) - j e_{\alpha\beta}(k) \left( t - \frac{T_1}{4} \right) \right) \quad (4.9)$$

donde  $T_1$  es el período del armónico fundamental de la red eléctrica.

- Transformación de los ejes  $\alpha\beta p$  a los ejes  $dq$  positivos ( $\bar{e}_{dq p}(k)$ ), y de los ejes  $\alpha\beta n$  a los ejes  $dq$  negativos ( $\bar{e}_{dq n}(k)$ ).
- El filtro del SPLL es un PI discreto.  $0 - e_{dp} = -e_{dp}$  es la entrada, y la salida es el incremento de la velocidad angular de la tensión de la red eléctrica ( $\Delta\hat{\omega}(k)$ ). La expresión analítica de este filtro depende del tipo de PI discreto implementado, pero una posible opción es:

$$\Delta\hat{\omega}(k) = -K_{pPLL} \left( \frac{z - \alpha_{PLL}}{z - 1} \right) e_{dp} \quad (4.10)$$

donde  $K_{pPLL}$  y  $\alpha_{PLL}$  es la ganancia proporcional y el cero del controlador PI, respectivamente. De esta forma el PLL se ‘engancha’ con la fase de la secuencia positiva de la red.

- $\hat{\theta}'(k)$  es la fase estimada de la red, la cual se obtiene integrando  $\Delta\hat{\omega}(k)$ . El encargado de realizar esta función es el VCO, que en el caso de que sea discreto,  $\hat{\theta}'(k)$  toma el valor:

$$\hat{\theta}'(k) = \Delta \hat{\omega}(k) \frac{T_s}{z-1} \quad (4.11)$$

- El valor de  $\hat{\theta}'(k)$  se limita por software entre 0 y  $2\pi$ , obteniendo  $\hat{\theta}(k)$ .
- $\hat{\theta}(k)$  se usa para calcular las nuevas componentes  $dq$ . El objetivo es que  $e_{dp}$  sea cero, y el resto de variables  $dq$  ( $e_{qp}$ ,  $e_{dn}$  y  $e_{qn}$ ) sean constantes.

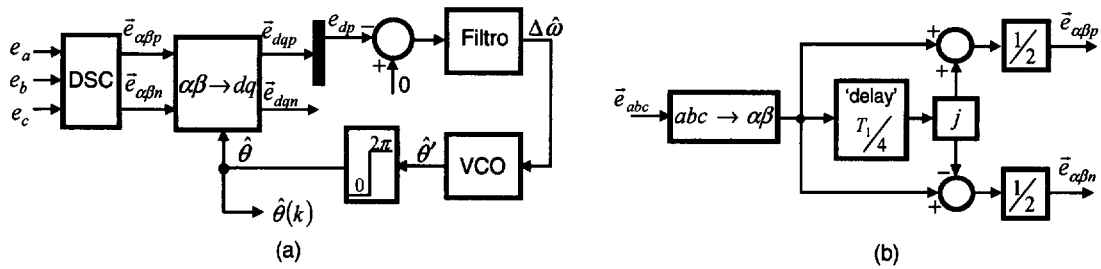


Fig. 4.10. a) Diagrama de bloques del SPLL. b) Método DSC para separación 'on-line' de secuencias.

#### 4.2.1.1. Modelo continuo linealizado del SPLL.

Las tensiones de la red se pueden expresar como:

$$\begin{aligned} e_a(t) &= e_m \cos \theta \\ e_b(t) &= e_m \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ e_c(t) &= e_m \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \end{aligned} \quad (4.12)$$

donde  $e_m$  es el valor de pico de la tensión de fase y  $\theta$  es la fase de la tensión de red ( $\theta = \omega t$ ). La transformación a los ejes  $dqp$  en el SPLL es (Fig. 4.10.a) [Chung, 00]:

$$\bar{e}_{dq p} = ke_m \left( -\sin(\theta - \hat{\theta}) + j \cos(\theta - \hat{\theta}) \right) \quad (4.13)$$

donde  $k = \sqrt{\frac{3}{2}}$  (transformación invariante en potencia) y  $\hat{\theta}$  es la fase estimada por el SPLL.

Cuando  $\theta - \hat{\theta} = 0$ , entonces  $e_{dp} = 0$  y  $e_{qp} = ke_m$ . En condiciones ideales de funcionamiento  $ke_m = e_q = 400V$ . Si  $\delta = \theta - \hat{\theta} \neq 0$ ,  $e_{dp}$  se expresa como:

$$e_{dp} = -ke_m \sin \delta \quad (4.14)$$

La ec. anterior es una ecuación no lineal, porque la componente  $d$  de la secuencia positiva de la tensión de la red ( $e_{dp}$ ) es función del seno de la diferencia entre los ángulos actual y estimado. Para simplificar el análisis se obtiene un modelo continuo linealizado, que consiste en suponer que  $\delta$  es suficientemente pequeño, con lo que la ec. anterior se transforma en:

$$e_{dp} \approx -ke_m \delta \quad (4.15)$$

Cuando el SPLL sigue la fase de la tensión de red, el error es igual a cero ( $\delta = 0$ ). La linealización del SPLL ha consistido en sustituir el bloque no lineal de transformación  $\alpha\beta \rightarrow dq$  por la ec. (4.15), y el resultado es el lazo de control que se muestra en la Fig. 4.11.

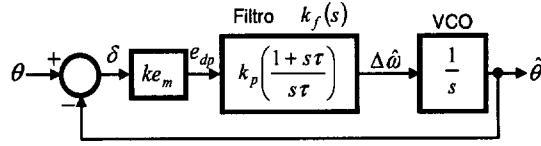


Fig. 4.11. Modelo continuo linealizado del SPLL.

La función de transferencia en lazo cerrado en el plano  $s$  de la Fig. 4.11 es:

$$H_c(s) = \frac{\hat{\theta}(s)}{\theta(s)} = \frac{k_f(s)ke_m}{s + k_f(s)ke_m} \quad (4.16)$$

donde  $\hat{\theta}(s)$  y  $\theta(s)$  son las transformadas de Laplace de  $\hat{\theta}$  y  $\theta$ , respectivamente. Hay varios métodos para diseñar el filtro del lazo ( $k_f(s)$ ), pero una buena opción es diseñarlo de tal forma que  $H_c(s)$  sea una función de segundo orden infraamortiguada. Así, para conseguir esto, la función de transferencia de  $k_f(s)$  es la de un controlador PI, de la forma:

$$k_f(s) = K_{pPLL} \left( \frac{1 + s\tau}{s\tau} \right) \quad (4.17)$$

donde  $K_{pPLL}$  y  $K_{iPLL} = K_{pPLL}/\tau$  son las constantes proporcional e integral del PI, respectivamente.

A partir de la ec. anterior, la función de transferencia en lazo cerrado del lazo de control de la Fig. 4.11 se puede reescribir como:

$$H_c(s) = \frac{2\zeta\omega_n s + \omega_n^2}{s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2} \quad (4.18)$$

donde, identificando la ec. (4.16) con la ec. (4.18),  $\omega_n$  y  $\zeta$  toman los valores:

$$\omega_n = \sqrt{\frac{K_{pPLL}ke_m}{\tau}} \quad \zeta = \frac{K_{pPLL}ke_m}{2\omega_n} = \frac{\sqrt{K_{pPLL}ke_m\tau}}{2} \quad (4.19)$$

#### 4.2.2. Ajuste de las constantes del SPLL.

Según las funciones del SPLL enumeradas en la introducción de este apartado, concretamente la 4 y 5, el objetivo es que el SPLL sea capaz de seguir muy rápidamente las variaciones de las tensiones de la red y que a la vez tenga buenas características de filtrado. Sin embargo, estas características no son compatibles y hay que adoptar una solución de compromiso entre las dos. Además, en el diseño del SPLL también hay que tener en cuenta el entorno donde está ubicado, es decir, aplicación del VSC, tipo de controlador de corriente y tipo de perturbaciones a las que va a estar sometido.

El diseño de  $k_f(s)$  está basado en un análisis en pequeña señal donde  $\sin(\theta - \hat{\theta})$  se aproxima por  $(\theta - \hat{\theta})$ . Varios métodos para el diseño de este controlador se han presentado en la literatura técnica. Por ejemplo, en [Chung, 00] se emplea el método de optimización Wiener, que está basado en características estocásticas de ruido. Los resultados obtenidos son buenos, pero la metodología

es muy complicada. En [Kaura, *et al.*, 97] se usa el método ‘Symmetrical Optimum’ para ajustar las constantes del PI; y en [Awad, *et al.*, 03] se emplea la técnica de localización de polos de un sistema de segundo orden en el plano  $z$ .

En esta Tesis se analizan los posibles valores de  $\omega_n$  y  $\zeta$  a partir de las especificaciones del comportamiento del SPLL, y con éstos se diseña el controlador en el plano  $z$ .

#### 4.2.2.1. Especificaciones del comportamiento en lazo cerrado.

La Fig. 4.12 representa el lugar de las raíces en el plano  $s$  de la Fig. 4.11.  $\omega_n$  determina el ancho de banda del sistema, y por tanto, la velocidad de respuesta, mientras que  $\zeta$  fija el amortiguamiento de la respuesta en lazo cerrado. Esto se comprueba en las respuestas temporales de la Fig. 4.13. Para  $\zeta = \frac{1}{\sqrt{2}}$  el sobreimpulso es del 20%, pero se alcanza la respuesta final a la mitad del período de la frecuencia fundamental de las señales de red para cualquier  $\omega_n$ , entre  $2\pi 100 \text{ rad/s}$  y  $2\pi 1000 \text{ rad/s}$ . Esto resulta ser un buen compromiso entre seguir rápidamente las variaciones de las tensiones de la red y tener buenas características de filtrado. El valor seleccionado de  $\zeta$  coincide con el seleccionado en [Chung, 00] empleando el método de optimización Wiener.

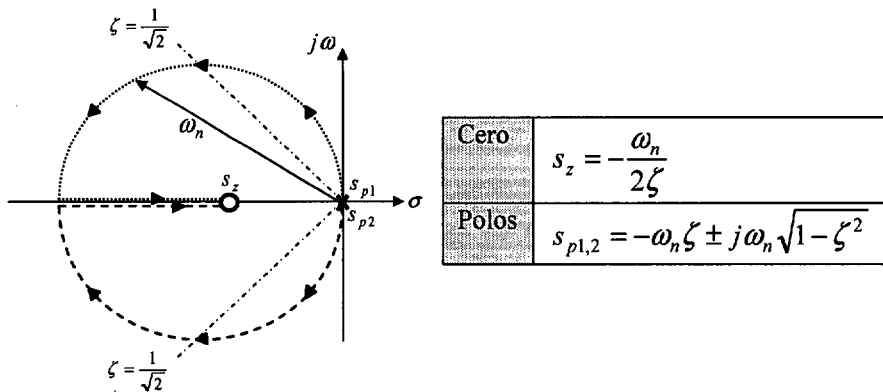


Fig. 4.12. Lugar de las raíces de la Fig. 4.11.

#### 4.2.2.2. Ajuste de las constantes del modelo discreto linealizado del SPLL.

La Fig. 4.14 representa el modelo discreto linealizado del SPLL, donde:

- El período de muestreo es  $T_s = 200 \mu\text{s}$ .
- La planta (VCO),  $\frac{\hat{\theta}(z)}{\Delta\hat{\omega}(z)} = \frac{T_s}{(z-1)}$ , es la transformada  $z$  mediante el método ZOH del VCO continuo de la Fig. 4.11.
- La función de transferencia del controlador discreto es  $k_d(z) = K_{pPLL} \frac{z - \alpha_{PLL}}{z - 1}$  y se desarrolla mediante técnicas de diseño directo basado en el lugar de las raíces en el plano  $z$ .

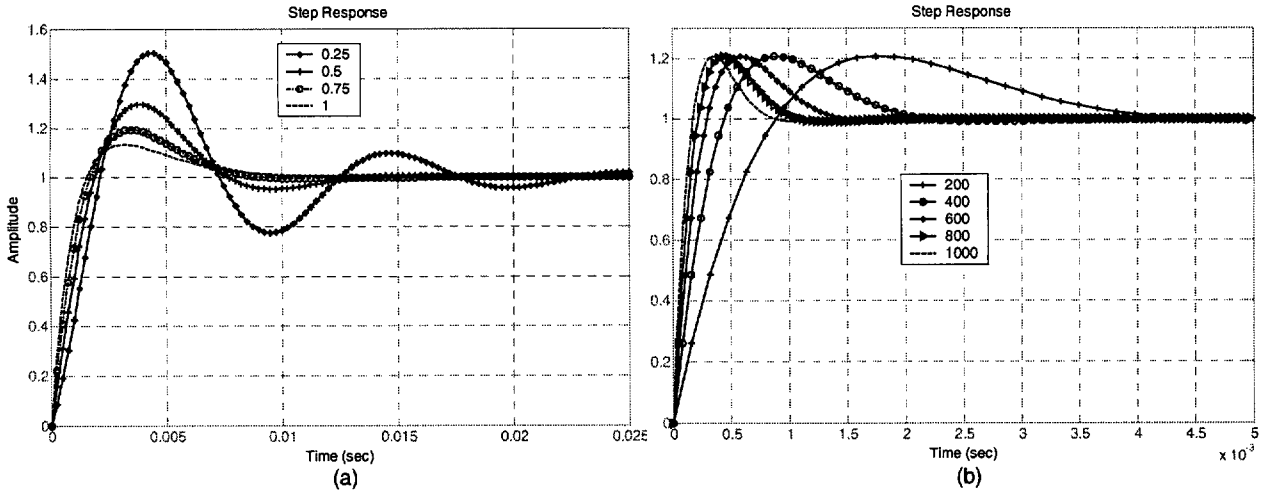


Fig. 4.13. Respuesta temporal de la Fig. 4.11 en función de: a)  $\zeta$  para  $\omega_n = 2\pi 100 \text{ rad/s}$ , y b)  $\omega_n$  para

$$\zeta = 1/\sqrt{2}.$$

Las especificaciones de diseño se toman de las conclusiones obtenidas en el apartado anterior, y son:  $\zeta = \frac{1}{\sqrt{2}}$ ,  $\omega_{n1} = 2\pi 100 \text{ rad/s}$  y  $\omega_{n2} = 2\pi 1000 \text{ rad/s}$ . Los dos valores de  $\omega_n$  se van a usar para hacer ensayos del comportamiento del SPLL ante perturbaciones de la red eléctrica para diferentes velocidades de respuesta.

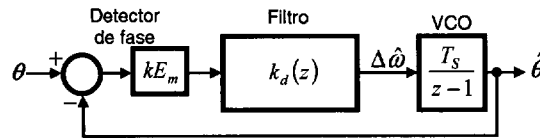


Fig. 4.14. Modelo discreto linealizado del SPLL.

La Tabla 4.1 muestra la ubicación de los polos en lazo cerrado y los valores de  $K_{pPLL}$  y  $\alpha_{PLL}$  en función de  $\omega_n$ . Por tratarse de un sistema de tipo 2, únicamente hay error en régimen permanente en la salida ante un escalón en la derivada segunda de  $\theta$  ( $\ddot{\theta}$ ). Las Fig. 4.15, Fig. 4.16 y Fig. 4.17 representan el lugar de las raíces, la respuesta ante un escalón unidad en la fase de la red eléctrica y el diagrama de Bode del sistema linealizado discreto de la Fig. 4.14 para los dos valores de  $\omega_n$ . Si se diseña un controlador de corriente muy rápido, es lógico pensar que el PLL debe ser lo más rápido posible, pero como se muestra en la Fig. 4.16 y la Fig. 4.17, para  $\omega_n = 2\pi 1000 \text{ rad/s}$  aumenta de forma considerable el error de fase en las transiciones del PLL.

Tabla 4.1. Valor de las constantes de  $k_d(z)$  en función del valor de  $\omega_n$ .

$\omega_n$	Ubicación de los polos en lazo cerrado	$K_{pPLL}$	$\alpha_{PLL}$
$2\pi 100 \text{ rad/s}$	$0.9115 \pm 0.0804 j$	2.21125	0.9199
$2\pi 1000 \text{ rad/s}$	$0.2593 \pm j0.3189$	1.4814	0.561

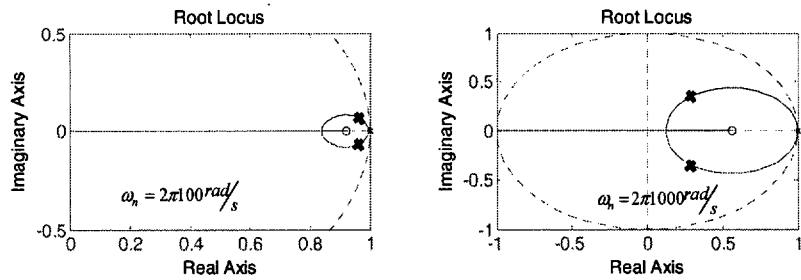


Fig. 4.15. Lugar de las raíces y ubicación de los polos del sistema en lazo cerrado de la Fig. 4.14.

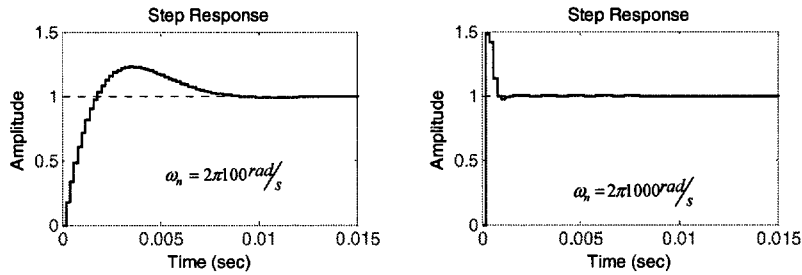


Fig. 4.16. Respuesta al escalón del sistema en lazo cerrado de la Fig. 4.14.

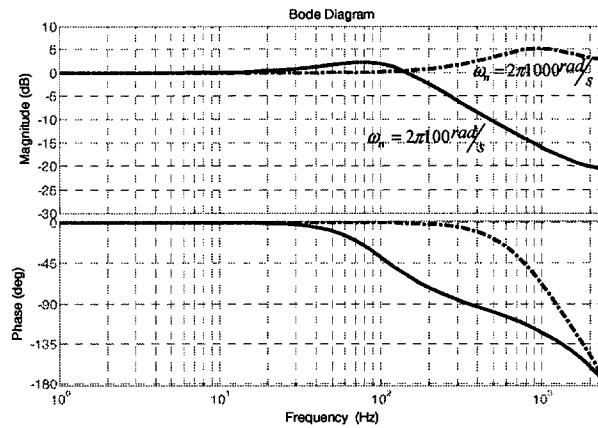


Fig. 4.17. Diagrama de Bode del sistema en lazo cerrado de la Fig. 4.14.

### 4.2.3. Comportamiento del SPLL con perturbaciones en las tensiones de la red.

El objetivo de este apartado es analizar el comportamiento del SPLL de forma individual en presencia de perturbaciones en la red eléctrica para: SPLL sin y con DSC, y, también, en función del ancho de banda ( $\omega_n$ ). Se parte de un sistema trifásico balanceado como el siguiente:

$$\begin{aligned}
 e_a(t) &= 400\sqrt{\frac{2}{3}} \cos(2\pi 50t) \\
 e_b(t) &= 400\sqrt{\frac{2}{3}} \cos(2\pi 50t - 2\pi/3) \\
 e_c(t) &= 400\sqrt{\frac{2}{3}} \cos(2\pi 50t + 2\pi/3)
 \end{aligned}
 \tag{4.20}$$

El SPLL se ha probado bajo las siguientes perturbaciones:

- Caso 1. ‘Dip’ tipo A (Ap. C). Entre 0.2s y 0.3s  $e_{am} = e_{bm} = e_{cm} = 200\sqrt{\frac{2}{3}}$  (Fig. 4.18.1).

- Caso 2. ‘Dip’ tipo B (Ap. C). Entre 0.2s y 0.3s  $e_{bm} = 350\sqrt{\frac{2}{3}}$ . El resultado es un sistema trifásico desbalanceado durante este tiempo (Fig. 4.18.2).
- Caso 3. Salto en la frecuencia de las tres tensiones (sistema balanceado). Entre 0.2s y 0.3s  $f_a = f_b = f_c = 49Hz$  (Fig. 4.18.3).
- Caso 4. Cambio en la fase de las tres tensiones (sistema balanceado). Entre 0.2s y 0.3s se produce un incremento en la fase de la tres señales de  $30^\circ$  (Fig. 4.18.4).
- Caso 5. Armónicos en la tensión red. Durante todo el tiempo de simulación (0 a 0.5s)
 
$$e_{a(1)m} = e_{b(1)m} = e_{c(1)m} = 400\sqrt{\frac{2}{3}}, \quad e_{a(5)m} = e_{b(5)m} = e_{c(5)m} = \frac{400}{15}\sqrt{\frac{2}{3}} \quad y$$

$$e_{a(7)m} = e_{b(7)m} = e_{c(7)m} = \frac{400}{17}\sqrt{\frac{2}{3}}.$$
 El resultado es un sistema trifásico balanceado en las tres componentes armónicas (Fig. 4.18.5).

En la Fig. 4.18 se representan las componentes  $dqp$  resultantes para cada perturbación. En todos los casos  $\zeta = 0.707$  y  $\omega_n$  toman los valores  $2\pi 100 \text{ rad/s}$  o  $2\pi 1000 \text{ rad/s}$ , según se indique en la figura. La primera conclusión general es que el SPLL sin DSC es más dependiente de  $\omega_n$  y por tanto de la velocidad del lazo de control.

Para el caso 1 (Fig. 4.18.1), la respuesta temporal es muy similar en las cuatro configuraciones. En el caso 2 (Fig. 4.18.2), se aplican tensiones desbalanceadas a la entrada del SPLL. Las componentes  $dqp$  de salida del SPLL con DSC no tienen rizado, mientras que el comportamiento del SPLL sin DSC depende del ancho de banda, y el rizado de las componentes  $dqp$  es mayor para  $\omega_n = 2\pi 1000 \text{ rad/s}$ .

Para el caso de salto de frecuencia (caso 3) (Fig. 4.18.3) la respuesta de las cuatro configuraciones es muy similar. La peor situación para el SPLL es un cambio de fase (caso 4) (Fig. 4.18.4). El comportamiento del SPLL con y sin DSC es muy similar. En ambas configuraciones, la respuesta lenta es mejor porque los transitorios de las componentes  $dqp$  son menores.

Por último, cuando la tensión de red tiene armónicos además del fundamental (caso 5) (Fig. 4.18.5), el SPLL con DSC sigue la fase de la frecuencia fundamental, mientras que las componentes  $dqp$  del SPLL sin DSC presentan un rizado que es mayor para  $\omega_n = 2\pi 1000 \text{ rad/s}$ .

A partir de la Fig. 4.18 se concluye que la respuesta del SPLL con DSC es independiente de  $\omega_n$  en todas las situaciones excepto ante un cambio brusco de fase. La razón de esto es que la detección ‘on-line’ de secuencias elimina el rizado de las componentes  $\alpha\beta p$  y  $\alpha\beta n$  debido a los armónicos y desbalances de la tensión de red. Bajo estas situaciones la entrada al PLL del SPLL es una señal sin perturbaciones en cada canal (sec. positiva y sec. negativa). En cuanto al SPLL sin DSC su comportamiento varía en función  $\omega_n$ , y la Tabla 4.2 indica la velocidad para la que se obtiene la mejor respuesta en función de la perturbación.

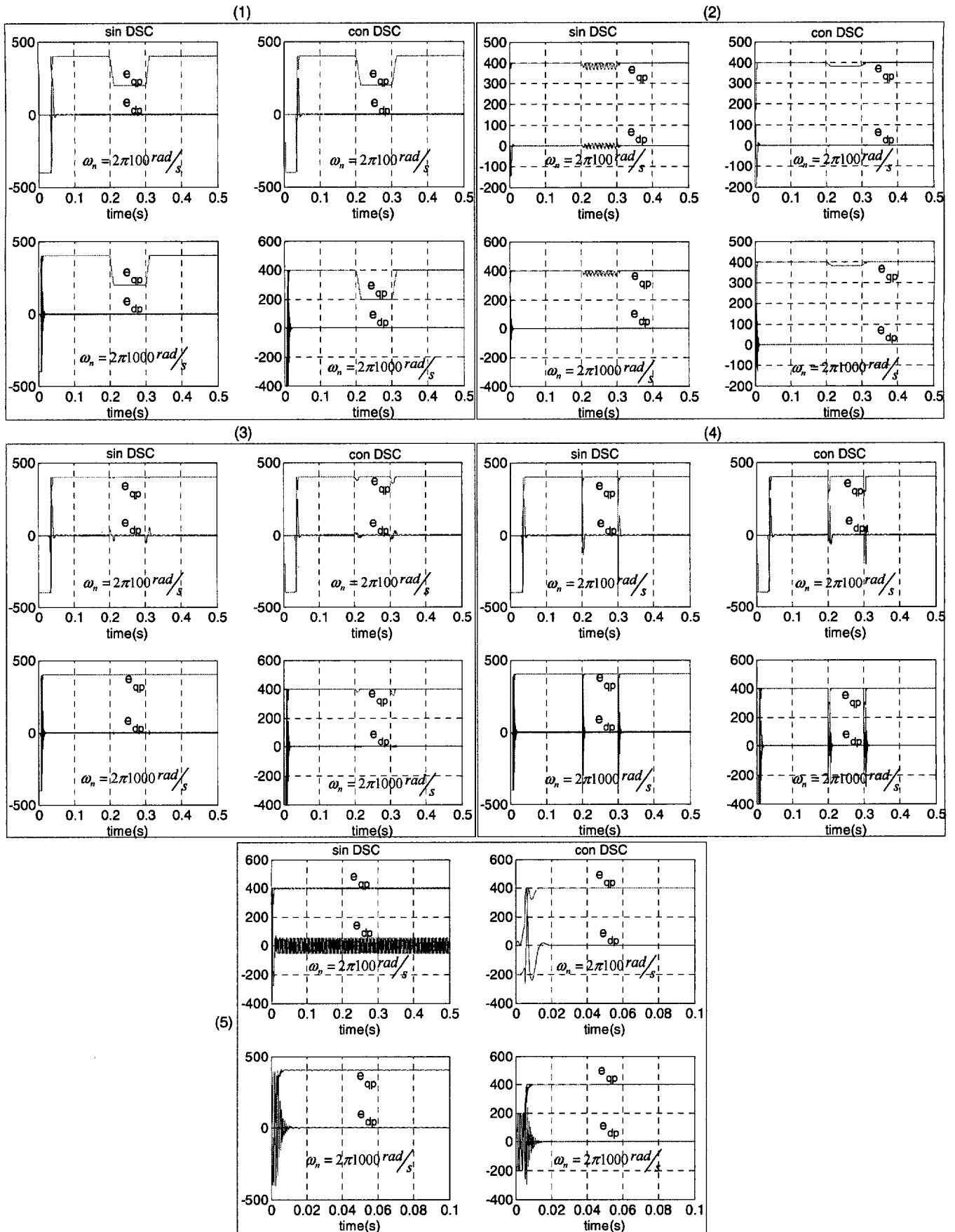


Fig. 4.18. Respuesta temporal de las componentes  $dq$  de la tensión de red para diferentes perturbaciones de la red eléctrica.



Para realizar la Tabla 4.2 se ha analizado el comportamiento del SPLL sin DSC en lazo abierto, es decir, sin introducirlo en el sistema de control del VSC, y se ha fijado como criterio el rizado en las componentes  $dqp$  (menor rizado implica mejor respuesta). Con este criterio, se puede concluir que la respuesta del SPLL con DSC es ideal ante cualquier perturbación, y la del SPLL sin DSC depende de la perturbación y de la velocidad elegida. Estas conclusiones se vuelven a analizar en el siguiente apartado, pero introduciendo el SPLL en el lazo de control de un VSC.

Tabla 4.2. Velocidad de SPLL sin DSC con la que se obtiene el mejor comportamiento.

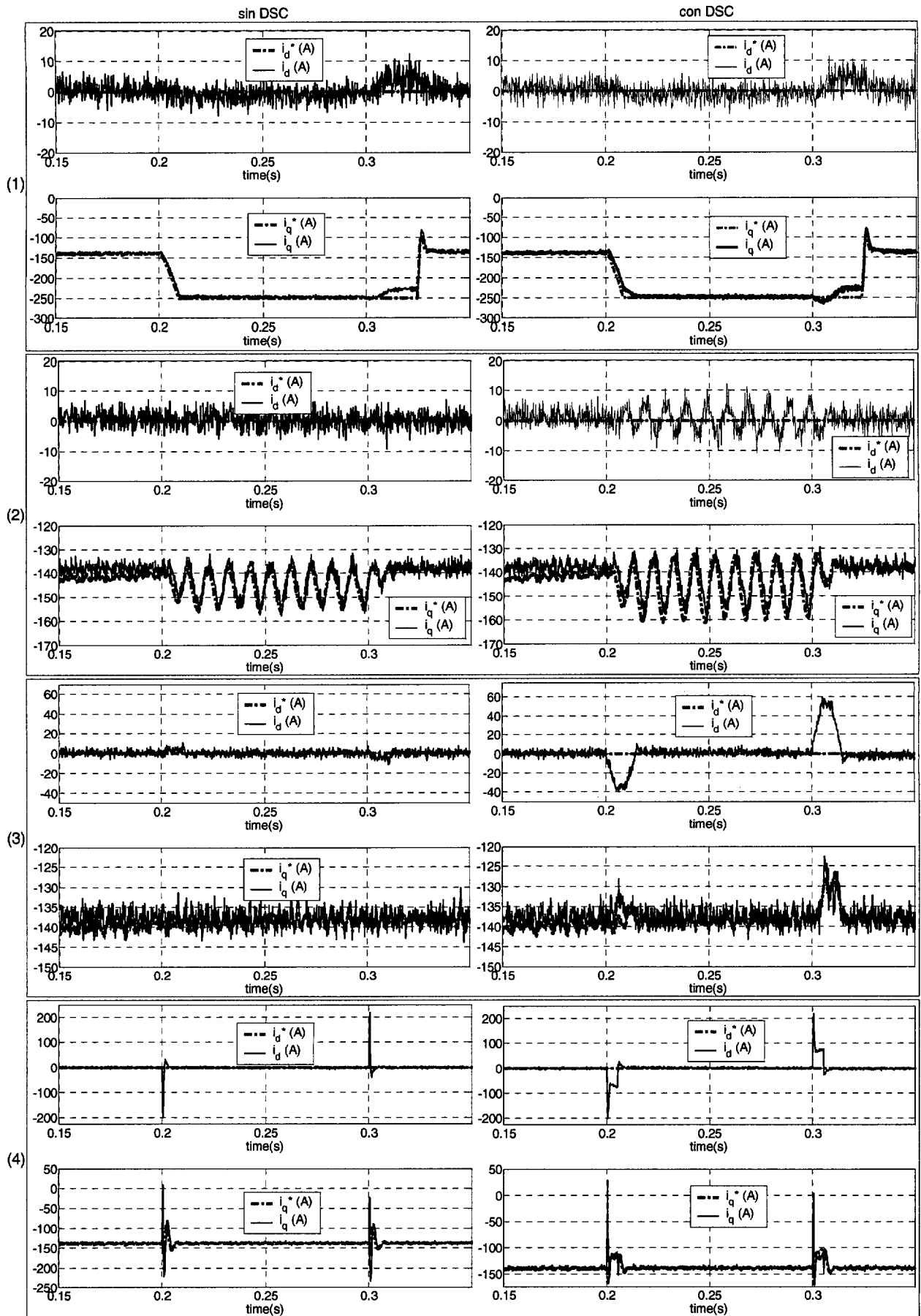
Tipo de perturbación en la red	SPLL sin DSC
Dip A	Igual
Tensiones desbalanceadas	Rápido
Cambio de fase	Lento
Cambio de frecuencia	Igual
Armónicos	Rápido

#### 4.2.4. Comportamiento de un VSC conectado a la red eléctrica con un SPLL.

La función del SPLL es sincronizar con la fase de la red eléctrica el sistema de control representado en la Fig. 4.9.a. Es evidente que la respuesta del SPLL afecta al sistema, y además, el DSC afecta al comportamiento del SPLL como se mostró en el apartado anterior. Por un lado, si en el sistema de la Fig. 4.9.a el SPLL tiene una respuesta muy lenta, la respuesta general del VSC será muy lenta en presencia de perturbaciones. En cambio, si el SPLL es muy rápido, puede generar perturbaciones no deseadas al resto del sistema y someter a excesivo estrés al controlador de corriente.

Así, el objetivo de este apartado es analizar el comportamiento del VSC ante perturbaciones de la red eléctrica con las cuatro configuraciones del SPLL analizadas en el apartado anterior: SPLL sin y con DSC, y, también, en función del ancho de banda ( $\omega_n$ ).

La Fig. 4.19 representa la respuesta temporal de las componentes  $dqp$  de la corriente de red para el sistema de la Fig. 4.9.a. El VSC está trabajando en modo rectificador,  $u_{DC}^* = 750V$  y el elemento de conexión a red es un filtro L. El controlador de corriente elegido para estas pruebas está basado en respuesta ‘dead-beat’ y se implementa en los ejes de referencia  $dq$  positivos (apartado D.2). Los parámetros empleados en las simulaciones son los que se muestran en la Tabla 3.13 y las constantes del SPLL son  $\zeta = 0.707$  y  $\omega_n = 2\pi 100 \text{ rad/s}$ . En esta Fig. se compara la respuesta del sistema con SPLL sin DSC (columna izquierda) y SPLL con DSC (columna derecha). Para realizar estas simulaciones se ha empleado un modelo de gran señal y los números que aparecen en la Fig. hacen referencia a las perturbaciones del apartado anterior.



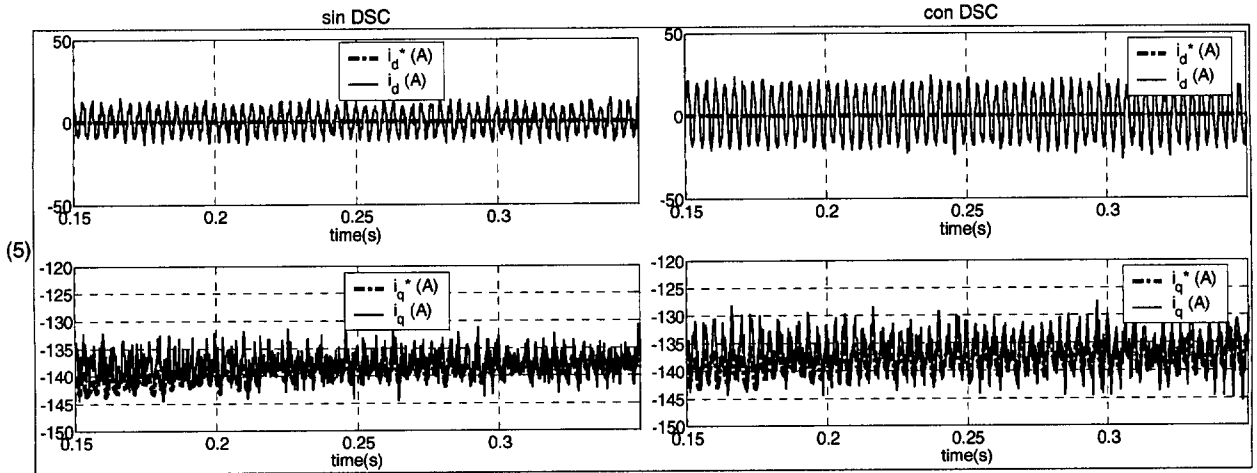


Fig. 4.19. Respuesta temporal de las componentes  $dqp$  de la corriente de red para el VSC de la Fig. 4.9.a con  $\omega_n = 2\pi 100 \text{ rad/s}$ . La columna izquierda representa la respuesta para SPLL sin DSC, mientras que la columna derecha representa la respuesta para SPLL con DSC.

En la Fig. 4.19 se observa que, en general, la respuesta del SPLL sin DSC es mejor. La justificación de esto es que el SPLL con DSC elimina casi cualquier perturbación de las componentes  $dqp$  de la red eléctrica. En el controlador de corriente empleado en estas simulaciones, las componentes  $dqp$  son también usadas como variables ‘feedforward’ (Fig. D.17), así que las perturbaciones son eliminadas, y la acción ‘feedforward’ es inútil. En cambio, en la salida del SPLL sin DSC aparecen más o menos filtradas las perturbaciones, y compensan parte de las perturbaciones de la red por la acción ‘feedforward’.

La conclusión es que el uso del SPLL con DSC resulta óptimo con controladores cuyo ‘feedforward’ no es la salida del SPLL, sino la información exacta de la tensiones de la red eléctrica [Klumpner, *et al.*, 04], o en sistemas con controladores duales [Saccomando, *et al.*, 01] (Cap. 5). En caso contrario es mejor emplear un SPLL sin DSC.

La Fig. 4.20 muestra la única forma de onda que cambia de forma considerable cuando  $\omega_n = 2\pi 1000 \text{ rad/s}$ . En esta Fig. se representan las componentes  $dqp$  de la corriente de red, para la perturbación (4) (cambio de fase) y SPLL sin DSC.

Respecto a la velocidad del SPLL sin DSC, si se compara la respuesta de la Fig. 4.19.4 con la Fig. 4.20 se concluye que interesa emplear un SPLL lento. Esta conclusión es muy importante pues casi todos los ‘dips’ tienen asociado un salto de fase. En la práctica, hay que evitar las formas de onda de la Fig. 4.20 porque pueden producir deterioros en los componentes del VSC. Tanto  $i_d$  como  $i_q$  toman valores negativos de hasta -500A. Una forma de limitar estos valores transitorios de corriente es incluir un saturador a la salida del PI del SPLL. Si los límites de éste son muy críticos (entre 75% y 125% de la frecuencia fundamental), la respuesta del SPLL tanto con DSC como sin DSC va a ser más lenta que lo indicado para cualquiera de las simulaciones de la Fig. 4.18 y prácticamente independientes del valor de  $\omega_n$ .

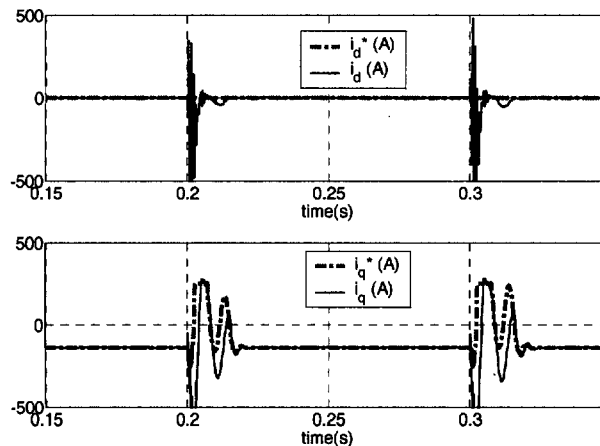


Fig. 4.20. Respuesta temporal de las componentes  $dqp$  de la corriente de red para el VSC de la Fig. 4.9.a con  $\omega_n = 2\pi 1000 \text{ rad/s}$ . La respuesta se corresponde al sistema con SPLL sin DSC y la perturbación (4).

### 4.3. Control de la tensión del DC-bus.

Los VSCs pueden trabajar como inversores (VSI) y como rectificadores (VSR), y sólo para el caso de los inversores alimentados por una fuente de tensión constante,  $u_{DC}$  es constante. En el resto de los casos, resulta imprescindible minimizar el rizado de  $u_{DC}$  para evitar que éste se transmita a las corrientes de la red eléctrica.

La primera opción es poner condensadores del DC-bus ( $C_{DC}$ ) muy elevados con lo que se reduce considerablemente el rizado de  $u_{DC}$ . Esta solución no tiene sentido porque tiene un coste elevado. Una mejor solución es implementar un controlador de  $u_{DC}$  porque se reduce a la vez el tamaño de  $C_{DC}$  y el rizado de  $u_{DC}$ , de forma que este rizado no afecta a las corrientes de la red.

El concepto de condensador grande o pequeño, que se emplea a lo largo de este apartado, es función de la potencia nominal del convertidor que se va a controlar. En este caso  $S_n = 100 \text{ KVA}$ , así que valores de capacidad grande se refieren a los valores que precisa un rectificador basado en tiristores o diodos para acotar el rizado a un 10% del valor medio de la tensión de salida, aproximadamente  $2000 \mu\text{F}$ . Valores 4 o más veces inferiores, alrededor de  $500 \mu\text{F}$ , se consideran condensadores pequeños en esta aplicación.

Hay muchas referencias técnicas sobre controladores de  $u_{DC}$  para VSCs, tanto lineales [Blasko, *et al.*, 97a] [Hur, *et al.*, 01] [Alakülla, 02] [Ottersten, *et al.*, 02], como no lineales (lógica borrosa) [Peña, *et al.*, 01] [Cecati, *et al.*, 03]. Los algoritmos propuestos en este apartado están basados en controladores lineales, pero se realizan las siguientes contribuciones respecto a las cuatro primeras referencias:

- se obtienen dos ecuaciones lineales del modelo del DC-bus, y con cada ecuación se propone un algoritmo de control;
- se desarrollan los controladores en el plano  $z$ ;
- se comparan los resultados de ambos algoritmos; y

- se estudian las respuestas del controlador de  $u_{DC}$  para los filtros de red L y LCL.

En la mayoría de los trabajos sobre control de  $u_{DC}$ , las aproximaciones teóricas y experimentales asumen una carga resistiva en el DC-bus del VSC conectado a la red eléctrica. Esta aproximación no es correcta si el VSC conectado a la red eléctrica forma parte de un convertidor ‘back-to-back’. Cuando trabaja en modo regenerativo la resistencia equivalente vista desde el DC-bus es negativa. La consecuencia de esto es que la planta del lazo de control de la tensión del DC-bus tiene un polo positivo en el plano  $s$  que puede crear problemas de inestabilidad sobre todo si la tensión almacenada en el DC-bus es pequeña y la carga está trabajando a potencia nominal [Espinoza, *et al.*, 00a]. En este apartado de la Tesis, se presenta un estudio de la estabilidad de los dos lazos de control de la tensión del DC-bus propuestos, en función de los valores de  $C_{DC}$ ,  $R_L$  y el modo de funcionamiento del VSC.

En los convertidores ‘back-to-back’ industriales, generalmente, la capacidad del DC-bus está sobredimensionada, debido a que se diseñan considerando que el convertidor conectado a la red es un rectificador de diodos o de tiristores [Klumpner, *et al.*, 04]. Si  $C_{DC}$  está sobredimensionada se minimiza la posibilidad de una operación inestable del convertidor, pero se aumenta de forma considerable el coste. Reducir la capacidad de almacenamiento de energía del DC-bus tiene como ventaja que se reduce el coste; pero tiene como inconvenientes que es más crítico el control de  $u_{DC}$ , y el desacoplamiento entre la etapa rectificadora e inversora disminuye, lo que aumenta la necesidad del estudio de la estabilidad. Así, otro de los objetivos es analizar el comportamiento del controlador de  $u_{DC}$  en un convertidor ‘back-to-back’, obteniendo los márgenes de los condensadores del DC-bus que aseguran la estabilidad del controlador.

#### 4.3.1. Modelos del DC-bus.

El DC-bus se modela como un condensador ideal. La Fig. 4.21 representa el circuito equivalente dinámico del DC-bus, donde:

- $C_{DC}$  es el condensador del DC-bus (se supone ideal).
- $u_{DC}$  es la tensión del DC-bus.
- $i_{C_{DC}}$  es la corriente de  $C_{DC}$ .
- $i_{DC1}$  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 de la carga.

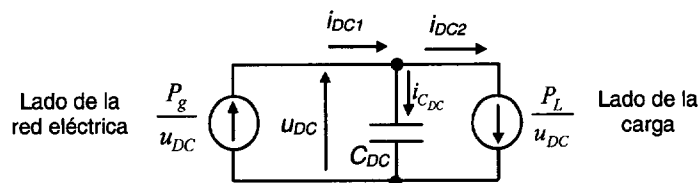


Fig. 4.21. Circuito equivalente dinámico del DC-bus.

A continuación se van a desarrollar dos modelos del DC-bus, uno basado en el balance de potencias del DC-bus y el otro basado en la energía almacenada en el condensador del DC-bus. Posteriormente se realizan dos estudios sobre los modelos del DC-bus: el primero consiste en estudiar la estabilidad de la planta en función de  $R_L$  (resistencia equivalente de la carga) y  $C_{DC}$ ; y el segundo consiste en obtener modelos de la planta que permitan diseñar un controlador de  $u_{DC}$  independiente del valor de  $R_L$ .

#### 4.3.1.1. Modelo 1 basado en el balance de potencias del DC-bus.

Asumiendo que las pérdidas del filtro de red y de los dispositivos del VSC son despreciables, el balance de potencia del circuito de la Fig. 4.21 se expresa como:

$$P_g = e_q \cdot i_q \approx u_{DC} i_{DC1} \approx P_{C_{DC}} + P_L = u_{DC} C_{DC} \frac{du_{DC}}{dt} + u_{DC} i_{DC2} \quad (4.21)$$

donde  $i_{DC2}$  depende del modo de funcionamiento y de la carga del VSC conectado a la red eléctrica. Así, se realiza la siguiente clasificación:

- Carga pasiva:  $i_{DC2} = \frac{u_{DC}}{R_L}$ .
- Carga activa funcionando como rectificador:  $i_{DC2} > 0$ .
- Carga activa funcionando como inversor (circuito regenerativo):  $i_{DC2} < 0$ .

Con objeto de poder aplicar las herramientas de control clásico, para realizar estudios de estabilidad del modelo en función del modo de funcionamiento del VSC y desarrollar los controladores, se obtiene un modelo de pequeña señal linealizado a partir de la ec. (4.21). Las sucesivas transformaciones se muestran en la ec. (4.22).

$$e_d i_d + e_q i_q = u_{DC} C_{DC} \frac{du_{DC}}{dt} + u_{DC} i_{DC2} \quad (4.22.1)$$

$$(e_d + \tilde{e}_d)(i_d + \tilde{i}_d) + (e_q + \tilde{e}_q)(i_q + \tilde{i}_q) = (u_{DC} + \tilde{u}_{DC}) C_{DC} \frac{d(u_{DC} + \tilde{u}_{DC})}{dt} + (u_{DC} + \tilde{u}_{DC})(i_{DC2} + \tilde{i}_{DC2}) \quad (4.22.2)$$

Si se supone que en régimen permanente  $e_d i_d + e_q i_q = u_{DC} i_{DC2}$  y se consideran nulas las perturbaciones de segundo orden, entonces la ec. anterior se transforma en:

$$e_d \tilde{i}_d + \tilde{e}_d i_d + e_q \tilde{i}_q + \tilde{e}_q i_q = u_{DC} C_{DC} \frac{d\tilde{u}_{DC}}{dt} + u_{DC} \tilde{i}_{DC2} + \tilde{u}_{DC} i_{DC2} \quad (4.22.3)$$

#### 4.3.1.2. Modelo 2 basado en la energía almacenada en el condensador del DC-bus.

La derivada 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. 4.21. Esto se expresa como:

$$\frac{1}{2}C_{DC} \frac{du_{DC}^2}{dt} = P_g - P_L = e_q i_q - P_L \quad (4.23)$$

Para transformar la ec. anterior en un sistema de primer orden se introduce una nueva variable  $W = u_{DC}^2$  [Ottersten, 03], obteniendo la expresión:

$$\frac{1}{2}C_{DC} \frac{dW}{dt} = e_q i_q - P_L \quad (4.24)$$

Con objeto de poder aplicar las herramientas de control clásico, a partir de la ec. (4.24) se obtiene un modelo de pequeña señal linealizado. Si se desprecian las perturbaciones de segundo orden y se considera que en régimen permanente  $e_q i_q = P_L$ , el resultado es:

$$\frac{1}{2}C_{DC} \frac{d\tilde{W}}{dt} = e_q \tilde{i}_q + \tilde{e}_q i_q - \tilde{P}_L \quad (4.25)$$

#### 4.3.1.3. Estabilidad de los modelos del DC-bus en función de los valores de $R_L$ y $C_{DC}$ .

Realizar un análisis de estabilidad en función del valor de  $R_L$  implica hacer un estudio de la estabilidad de la planta en función del modo de funcionamiento del VSC conectado a la red eléctrica. Con el valor de  $R_L$  se modela el modo de operación de este VSC:  $R_L > 0$  modo rectificador, y  $R_L < 0$  modo regenerativo. Además, en este apartado también se realiza un estudio de la estabilidad de la planta si  $C_{DC}$  toma valores grandes o pequeños.

Para realizar este análisis se obtiene la función de transferencia  $\frac{\tilde{u}_{DC}}{\tilde{i}_q}(s)$  a partir de la ec. (4.22.3). El resto de perturbaciones se consideran nulas, y así, la ec. (4.22.3) queda de la forma:

$$e_q \tilde{i}_q = u_{DC} C_{DC} \frac{d\tilde{u}_{DC}}{dt} + \tilde{u}_{DC} i_{DC2} \quad (4.26)$$

Para representar la ec. anterior mediante una función de transferencia en el dominio de Laplace se realizan las transformaciones que se muestran en la ec. (4.27).

$$\begin{aligned} \frac{e_q}{u_{DC}} \tilde{i}_q &= C_{DC} \frac{d\tilde{u}_{DC}}{dt} + \tilde{u}_{DC} \frac{i_{DC2}}{u_{DC}} \Rightarrow \frac{e_q}{u_{DC}} \tilde{i}_q = \tilde{u}_{DC} \left( C_{DC}s + \frac{1}{R_L} \right) \Rightarrow \\ \frac{\tilde{u}_{DC}}{\tilde{i}_q}(s) &= \frac{e_q R_L}{u_{DC}} \frac{1}{C_{DC} R_L s + 1} \end{aligned} \quad (4.27)$$

La Tabla 4.3 resume las funciones de transferencia  $\frac{\tilde{u}_{DC}}{\tilde{i}_q}(s)$  en función del modo de funcionamiento y del valor de  $i_{DC2}$ ; mientras que en la Fig. 4.22 se representa la ubicación de los polos de  $\frac{\tilde{u}_{DC}}{\tilde{i}_q}(s)$  en función de distintos valores de  $C_{DC}$  y  $R_L$ .

Tabla 4.3. Valor de  $i_{DC2}$  en función del modo de funcionamiento del VSC conectado a la red eléctrica y

función de transferencia  $\frac{\tilde{u}_{DC}}{\tilde{i}_q}(s)$ .

Tipo de carga y modo de funcionamiento		Valor de $i_{DC2}$	Función de transferencia: $\frac{\tilde{u}_{DC}}{\tilde{i}_q}(s)$
Carga pasiva (rectificador)		$i_{DC2} = \frac{u_{DC}}{R_{LOAD}}$	$\frac{\tilde{u}_{DC}}{\tilde{i}_q}(s) = \frac{e_q R_L}{u_{DC}} \frac{1}{C_{DC} R_L s + 1}$
Carga activa	Rectificador	$i_{DC2} > 0$	$\frac{\tilde{u}_{DC}}{\tilde{i}_q}(s) = \frac{e_q}{i_{DC2}} \frac{1}{\frac{u_{DC}}{i_{DC2}} C_{DC} s + 1}$
	Inversor (circuito regenerativo)	$i_{DC2} < 0$	

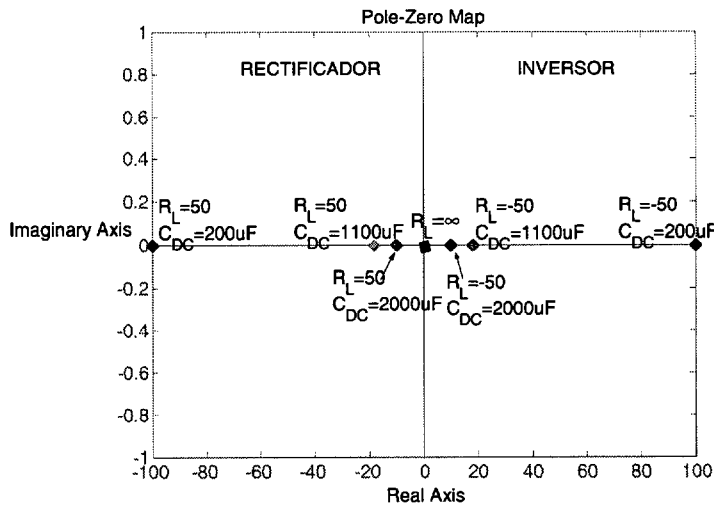


Fig. 4.22. Ubicación del polo de  $\frac{\tilde{u}_{DC}}{\tilde{i}_q}(s)$  en función de  $R_L$  y  $C_{DC}$ .

Cuando el VSC funciona como rectificador ( $R_L > 0$ ), el sistema es estable porque el polo de  $\frac{\tilde{u}_{DC}}{\tilde{i}_q}(s)$  está en el semiplano izquierdo de la Fig. 4.22, siendo asintóticamente estable cuando  $R_L \rightarrow \infty$  porque está situado en el eje  $j\omega$ . Para un valor constante y finito de  $R_L$ , según aumenta el valor de  $C_{DC}$ , el polo del sistema tiende a  $s = 0$ . Bajo estas circunstancias el sistema tiende a la inestabilidad, porque la planta se comporta como un integrador, con lo que ante una entrada escalón la salida sería inestable. Desde un punto de vista práctico, valores elevados de  $C_{DC}$  implican que la respuesta de la planta  $\frac{\tilde{u}_{DC}}{\tilde{i}_q}(s)$  es más lenta y por tanto hay menos rizado en el DC-bus. Esto optimiza el comportamiento del VSC, y mediante un controlador de  $u_{DC}$  se puede desplazar el polo a una zona más estable del plano  $s$ .

Bajo las mismas circunstancias que el párrafo anterior, según  $C_{DC}$  disminuye, la planta tiende a



ser más estable, pues el polo se va desplazando hacia  $s = -\infty$ . En la práctica un  $C_{DC}$  pequeño implica que la planta es más rápida y por tanto aumenta el rizado en  $u_{DC}$ . El aumento del rizado en  $u_{DC}$  puede llevar al VSC a una situación de inestabilidad porque este rizado se transmite al resto de las señales del circuito incluidas las corrientes de red. Esta es la razón por la que en algunas referencias técnicas se dice que el VSC tiende a ser inestable cuando  $C_{DC}$  disminuye aunque la planta obtenida del modelo del DC-bus es más estable.

Con respecto al funcionamiento del VSC como circuito regenerativo ( $R_L < 0$ ) el sistema es inestable. Pero cuanto mayor son los valores de  $C_{DC}$  y  $R_L$  más se aproxima el polo al eje  $j\omega$  ( $s = 0$ ), de tal forma que el sistema tiende a la estabilidad.

El análisis realizado en este apartado se ha basado en el modelo 1 del DC-bus. Para el modelo 2 del DC-bus las conclusiones son similares, por lo que no se presenta en el documento de esta Tesis.

#### 4.3.1.4. Modelos del DC-bus para desarrollar los controladores.

Según se muestra en la Fig. 4.1, el controlador de  $u_{DC}$  controla  $u_{DC}$  a partir de  $i_q$ . El objetivo es que el diseño de éste sea independiente del valor que tome  $R_L$ .

En el caso del modelo 1 (apartado 4.3.1.1) hay que obtener  $\frac{\tilde{u}_{DC}}{\tilde{i}_q}$  a partir de la ec. (4.22.3). El resto de perturbaciones se consideran nulas excepto  $\tilde{i}_{DC2}$ , porque es función de  $\tilde{u}_{DC}$  y del tipo de carga en el DC-bus del VSC. Así, la ec. (4.22.3) queda de la forma:

$$e_q \tilde{i}_q = u_{DC} C_{DC} \frac{d\tilde{u}_{DC}}{dt} + u_{DC} \tilde{i}_{DC2} + \tilde{u}_{DC} i_{DC2} \quad (4.28)$$

Para representar la ec. anterior mediante un diagrama de bloques en el dominio de Laplace se realizan las transformaciones que se muestran en la ec. (4.29), y el resultado se representa en las Fig. 4.23.a y Fig. 4.23.b.

$$\begin{aligned} \frac{e_q}{u_{DC}} \tilde{i}_q &= C_{DC} \frac{d\tilde{u}_{DC}}{dt} + \tilde{u}_{DC} \frac{i_{DC2}}{u_{DC}} + \tilde{i}_{DC2} \Rightarrow \frac{e_q}{u_{DC}} \tilde{i}_q = \tilde{u}_{DC} \left( C_{DC} s + \frac{1}{R_L} \right) + \tilde{i}_{DC2} \Rightarrow \\ \frac{e_q}{u_{DC}} \tilde{i}_q &= \tilde{u}_{DC} \left( C_{DC} s + \frac{1}{R_L} \right) + \frac{\tilde{u}_{DC}}{R_L} \Rightarrow \frac{\tilde{u}_{DC}}{\tilde{i}_q}(s) = \frac{e_q R_L}{2u_{DC}} \frac{1}{\frac{C_{DC} R_L}{2} s + 1} \end{aligned} \quad (4.29)$$

Las constantes del controlador de la planta representada en la Fig. 4.23.a serán función del valor de  $R_L$  y  $C_{DC}$ . En la mayoría de los casos  $C_{DC}$  no se modifica, es un parámetro que se fija durante el diseño del convertidor. En cambio,  $R_L$  sufre variaciones durante la operación del convertidor, con lo que habría que cambiar las constantes del controlador en función del valor de  $R_L$ . El objetivo, como se ha indicado previamente, es que el controlador sea independiente de  $R_L$ .

Si  $R_L \rightarrow \infty$ , la transformada ZOH de la planta de la Fig. 4.23.a toma el valor ( $T_s = 200\mu s$ ):

$$G_{u_{DC}1}(z) = \frac{\tilde{u}_{DC}}{\tilde{i}_q}(z) = \frac{e_q}{u_{DC}} \frac{T_s / C_{DC}}{z-1} \quad (4.30)$$

donde el polo está situado en  $z=1$ . Por otro lado, si  $R_L$  es finito, la transformada ZOH de  $\frac{\tilde{u}_{DC}}{\tilde{i}_q}(s)$  de la ec. (4.29) toma el valor:

$$G_{u_{DC}2}(z) = \frac{\tilde{u}_{DC}}{\tilde{i}_q}(z) = \frac{e_q}{u_{DC}} \frac{R_L}{2} \frac{1 - e^{-\frac{2T_s}{R_L C_{DC}}}}{z - e^{-\frac{2T_s}{R_L C_{DC}}}} \quad (4.31)$$

donde el polo está situado en  $z = e^{-\frac{2T_s}{R_L C_{DC}}}$ , que determina la constante de la ec. (4.31), se puede aproximar a  $1 - \frac{2T_s}{R_L C_{DC}}$  si  $R_L C_{DC} \geq 20T_s$  (para  $R_L C_{DC} = 20T_s$  el error es 0.0048); y  $e^{-\frac{2T_s}{R_L C_{DC}}}$ , que determina la posición del polo de la ec. (4.31), se puede aproximar a 1 si  $R_L C_{DC} \geq 40T_s$  (para  $R_L C_{DC} = 40T_s$  el error es 0.0488).

Entonces,  $G_{u_{DC}2}(z) \approx G_{u_{DC}1}(z) = \frac{e_q}{u_{DC}} \frac{T_s / C_{DC}}{z-1}$  si  $R_L C_{DC} \geq 40T_s$ . Si el producto  $R_L C_{DC}$  toma valores por debajo del indicado, el polo de  $G_{u_{DC}2}(z)$  se va desplazando desde  $z=1$  hacia  $z=0$ , y por tanto habrá que diseñar un controlador cuyas constantes sean función del valor de  $R_L$ .

En el "CONDOR Converter"  $C_{DC} = 1000\mu F$ , con lo que para resistencias de carga inferiores a  $8\Omega$  no se cumple la desigualdad  $R_L C_{DC} \geq 40T_s$ . Además,  $R_L$  relaciona  $u_{DC}$  y la potencia que consume la carga del DC-bus. Así, para verificar la desigualdad anterior se ha de cumplir la condición  $u_{DC} \geq \sqrt{\frac{40T_s S_n}{C_{DC}}}$ . El producto  $R_L C_{DC}$  puede tomar valores  $< 40T_s$ , especialmente, cuando  $C_{DC}$  toma valores pequeños o el convertidor consume o entrega potencias próximas a la nominal.

Si se cumplen las condiciones indicadas en el párrafo anterior, la función de transferencia de la ec. (4.29) se puede aproximar a  $\frac{\tilde{u}_{DC}}{\tilde{i}_q}(s) = \frac{e_q}{u_{DC}} \frac{1}{sC_{DC}}$ , y las constantes del controlador tomarán valores independientes de  $R_L$ . La Fig. 4.23.c representa mediante diagrama de bloques la función de transferencia, donde  $i_{DC2}$  se considera una perturbación del sistema. Además se han eliminado los símbolos  $\sim$  puesto que ya se conoce que las ecuaciones se corresponden a modelos de pequeña señal linealizados.

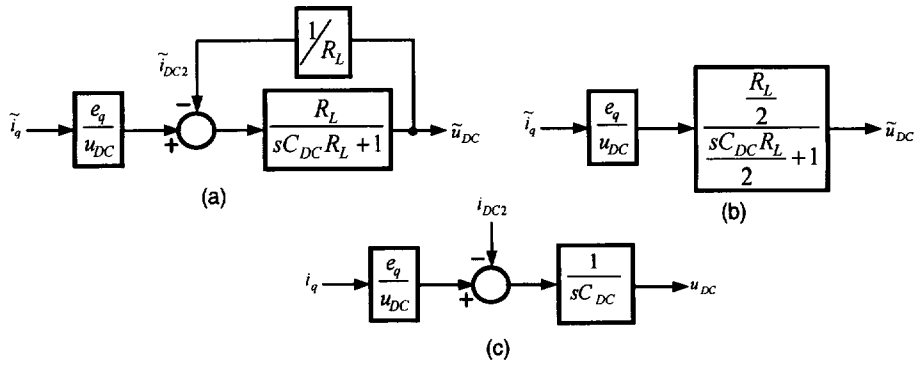


Fig. 4.23. a) Representación mediante diagrama de bloques de la ec. (4.29). b) Diagrama de bloques equivalente de la Fig. 4.23.a. c) Modelo aproximado de la ec. (4.29) independiente del valor de  $R_L$ .

En el caso del modelo 2 del DC-bus (apartado 4.3.1.2), es necesario obtener la función de transferencia  $\frac{\tilde{W}}{\tilde{i}_q}$  a partir de la ec. (4.25). El resto de perturbaciones se consideran nulas excepto

$\tilde{P}_L$ , porque es función de  $\tilde{W}$  y del tipo de carga en el DC-bus del VSC. Así, la ec. (4.25) queda de la forma:

$$\frac{1}{2}C_{DC} \frac{d\tilde{W}}{dt} = e_q \tilde{i}_q - \tilde{P}_L \quad (4.32)$$

Para representar la ec. anterior mediante un diagrama de bloques en el dominio de Laplace se realizan las transformaciones que se muestran en la ec. (4.33), y el resultado se representa en las Fig. 4.24.a y Fig. 4.24.b.

$$\frac{1}{2}C_{DC} \frac{d\tilde{W}}{dt} = e_q \tilde{i}_q - \tilde{P}_L \Rightarrow \frac{1}{2}C_{DC} \frac{d\tilde{W}}{dt} = e_q \tilde{i}_q - \frac{\tilde{W}}{R_L} \Rightarrow \frac{\tilde{W}}{\tilde{i}_q}(s) = \frac{e_q R_L}{\frac{C_{DC} R_L}{2} s + 1} \quad (4.33)$$

Al igual que para el Modelo 1 del DC-bus, el objetivo es diseñar un controlador de  $\tilde{W}$  que sea independiente del valor de  $R_L$ . Por el mismo razonamiento que en los párrafos anteriores, esto se cumple si  $R_L C_{DC} \geq 40T_s$ .

Bajo estas circunstancias, la función de transferencia de la ec. (4.33) se puede aproximar a  $\frac{\tilde{W}}{\tilde{i}_q}(s) = \frac{2e_q}{sC_{DC}}$ , y las constantes del controlador tomarán valores independientes de  $R_L$ . La Fig.

4.24.c representa mediante diagrama de bloques la función de transferencia aproximada, donde  $\tilde{P}_L$  se considera una perturbación del sistema.

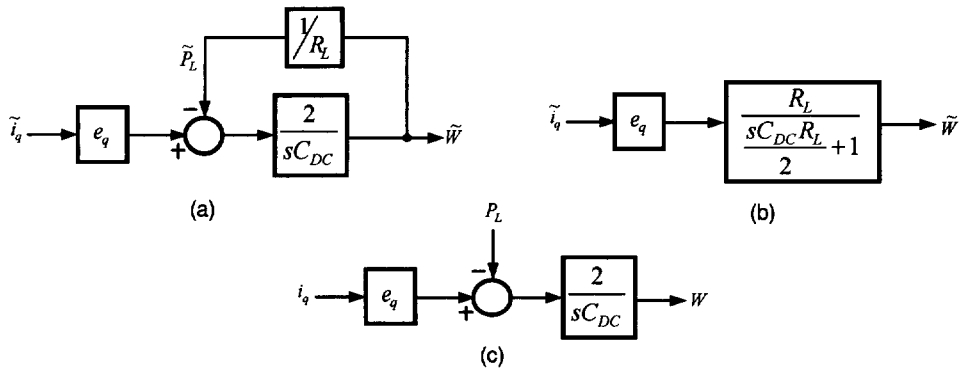


Fig. 4.24. a) Representación mediante diagrama de bloques de la ec. (4.33). b) Diagrama de bloques equivalente de la Fig. 4.24.a. c) Modelo aproximado de la ec. (4.33) independiente del valor de  $R_L$ .

### 4.3.2. Diseño del controlador de la tensión del DC-bus usando como variable de control la corriente del condensador.

A partir del diagrama de bloques de la Fig. 4.23.c se desarrolla el controlador de  $u_{DC}$ . La expresión matemática de esta Fig. es:

$$e_q i_q = u_{DC} C_{DC} \frac{du_{DC}}{dt} + u_{DC} i_{DC2} \quad (4.34)$$

Si se despeja de la ec. anterior la corriente de  $C_{DC}$ , ésta se expresa como:

$$i_{C_{DC}} = C_{DC} \frac{du_{DC}(t)}{dt} = i_{DC1} - i_{DC2} = i_q \frac{e_q}{u_{DC}} - i_{DC2} \quad (4.35)$$

La ec. (4.35) es una ecuación diferencial lineal que describe el comportamiento del circuito de la Fig. 4.21. A partir de ésta es posible realizar un control lineal de la tensión del DC-bus para un VSC conectado a la red mediante un filtro L o un filtro LCL, empleando como variable de control la corriente que circula por el condensador [Blasko, *et al.*, 97a] [Alakülla, 02] [Klumpner, *et al.*, 04]. Como se analizó en los apartados anteriores, el valor y signo de  $i_{DC2}$  depende del tipo de carga que tenga conectado en el DC-bus el VSC. Debido a esto, en el desarrollo del controlador  $i_{DC2}$  se va a tratar como una perturbación, y una vez desarrollado el controlador se analiza la estabilidad del sistema en función de los posibles valores de  $i_{DC2}$ . Así, la función de transferencia del sistema de la Fig. 4.23.c se expresa como:

$$G_1(s) = \frac{u_{DC}}{i_q}(s) = \frac{e_q}{u_{DC}} \frac{1}{sC_{DC}} = k(m_a) \frac{1}{sC_{DC}} \quad (4.36)$$

donde la relación  $k(m_a) = \frac{e_q}{u_{DC}}$  depende del índice de amplitud de la modulación PWM y toma un

valor  $< \frac{1}{\sqrt{2}}$ .

La Fig. 4.25.a representa el lazo de control de  $u_{DC}$  para la planta de la ec. (4.36). El modelo del DC-bus representado en la Fig. 4.23.c se vuelve a representar en la Fig. 4.25.a y se añade un bloque

ZOH puesto que se a controlar en el dominio discreto. Delante del bloque ZOH se incluye el controlador de corriente, siguiendo el sistema de control propuesto en la Fig. 4.1. La salida del controlador PI de la Fig. 4.25.a es  $i_{C_{DC}}^*$ , y la entrada del controlador de corriente del eje  $q$ , es  $i_q^*(k)$ .

Para obtener  $i_q^*(k)$  en función de  $i_{C_{DC}}^*$  se aplica la expresión  $i_q^*(k) = \frac{u_{DC}(k)}{e_q(k)} (i_{DC2}(k) + i_{C_{DC}}^*(k))$  ( $u_{DC}(k)$ ,  $e_q(k)$  e  $i_{DC2}(k)$  son variables medidas en el sistema de control).

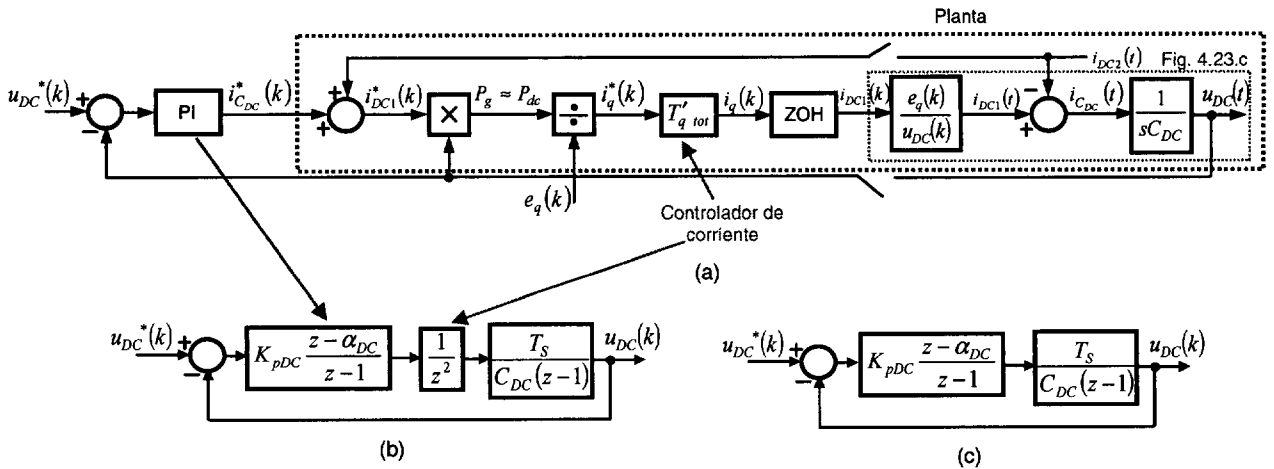


Fig. 4.25. Lazo de control de  $u_{DC}$  en el dominio  $z$  usando la corriente del condensador como variable de control.

La Fig. 4.25.b es una representación simplificada de la Fig. 4.25.a.  $T'_{q\ total} = \frac{i_q}{i_q^*}(z)$  es la función de transferencia del controlador de corriente del eje  $q$ . Por ejemplo, en el caso del filtro L  $T'_{q\ total} = z^{-2}$  (ec. (D.35)); y para el filtro LCL,  $T'_q$  es la función de transferencia de la ec. (4.7).

La función de transferencia del controlador PI de la Fig. 4.25.a es:

$$\frac{i_{C_{DC}}^*}{u_{dc}^* - u_{dc}}(z) = K_{pDC} \frac{z - \alpha_{DC}}{z - 1} \quad (4.37)$$

Las constantes  $K_{pDC}$  y  $\alpha_{DC}$  se obtienen aplicando técnicas de diseño directo basadas en el lugar de las raíces en el plano  $z$ . Las especificaciones de diseño son:

- Como se indicó en el apartado 2.2.1, el controlador de  $u_{DC}$  debe ser más lento que el controlador de corriente, para que ambos sean independientes. Así, el tiempo de establecimiento,  $t_s$ , se acota en el margen  $10ms < t_s < 20ms$ . La primera limitación asegura que el controlador de  $u_{DC}$  es mucho más lento que los controladores de corriente propuestos en esta Tesis (apartado 4.1 y Ap. D), mientras que la segunda limitación permite que el controlador sea capaz de responder en un ciclo de la señal de red ante posibles perturbaciones.

La relación aproximada entre  $t_s$  y  $\zeta\omega_n$  para un sistema de segundo orden es  $t_s \approx \frac{4.6}{\zeta\omega_n}$

[Franklin, *et al.*, 97].

- Para evitar que  $u_{DC}$  tenga elevadas sobretensiones se establece que  $\zeta \geq \frac{1}{\sqrt{2}}$ .

En la primera fase del diseño de las constantes del PI, se supone que el controlador de  $u_{DC}$  y el controlador de corriente están perfectamente desacoplados, con lo que el diagrama de bloques de la Fig. 4.25.b se reduce al que se muestra en la Fig. 4.25.c. La planta es discretizada por el método ZOH y tiene la expresión  $G_1(z) = \frac{T_s}{C_{DC}(z-1)}$  ( $T_s = 200\mu s$ ). Bajo estas condiciones, las constantes

del controlador toman los valores:  $\alpha_{DC} = 0.945$  y  $K_{pDC} = 0.1688 \frac{C_{DC}}{T_s}$ . En la Fig. 4.26.a se representa: (1) el lugar de las raíces de la ganancia del lazo y la ubicación de los polos del sistema en lazo cerrado; y (2) la respuesta temporal, que como se observa cumple con las especificaciones del diseño.

Si ahora se incluye la función de transferencia del controlador de corriente, por ejemplo  $T'_q = z^{-2}$ , entonces  $G_1(z) = \frac{T_s}{C_{DC}z^2(z-1)}$ . La Fig. 4.26.b muestra la modificación que sufre el lugar de las raíces manteniendo el mismo controlador, pero los cambios en la respuesta transitoria son despreciables.

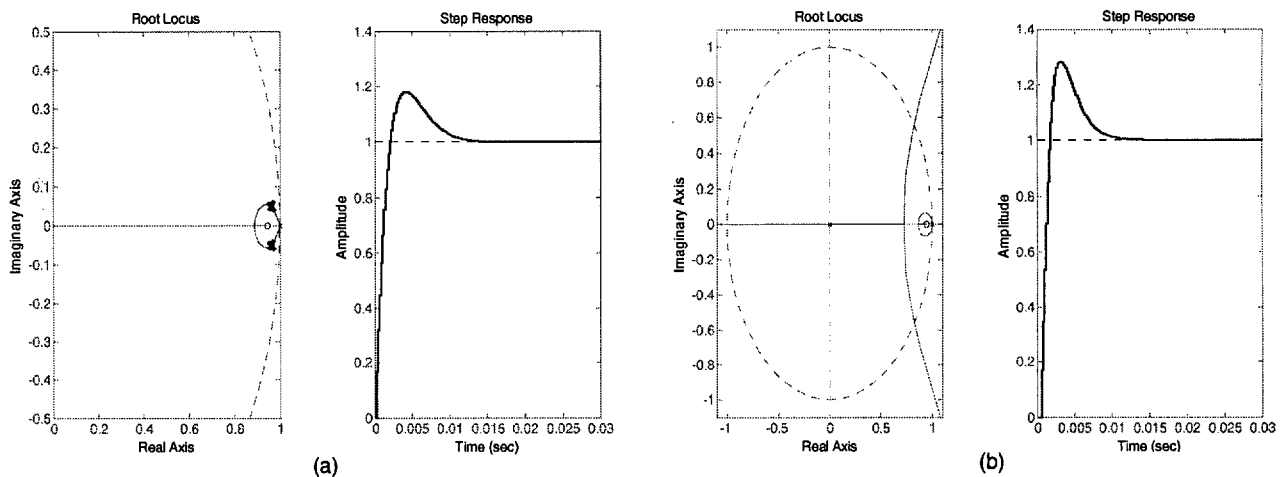


Fig. 4.26. a) Lugar de las raíces y respuesta al escalón del controlador de  $u_{DC}$  de la Fig. 4.25.c. b) Lugar de las raíces y respuesta al escalón del controlador de  $u_{DC}$  de la Fig. 4.25.b.

La Fig. 4.27.a representa las respuestas temporales del diagrama de bloques de la Fig. 4.25.a cuando el VSC está conectado a la red a través de los filtros L y LCL y  $R_L = \infty$ . Éstas son muy similares a las respuestas temporales de la Fig. 4.26, lo que confirma que el diseño del controlador de la tensión del DC-bus es independiente del controlador de corriente del eje  $q$ , siempre que el número de retardos introducidos por el segundo no sea comparable al tiempo de respuesta del primero. Bajo estas condiciones, es correcto diseñar el controlador a partir de lazo de control simplificado representado en la Fig. 4.25.c. Por otro lado, en la Fig. 4.27.b se comparan los diagramas de Bode del sistema de la Fig. 4.25.a cuando el filtro de red es de tipo L o LCL, y como se observa, en bajas frecuencias ambas representaciones son exactamente iguales.

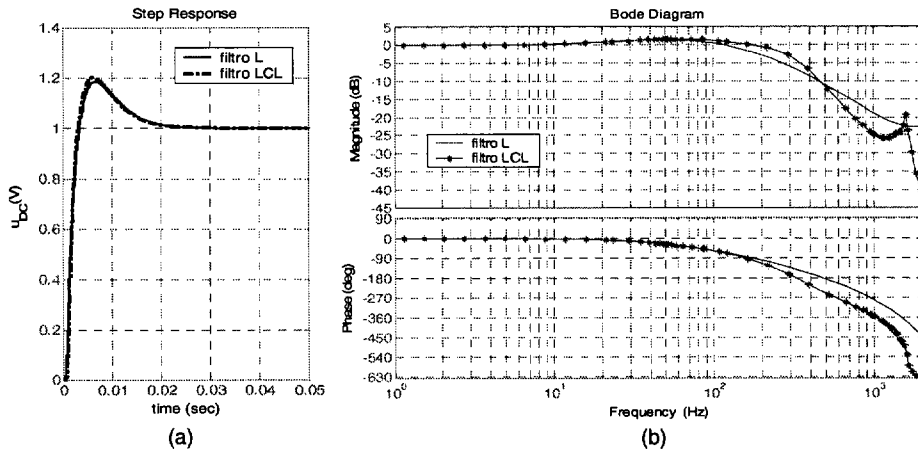


Fig. 4.27. Comparación de las respuestas al escalón y diagrama de Bode del sistema realimentado de la Fig. 4.25.a con filtro L y filtro LCL.

### 4.3.3. Diseño del controlador de la tensión del DC-bus usando como variable de control la energía del condensador.

El inconveniente más importante que tiene el controlador diseñado en el apartado anterior es la necesidad de medir  $i_{DC2}$  para ejecutar el algoritmo. Obtener la información de esta corriente en montajes prácticos puede resultar en ocasiones muy complicado. Por esta razón se propone el modelo 2 del DC-bus basado en la energía del condensador (apartado 4.3.1.2).

A partir del diagrama de bloques representado en la Fig. 4.24.c se desarrolla el controlador de  $W = u_{DC}^2$ . La expresión matemática de esta Fig. es:

$$\frac{1}{2} C_{DC} \frac{dW}{dt} = e_q i_q - P_L \quad (4.38)$$

La ec. (4.38) es una ecuación diferencial lineal que describe el comportamiento del sistema de la Fig. 4.21. A partir de ésta, es posible realizar un control lineal de la tensión del DC-bus para un VSC conectado a la red mediante un filtro L o un filtro LCL, empleando como variable de control la energía almacenada en el condensador [Ottersten, 03] [Hur, *et al.*, 01].

La función de transferencia de la planta de la ec. (4.38) en el dominio continuo es  $G_2(s) = \frac{W}{i_q}(s) = 2e_q \frac{1}{sC_{DC}}$ . El valor y signo de  $P_L$  depende del tipo de carga que tenga conectado el VSC en el DC-bus, exactamente igual que para el caso de  $i_{DC2}$  en la ec. (4.35). Debido a esto, en el desarrollo del controlador  $P_L$  se trata como una perturbación, y posteriormente se analiza la estabilidad del sistema en función de los posibles valores de  $P_L$ .

Una diferencia importante entre el controlador de la Fig. 4.25.a y la Fig. 4.28, es que el primer controlador precisa información de  $i_{DC2}(k)$  y  $e_q(k)$  para generar la consigna  $i_q^*(k)$ , además del error de  $u_{DC}(k)$ . En cambio el segundo controlador sólo precisa la información del error de  $u_{DC}^2(k)$

para generar la consigna  $i_q^*(k)$ .

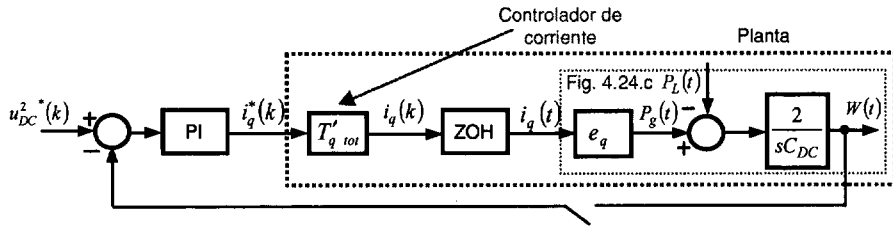


Fig. 4.28. Lazo de control de  $u_{DC}$  en el dominio  $z$  usando la energía del condensador como variable de control.

La función de transferencia  $G_2(z)$  es igual que  $G_1(z)$ , sólo cambia la ganancia, por lo que las constantes del controlador PI de la Fig. 4.28 se diseñan por el mismo método que en el apartado anterior, y toman los valores:  $\alpha_{DC} = 0.945$  y  $K_{pDC} = 0.1688 \frac{C_{DC}}{2e_q T_s}$ .

#### 4.3.4. Análisis de la estabilidad cuando el VSC conectado a la red eléctrica trabaja en modo regenerativo.

En los apartados 4.3.2 y 4.3.3 se han diseñado los controladores de  $u_{DC}$  suponiendo  $R_L = \infty$ . Por otro lado, en el apartado 4.3.1.3 se analizó la estabilidad de la planta del DC-bus en función de  $R_L$  y  $C_{DC}$ , y se comprobó que en modo regenerativo ( $R_L < 0$ ) el sistema es inestable debido al polo negativo de la función de transferencia en lazo abierto. El objetivo de este apartado es analizar la estabilidad de los controladores desarrollados en los apartados 4.3.2 y 4.3.3 en función del valor de  $R_L$  y  $C_{DC}$  cuando el VSC trabaja en modo regenerativo.

La Fig. 4.29 muestra el lugar de las raíces y la respuesta al escalón del lazo de control cuando se aplica el controlador de la Fig. 4.25.a (corriente del  $C_{DC}$  como variable de control) a la planta

$$\frac{u_{DC}}{i_q}(z) = \frac{e_q R_L}{2u_{DC}} \frac{1 - e^{-\frac{2T_s}{R_L C_{DC}}}}{z - e^{-\frac{2T_s}{R_L C_{DC}}}} \quad (\text{ec. (4.29)}).$$

En la Fig. 4.29.a  $C_{DC} = 200 \mu F$  y  $R_L = -10$ , y en la Fig.

4.29.b  $C_{DC} = 2000 \mu F$  y  $R_L = -10$ . Es interesante notar que según aumenta el valor de  $C_{DC}$ , el polo situado fuera del círculo unidad del plano  $z$  tiende a  $|z|=1$ , y por tanto, el sistema en lazo cerrado es estable como se muestra en la Fig. 4.29.b, a pesar de que el sistema trabaje en modo regenerativo.

El lugar de las raíces y la respuesta al escalón del lazo de control cuando se aplica el controlador

de la Fig. 4.28 (energía del  $C_{DC}$  como variable de control) a la planta

$$\frac{W}{i_q}(z) = \frac{e_q R_L}{u_{DC}} \frac{1 - e^{-\frac{2T_s}{R_L C_{DC}}}}{z - e^{-\frac{2T_s}{R_L C_{DC}}}}$$

(ec. (4.33)) es muy similar al mostrado en la Fig. 4.29, por lo que las conclusiones son las mismas.



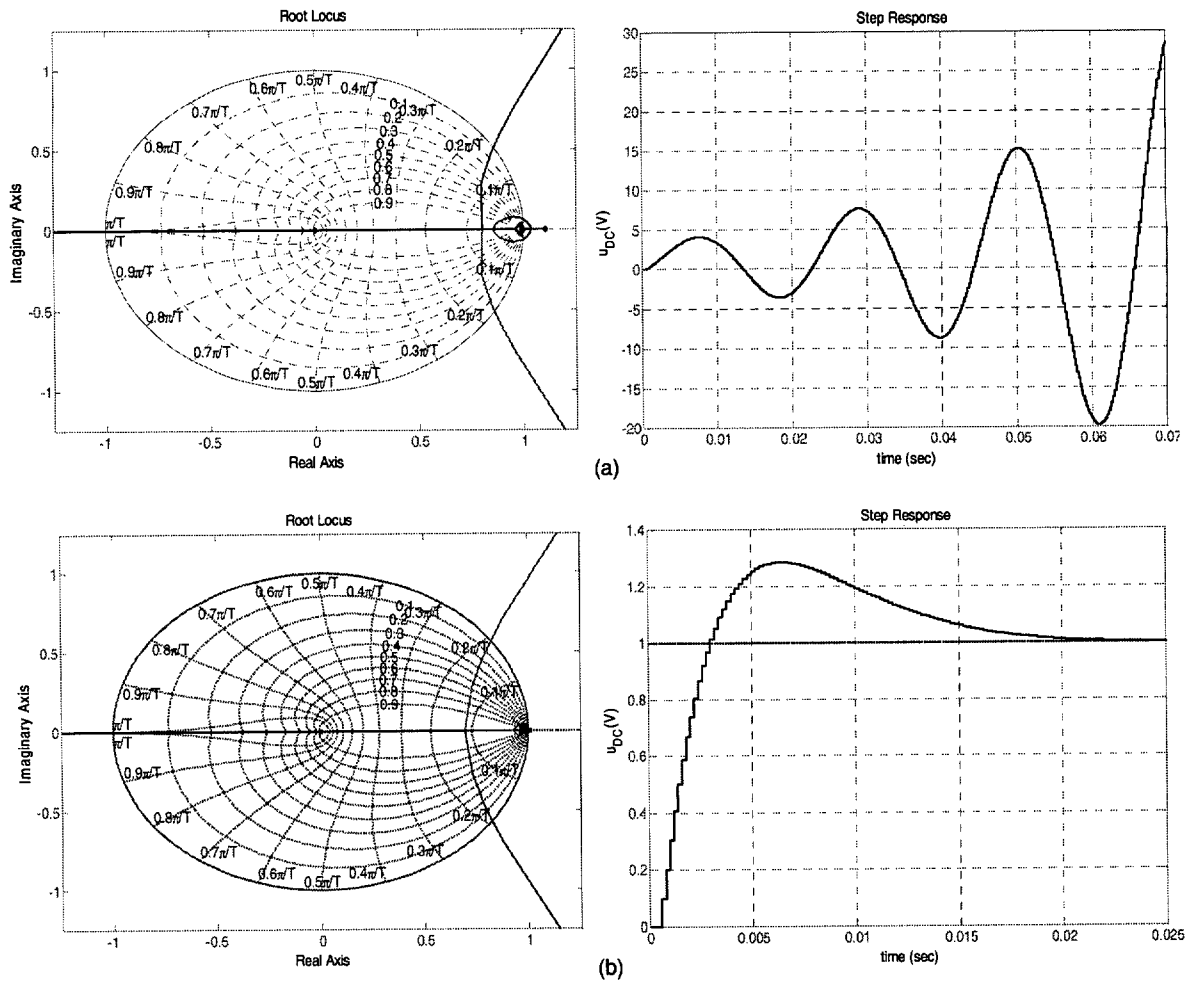


Fig. 4.29. Lugar de las raíces y respuesta temporal del sistema de la Fig. 4.25.a para: a)  $C_{DC} = 200 \mu F$  y  $R_L = -10$ ; y b)  $C_{DC} = 2000 \mu F$  y  $R_L = -10$ .

Según se ha analizado en la Fig. 4.29, el sistema tiende a ser estable aumentando el valor de  $C_{DC}$ , aunque trabaje en modo regenerativo. En la práctica, el valor de  $C_{DC}$  está sujeto a ciertos compromisos, por un lado una de las finalidades de emplear rectificadores activos es reducir la capacidad del DC-bus; pero por otro lado, esta capacidad es función de la máxima potencia del DC-bus, de la protección en la carga contra ‘dips’ de la red eléctrica, etc [Malesani, *et al.*, 95]. Esto último sugiere no limitar de forma excesiva la capacidad del DC-bus. Además, hay otras causas de inestabilidad relacionadas con no linealidades que no se pueden modelar en pequeña señal, y que también limitan el mínimo valor de  $C_{DC}$  [Klumpner, *et al.*, 04]. Por ejemplo, con los modelos linealizados de pequeña señal resulta imposible analizar la estabilidad del VSC trabajando en modo rectificador, puesto que la planta siempre es estable. También es imposible analizar los efectos que se producen cuando  $C_{DC}$  toma valores pequeños y a la vez se aplican variaciones bruscas en  $u_{DC}$ . Para realizar este tipo de análisis, en esta Tesis se recurre a simular el modelo de gran señal (apartado 4.3.6), comprobando que con los controladores propuestos el VSC puede llegar a ser inestable en los dos modos de funcionamiento (rectificador e inversor) para condensadores pequeños. Otra forma de hacer este análisis es emplear una aproximación basada en Lyapunov que permite realizar un estudio analítico de la estabilidad en gran señal [Kömürçügil, *et al.*, 98].

### 4.3.5. Propuesta de realización práctica de los controladores de $u_{DC}$ .

La Fig. 4.30 y la Fig. 4.31 muestran la propuesta de realización práctica de los controladores de la Fig. 4.25.a y la Fig. 4.28, respectivamente. Se representan el controlador de  $u_{DC}$  y el controlador de la corriente del eje  $q$ . Ambos controladores tienen un integrador ‘antiwindup’ de ganancias  $K_{AWDC} = 1/K_{pDC}$  (controlador de  $u_{DC}$ ) y  $K_{AW} = 1/K_p$  (controlador de corriente del eje  $q$ ). A la salida del controlador de tensión se limita la máxima consigna de  $i_q(k)$ ; mientras que a la salida del controlador de corriente se limita la máxima consigna de  $u_q(k)$  que se aplica al generador PWM. Las ganancias ‘antiwindup’ están anidadas según se propone en [Alahakoon, 00].

En el controlador de corriente, para  $i_q^*(k) > 0$  el VSC trabaja en modo regenerativo o inversor, mientras que para  $i_q^*(k) < 0$  el VSC trabaja en modo rectificador. Esta es la razón por la que aparece la ganancia -1 a la salida de los PIs del controlador de  $u_{DC}$ . Además, concretamente en la Fig. 4.30,  $i_{DC2}(k)$  se mide de forma que  $i_{DC2}(k) = -\frac{u_{DC}}{R_L}$  (para el caso de carga pasiva). Por esta razón únicamente se multiplica por -1 la salida del PI y no  $i_q^*(k)$ , como ocurre en el caso de la Fig. 4.31.

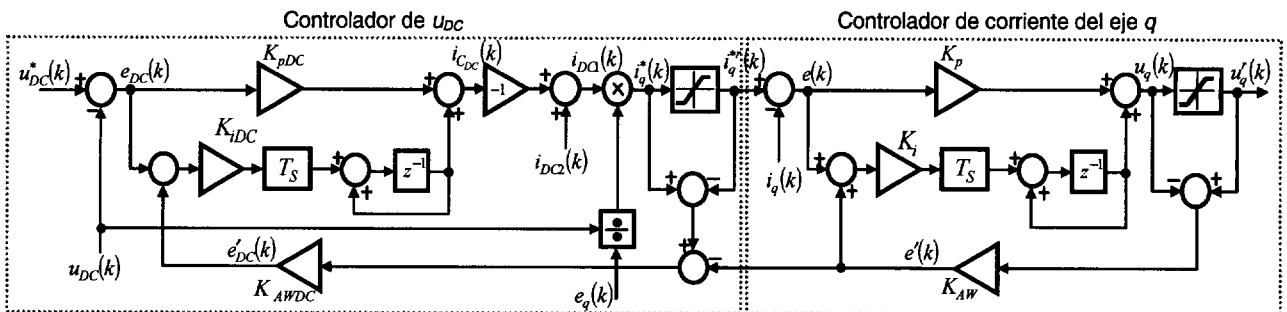


Fig. 4.30. Realización práctica del controlador de  $u_{DC}$  de la Fig. 4.25.a.

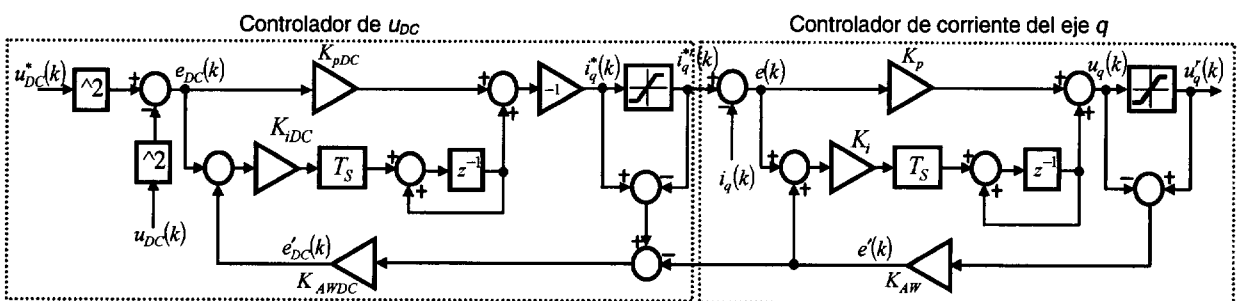


Fig. 4.31. Realización práctica del controlador de  $u_{DC}$  de la Fig. 4.28.

### 4.3.6. Resultados de simulaciones

Los resultados mostrados en los apartados 4.3.2, 4.3.3 y 4.3.4 se han obtenido sobre modelos de pequeña señal. En este apartado se simulan los algoritmos propuestos sobre los modelos de gran señal de un VSC de dos niveles y de tres niveles.

La Fig. 4.32 muestra las formas de onda de un VSC de dos niveles conectado a la red eléctrica mediante un filtro L, que funciona como rectificador y con una carga pasiva de valor  $10\Omega$ .  $i_d^* = 0$ ,  $u_{DC}^* = 750V$  y el resto de los valores de los componentes empleados son los que se muestran en la Tabla 3.13. Para la Fig. 4.32.a se emplea el controlador de la Fig. 4.25.a, mientras que para la Fig. 4.32.b se emplea el controlador de la Fig. 4.28 con los valores de  $\alpha_{DC}$  y  $K_{pDC}$  obtenidos en los apartados 4.3.2 y 4.3.3. Los controladores de corriente para los filtros L y LCL son los presentados en los apartados D.2 y 4.1, respectivamente. Como se observa, el comportamiento del VSC es correcto para las dos propuestas de control, según las especificaciones establecidas en el apartado 4.3.2. Además se comprueba que es muy similar al mostrado en los análisis linealizados de los apartados 4.3.2 y 4.3.3.

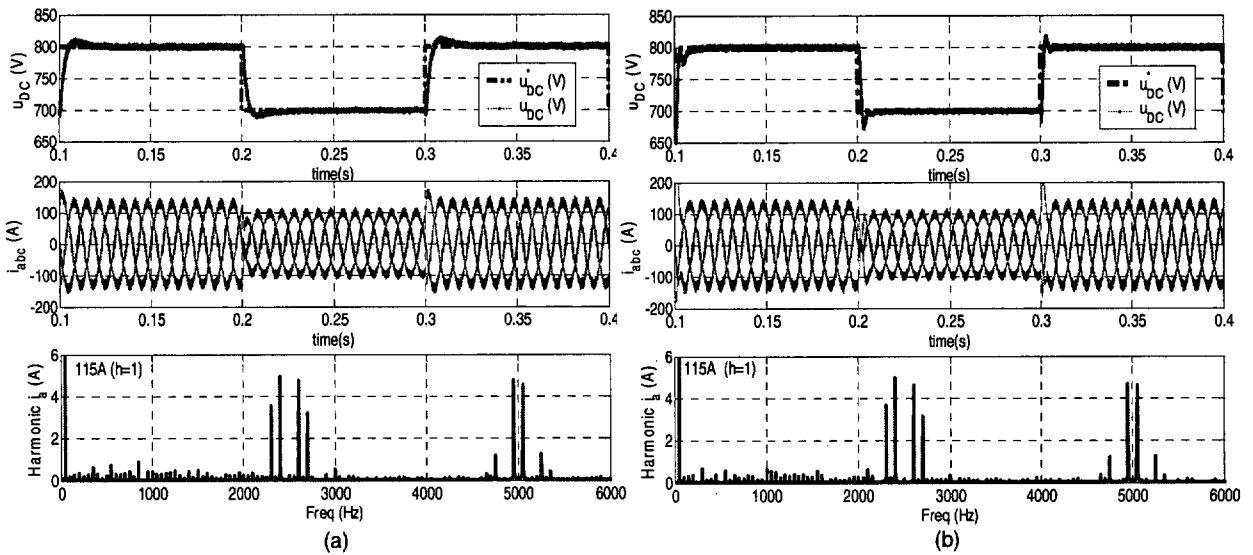


Fig. 4.32. Simulación de un VSC de dos niveles conectado a la red eléctrica a través de un filtro L. a) Con el controlador de la Fig. 4.25.a, y b) con el controlador de la Fig. 4.28.

La Fig. 4.33 es la misma representación que la Fig. 4.32, pero para un VSC conectado a la red eléctrica mediante un filtro LCL. Como en el caso de la Fig. 4.32, el comportamiento del VSC es correcto para las dos propuestas de control, según las especificaciones establecidas en el apartado 4.3.2. Además se comprueba que la respuesta es muy similar para el VSC con filtro L o con filtro LCL, con lo que una vez más se comprueba que si el lazo de control de  $u_{DC}$  se diseña con una velocidad de respuesta más lenta ( $>10$ ) que el controlador de corriente, el diseño del primero es independiente del segundo y por tanto del tipo de filtro empleado en la conexión a red.

En la Fig. 4.32 y la Fig. 4.33 se ha comprobado el funcionamiento del controlador de  $u_{DC}$  aplicando variaciones en la consigna. Otra forma de probar el comportamiento del controlador es provocando variaciones bruscas del valor de la carga, lo que para una  $u_{DC}^*$  constante implica una variación en la  $P_L$  consumida. La Fig. 4.34 muestra la respuesta temporal de  $u_{DC}$  cuando en  $t = 0.35s$  se provoca un cambio de carga de  $R_L = 100\Omega$  (valor inicial) a  $R_L = 6.5\Omega$ . En los cuatro casos mostrados en la Fig. 4.34 el sistema vuelve a alcanzar el régimen permanente después de una situación transitoria de duración  $\sim 0.02s$ , demostrando, también bajo estas circunstancias, el correcto funcionamiento de los controladores de  $u_{DC}$  propuestos.

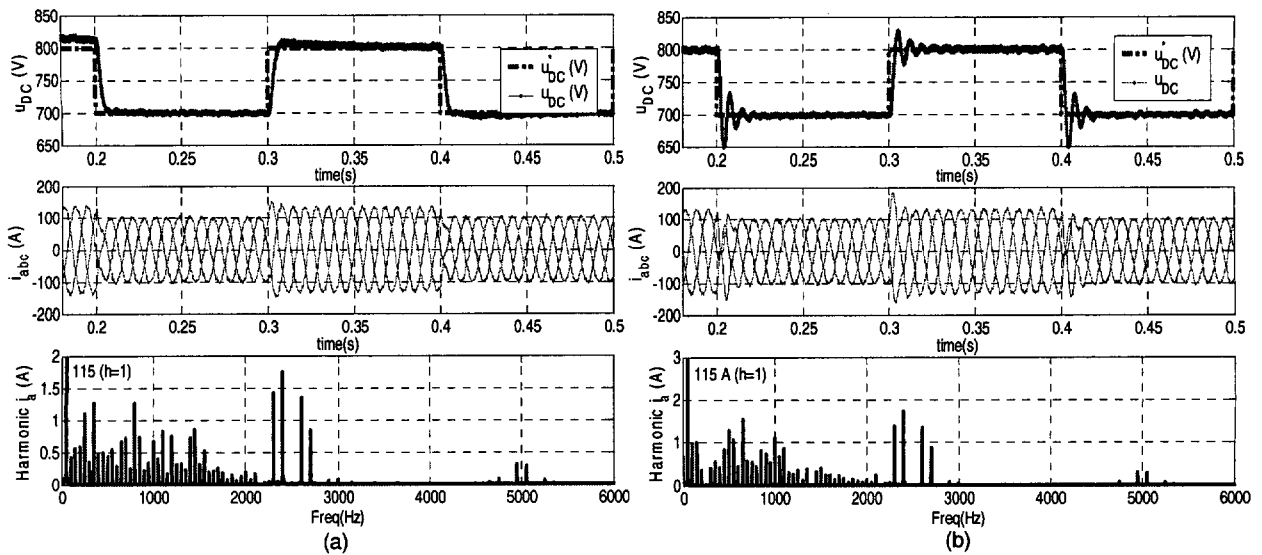


Fig. 4.33. Simulación de un VSC de dos niveles conectado a la red eléctrica a través de un filtro LCL. a) Con el controlador de la Fig. 4.25.a, y b) con el controlador de la Fig. 4.28.

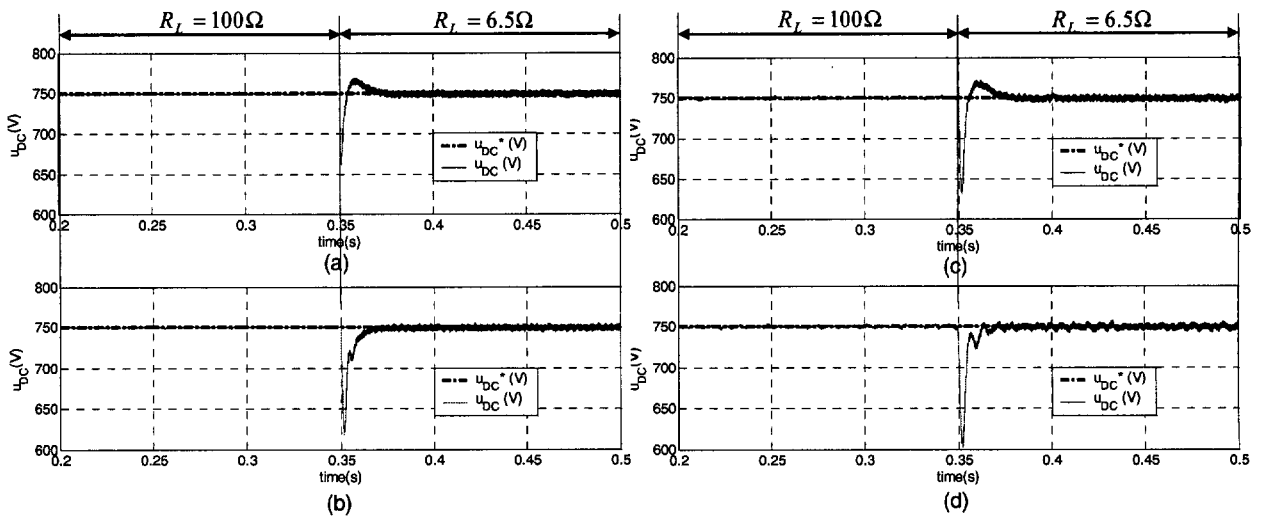


Fig. 4.34. Respuesta del controlador de  $u_{DC}$  ante un cambio de valor de la carga. Filtro L el con controlador: a) de la Fig. 4.25.a, b) de la Fig. 4.28. Filtro LCL el con controlador: c) de la Fig. 4.25.a, d) de la Fig. 4.28.

La Fig. 4.35 muestra la respuesta temporal de  $u_{DC}$  cuando las tensiones de la red están desbalanceadas para cualquiera de los dos algoritmos de control presentados en este apartado y para cualquiera de los dos filtros de red. La tensión de red tiene la expresión:

$$\begin{aligned}
 e_a(t) &= 400\sqrt{\frac{2}{3}} \cos(2\pi 50t) \\
 e_b(t) &= \left(400\sqrt{\frac{2}{3}} - 60\right) \cos(2\pi 50t - 2\pi/3 - 10) \\
 e_c(t) &= 400\sqrt{\frac{2}{3}} \cos(2\pi 50t + 2\pi/3)
 \end{aligned} \tag{4.39}$$

El resultado es que  $u_{DC}$  tiene un armónico de 100Hz debido a la secuencia negativa de la red. Los

métodos que se proponen para evitar esta oscilación se desarrollan en el Cap. 5.

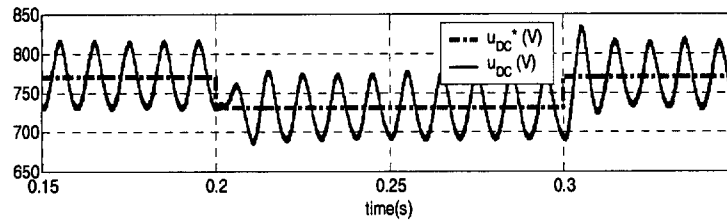


Fig. 4.35. Evolución temporal de  $u_{DC}$  ante desbalances de las tensiones de la red eléctrica.

La simulación de un convertidor ‘back-to-back’ permite acotar los valores de los condensadores del DC-bus que hacen al sistema estable para los dos controladores propuestos en los apartados anteriores y funcionando el VSC conectado a la red eléctrica en los modos rectificador y regenerativo. Los datos del convertidor ‘back-to-back’ simulado son los que se muestran en la Tabla 4.4. Uno de los VSCs está conectado a la red eléctrica de 50Hz y es el que tiene asociado el controlador de  $u_{DC}$ , mientras que el otro VSC tiene como carga una red de 25Hz. Además los VSCs son de tres niveles NPC de tal forma que si  $C_{DC2} = C_{DC1}$ , entonces  $C_{DC} = C_{DC1}/2$ .

Tabla 4.4. Datos empleados en las simulaciones del convertidor ‘back-to-back’.

‘Back-to-back’		
$f_{sw}$	2.5Khz	
$C_{DC2}=C_{DC1}$	1000 $\mu$ F	
$S_n$	100KVA	
	VSC del lado de la red de 25Hz	VSC de lado de la red de 50Hz
$R_l$	7.5m $\Omega$	7.5m $\Omega$
$L_l$	0.75mH	0.75mH
$f_l$	25Hz	50Hz
$U_{base}$	400V	400V

La Tabla 4.5 muestra la respuesta del controlador de  $u_{DC}$  para diferentes valores de los condensadores  $C_{DC2}$  y  $C_{DC1}$ , diferentes métodos de control y diferentes modos de funcionamiento. En todos los casos  $u_{DC}^* = 750V$ ,  $|P_g| \approx 100KW$  y  $Q_g \approx 0$ . La situación más crítica para el sistema es cuando está entregando potencia nominal, que es la condición con la que se ha elaborado la Tabla 4.5. Con  $C_{DC} > 375\mu F$  se asegura un correcto funcionamiento del sistema para los dos controladores de  $u_{DC}$ . La necesidad de un valor mínimo de  $C_{DC}$  se ha justificado en el apartado 4.3.1 desde dos puntos de vista. En primer lugar en el apartado 4.3.1.3 se analiza la ubicación del polo de la planta del DC-bus en función del valor de  $C_{DC}$ , si éste disminuye el rizado en  $u_{DC}$  se incrementa llevando al sistema a un comportamiento inestable. Por otro lado, disminuir de forma considerable  $C_{DC}$  implica que no se cumplan las desigualdades analizadas en el apartado 4.3.1.4 y que se tiene que hacer un control dependiente del valor de  $R_L$ .

Tabla 4.5. Resultados de las simulaciones del control de  $u_{DC}$  para un convertidor 'back-to-back'.

$C_{DC2}=C_{DC1}$	Variable de control: Corriente de $C_{DC}$		Variable de control: Energía de $C_{DC}$	
	Modo rectificador	Modo regenerativo	Modo rectificador	Modo regenerativo
200 $\mu$ F	INESTABLE	INESTABLE	INESTABLE	INESTABLE
500 $\mu$ F	ESTABLE	INESTABLE	ESTABLE	ESTABLE
750 $\mu$ F	ESTABLE	ESTABLE	ESTABLE	ESTABLE
2000 $\mu$ F	ESTABLE	ESTABLE	ESTABLE	ESTABLE

#### 4.4. Consideraciones prácticas para la implementación del sistema de control.

En este apartado se presentan una serie de consideraciones que hay que tener en cuenta para emplear los elementos del sistema de control estudiados en los apartados anteriores sobre sistemas reales.

##### 4.4.1. Desplazamiento de la consigna del generador PWM.

El controlador de corriente trabaja en los ejes  $dq0$ , y para esto es necesario realizar las transformaciones que se mostraban en la Fig. 4.9.b. Las transformaciones  $\alpha\beta \rightarrow dq$  y  $dq \rightarrow \alpha\beta$  se sincronizan con el ángulo  $\theta_1$ , que es la salida del SPLL.

Concretamente, la transformación de  $\vec{u}^*(k+1)$  a  $\vec{u}_{\alpha\beta}^*(k+1)$  se sincroniza con  $\theta_1$ , pero a este ángulo se le suma  $3\omega_1 \frac{T_s}{2}$ . Así,  $\vec{u}_{\alpha\beta}^*(k+1)$  es:

$$\vec{u}_{\alpha\beta}^*(k+1) = \vec{u}^*(k+1) \cdot e^{j\left(\theta_1(k) + 3\omega_1 \frac{T_s}{2}\right)} \quad (4.40)$$

Para aplicar esta ec.,  $\vec{u}^*(k+1)$  tiene que ser constante durante todo el período de muestreo. La suma de  $\omega_1 T_s$  a  $\theta_1$  se debe al retardo computacional del controlador, y  $\omega_1 \frac{T_s}{2}$  se hace para centrar  $\vec{u}_{\alpha\beta}^*(k+1)$  dentro del ángulo correspondiente a un período de muestreo como se muestra en la Fig. 4.36. Los valores numéricos que se muestran en esta Fig. son válidos para una frecuencia fundamental de 50Hz y un  $T_s = 200\mu s$ . Aunque en la Fig. se representa el desplazamiento del vector de referencia para SVPWM, este desplazamiento se tiene que realizar para cualquier tipo de técnica PWM empleada.

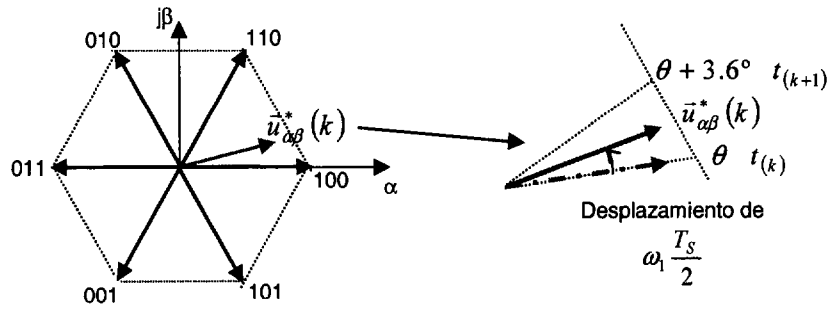


Fig. 4.36. Desplazamiento de  $\vec{u}_{\alpha\beta}^*$  en cada período de muestreo para SVPWM (VSC de dos niveles).

#### 4.4.2. Control de potencia de la red eléctrica

El control de  $P_g$  y  $Q_g$  depende de la aplicación del sistema. Por ejemplo, si el VSC es un inversor alimentado por una fuente de tensión constante, entonces se puede emplear el controlador representado en la Fig. 4.37.  $i_d^*$  e  $i_q^*$  son las consignas de entrada al controlador vectorial de corriente del filtro L o LCL.  $i_d^*$  se obtiene dividiendo la consigna de la potencia reactiva ( $Q_g^*$ ) por  $e_q$ , mientras que  $i_q^*$  se obtiene dividiendo la consigna de la potencia activa ( $P_g^*$ ) entre  $e_q$ .

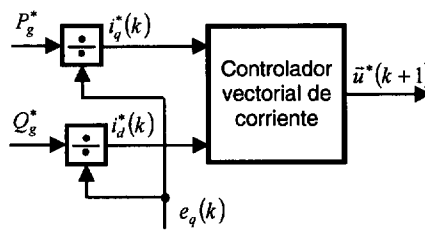


Fig. 4.37. Controlador de la potencia de la red eléctrica.

Por otro lado, cuando el VSC no está alimentado por una fuente de tensión constante, se pueden plantear dos situaciones, que son:

- Carga pasiva, entonces  $P_g^* \approx \frac{u_{DC}^{*2}}{R_L}$ .
- Carga activa. El sistema tiene una estructura como la representada en la Fig. 4.38, y la transferencia de potencia activa de la red eléctrica está determinada por  $i_{q2}^*$ . La consigna de  $u_{DC}$  únicamente determina que la corriente por el DC-bus sea mayor o menor para la misma transferencia de potencia.

Como ya se ha indicado, en el sistema de la Fig. 4.38 la transferencia de potencia activa de la red a la carga, o viceversa, está determinada por la consigna  $i_{q2}^*$ . Por otro lado,  $i_{d1}^*$  e  $i_{d2}^*$ , que son las consignas de corriente reactiva de cada VSC, determinan la potencia reactiva que intercambian la red y el VSC1, y la carga y el VSC2, respectivamente. La potencia reactiva que maneja cada convertidor depende, además de las limitaciones del propio convertidor, del valor de  $C_{DC}$ , pues según aumentan  $i_{d1}^*$  e  $i_{d2}^*$  aumenta la corriente instantánea que circula por el DC-bus.

Cada convertidor de forma individual puede manejar la potencia nominal. El problema aparece

con  $C_{DC}$  pequeñas, puesto que el desacoplamiento entre la etapa rectificadora e inversora disminuye, y si se quiere entregar a la red y a la carga a la vez elevadas potencias reactivas, el sistema puede llegar a ser inestable.

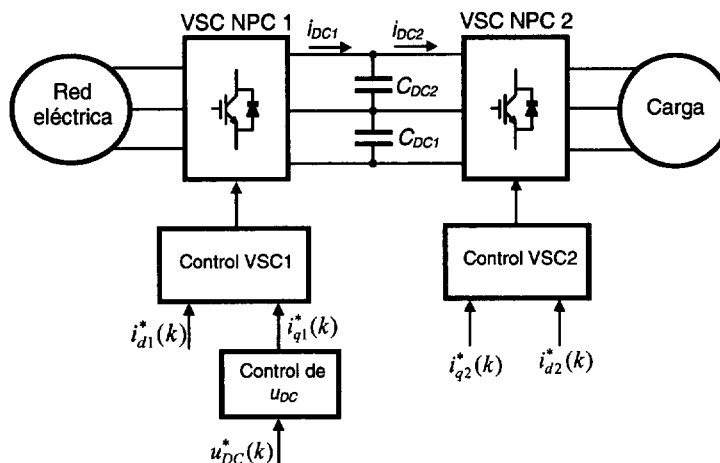


Fig. 4.38. Diagrama de bloques simplificado de un convertidor ‘back-to-back’ con los controladores.

#### 4.4.3. Limitación de corriente.

Durante las operaciones en régimen permanente, las corrientes por las fases de la red eléctrica no deben exceder el valor nominal. Dependiendo de cuál sea el objetivo del controlador, es decir entregar potencia activa, o compensar potencia reactiva, se limita  $i_d^*$  en función de  $i_q^*$ , o viceversa.

Por ejemplo, si se limita  $i_q^*$  en función de  $i_d^*$ , entonces, el valor límite de  $i_q^*$  es:

$$\begin{aligned}
 |i_q^*| &\leq \sqrt{|\vec{i}_{g\max}|^2 - i_d^{*2}} \\
 \begin{cases} i_{q\_max}^* = \sqrt{|\vec{i}_{g\max}|^2 - i_d^{*2}} \\ i_{q\_min}^* = -\sqrt{|\vec{i}_{g\max}|^2 - i_d^{*2}} \end{cases} & \quad (4.41) \\
 i_q^{*r} &= [i_q^*]_{\min}^{\max}
 \end{aligned}$$

donde  $i_q^{*r}$  es el valor de la consigna de la corriente del eje  $q$  limitada, e

$$|\vec{i}_{g\max}| = S_n / E_n = \sqrt{3} I_n = I_{base} .$$

Generalmente, la limitación de corriente se implementa limitando las referencias de corriente. Por esta razón, es conveniente reducir en un tanto por ciento  $|\vec{i}_{g\max}|$ , puesto que la acción del control puede provocar sobreimpulsos en la corriente de salida del convertidor que superan la máxima corriente de salida. El tanto por ciento que hay que reducir  $|\vec{i}_{g\max}|$  con respecto a  $I_{base}$  depende del sobreimpulso máximo del controlador y de la duración de éste.

#### 4.4.4. Limitación de tensión.

La salida del controlador de corriente es la consigna de tensión del generador PWM ( $\bar{u}^*$ ). Para elevadas  $i_q^*$  e  $i_d^*$ , el controlador de corriente demanda  $\bar{u}^*$  elevadas que exceden la máxima tensión



realizable por el convertidor PWM (fuera del hexágono de la Fig. 4.39). Cuando esto ocurre, se produce una saturación de tensión, que se expresa como:

$$\vec{u}^{*r} = PWM(\vec{u}^*, \theta_1) \quad (4.42)$$

donde  $\vec{u}^{*r}$  es la salida del controlador de corriente modificada y  $\theta_1$  es el ángulo del vector  $\vec{u}^*$  en el desplazamiento sobre el plano de modulación de la Fig. 4.39. La saturación de tensión es particularmente probable cuando se aplica un escalón elevado a  $i_q^*$ , puesto que la tensión de la red está alineada con el eje  $q$ .

La máxima tensión realizable depende básicamente de la técnica de generación PWM empleada y del valor  $u_{DC}$ . Para mantener un control correcto de corriente cuando el convertidor está trabajando en la zona de saturación, es necesario detectar y limitar apropiadamente  $\vec{u}^*$ . Las técnicas de limitación propuestas por [Ottersten, *et al.*, 02] están basadas en la técnica de modulación SVPWM, pero son exactamente aplicables a la técnica de modulación THSPWM. De todos los métodos propuestos en la referencia anterior, en esta Tesis se emplea el “método CL”, que consiste en elegir el mayor vector posible dentro del círculo de la Fig. 4.39 y orientarlo en la misma dirección que el vector de referencia. Este último está en la zona de sobremodulación o saturación si:

$$|\vec{u}_{\alpha\beta}^*| > \frac{u_{DC}}{\sqrt{2}} \quad (4.43)$$

y el vector de tensión modificado es:

$$\vec{u}_{\alpha\beta}^{*r} = \frac{u_{DC}}{\sqrt{2}} \frac{\vec{u}_{\alpha\beta}^*}{|\vec{u}_{\alpha\beta}^*|} \quad (4.44)$$

El inconveniente de este método es que el comportamiento transitorio es lento porque no hace uso de la región de sobremodulación. La ventaja es que no se trabaja en la zona de sobremodulación donde se generan elevados armónicos de baja frecuencia en la carga, por lo que es conveniente operar en ella únicamente durante los transitorios del controlador.

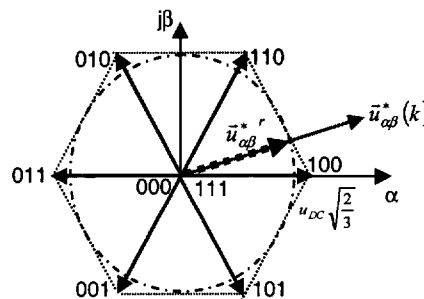


Fig. 4.39. Limitación de tensión de un convertidor PWM trifásico de dos niveles (el valor indicado corresponde a la tensión de pico de fase máxima).

#### 4.5. Conclusiones.

Este Cap. de la Tesis se ha centrado en el sistema de control de los VSCs conectados a la red eléctrica. De todos los elementos que forman este sistema, se han propuesto y estudiado el controlador de corriente del filtro LCL, el SPLL y el controlador de  $u_{DC}$ .

Para controlar VSCs conectados a la red eléctrica a través de un filtro LCL se ha propuesto un algoritmo que controla la corriente de la red ( $\bar{i}_2(t)$ ), lo que permite obtener de forma exacta un desplazamiento del factor de potencia unidad en el PCC. El inconveniente de trabajos similares como [Lindgren, *et al.*, 98] o [Bojrup, 99], es que emplean un conjunto de sensores para realizar el control. Otra limitación de ambos trabajos es la dependencia del controlador propuesto con el valor de los componentes del filtro, porque la respuesta del sistema es muy sensible a la ubicación de las frecuencias de resonancia del filtro, de conmutación del convertidor y de muestreo del controlador. El algoritmo propuesto en esta Tesis resuelve ambos inconvenientes. En primer lugar únicamente se emplean dos conjuntos de sensores, estimando el resto de variables mediante un observador de estados; y en segundo lugar se amortigua la respuesta del controlador mediante ‘dampings’ activos que no precisan sensores adicionales, haciendo que el controlador sea prácticamente independiente de la ubicación de las tres frecuencias indicadas anteriormente.

En cuanto al SPLL, la aportación más destacable es el estudio del comportamiento del VSC en función de la configuración y la velocidad de respuesta del SPLL ante diferentes perturbaciones de la red eléctrica. La conclusión obtenida es que el uso del SPLL con DSC hace que el VSC tenga peor respuesta ante las perturbaciones, cuando se emplea un controlador de corriente de la secuencia positiva. Así, el SPLL con DSC resulta óptimo en sistemas con controladores duales [Saccomando, *et al.*, 01] (Cap. 5), o en controladores donde el ‘feedforward’ no es la salida del SPLL, sino la información exacta de las tensiones de la red eléctrica [Klumpner, *et al.*, 04]. En caso contrario es mejor emplear un SPLL sin DSC porque la acción ‘feedforward’ en el controlador es más efectiva.

En el apartado del controlador de  $u_{DC}$  se han obtenidos dos modelos de la tensión del DC-bus. Se han acotado los valores que permiten realizar un control independiente del valor de la carga. A continuación se han propuesto dos controladores basados en los dos modelos obtenidos, se han diseñado mediante el lugar de las raíces del plano  $z$  y se han comparado las respuestas del controlador para los filtros de red L y LCL. Esto último ha supuesto una aportación con respecto a trabajos técnicos relacionados con esta temática. Para analizar la respuesta del controlador de  $u_{DC}$  en función del modo de funcionamiento se ha usado el modelo linealizado de pequeña señal y el modelo de gran señal. A partir del modelo linealizado de pequeña señal se concluye que el controlador de  $u_{DC}$  es inestable cuando funciona en modo inversor y estable cuando funciona en modo rectificador independientemente del valor de  $C_{DC}$ . Por otro lado, según se ha demostrado de forma analítica y validado mediante simulaciones de los modelos de gran señal, los controladores desarrollados son estables dentro de un margen de valores de  $C_{DC}$ . Para el caso del “CONDOR Converter”  $C_{DC} > 375 \mu F$  asegura un correcto funcionamiento con los dos controladores de  $u_{DC}$  propuestos.

## 5

## Optimización del comportamiento de los VSCs ante perturbaciones del sistema

Para optimizar el comportamiento de los VSCs ante posibles perturbaciones (apartado 2.3) resulta imprescindible desarrollar algoritmos: (1) de identificación de las variables temporales de la red eléctrica (amplitudes, fase y frecuencia), lo que permite identificar tensiones desbalanceadas, armónicos, etc.; (2) de identificación de las impedancias de la red y del filtro de red; y (3) de control para compensar el efecto de las perturbaciones.

La Fig. 5.1 propone una secuencia de ejecución de estos algoritmos. Los tres algoritmos de identificación se ejecutan: (1) en la inicialización del sistema; (2) cuando se detecta algún problema en el sistema, como, por ejemplo, un error en régimen permanente; y (3) cada cierto tiempo de ejecución del algoritmo de control ( $t_{\text{identificación}}$ ). Después de ejecutar los algoritmos de identificación se elige el tipo de controlador a usar y se ajustan las constantes de éste. De todos los algoritmos mostrados en la Fig. 5.1, en este Cap. se desarrollan los algoritmos de identificación de la impedancia de la red eléctrica y de los componentes del filtro de red, y los algoritmos de control para compensar perturbaciones de la red eléctrica.

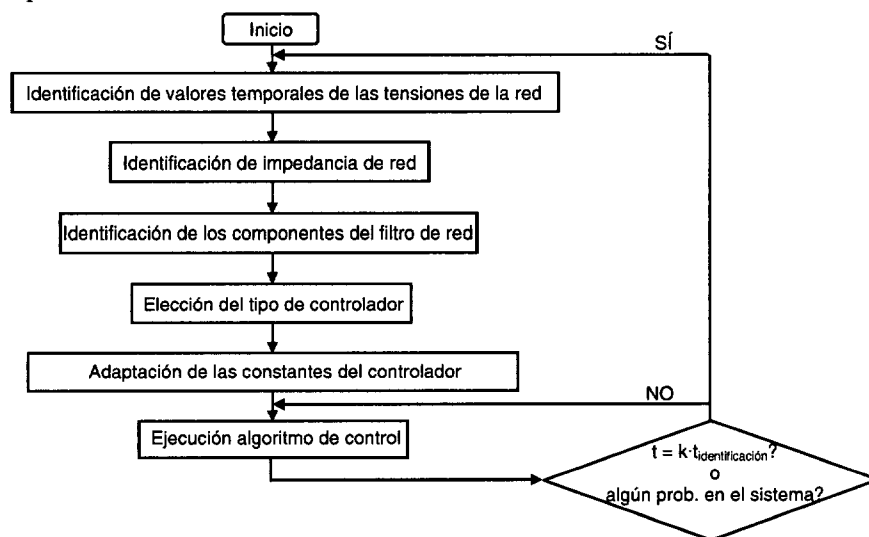


Fig. 5.1. Diagrama de flujo de los procesos de identificación del controlador.

En la literatura técnica se proponen diferentes métodos, ‘off-line’ y ‘on-line’, de medida de la impedancia de la línea [Asiminoaei, *et al.*, 04]. El inconveniente de este tipo de trabajos es que no

proponen métodos para compensar los errores que se producen en el sistema debidos a la impedancia no nula de la red y que inicialmente no se tienen en cuenta en el diseño del controlador. Así, en este Cap. se propone un método de identificación ‘on-line’ basado en los ejes  $dq0$ , se analizan los errores que se producen en el sistema cuando no se tiene en cuenta esta impedancia y por último se propone un método para compensar estos errores.

En cuanto a la identificación de las variaciones de los parámetros del filtro de línea, no existen muchos trabajos donde aparezcan los efectos de estos problemas sobre el sistema. Y además tampoco existen muchos trabajos en los que se aporten soluciones para la identificación y modificación de las constantes del controlador una vez identificados estos parámetros, el único destacable es [Arriagada, *et al.*, 03]. Los problemas de una correcta estimación de los parámetros del filtro de red se analizan en el apartado 4.1 y Ap. D. En este Cap. el objetivo es analizar diferentes técnicas de identificación pero añadiendo el efecto del ruido sobre los estados de salida del modelo. Por esta razón se comparan métodos de identificación directos (basados en las ecuaciones analíticas) con métodos de identificación estocásticos, concretamente con el algoritmo EKF (‘Extended Kalman Filter’). La aplicación del algoritmo EKF ha sido muy empleada en Electrónica de Potencia para identificar parámetros de las maquinas eléctricas [Zai, *et al.*, 92], pero resulta novedoso cuando se trata de identificar los valores de los componentes del filtro de red.

Un caso particular de desconocimiento de los parámetros del filtro de red se produce cuando se saturan las bobinas. En este Cap. se analiza el efecto de esta situación sobre la respuesta del sistema para el filtro LCL, que es el más crítico.

Para optimizar el comportamiento del VSC con armónicos en la tensión de red se han propuesto algunos métodos de control como “Controladores con múltiples ejes de referencia rotatorios ( $dq$ )” [Allmeling, 04], o “Controladores con múltiples ejes de referencia estacionarios ( $\alpha\beta$ )” [Yuan, *et al.*, 02] (apartado 2.3.1). Estos controladores son muy útiles para aplicaciones donde se requiere un control muy preciso de los armónicos, pero tienen una carga computacional muy elevada. Para la aplicación del VSC en esta Tesis, no es necesario hacer un control tan exacto, y se propone un método con una carga computacional más reducida, y que se denomina “Controlador de corriente con feedforward predictivo”. Consiste en inyectar corriente a la red con, únicamente, el armónico fundamental independientemente de los armónicos de la tensión de red.

Una de las perturbaciones más típica de la red eléctrica son los ‘dips’, que son caídas temporales de las tensiones de la red eléctrica, en la mayoría de los casos desbalanceadas, con duración entre 10 ms y 1 minuto. Por esta razón, en este Cap. tendrá un tratamiento especial el control de los VSCs ante desbalances en la tensión de red. Se analiza el comportamiento de un controlador de corriente dual para un VSC conectado a la red eléctrica mediante filtro L capaz de funcionar bajo condiciones extremas y generalizadas de desbalanceo en las tensiones de red y, además, lo que supone una aportación respecto a trabajos como [Song, *et al.*, 99], [Magueed, *et al.*, 04a], [Magueed, *et al.*, 04b], [Suh, *et al.*, 02] o [Suh, *et al.*, 04], para un VSC con filtro LCL. Otra aportación, respecto a los trabajos señalados, consiste en analizar el uso de controladores duales en VSCs conectados a la red eléctrica con carga activa, concretamente en convertidores ‘back-to-back’.

### 5.1. Identificación y compensación de la impedancia de la red eléctrica.

Los algoritmos propuestos en este apartado son válidos para los filtros de red L y LCL, indicando en el documento las consideraciones que hay que tener en cuenta en cada caso. Están basados en los ejes  $dq0$  porque a partir de estos ejes resulta muy fácil obtener información de variables senoidales. En cambio si se emplean los ejes  $abc$ , se necesita por lo menos un ciclo de la señal de red para obtener información de valores eficaces, valores de pico, etc.

#### 5.1.1. Modelo y efectos sobre el sistema.

La Fig. 5.2.a representa un VSC que se conecta a una línea de distribución no ideal. Ésta se modela como un generador de tensión ideal y su impedancia equivalente, que está formada por una inductancia denominada inductancia de cortocircuito ( $L_{SC}$  o  $L_g$ ) y su resistencia equivalente ( $R_{SC}$  o  $R_g$ ). La Fig. 5.2.b muestra el circuito simplificado con variables vectoriales, donde  $\vec{e}_g$  es la tensión en el PCC y  $\vec{e}_s$  es la tensión de red ideal; y el diagrama fasorial, despreciando el valor de  $R_{SC}$ , se representa en la Fig. 5.2.c. Las ecuaciones que describen el circuito de la Fig. 5.2.b en los ejes  $dq0$  son:

$$\begin{aligned} e_d &= R_{SC}i_d + L_{SC} \frac{di_d}{dt} - \omega_1 L_{SC}i_q + e_{sd} \\ e_q &= R_{SC}i_q + L_{SC} \frac{di_q}{dt} + \omega_1 L_{SC}i_d + e_{sq} \end{aligned} \tag{5.1}$$

Esta ec. es válida para los filtros L y LCL.

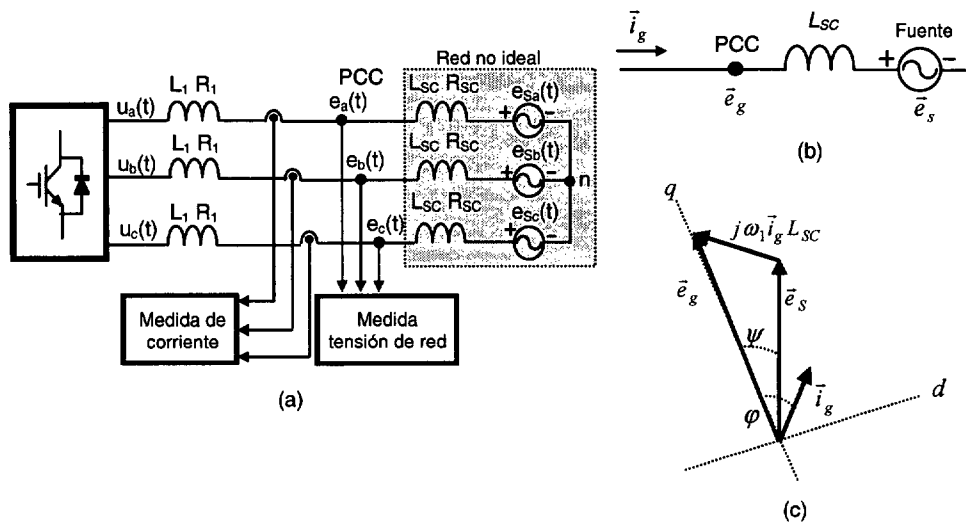


Fig. 5.2. a) VSC con filtro L conectado a una red eléctrica con impedancia de línea no despreciable. b) Circuito simplificado con variables vectoriales. c) Diagrama fasorial.

En el apartado 4.1 y Ap. D se ha hecho un análisis del efecto de  $L_{SC}$  sobre el sistema, y se indica que cuando  $L_{SC}$  tiene un valor  $\geq L_1$  para el caso del filtro L, o  $\geq L_2$  para el caso del filtro LCL, el sistema tiende a ser inestable. Sin llegar al extremo de la inestabilidad, la presencia de una inductancia de red con valores no despreciables comparados con los de la inductancia del filtro provoca un error en el sistema puesto que, como se observa en la Fig. 5.3.a, la nueva planta tiene la

siguiente función de transferencia en los ejes  $\alpha\beta$  (filtro L):

$$\bar{T}(s) = \frac{\bar{i}_g}{\bar{u}} = \frac{1}{R_1 + R_{SC} + s(L_1 + L_{SC})} \quad (5.2)$$

mientras que el controlador se diseña suponiendo que la planta es  $\bar{T}(s) = \frac{\bar{i}_g}{\bar{u}} = \frac{1}{R_1 + sL_1}$ . El resultado de esto se representa en la Fig. 5.3.b donde se muestran las componentes  $d$  y  $q$  de la corriente de red de un VSC conectado a la red eléctrica mediante un filtro L, con  $R_{SC} = 0.0125\Omega$  y  $L_{SC} = 1mH$ . El resto de componentes toman los valores indicados en la Tabla 3.13, y el controlador empleado es el desarrollado en el apartado D.2. Como se observa en la Fig. 5.3.b se introduce un ruido considerable en las dos componentes de la corriente de la red, se comete un error en régimen permanente en la salida de la corriente  $q$ , y por último, se produce un mayor acoplamiento entre las corrientes de los ejes  $d$  y  $q$ .

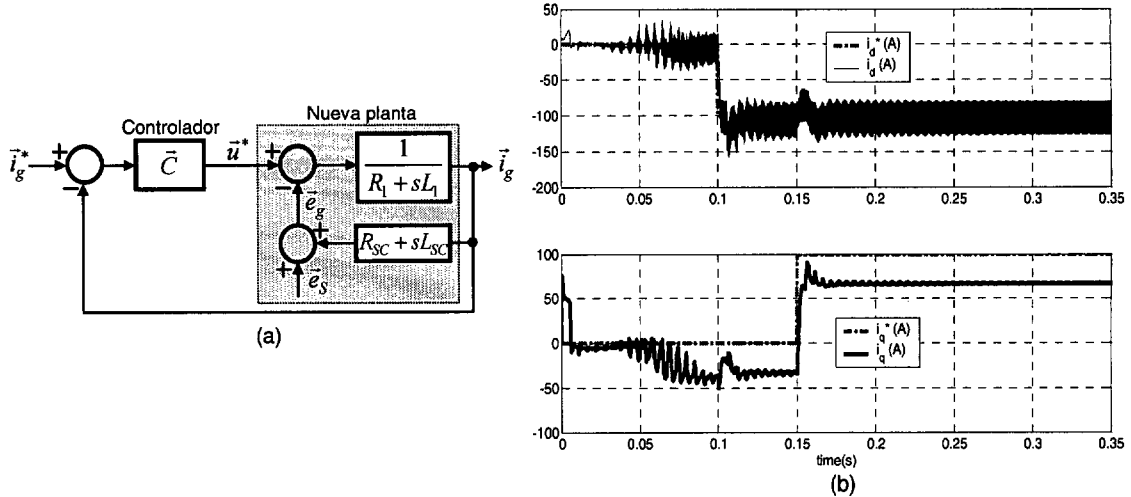


Fig. 5.3. a) Modelo simplificado en el plano  $s$  del circuito de la Fig. 5.2.b. b) Respuesta temporal.

El nuevo modelo del sistema de la Fig. 5.3.a (filtro L) incluyendo las variables de estado  $\bar{e}_s$ , la resistencia  $R_{SC}$  y la inductancia  $L_{SC}$  se puede describir como:

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_d \\ \dot{i}_q \\ \dot{e}_{sd} \\ \dot{e}_{sq} \end{bmatrix} = A \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ e_{sd} \\ e_{sq} \end{bmatrix} + B \begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix} \quad (5.3)$$

$$A = \begin{bmatrix} -\frac{R_1 + R_{SC}}{L_1 + L_{SC}} & \omega_1 & -\frac{1}{L_1 + L_{SC}} & 0 \\ -\omega_1 & -\frac{R_1 + R_{SC}}{L_1 + L_{SC}} & 0 & -\frac{1}{L_1 + L_{SC}} \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}; \quad B = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_1 + L_{SC}} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_1 + L_{SC}} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}$$

Por otro lado, si el VSC está conectado a la red eléctrica mediante un filtro LCL, el nuevo modelo de red es:

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_{1d} \\ \dot{i}_{1q} \\ \dot{u}_{cd} \\ \dot{u}_{cq} \\ \dot{i}_{2d} \\ \dot{i}_{2q} \\ \dot{e}_{sd} \\ \dot{e}_{sq} \end{bmatrix} = A \begin{bmatrix} i_{1d} \\ i_{1q} \\ u_{cd} \\ u_{cq} \\ i_{2d} \\ i_{2q} \\ e_{sd} \\ e_{sq} \end{bmatrix} + B \begin{bmatrix} u_{1d} \\ u_{1q} \end{bmatrix}; \quad B = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_1} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_1} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$A = \begin{bmatrix} -\frac{R_1}{L_1} & \omega_1 & -\frac{1}{L_1} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -\omega_1 & -\frac{R_1}{L_1} & 0 & -\frac{1}{L_1} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \frac{1}{C_o} & 0 & 0 & \omega_1 & -\frac{1}{C_o} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{C_o} & -\omega_1 & 0 & 0 & -\frac{1}{C_o} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{L_2 + L_{SC}} & 0 & -\frac{R_2 + R_{SC}}{L_2 + L_{SC}} & \omega_1 & -\frac{1}{L_2 + L_{SC}} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \frac{1}{L_2 + L_{SC}} & -\omega_1 & -\frac{R_2 + R_{SC}}{L_2 + L_{SC}} & 0 & -\frac{1}{L_2 + L_{SC}} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

(5.4)

### 5.1.2. Método de identificación de la inductancia y resistencia equivalente de la red.

En la ec. (5.1),  $\vec{e}_g = e_d + je_q$  e  $\vec{i}_g = i_d + ji_q$  son variables que se miden con los sensores del sistema. Para identificar  $L_{SC}$  y  $R_{SC}$  se propone el siguiente proceso:

1. Se mide  $\vec{e}_g$  cuando  $\vec{i}_g = 0$  (circuito abierto), así que  $|\vec{e}_s| = |\vec{e}_g|$ .
2. La medida anterior también sirve para sincronizar las señales  $u_a^*$ ,  $u_b^*$  y  $u_c^*$  con  $e_{sa}$ ,  $e_{sb}$  y  $e_{sc}$ , respectivamente.  $u_a^*$ ,  $u_b^*$  y  $u_c^*$  son las señales de referencia de las fases  $a$ ,  $b$  y  $c$  del generador PWM del VSC.
3. Para evitar las posibles inestabilidades del controlador de corriente cuando  $L_{SC}$  o  $R_{SC}$  toman un valor elevado con respecto a los componentes del filtro, el VSC se puede excitar en lazo abierto, lo que consiste en fijar unos valores de  $u_a^*$ ,  $u_b^*$  y  $u_c^*$  sin la acción del controlador. Así, el VSC deja de estar controlado y pasa a un modo de análisis.

A partir de las medidas previas, la ec. (5.1) se reescribe de la siguiente forma (se supone régimen permanente y  $\psi$  muy pequeña):

$$\begin{aligned} e_d &= R_{SC}i_d - \omega_1 L_{SC}i_q + |\bar{e}_s| \sin \psi \approx R_{SC}i_d - \omega_1 L_{SC}i_q + |\bar{e}_s| \psi \\ e_q &= R_{SC}i_q + \omega_1 L_{SC}i_d + |\bar{e}_s| \cos \psi \approx R_{SC}i_q - \omega_1 L_{SC}i_d + |\bar{e}_s| \end{aligned} \quad (5.5)$$

Los valores de  $R_{SC}$  y  $L_{SC}$  se calculan como:

$$\hat{R}_{SC} \approx \frac{e_d i_d + (e_q - |\bar{e}_s|) i_q}{i_d^2 + i_q^2}; \quad \hat{L}_{SC} \approx \frac{(e_q - |\bar{e}_s|) i_d - e_d i_q}{\omega_1 (i_d^2 + i_q^2)} \quad (5.6)$$

donde  $\hat{R}_{SC}$  y  $\hat{L}_{SC}$  son las variables estimadas de  $R_{SC}$  y  $L_{SC}$ , respectivamente. Si se realiza una correcta orientación de la tensión en el punto PCC  $e_d = 0$  y las ecuaciones anteriores se pueden reescribir como:

$$\hat{R}_{SC} \approx \frac{(e_q - |\bar{e}_s|) i_q}{i_d^2 + i_q^2}; \quad \hat{L}_{SC} \approx \frac{(e_q - |\bar{e}_s|) i_d}{\omega_1 (i_d^2 + i_q^2)} \quad (5.7)$$

La ec. (5.6) y la ec. (5.7) parten del supuesto que  $\psi \approx 0$ , lo que se consigue si el desfase entre  $\bar{e}_g$  y  $\bar{u}^*$  es cero (lo que implica que  $\varphi \approx 90^\circ$ ), incluso para valores elevados de  $L_{SC}$  comparados con la inductancia del filtro de red. Por otro lado, la magnitud de  $\bar{u}^*$  depende de los valores de  $L_{SC}$  y  $R_{SC}$ .

La Fig. 5.4 muestra la respuesta del método propuesto ante dos casos de identificación de  $L_{SC}$  y  $R_{SC}$  cuando un VSC con filtro L se conecta a una red de la que se desconoce a priori el valor de  $L_{SC}$ . En la Fig. 5.4.a  $L_{SC} = L_1$  y  $R_{SC} = \frac{R_1}{3}$ , mientras que en la Fig. 5.4.b  $L_{SC} = 5L_1$  y  $R_{SC} = 1.67R_1$ . Los datos empleados de  $e_{Sa}$ ,  $e_{Sb}$ ,  $e_{Sc}$ ,  $u_a^*$ ,  $u_b^*$  y  $u_c^*$  son los que se muestran en la Tabla 5.1.

Tabla 5.1. Valores de las tensiones del VSC en los ensayos de la Fig. 5.4.

$e_{Sa}, e_{Sb}$ y $e_{Sc}$	$u_a^*, u_b^*$ y $u_c^*$
$e_{Sa}(t) = 400\sqrt{\frac{2}{3}} \cos(2\pi 50t)$	$u_a^*(t) = 425\sqrt{\frac{2}{3}} \cos(2\pi 50t)$
$e_{Sb}(t) = 400\sqrt{\frac{2}{3}} \cos(2\pi 50t - 2\pi/3)$	$u_b^*(t) = 425\sqrt{\frac{2}{3}} \cos(2\pi 50t - 2\pi/3)$
$e_{Sc}(t) = 400\sqrt{\frac{2}{3}} \cos(2\pi 50t + 2\pi/3)$	$u_c^*(t) = 425\sqrt{\frac{2}{3}} \cos(2\pi 50t + 2\pi/3)$

Como se observa en la Fig. 5.4, la identificación de  $L_{SC}$  presenta unos resultados excelentes, con errores prácticamente nulos, mientras que la identificación de  $R_{SC}$  arroja peores resultados. Esto es porque el método de identificación está basado en calcular las caídas de tensión de cada uno de los elementos, y la caída de tensión en  $R_{SC}$  toma valores muy pequeños comparados con los de la inductancia de  $L_{SC}$ . En el siguiente apartado se muestra el efecto que tiene sobre el



controlador un error de estimación en  $R_{SC}$ .

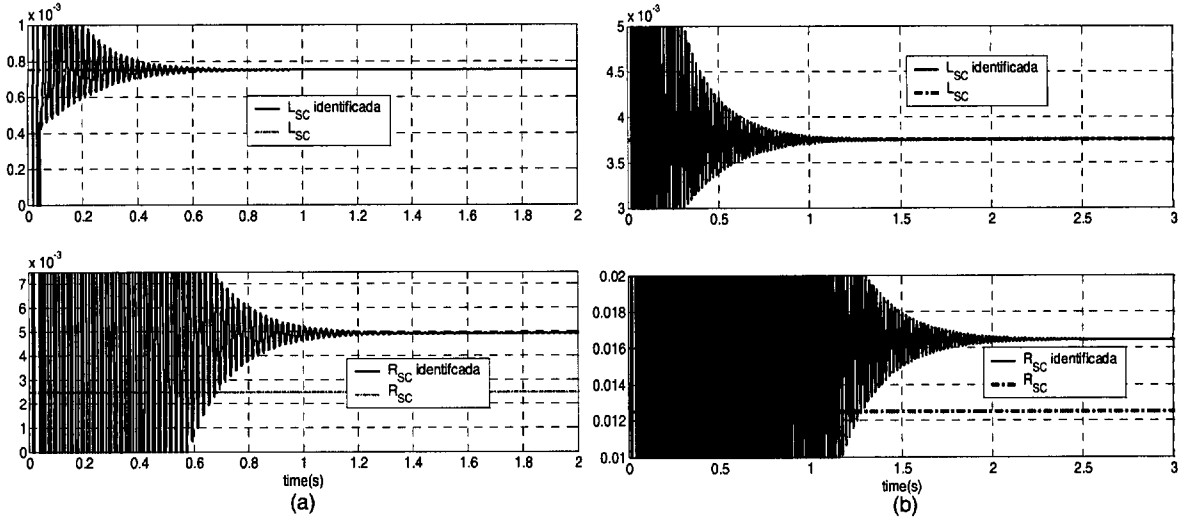


Fig. 5.4. Identificación de  $L_{SC}$  y  $R_{SC}$  para los dos ensayos de la Tabla 5.1.

### 5.1.3. Compensación de los errores introducidos en el sistema.

En el caso del filtro L, una vez identificados  $L_{SC}$  y  $R_{SC}$  éstos se incluyen en las constantes del controlador sumándolos directamente a  $L_1$  y  $R_1$ , respectivamente. En cambio, para el filtro LCL,  $L_{SC}$  y  $R_{SC}$  se suman en las constantes del controlador a  $L_2$  y  $R_2$ , respectivamente.

Como el sistema no tiene acceso a  $\vec{e}_s$ , a partir de la ec. (5.3) para el filtro L, o la ec. (5.4) para el filtro LCL, se realiza un observador con el que se obtienen los estados  $\hat{e}_{sd}$  y  $\hat{e}_{sq}$ . Por ejemplo, la ec. del observador para el filtro L es:

$$\begin{bmatrix} \hat{i}_d(k+1) \\ \hat{i}_q(k+1) \\ \hat{e}_{sd}(k+1) \\ \hat{e}_{sq}(k+1) \end{bmatrix} = \bar{G} \begin{bmatrix} \hat{i}_d(k) \\ \hat{i}_q(k) \\ \hat{e}_{sd}(k) \\ \hat{e}_{sq}(k) \end{bmatrix} + \bar{H} \begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix} + \bar{k}_e \left( \begin{bmatrix} i_d(k) \\ i_q(k) \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} \hat{i}_d(k) \\ \hat{i}_q(k) \end{bmatrix} \right) \quad (5.8)$$

donde  $\bar{G}$  y  $\bar{H}$  son las matrices-vectores discretas de  $A$  y  $B$  según la ec. (5.3). Los estados  $\hat{e}_{sd}$  y  $\hat{e}_{sq}$  se emplean para realizar el ‘feedforward’ del controlador de corriente. Además con el mismo observador de estados se obtiene  $\hat{i}_{smith}$ , que se emplea para compensar el retardo computacional, y las tensiones  $d$  y  $q$  del condensador en el caso del filtro LCL.

La Fig. 5.5 muestra los resultados del método de compensación con las condiciones que se indican en la Tabla 5.2, y empleando el modelo de pequeña señal de un VSC conectado a la red eléctrica mediante filtro L. Los valores de los componentes del filtro de red son los indicados en la Tabla 3.13, y no se añade resistencia activa en el algoritmo de control. En la Fig. 5.5.a,  $L_{SC}$  y  $R_{SC}$  son identificadas exactamente, mientras que en la Fig. 5.5.b, se produce un error de identificación en  $R_{SC}$  del 50%. En esta Fig. se observa que el método de compensación propuesto mejora la

respuesta del sistema cuando se conecta a redes con impedancia no nula, y que el error de identificación de  $R_{SC}$  no afecta de forma considerable a la respuesta final del sistema.

Tabla 5.2. Datos empleados en las simulaciones de la Fig. 5.5.

	Fig. 5.5.a	Fig. 5.5.b
$L_{SC}$	1mH	1mH
$\hat{L}_{SC}$	1mH	1mH
$R_{SC}$	0.0125Ω	0.0125Ω
$\hat{R}_{SC}$	0.0125Ω	0.025Ω

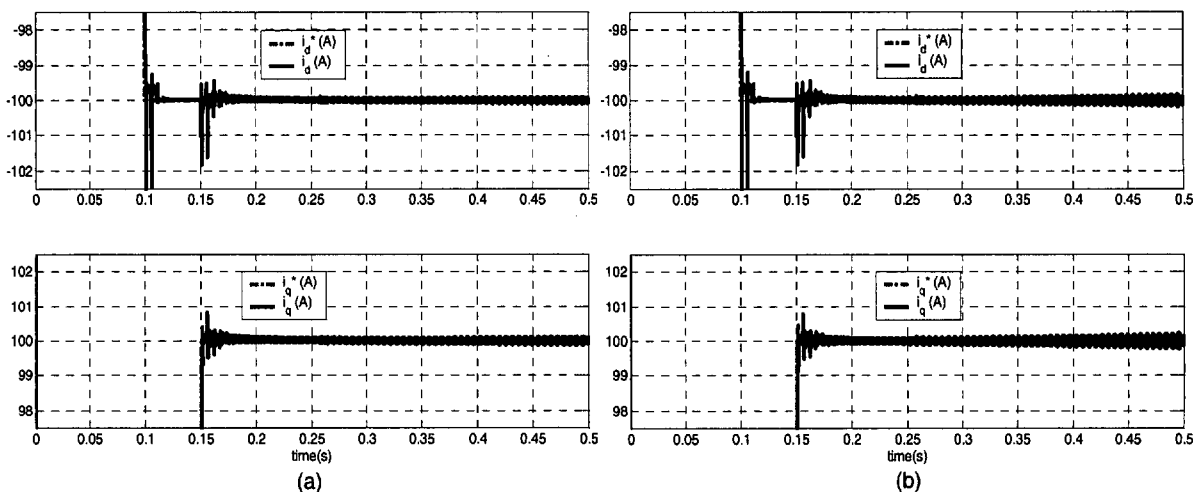


Fig. 5.5. Respuesta temporal con el algoritmo de corrección.

## 5.2. Identificación de los componentes del filtro de red.

Los valores de los componentes que forman el filtro de red pueden variar durante el funcionamiento del VSC debido a derivas temporales, saturaciones de las inductancias, etc. En el apartado 4.1 y Ap. D se han analizado los problemas que producen las derivadas temporales de los componentes sobre la respuesta del sistema. La razón de esto es que los controladores empleados están diseñados para tener respuesta ‘dead-beat’, lo que implica que se cancelan polos de la planta mediante ceros del controlador. Si hay un error pequeño entre la estimación de parámetros y el valor real se producen errores en régimen permanente cuyo valor es función del error cometido, pero si los errores son grandes se pueden producir inestabilidades. A qué valores corresponde el término grande o pequeño se analiza en el apartado 4.1 y Ap. D.

Estos efectos se pueden reducir empleando control adaptativo. Esta técnica de control, como se muestra en la Fig. 5.6, consiste en desarrollar un sistema de identificación ‘on-line’, y una vez obtenidos los valores actuales de los componentes que forman el filtro L o LCL, se adaptan las constantes del controlador.

En este apartado se analizan dos técnicas de identificación, una basada en las ec. analíticas de

los componentes de los filtros, y otra basada en el EKF. Además se realiza un estudio comparativo de ambas técnicas.

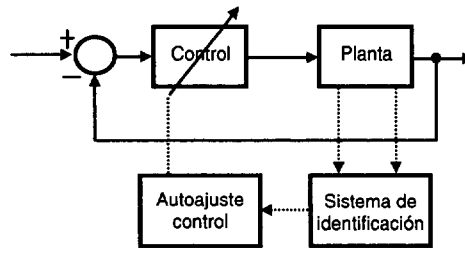


Fig. 5.6. Estructura de control adaptativo.

### 5.2.1. Método de identificación directa.

A partir del modelo en los ejes  $dq0$  del filtro L (Ap. B), y suponiendo régimen permanente, es

decir,  $\frac{di_d}{dt} = \frac{di_q}{dt} = 0$ , se obtienen los valores de  $R_1$  y  $L_1$ , de la forma:

$$\hat{R}_1 = \frac{i_q(u_q^* - e_q) + i_d(u_d^* - e_d)}{i_d^2 + i_q^2}; \quad \hat{L}_1 = \frac{i_d(u_q^* - e_q) - i_q(u_d^* - e_d)}{\omega_1^2(i_d^2 + i_q^2)} \quad (5.9)$$

donde  $\hat{R}_1$  y  $\hat{L}_1$  son las variables estimadas de  $R_1$  y  $L_1$ , respectivamente.  $u_d^*$  y  $u_q^*$  son variables conocidas porque son las consignas del generador PWM, que se corresponden con la salida del VSC; e  $i_d$ ,  $i_q$ ,  $e_d$  y  $e_q$  son variables medidas.

En el caso del filtro LCL, se parte de dos condiciones:

- Las variaciones de los condensadores  $C_o$  se suponen despreciables. En la mayoría de los casos estos condensadores son de prolipileno, y una de sus características es que las derivas temporales son muy bajas. Además por estos condensadores circula una parte de la corriente nominal del convertidor con lo que también se limitan las variaciones por calentamiento durante la operación del convertidor.
- Para facilitar el algoritmo de identificación, se propone añadir un conjunto de sensores de  $\vec{i}_1(t)$ , que no se empleaban en el algoritmo de control del apartado 4.1. Esto, en algunas ocasiones no va a suponer un coste adicional, porque hay convertidores comerciales que tienen incorporado estos sensores.

Entonces partiendo del modelo en los ejes  $dq0$  del filtro LCL (Ap. B), y suponiendo régimen

permanente, es decir,  $\frac{di_{1d}}{dt} = \frac{di_{1q}}{dt} = \frac{di_{2d}}{dt} = \frac{di_{2q}}{dt} = \frac{du_{Cd}}{dt} = \frac{du_{Cq}}{dt} = 0$ , se obtienen los valores de  $R_1$ ,

$L_1$ ,  $R_2$  y  $L_2$ , de la forma:

$$\begin{aligned} \hat{R}_1 &= \frac{i_{1q}(u_q - u_{Cq}) + i_{1d}(u_d - u_{Cd})}{i_{1d}^2 + i_{1q}^2}; & \hat{L}_1 &= \frac{i_{1d}(u_q - u_{Cq}) - i_{1q}(u_d - u_{Cd})}{\omega_1(i_{1d}^2 + i_{1q}^2)} \\ \hat{R}_2 &= \frac{i_{2q}(u_{Cq} - e_q) + i_{2d}(u_{Cd} - e_d)}{i_{2d}^2 + i_{2q}^2}; & \hat{L}_2 &= \frac{i_{2d}(u_{Cq} - e_q) - i_{2q}(u_{Cd} - e_d)}{\omega_1(i_{2d}^2 + i_{2q}^2)} \end{aligned} \quad (5.10)$$

donde  $u_{Cq} = \frac{i_{2d} - i_{1d}}{\omega_1 C_o}$  y  $u_{Cd} = \frac{i_{1d} - i_{2d}}{\omega_1 C_o}$ . El resto de los parámetros de la ec. (5.10) son medidos.

Igual que en el caso de la impedancia de la red, el algoritmo propuesto de identificación de los componentes del filtro de red se puede aplicar cuando el VSC trabaja en lazo abierto y en lazo cerrado. Si el error de estimación es muy alto, es mejor aplicar el algoritmo con el VSC en lazo abierto. Esto es debido a que según aumenta el error entre los valores estimados y reales, la respuesta del controlador es peor y los resultados de identificación son menos fiables. En lazo abierto, aplicando una referencia correcta, la ec. (5.9) y la ec. (5.10) pueden ser usadas para cualquier valor de los componentes del filtro de red mientras que no se superen las limitaciones del convertidor. En este caso, el problema es fijar una referencia correcta y también que la respuesta es más lenta que cuando el VSC opera en lazo cerrado.

Los resultados de la Fig. 5.7 se obtienen simulando el modelo en pequeña señal de un VSC en lazo abierto conectado a la red eléctrica mediante un filtro L. Los datos de las tensiones empleadas son  $e_d = 0V$ ,  $e_q = 400V$ ,  $u_d^* = -15V$  y  $u_q^* = 415V$ . En  $0 \leq t < 1$ ,  $R_1 = 7.2m\Omega$  y  $L_1 = 0.751mH$ ; mientras que para  $1 \leq t < 2$ ,  $R_1 = 7.2m\Omega$  y  $L_1 = 0.3755mH$ . Cuando se realiza una excitación en lazo abierto del VSC,  $u_d^* - e_d$  y  $u_q^* - e_q$  deben ser tal que, para los valores de los componentes del filtro,  $|\vec{i}_g| = \sqrt{i_d^2 + i_q^2} < I_{base}$ . El rizado asociado a las estimaciones de  $R_1$  y  $L_1$  se debe a que se ha añadido el ruido de las medidas en el vector de estados de salida  $y(t) = [i_d \ i_q]^T$ . El modelo de ruido de la medida de las corrientes  $i_d$  e  $i_q$  se realiza a partir de las hojas características del sensor de corriente LA 305-T de LEM empleado en el "CONDOR Converter". La exactitud en todo el rango de valores es de  $\pm 0.9\%$ . Este valor está formado por el error de linealidad, el error de ganancia, y el error de ruido; y como no está especificado se supone un error de ruido aproximado de  $\pm 0.4\%$ . La máxima corriente eficaz por fase del convertidor es  $144.33A$ , y si se supone que se producen sobrecorrientes de hasta un 20%, el valor máximo de la desviación típica de las corrientes  $i_d$  e  $i_q$  es  $\sigma = 1.2A$ .

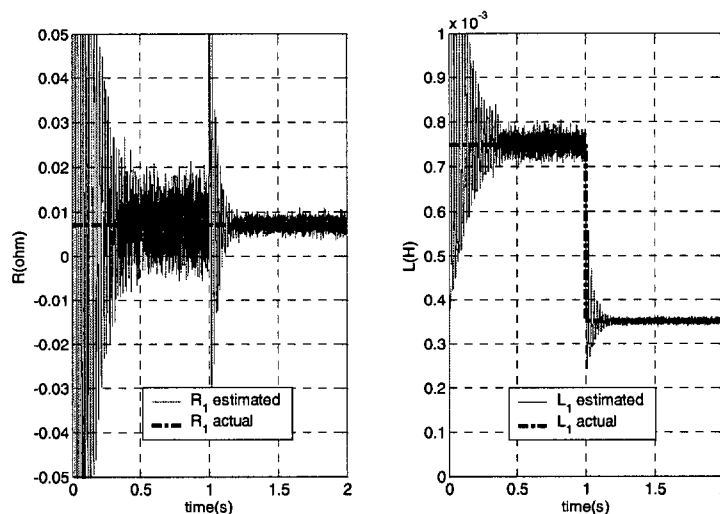


Fig. 5.7. Estimación directa de la resistencia e inductancia del filtro L.

La  $\sigma$  empleada genera unos resultados muy desfavorables, pues se asigna esta desviación típica a las dos corrientes, lo cual no es del todo correcto porque  $|\bar{i}_g| = \sqrt{i_d^2 + i_q^2}$ . Además, la  $\sigma$  corresponde a una corriente del 20% por encima del valor base, pero, estrictamente, el valor de  $\sigma$  es función de  $i_d$  e  $i_q$  en cada instante.

La Fig. 5.7 presenta unos resultados mejores para la identificación de la inductancia que para la resistencia. La razón de esto es la misma que para la identificación de la impedancia de la red. Los métodos de identificación están basados en el cálculo de las caídas de tensión en  $R_1$  y  $L_1$ , y el valor de  $R_1$  es considerablemente inferior a  $\omega L_1$ . En el caso de la Fig. 5.7, aproximadamente 30 veces.

Para eliminar el ruido en los valores identificados de la Fig. 5.7 es necesario utilizar un método de filtrado óptimo. En primer lugar se construye un nuevo modelo de los filtros de red y se incluyen como variables de estado los parámetros que se van a identificar. En segundo lugar, como los nuevos modelos no son lineales se propone el empleo del EKF ('Extended Kalman Filter') para realizar el proceso de filtrado y estimación [Zai, *et al.*, 92].

### 5.2.2. Método de identificación basado en el EKF.

La solución propuesta para identificar el filtro de red emplea el algoritmo EKF puesto que el modelo, al incluir como variables de estado  $R_1$  y  $L_1$  en el caso del filtro L, no es lineal.

El EKF surge de la necesidad de aplicar el estimador óptimo de Kalman a sistemas regidos por un modelo no lineal. La idea básica de la implementación consiste en linealizar el algoritmo alrededor del punto de trabajo mediante una serie de Taylor. La representación general del modelo del sistema es:

$$\begin{aligned} x_k &= f(x_{k-1}, m_k, w_k) \\ z_k &= h(x_k, v_k) \end{aligned} \quad (5.11)$$

donde  $x_k$  y  $z_k$  son los valores y medidas reales del vector de estado y de salida;  $m_k$  es el vector de las entradas;  $w_k$  es el vector de ruido asociado al vector de estados y  $v_k$  es el vector de ruido asociado al vector de salida.

Para linealizar el modelo, primeramente hay que tener en cuenta que del modelo anterior no se conoce el valor instantáneo del error, por lo que no se puede incluir en el modelo de estimación y ha de describirse del siguiente modo:

$$\begin{aligned} \tilde{x}_k &= f(\hat{x}_{k-1}, m_k, 0) \\ \tilde{z}_k &= h(\tilde{x}_k, 0) \end{aligned} \quad (5.12)$$

Linealizando, el sistema de ecuaciones anterior queda:

$$\begin{aligned} x_k &= \tilde{x}_k + A_k \cdot (x_{k-1} - \hat{x}_{k-1}) + W_k \cdot w_{k-1} \\ z_k &= \tilde{z}_k + C_k \cdot (x_k - \tilde{x}_k) + V_k \cdot v_k \end{aligned} \quad (5.13)$$

donde:

- $\tilde{x}_k$  y  $\tilde{z}_k$  son los valores estimados sin error (procedentes del modelo) del vector de estado y de salida, respectivamente.
- $\hat{x}_k$  es el valor del vector de estado estimado y corregido a posteriori ( $\hat{x}_{k+1/k}$ ).
- $A_k$  es el jacobiano de las derivadas parciales de  $f()$  con respecto a  $x_k$  en el instante  $k$ .

$$A_k \Rightarrow A_{[i,j]} = \frac{\partial f_{[i]}}{\partial x_{[j]}}(\hat{x}_{k-1}, m_k, 0) \quad (5.14)$$

- $C_k$  es el jacobiano de las derivadas parciales de  $h()$  con respecto a  $x_k$  en el instante  $k$ .

$$C_k \Rightarrow C_{[i,j]} = \frac{\partial h_{[i]}}{\partial x_{[j]}}(\hat{x}_k, m_k, 0) \quad (5.15)$$

- $W_k$  es el jacobiano de las derivadas parciales de  $f()$  con respecto a  $w_k$  en el instante  $k$ .

$$W_k \Rightarrow W_{[i,j]} = \frac{\partial f_{[i]}}{\partial w_{[j]}}(\hat{x}_{k-1}, m_k, 0) \quad (5.16)$$

- $V_k$  es el jacobiano de las derivadas parciales de  $h()$  con respecto a  $v_k$  en el instante  $k$ .

$$V_k \Rightarrow V_{[i,j]} = \frac{\partial h_{[i]}}{\partial w_{[j]}}(\hat{x}_k, 0) \quad (5.17)$$

A partir de este planteamiento se define el error de predicción del vector de estados y de la salida de la forma:

$$\begin{aligned} e_{x_k} &= x_k - \hat{x}_k \\ e_{z_k} &= z_k - \hat{z}_k \end{aligned} \quad (5.18)$$

Como no se tiene acceso directo al vector de estados real pero sí al de salida real, empleando las expresiones de la ec. (5.13), la ec. anterior se reescribe como:

$$\begin{aligned} e_{x_k} &= A_k(x_{k-1} - \hat{x}_{k-1}) + \varepsilon_k \\ e_{z_k} &= C_k \cdot e_{x_k} + \eta_k \end{aligned} \quad (5.19)$$

donde  $\varepsilon_k$  y  $\eta_k$  son dos nuevas variables aleatorias con media nula y varianza de valor  $\sigma_{\varepsilon_k} = W_k Q W_k^T$  y  $\sigma_{\eta_k} = V_k R V_k^T$ , dado que  $V_k$  y  $W_k$  lo son. La ec. anterior tiene un formato semejante al de descripción del modelo de un sistema lineal, por lo que se va a tomar como punto de partida para desarrollar el EKF. En este caso el vector de "estado" es el error de estimación del sistema  $e_{x_k}$ , que además se desea hacer nulo. Con todo ello, la ec. de regulación es:

$$\hat{e}_{x_k} = K_k \cdot e_{z_k} \quad (5.20)$$

Además, la ec. de la estimación a posteriori del vector de estado original se define ahora como:

$$\hat{x}_k = \tilde{x}_k + \hat{e}_{x_k} \quad (5.21)$$

y sustituyendo la ec. (5.20) en ésta última, se obtiene:

$$\hat{x}_k = \tilde{x}_k + K_k \cdot e_{z_k} = \tilde{x}_k + K_k(z_k - \tilde{z}_k) \quad (5.22)$$

Para completar el EKF, se definen la ganancia del estimador  $K_k$  de modo que minimice el error de predicción de  $e_{k_x}$  (el vector de estado del nuevo modelo transformado) y la matriz de covarianza del error de estimación  $P$  a partir de las anteriores. Con todo ello, en la Fig. 5.8 se muestra el algoritmo del estimador Bayesiano óptimo para sistemas no lineales, el EKF.

Para mantener la presencia del concepto de estimación a priori y a posteriori, en las ecuaciones de la Fig. 5.8 se ha sustituido  $\tilde{x}_k$  por  $\hat{x}_{k+1/k}$ .

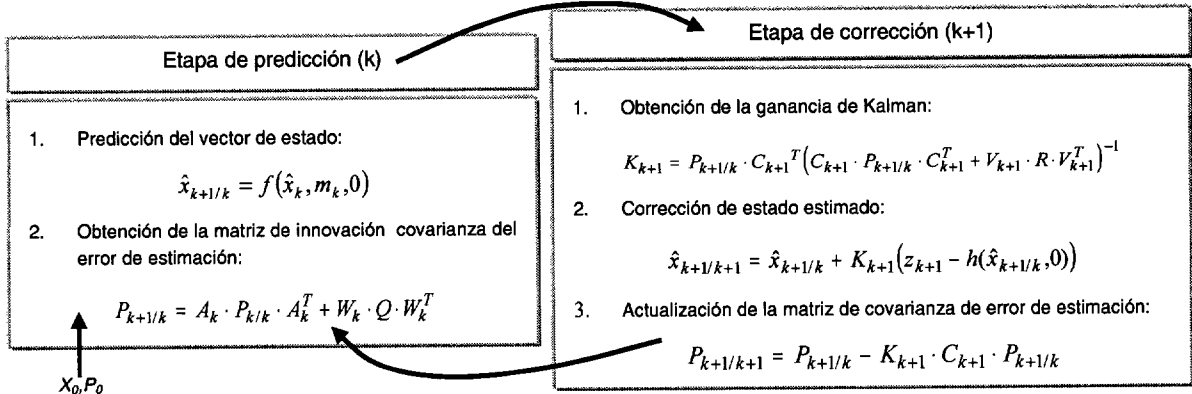


Fig. 5.8. Diagrama explicativo del desarrollo del EKF.

### 5.2.2.1. Resultados del método de identificación basado en el EKF.

Incluyendo como variables de estado  $R_1$  y  $L_1$ , el modelo del filtro L discretizado mediante el método ZOH se escribe como:

$$\begin{bmatrix} i_d(k+1) \\ i_q(k+1) \\ \alpha(k+1) \\ \beta(k+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a & b & 0 & 0 \\ -b & a & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d(k) \\ i_q(k) \\ \alpha(k) \\ \beta(k) \end{bmatrix} + \frac{\beta_1}{\alpha_1^2 + \omega_1^2} \begin{bmatrix} -(a-1)\alpha_1 + \omega_1 b & -a\omega_1 - b\alpha_1 \\ a\omega_1 + b\alpha_1 & -(a-1)\alpha_1 + \omega_1 b \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_d(k) - e_d(k) \\ u_q(k) - e_q(k) \end{bmatrix} \quad (5.23)$$

donde  $a = e^{-\alpha_1 T_s} \cos(\omega_1 T_s)$ ,  $b = e^{-\alpha_1 T_s} \sin(\omega_1 T_s)$ ,  $\alpha_1 = \frac{R_1}{L_1}$  y  $\beta_1 = \frac{1}{L_1}$ . Como es evidente, el modelo de la ec. (5.23) no es lineal porque dentro de la matriz  $A_k$  o  $G(z)$  hay parámetros que a la vez son variables de estado.

La matriz  $A_k$  (ec. (5.14)) toma el valor:

$$A_k = \begin{bmatrix} a & b & A_k(1,3) & \left[ -(a-1)\alpha_1 + b\omega_1 \right] \frac{(u_d - e_d)}{\alpha_1^2 + \omega_1^2} - \left[ (a-1)\omega_1 + b\alpha_1 \right] \frac{(u_q - e_q)}{\alpha_1^2 + \omega_1^2} \\ -b & a & A_k(2,3) & \left[ (a-1)\omega_1 + b\alpha_1 \right] \frac{(u_d - e_d)}{\alpha_1^2 + \omega_1^2} + \left[ -(a-1)\alpha_1 + b\omega_1 \right] \frac{(u_q - e_q)}{\alpha_1^2 + \omega_1^2} \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (5.24)$$

donde:

$$\begin{aligned}
 A_k(1,3) &= -T_S(ai_d + bi_q) + \frac{(u_d - e_d)\beta_1}{\alpha_1^2 + \omega_1^2} \left( T_S(a\alpha_1 - b\omega_1) - (a-1) + \frac{2(a-1)\alpha_1^2}{\alpha_1^2 + \omega_1^2} - \frac{2b\omega_1\alpha_1}{\alpha_1^2 + \omega_1^2} \right) \\
 &\quad + \frac{(u_q - e_q)\beta_1}{\alpha_1^2 + \omega_1^2} \left( T_S(a\omega_1 + b\alpha_1) - b + \frac{2(a-1)\omega_1\alpha_1}{\alpha_1^2 + \omega_1^2} + \frac{2b\alpha_1^2}{\alpha_1^2 + \omega_1^2} \right) \\
 A_k(2,3) &= T_S(bi_d - ai_q) + \frac{(u_d - e_d)\beta_1}{\alpha_1^2 + \omega_1^2} \left( -T_S(a\omega_1 + b\alpha_1) + b - \frac{2(a-1)\omega_1\alpha_1}{\alpha_1^2 + \omega_1^2} - \frac{2b\alpha_1^2}{\alpha_1^2 + \omega_1^2} \right) \\
 &\quad + \frac{(u_q - e_q)\beta_1}{\alpha_1^2 + \omega_1^2} \left( T_S(a\alpha_1 - b\omega_1) - (a-1) + \frac{2(a-1)\alpha_1^2}{\alpha_1^2 + \omega_1^2} - \frac{2b\omega_1\alpha_1}{\alpha_1^2 + \omega_1^2} \right)
 \end{aligned}$$

Los resultados de la Fig. 5.9 se obtienen simulando el modelo en pequeña señal de un VSC en lazo abierto conectado a la red eléctrica mediante un filtro L. Las tensiones empleadas y la variación de los parámetros del filtro L son las mismas que para la Fig. 5.7. Este método ofrece mejores resultados que la estimación directa y se reduce de forma considerable el ruido de las medidas que aparecían en la Fig. 5.7. Para las simulaciones de la Fig. 5.9,  $\sigma_{\varepsilon_k}$  y  $\sigma_{\eta_k}$  toman los valores:

$$\sigma_{\varepsilon_k} = W_k Q W_k^T = \begin{bmatrix} 0.1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0.1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad \text{y} \quad \sigma_{\eta_k} = V_k R V_k^T = \begin{bmatrix} 50 & 0 \\ 0 & 50 \end{bmatrix}$$

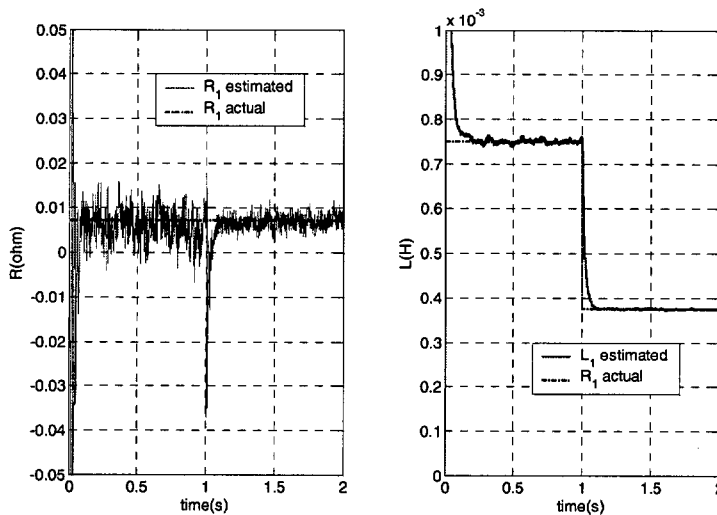


Fig. 5.9. Estimación estocástica.

### 5.3. Comportamiento del VSC ante saturaciones de las inductancias del filtro de red.

Un caso particular de desconocimiento de los parámetros del filtro de red se produce cuando se saturan las bobinas. La inductancia de una bobina no es constante para cualquier punto de trabajo de la característica  $N\phi = f(i)$ . El máximo valor de la inductancia corresponde a la zona lineal, y cuando la corriente supera el límite de saturación el valor de la inductancia disminuye. La Fig. 5.10 representa las características  $N\phi = f(i)$  de las inductancias empleadas en la construcción del



“CONDOR Converter”. La máxima corriente en zona lineal para  $L_1$  es  $249.6382A$  y para  $L_2$  es  $212.688A$  (Fig. 3.3). En los tramos I  $L_1 = 0.5mH$  y  $L_2 = 0.25mH$ , mientras que en los tramos II se reduce el valor de la inductancia pero se desconoce el valor exacto porque en la mayoría de los casos los fabricantes no aportan esa información.

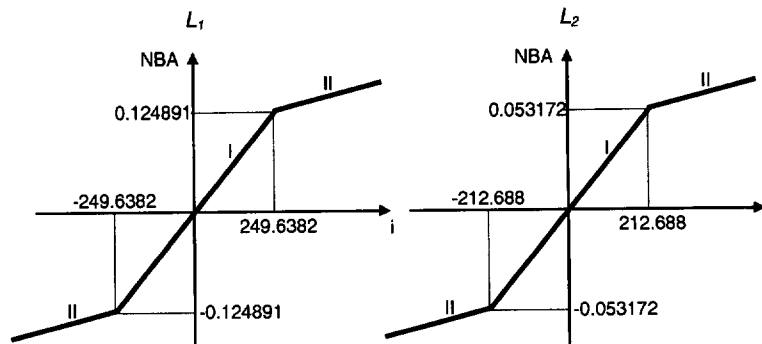


Fig. 5.10. Característica  $N\phi = f(i)$  de las dos inductancias del filtro LCL del “CONDOR Converter”.

En régimen permanente las inductancias no se saturan porque en el diseño de la bobina, el punto de saturación se sobredimensiona respecto a la corriente base del convertidor. El problema aparece en los sobreimpulsos de corriente durante los transitorios, si superan el punto de saturación, la inductancia de forma transitoria reduce su valor, lo que produce variaciones en la dinámica del controlador debido a una sobrestimación transitoria de la inductancia (ver apartado 4.1 y Ap. D).

Se han realizado los tres ensayos que se muestran en la Tabla 5.3, simulando el modelo en gran señal del VSC conectado a la red eléctrica mediante los filtros L y LCL. El comportamiento del filtro LCL es más crítico y dependiente del valor que toman las inductancias en el tramo II. La razón de esto es que ante reducciones en el valor de las inductancias, se produce un desplazamiento de la frecuencia de resonancia hacia la frecuencia de conmutación del convertidor lo que ocasiona que el sistema tienda a ser más inestable.

Tabla 5.3. Valores de  $L_{1II}$  y  $L_{2II}$  para los ensayos de la Fig. 5.11.

	$L_{1II}$	$L_{2II}$
Ensayo 1	$L_{1I}$	$L_{2I}$
Ensayo 2	$L_{1I}/2$	$L_{2I}/2$
Ensayo 3	$\sim 0$	$\sim 0$

La Fig. 5.11 representa las formas de onda de las corrientes de fase de la red eléctrica para un VSC con filtro LCL y funcionando en modo rectificador controlado.  $u_{DC}^*$  toma los valores:  $0.1 \leq t < 0.2$   $u_{DC}^* = 800V$ ,  $0.2 \leq t < 0.3$   $u_{DC}^* = 700V$ , y  $0.3 \leq t < 0.4$   $u_{DC}^* = 800V$ . Para probar los problemas asociados con la saturación de las inductancias se fija un valor de resistencia de carga que demande una potencia muy próxima a la nominal,  $R_L = 6.5\Omega$ . La Fig. 5.11.a se corresponde con el Ensayo 1 de la Tabla 5.3 y la Fig. 5.11.b con el Ensayo 2. Como se observa, en las corrientes representadas en la Fig. 5.11.b se produce un sobreimpulso mayor en la transición de  $u_{DC}^*$  en

$t = 0.1$  y, además, las corrientes son mucho más ruidosas. El Ensayo 3 no se ha representado porque la respuesta se hace inestable.

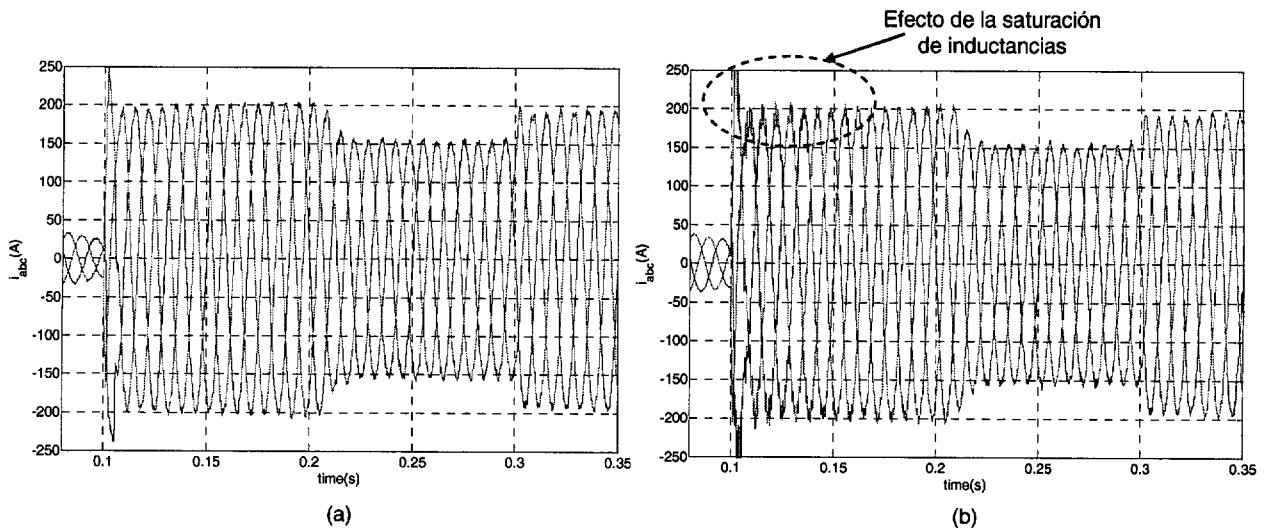


Fig. 5.11. Corrientes de la red de un filtro LCL para diferentes valores de las inductancias cuando se saturan. a) Ensayo 1. b) Ensayo 2.

Para detectar que una bobina está saturada se monitoriza la corriente que circula por ella. En el filtro L se tiene información de la corriente que circula por la inductancia con el sensor de  $\vec{i}_g(t)$ . El problema puede aparecer en el filtro LCL, por la filosofía del controlador propuesto en el apartado 4.1 no se tiene información directa de esta corriente,  $\vec{i}_1(t)$ .

Se proponen dos soluciones para evitar las saturaciones de las inductancias, principalmente en el caso del filtro LCL, que son:

- En el proceso de fabricación de la bobina, establecer el punto de saturación por encima de la corriente nominal del convertidor con un margen de seguridad, lo que aumenta el coste.
- Limitar las consignas de corriente  $|\vec{i}_g^*| = \sqrt{i_d^{2*} + i_q^{2*}}$  por debajo de la corriente base con un margen de seguridad, lo que reduce la potencia nominal que entrega el convertidor.

#### 5.4. Control con armónicos en la tensión de red.

Si la tensión trifásica de red está balanceada y no tiene armónicos, una transformación a los ejes  $dq\theta$  resulta en una cantidad DC. En cambio, si las tensiones de red están desbalanceadas o tienen armónicos, el resultado de las transformaciones a los ejes  $dq\theta$  son cantidades AC superpuestas a las cantidades DC del armónico fundamental (Tabla A.4). Los controladores diseñados en el apartado 4.1 y el Ap. D basados en PIs de primer orden sincronizados con los ejes  $dq$  tendrán un error en régimen permanente cuando las variables realimentadas tengan componentes AC.

La desventaja de no controlar los armónicos de la tensión de la red es que las oscilaciones de las componentes  $dq$  se transmiten a todo el controlador del VSC, y esto a su vez genera dos inconvenientes:

- Los armónicos de la tensión de red, los cuales son de orden impar ( $h = 6k \pm 1$  donde

$k = 1, 2, 3, \dots$ ), aparecen en las corrientes de la red eléctrica, reduciendo la calidad de éstas. El producto de los armónicos de tensión por los armónicos de corriente produce en la red potencias activas continuas de armónicos diferentes al fundamental e incluso potencias oscilantes debido a posibles armónicos desbalanceados.

- Aparece rizado de armónicos pares ( $h = 6k$  donde  $k = 1, 2, 3, \dots$ ) en la tensión del DC-bus, lo que puede provocar la desconexión del VSC por sobretensión en el DC-bus.

En esta Tesis, el VSC trabaja como circuito regenerativo intercambiando energía con la red eléctrica. Por tanto, en presencia de armónicos en la tensión de red, el objetivo es evitar en la potencia activa de la red eléctrica oscilaciones no deseadas (lo que implica  $u_{DC}$  constante) y componentes armónicas distintas de la fundamental. Esto se consigue si las corrientes de la red sólo tienen el armónico fundamental porque la potencia activa será el resultado de multiplicar el primer armónico de la tensión de red por la corriente de red, y como resultado de esto la potencia activa de la red es constante.

Para optimizar el comportamiento del VSC con armónicos en la tensión de red se han propuesto algunos métodos de control revisados en el apartado 2.3.1, que son: “Controladores con múltiples ejes de referencia rotatorios ( $dq$ )” [Allmeling, 04] y “Controladores con múltiples ejes de referencia estacionarios ( $\alpha\beta$ )” [Yuan, *et al.*, 02]. Estos dos controladores son muy útiles en aplicaciones donde se precisa un control muy exacto de armónicos, como por ejemplo en filtros activos (Ap. C), pero tienen una carga computacional muy elevada, más el primero que el segundo. En la aplicación de los VSCs en esta Tesis, no es necesario realizar un control tan exacto de los armónicos, por lo que se propone un algoritmo denominado “Controlador de corriente con ‘feedforward’ predictivo”, que reduce de forma considerable la carga computacional respecto a los métodos referenciados.

Para cualquiera de los tres controladores es necesario un método ‘on-line’ de identificación y selección de los armónicos de la red eléctrica, y en esta Tesis se emplea la DFT (‘Discrete Fourier Transform’) [Svensson, *et al.*, 99].

#### 5.4.1. Controlador de corriente con ‘feedforward’ predictivo.

La idea del método propuesto es que la tensión de salida del convertidor sea la suma de una componente fundamental, que es la salida del controlador del VSC ( $u_{k(1)}$ ), más las componentes de los armónicos de la tensión de red ( $e_{k(h \neq 1)}$ ) (donde  $k$  representa a las fases  $a$ ,  $b$  o  $c$  y  $h$  se refiere al armónico  $h^o$  de la señal). De esta forma sólo hay diferencia de potencial del armónico  $h = 1$ , y por tanto, la corriente de la red sólo está formada por el armónico  $h = 1$  (Fig. 5.12.a).

La Fig. 5.12.b muestra mediante diagrama de bloques cómo se implementa sobre un controlador real el método propuesto. Los únicos elementos que se han añadido respecto a la Fig D.1, donde se representa el diagrama de bloques del controlador de un VSC con tensión de red ideal, son: “Eliminación armónico fundamental” y el sumador que proporciona la referencia del “Generador PWM”. El objetivo del bloque “Eliminación armónico fundamental” es realizar una reconstrucción exacta de los armónicos de la tensión de red, eliminando las componentes debidas al armónico fundamental.

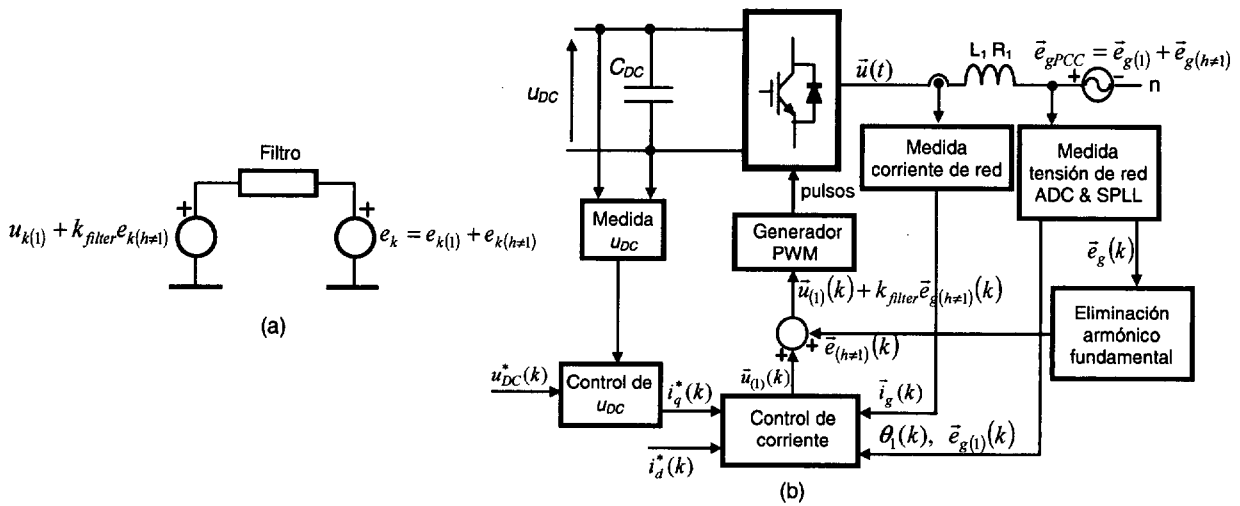


Fig. 5.12. a) Método 'feedforward' predictivo de los armónicos de la red.  $k$  puede ser las fases  $a, b$  o  $c$ . b) Implementación del método 'feedforward' predictivo mediante diagramas de bloques.

La salida de tensión del SPLL ( $\bar{e}_{g(l)}$ ) son las componentes  $dq$  de la secuencia positiva de la señal de la red, y estas señales se emplean para hacer el 'feedforward' del controlador de corriente del VSC (Ap. D) (Fig. 5.13). Este 'feedforward' no es suficiente para compensar los armónicos de la señal de red debido al efecto de filtrado que hace el SPLL, el retardo computacional del controlador, etc. Por esta razón, el método propuesto consiste en que la tensión de salida del SPLL sea las componentes  $dq$  del armónico fundamental y secuencia positiva de la señal de la red. Estas componentes son el 'feedforward' del controlador de corriente (Fig. 5.13), así no se introducen armónicos en el controlador y la salida resultante del controlador es  $\bar{u}_{(l)}^*$ . Además, otro 'feedforward' de valor  $\bar{e}_{g(h\neq 1)}$  es añadido a la tensión de referencia del "generador PWM", obteniendo  $\bar{u}_{(h)}^*$ .

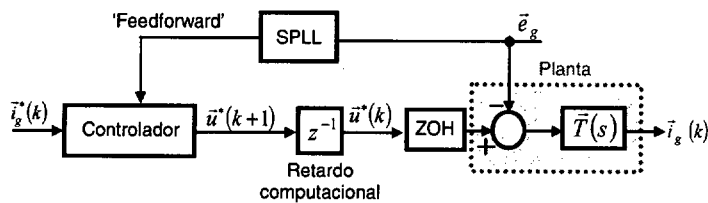


Fig. 5.13. 'Feedforward' del controlador de corriente.

El término predictivo hace referencia a que una vez que se tiene información de los parámetros de los armónicos de la señal de red, se aplica un adelanto de una muestra sobre las señales debido al retardo computacional del controlador. Para el filtro L,  $k_{filter} = 1$  (Fig. 5.12); mientras que en el caso del filtro LCL, para tener  $i_{2k(h)} = i_{gk(h)} = 0$ , la tensión de fase de salida del convertidor debe tomar el valor:

$$u_k = u_{k(l)} + k_{filter}e_{k(h)} \tag{5.25}$$

donde  $k_{filter} = 1 - \omega_1^2 h^2 L_1 C_o$ .

### 5.4.1.1. Resultado de simulaciones.

En la Fig. 5.14 se simula el algoritmo ‘feedforward’ predictivo propuesto en los apartados anteriores sobre el modelo de gran señal de un VSC de dos niveles conectado a la red eléctrica mediante un filtro LCL. La carga del DC-bus es  $R_L = 10\Omega$ , y la tensión de la red tiene la expresión:

$$\begin{aligned} e_a(t) &= 400\sqrt{\frac{2}{3}}\cos(2\pi 50t) + \frac{400}{5}\sqrt{\frac{2}{3}}\cos 5(2\pi 50t) + \frac{400}{7}\sqrt{\frac{2}{3}}\cos 7(2\pi 50t) \\ e_b(t) &= 400\sqrt{\frac{2}{3}}\cos\left(2\pi 50t - \frac{2\pi}{3}\right) + \frac{400}{5}\sqrt{\frac{2}{3}}\cos 5\left(2\pi 50t - \frac{2\pi}{3}\right) + \frac{400}{7}\sqrt{\frac{2}{3}}\cos 7\left(2\pi 50t - \frac{2\pi}{3}\right) \\ e_c(t) &= 400\sqrt{\frac{2}{3}}\cos\left(2\pi 50t + \frac{2\pi}{3}\right) + \frac{400}{5}\sqrt{\frac{2}{3}}\cos 5\left(2\pi 50t + \frac{2\pi}{3}\right) + \frac{400}{7}\sqrt{\frac{2}{3}}\cos 7\left(2\pi 50t + \frac{2\pi}{3}\right) \end{aligned} \quad (5.26)$$

por tanto, se trata de un sistema trifásico con tres armónicos balanceados, en  $h = 1, 5$  y  $7$ . La Tabla 5.4 muestra los datos de las constantes del controlador de corriente (apartado 4.1) y del controlador de  $u_{DC}$ . El cálculo de las constantes de este último se presenta en la sección 4.3.2, y el diagrama de bloques se muestra en la Fig. 4.24.a.

Tabla 5.4. Datos del controlador basado en el método ‘feedforward’ predictivo.

Controlador de corriente	Controlador de $u_{DC}$
$K_{p1} = 0.4K_{pdead-beat} = 1.1$	$\alpha_{DC} = 0.945$
$K_{pC} = 0.3K_{pdead-beat} = 0.15$	$K_{pDC} = 0.1688\frac{C_{DC}}{T_s}$
$K_{p2} = 0.5K_{pdead-beat} = 0.69$	

La Fig. 5.14.a representa el comportamiento del VSC sin compensación, e  $i_{k(5)m} = 71.77A$  (valor de pico) (62.5% respecto a  $i_{k(1)m}$ ) e  $i_{k(7)m} = 41,71A$  (36.3%); mientras que en la Fig. 5.14.b se muestra el comportamiento del VSC con compensación, e  $i_{k(5)m} = 8.56A$  (7.46%) e  $i_{k(7)m} = 5.73A$  (5%). El rizado de 300 Hz de  $u_{DC}$  con respecto a  $u_{DC}^*$ , es en el primer caso de 1.667%, mientras que en el segundo caso es de 0.7%.

A pesar que las amplitudes de los armónicos de la tensión de red son muy elevadas, en la simulación de la Fig. 5.14.b se comprueba que con el algoritmo propuesto se reduce de forma considerable el efecto de éstos sobre las corrientes de red. La potencia y tensión oscilantes son debidas a las pérdidas de los armónicos producidas en el filtro de red. Este rizado se puede reducir lógicamente aumentando el valor de  $C_{DC}$  y también diseñando un controlador específico para cada armónico.

Este método tiene dos inconvenientes, que son: la dependencia de la ec. (5.25) con los parámetros del convertidor (filtro LCL); y la mala respuesta del método propuesto ante los desbalances en las tensiones de red de frecuencia fundamental.

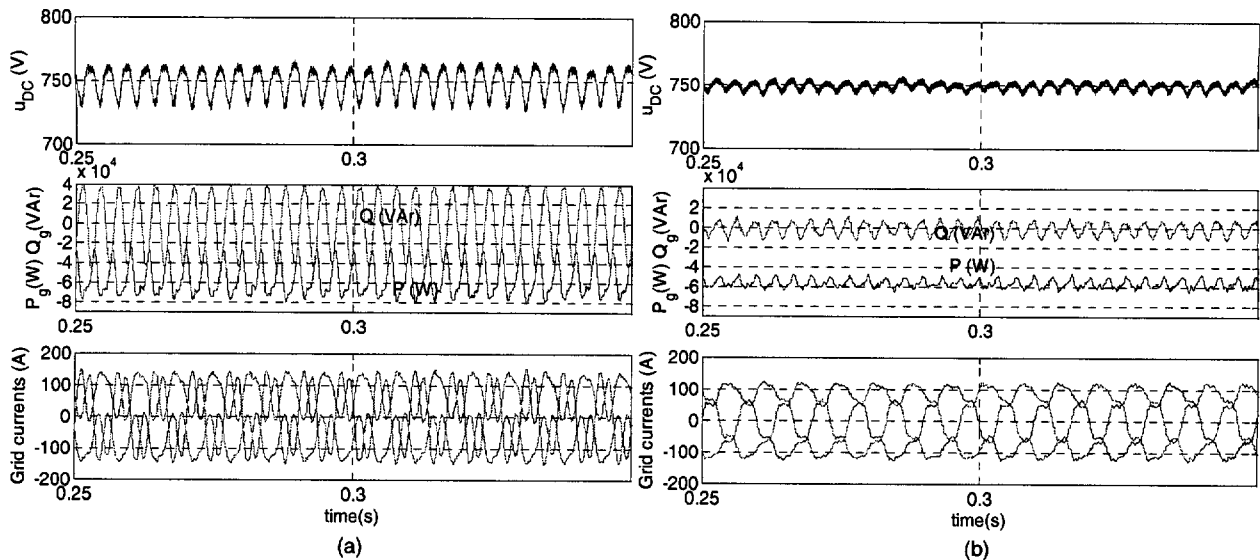


Fig. 5.14. Tensión del DC-bus, potencias activa y reactiva y corriente de la red para armónicos en las tensiones de la red eléctrica: a) sin compensar, y b) compensando con el método 'feedforward' predictivo.

### 5.5. Control ante desbalanceos en las tensiones de la red eléctrica.

Una de las perturbaciones más típica de la red eléctrica son los 'dips' (Ap. C), que son caídas temporales de las tensiones de la red eléctrica, en la mayoría de los casos desbalanceadas, con duración entre 10 ms y 1 minuto. Las tensiones trifásicas desbalanceadas se pueden descomponer en la suma de las secuencias positiva, negativa y cero (Ap. A). Como se indica en la Tabla A.4, la secuencia negativa de un sistema trifásico de frecuencia fundamental es un caso particular de armónico pues la transformación a los ejes  $dq$  da como resultado un rizado de 2 veces la frecuencia fundamental.

En el apartado 3.2 se analizó en qué consiste la compensación de los 'dips' desbalanceados de tensión. Para evitar tener potencia oscilante en la red eléctrica debida al producto de la secuencia positiva de la corriente por la secuencia negativa de la tensión, es necesario que las corrientes de la red eléctrica, también, tenga secuencia negativa. Esto implica realizar un controlador del armónico  $-2\omega_1$ . En este caso no se puede emplear el controlador 'feedforward' predictivo, porque el objetivo de este último es eliminar de la corriente de la red eléctrica todos los armónicos menos la secuencia positiva del fundamental.

Según [Magueed, *et al.*, 04a] y [Magueed, *et al.*, 04b], la compensación de los 'dips' se consigue forzando a que la potencia que se entrega a la red o la potencia de salida del convertidor sean constantes, independientemente de la variación temporal de la tensión de la red, y siempre que no se superen las limitaciones físicas del convertidor. Elegir una u otra opción depende del tipo de control que se desee realizar. En cualquiera de los dos casos, la compensación de los 'dips' requiere, por un lado un análisis hardware sobre las limitaciones del VSC, y por otro lado el desarrollo de algoritmos específicos. La primera parte se analizó en el apartado 3.2, y la segunda parte va a ser tratada en este apartado.

Desde el punto de vista de los algoritmos, en este apartado se va analizar el empleo de

controladores duales [Magueed, *et al.*, 04a], [Magueed, *et al.*, 04b],[Suh, *et al.*, 02] o [Suh, *et al.*, 04], lo que supone un caso particular de controladores con múltiples ejes de referencia rotatorios ( $dq$ ) [Allmeling, 04]. Los algoritmos propuestos son válidos tanto para desbalances de las tensiones de red permanentes como para transitorios ('dips').

### 5.5.1. Modelo del VSC bajo condiciones de desbalanceo de las tensiones de red.

El modelo del VSC conectado a la red eléctrica a través de un filtro L en los ejes  $dq0$ , en el espacio continuo y para las secuencias positiva y negativa de tensión (ec. (3.5)) y de corriente (ec. (3.6)) está formado por las expresiones (Ap. A):

$$\vec{u}_p^*(t) = R_1 \vec{i}_{gp}(t) + L_1 \frac{d\vec{i}_{gp}(t)}{dt} + j\omega_1 L_1 \vec{i}_{gp}(t) + \vec{e}_{gp}(t) \quad (5.27)$$

$$\vec{u}_n^*(t) = R_1 \vec{i}_{gn}(t) + L_1 \frac{d\vec{i}_{gn}(t)}{dt} - j\omega_1 L_1 \vec{i}_{gn}(t) + \vec{e}_{gn}(t) \quad (5.28)$$

donde  $p$  indica secuencia positiva y  $n$  secuencia negativa. Los términos de acoplamiento cruzado entre los ejes  $d$  y  $q$  tienen signos opuestos en las ecuaciones de las secuencias positiva y negativa porque rotan en sentidos contrarios.

Como se indicó en la ec. (3.7), bajo condiciones de tensión de red desbalanceada, la potencia aparente se define como:

$$\begin{aligned} \vec{S}_g &= (\vec{e}_{\alpha\beta p} + \vec{e}_{\alpha\beta n}) \cdot \text{conj}(\vec{i}_{\alpha\beta p} + \vec{i}_{\alpha\beta n}) = (\vec{e}_{dqp} e^{j\omega_1 t} + \vec{e}_{dq n} e^{-j\omega_1 t}) \cdot \text{conj}(\vec{i}_{dqp} e^{j\omega_1 t} + \vec{i}_{dq n} e^{-j\omega_1 t}) = \\ &= (P_{g(0)} + P_{gc(2)} \cos(2\omega_1 t) + P_{gs(2)} \sin(2\omega_1 t)) + j(Q_{g(0)} + Q_{gc(2)} \cos(2\omega_1 t) + Q_{gs(2)} \sin(2\omega_1 t)) \end{aligned} \quad (5.29)$$

$\vec{S}_g(t)$  es la suma de una potencia constante y dos términos en seno y coseno, que oscilan al doble de la frecuencia fundamental de la red. El valor de los coeficientes se muestra en la Tabla 5.5.

Tabla 5.5. Componentes de  $\vec{S}_g(t)$  con desbalanceo en la tensión de la red eléctrica.

<b>Potencia activa</b>	
Componente 0	$P_{g(0)} = e_{dp} i_{dp} + e_{qp} i_{qp} + e_{dn} i_{dn} + e_{qn} i_{qn}$
Componente coseno del segundo armónico	$P_{gc(2)} = e_{dn} i_{dp} + e_{qn} i_{qp} + e_{dp} i_{dn} + e_{qp} i_{qn}$
Componente seno del segundo armónico	$P_{gs(2)} = e_{qn} i_{dp} - e_{dn} i_{qp} - e_{qp} i_{dn} + e_{dp} i_{qn}$
<b>Potencia reactiva</b>	
Componente 0	$Q_{g(0)} = e_{qp} i_{dp} - e_{dp} i_{qp} + e_{qn} i_{dn} - e_{dn} i_{qn}$
Componente coseno del segundo armónico	$Q_{gc(2)} = e_{qn} i_{dp} - e_{dn} i_{qp} + e_{qp} i_{dn} - e_{dp} i_{qn}$
Componente seno del segundo armónico	$Q_{gs(2)} = -e_{dn} i_{dp} - e_{qn} i_{qp} + e_{dp} i_{dn} + e_{qp} i_{qn}$

Así, la ec. (5.29), a partir de la Tabla 5.5, se puede escribir de forma matricial como:

$$\begin{bmatrix} P_{g(0)} \\ P_{gc(2)} \\ P_{gs(2)} \\ Q_{g(0)} \\ Q_{gc(2)} \\ Q_{gs(2)} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} e_{dp} & e_{qp} & e_{dn} & e_{qn} \\ e_{dn} & e_{qn} & e_{dp} & e_{qp} \\ e_{qn} & -e_{dn} & -e_{qp} & e_{dp} \\ e_{qp} & -e_{dp} & e_{qn} & -e_{dn} \\ e_{qn} & -e_{dn} & e_{qp} & -e_{dp} \\ -e_{dn} & -e_{qn} & e_{dp} & e_{qp} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{dp} \\ i_{qp} \\ i_{dn} \\ i_{qn} \end{bmatrix} \quad (5.30)$$

Los coeficientes de orden alto  $P_{gc(2)}$ ,  $P_{gs(2)}$ ,  $Q_{gc(2)}$  y  $Q_{gs(2)}$  se generan debido al desbalanceo de la tensión de la red. La potencia real intercambiada entre el VSC y la red determina el nivel de tensión en el DC-bus,  $u_{DC}$ . Si  $P_g(t)$  varía con el tiempo,  $P_{gc(2)}$  y  $P_{gs(2)}$  son distintas de cero, y  $u_{DC}$  tiene una oscilación de 100Hz. Para mantener constante  $u_{DC}$ , los coeficientes  $P_{gc(2)}$  y  $P_{gs(2)}$  tienen que ser anulados. Si, además, se desea tener en el sistema un desplazamiento del factor de potencia unidad,  $Q_{g(0)}$  tiene que ser igualado a 0.

## 5.5.2. Controlador vectorial de corriente dual (DVCC).

La Fig. 5.15 representa un VSC conectado a la red eléctrica mediante un filtro L con el controlador dual de corriente (DVCC) propuesto. El detector de secuencia empleado tanto para la corriente como para la tensión es el DSC (apartado 4.2). Las diferentes partes del controlador son descritas con más detalle en las siguientes secciones.

### 5.5.2.1. Implementación del DVCC.

Como se muestra en la Fig. 5.15 hay dos controladores de corriente, uno para cada secuencia. La secuencia positiva de la corriente de red se controla en los ejes de referencia  $dq0$  positivos, mientras que la secuencia negativa de la corriente de red se controla en los ejes de referencia  $dq0$  negativos. Las corrientes de referencia son variables DC en sus respectivos ejes de referencia, y por tanto no es necesario diseñar ningún algoritmo de control para el seguimiento de señales AC. Cada controlador tiene asociado su observador de estados, cuya función es compensar el retardo computacional y filtrar las corrientes de la red eléctrica.

Para el filtro L, la ec. (5.31) es la del controlador de secuencia positiva del DVCC, mientras que la ec. (5.32) es la del controlador de la secuencia negativa.

$$\vec{u}_p^*(k) = K_p (\vec{i}_{gp}^*(k) - \vec{i}_{gp}(k)) + \frac{T_S}{T_i} \sum_{n=0}^{n=k-1} (\vec{i}_{gp}^*(n) - \vec{i}_{gp}(n)) + j\omega_1 \hat{L}_1 \frac{\vec{i}_{gp}^*(k) + \vec{i}_{gp}(k)}{2} + \vec{e}_{gp}(k) \quad (5.31)$$

$$\vec{u}_n^*(k) = K_p (\vec{i}_{gn}^*(k) - \vec{i}_{gn}(k)) + \frac{T_S}{T_i} \sum_{n=0}^{n=k-1} (\vec{i}_{gn}^*(n) - \vec{i}_{gn}(n)) - j\omega_1 \hat{L}_1 \frac{\vec{i}_{gn}^*(k) + \vec{i}_{gn}(k)}{2} + \vec{e}_{gn}(k) \quad (5.32)$$

Por otro lado, para el filtro LCL, a partir de las ecuaciones del controlador de corriente (ec.(4.3)) se obtiene el controlador de secuencia positiva, ec. (5.33), y el controlador de secuencia negativa, ec. (5.34).



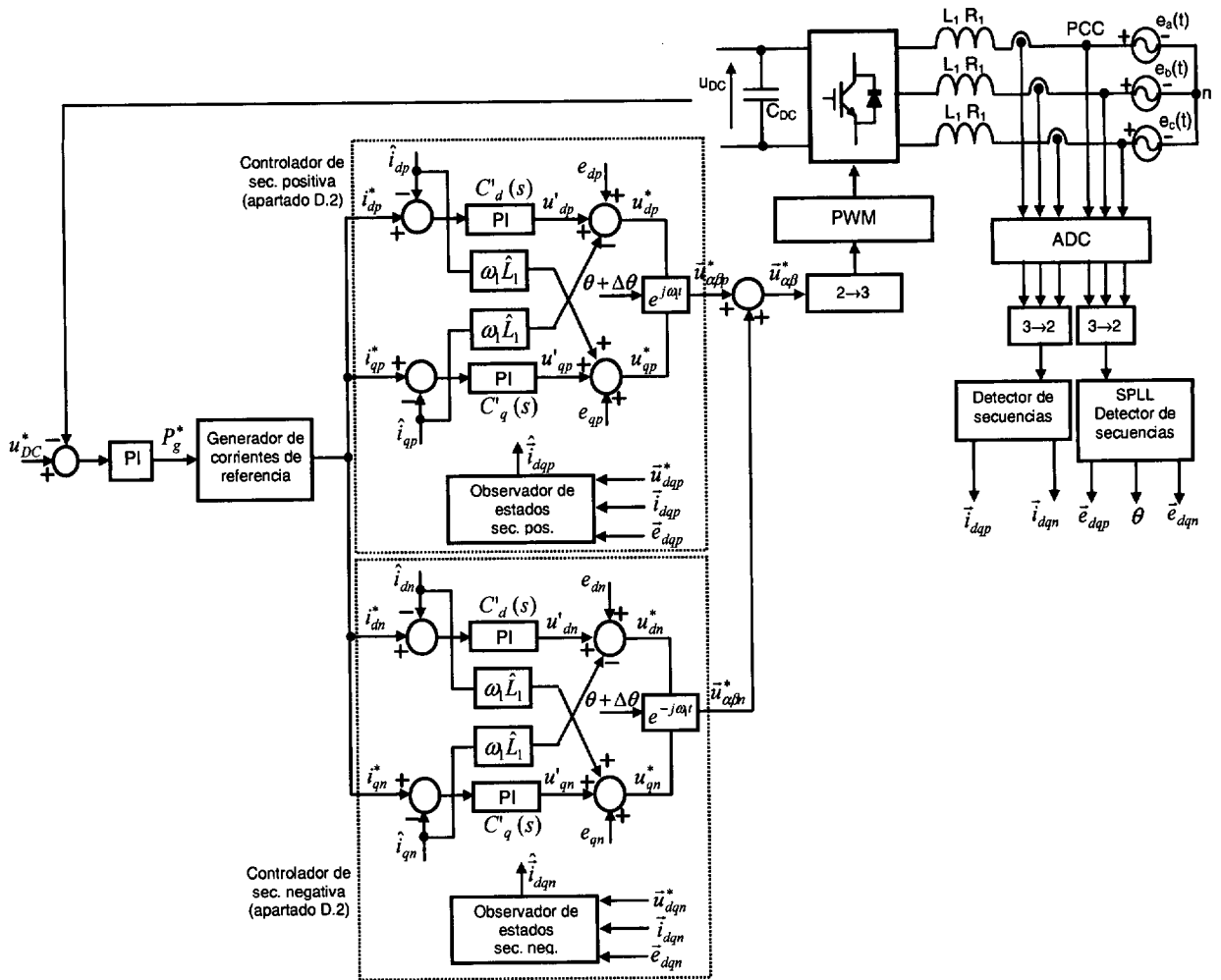


Fig. 5.15. VSC conectado a la red eléctrica mediante filtro L con controlador de corriente dual.

$$\begin{aligned} \bar{u}_{1p}^*(k) &= K_{p1} \left( \bar{i}_{1p}^*(k) - \hat{i}_{1p}(k) \right) + \frac{T_S}{T_{i1}} \sum_{n=0}^{k-1} \left( \bar{i}_{1p}^*(n) - \hat{i}_{1p}(n) \right) + j\omega_1 \hat{L}_1 \frac{\bar{i}_{1p}^*(k) + \hat{i}_{1p}(k)}{2} + \hat{u}_{Cp}(k) \\ \bar{i}_{1p}^*(k) &= K_{pC} \left( \bar{u}_{Cp}^*(k) - \hat{u}_{Cp}(k) \right) + j\omega_1 \hat{C}_o \frac{\bar{u}_{Cp}^*(k) + \hat{u}_{Cp}(k)}{2} + \bar{i}_{2p}^*(k) \end{aligned} \quad (5.33)$$

$$\bar{u}_{Cp}^*(k) = K_{p2} \left( \bar{i}_{2p}^*(k) - \bar{i}_{2p}(k) \right) + \frac{T_S}{T_{i2}} \sum_{n=0}^{k-1} \left( \bar{i}_{2p}^*(n) - \bar{i}_{2p}(n) \right) + j\omega_1 \hat{L}_2 \frac{\bar{i}_{2p}^*(k) + \bar{i}_{2p}(k)}{2} + \bar{e}_{gp}(k)$$

$$\begin{aligned} \bar{u}_{1n}^*(k) &= K_{p1} \left( \bar{i}_{1n}^*(k) - \hat{i}_{1n}(k) \right) + \frac{T_S}{T_{i1}} \sum_{n=0}^{k-1} \left( \bar{i}_{1n}^*(n) - \hat{i}_{1n}(n) \right) - j\omega_1 \hat{L}_1 \frac{\bar{i}_{1n}^*(k) + \hat{i}_{1n}(k)}{2} + \hat{u}_{Cn}(k) \\ \bar{i}_{1n}^*(k) &= K_{pC} \left( \bar{u}_{Cn}^*(k) - \hat{u}_{Cn}(k) \right) - j\omega_1 \hat{C}_o \frac{\bar{u}_{Cn}^*(k) + \hat{u}_{Cn}(k)}{2} + \bar{i}_{2n}^*(k) \end{aligned} \quad (5.34)$$

$$\bar{u}_{Cn}^*(k) = K_{p2} \left( \bar{i}_{2n}^*(k) - \bar{i}_{2n}(k) \right) + \frac{T_S}{T_{i2}} \sum_{n=0}^{k-1} \left( \bar{i}_{2n}^*(n) - \bar{i}_{2n}(n) \right) - j\omega_1 \hat{L}_2 \frac{\bar{i}_{2n}^*(k) + \bar{i}_{2n}(k)}{2} + \bar{e}_{gn}(k)$$

Después de calcular las referencias de tensión de las dos secuencias en los ejes  $dq$ ,  $\bar{u}_p^*(k) = \bar{u}_{dqp}^*(k)$  y  $\bar{u}_n^*(k) = \bar{u}_{dqn}^*(k)$ , se transforman a los ejes  $\alpha\beta$ , posteriormente se suman, y el

resultado se transforma a los ejes  $abc$ , que es la referencia para el generador PWM.

### 5.5.2.2. Controlador de tensión del DC-bus para DVCC.

Cuando se usa el controlador DVCC, el controlador de  $u_{DC}$  está basado en las potencias activa y reactiva instantáneas, las cuales se calculan ‘on-line’ usando las componentes  $dq$  instantáneas de la corriente y la tensión, de la forma:

$$p_g(k) = P_{g(0)} + P_{gc(2)} \cos(2\theta_1(k)) + P_{gs(2)} \sin(2\theta_1(k)) \quad (5.35)$$

$$q_g(k) = Q_{g(0)} + Q_{gc(2)} \cos(2\theta_1(k)) + Q_{gs(2)} \sin(2\theta_1(k)) \quad (5.36)$$

En la ec. (5.35) y la ec. (5.36), los coeficientes  $P_{gc(2)}$ ,  $P_{gs(2)}$ ,  $Q_{gc(2)}$  y  $Q_{gs(2)}$  son función de las componentes de corriente y tensión, y toman valores distintos de cero en caso de desbalanceo. Fijando  $P_{gc(2)}$  y  $P_{gs(2)}$  a cero (junto con  $Q_{g(0)}$  para obtener un desplazamiento del factor de potencia unidad), se obtienen las cuatro referencias de corriente del controlador DVCC. Los únicos coeficientes distintos de cero son  $P_{g(0)}$ ,  $Q_{gc(2)}$  y  $Q_{gs(2)}$ . En el siguiente apartado se justifica porque estos dos últimos coeficientes no son nulos, pero no suponen problemas para el sistema. Existe una potencia reactiva alterna, pero el valor medio es  $Q_{g(0)}$ .

Así, la salida del controlador de  $u_{DC}$  es  $P_{g(0)}$ , que por tratarse de una consigna para el bloque “Generador de corrientes de referencia” se va a denominar  $P_g^*$ , lo que obliga a modificar los controladores diseñados en el apartado 4.3.

La diferencia entre el controlador de  $u_{DC}$  de la Fig. 5.16.a y el propuesto en el apartado 4.3 (Fig. 4.25.a) es que la salida del controlador no se divide por  $e_q(k)$ . En el controlador propuesto en la Fig. 5.15 esta división se hace en el bloque “Generador de corrientes de referencia”, lo que implica que el modelo de la planta a controlar es exactamente igual, y por tanto los valores de las constantes del controlador PI no sufren modificación.

En cambio, para el controlador de la Fig. 5.16.b, la planta, en el plano  $s$ , es  $G(s) = \frac{W}{P_g}(s) = \frac{2}{sC_{DC}}$ , mientras que en el propuesto en el apartado 4.3 (Fig. 4.28), la planta del controlador de  $u_{DC}$  es  $G(s) = \frac{W}{P_g}(s) = \frac{2e_q}{sC_{DC}}$ . Esto hay que tenerlo en cuenta en el cálculo de las constantes del controlador.

### 5.5.2.3. Generador de referencias de corriente.

Para minimizar el rizado en el DC-bus y disminuir la magnitud de los armónicos de la corriente debidos a los desbalances se deben generar referencias de corriente correctas.

La potencia aparente en los terminales del convertidor es:

$$\vec{S}_{ac}(t) = \vec{S}_g(t) + \Delta\vec{S}(t) \quad (5.37)$$

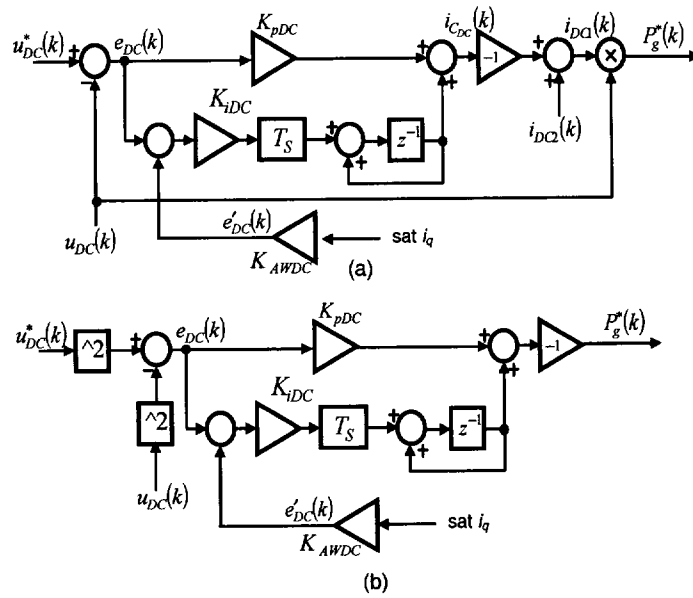


Fig. 5.16. Controlador de tensión del DC-bus con variable de salida  $P_g^*(k)$  usando como variable de control:  
 a) la corriente de  $C_{DC}$ , y b) la energía de  $C_{DC}$ .

donde  $\Delta \bar{S}(t)$  es la potencia aparente disipada en el filtro de red. Las potencias activas disipadas en un filtro de red tipo L son [Magueed, *et al.*, 04b]:

$$\begin{aligned} \Delta P_{(0)} &= R_1 (i_{dp}^2 + i_{qp}^2 + i_{dn}^2 + i_{qn}^2) \\ \Delta P_{c(2)} &= 2R_1 (i_{dp}i_{dn} + i_{qp}i_{qn}) + 2\omega_1 L_1 (i_{dp}i_{qn} - i_{qp}i_{dn}) \\ \Delta P_{s(2)} &= 2R_1 (i_{dp}i_{qn} - i_{qp}i_{dn}) + 2\omega_1 L_1 (-i_{dp}i_{dn} - i_{qp}i_{qn}) \end{aligned} \quad (5.38)$$

donde  $\Delta P_{(0)}$  es el término constante de la potencia activa disipada en el filtro, mientras que  $\Delta P_{c(2)}$  e  $\Delta P_{s(2)}$  son las componentes oscilantes de la potencia activa. Las pérdidas del convertidor se desprecian y por tanto  $P_{ac} = P_{DC}$ .

Por otro lado, las potencias activas disipadas en el filtro LCL toman el valor:

$$\begin{aligned} \Delta P_{(0)} &= a(i_{dp}^2 + i_{qp}^2 + i_{dn}^2 + i_{qn}^2) + c(e_{dp}i_{dp} + e_{qp}i_{qp} + e_{dn}i_{dn} + e_{qn}i_{qn}) + d(-e_{qp}i_{dp} + e_{dp}i_{qp} + e_{qn}i_{dn} - e_{dn}i_{qn}) \\ \Delta P_{c(2)} &= 2a(i_{dp}i_{dn} + i_{qp}i_{qn}) + 2b(i_{dp}i_{qn} - i_{qp}i_{dn}) + c(e_{qn}i_{dp} - e_{dn}i_{qp} - e_{qp}i_{dn} + e_{dp}i_{qn}) + \\ &\quad + d(-e_{dn}i_{dp} - e_{qn}i_{qp} - e_{dp}i_{dn} - e_{qp}i_{qn}) \\ \Delta P_{s(2)} &= 2a(i_{dp}i_{qn} - i_{qp}i_{dn}) + 2b(-i_{dp}i_{dn} - i_{qp}i_{qn}) + c(e_{dn}i_{dp} + e_{qn}i_{qp} + e_{dp}i_{dn} + e_{qp}i_{qn}) + \\ &\quad + d(e_{qn}i_{dp} - e_{dn}i_{qp} - e_{qp}i_{dn} + e_{dp}i_{qn}) \end{aligned} \quad (5.39)$$

donde:

$$\begin{aligned} a &= R_1 + R_2 - \omega_1^2 C_o R_1 L_2 - \omega_1^2 L_1 C_o R_2 \approx R_1 + R_2 \\ b &= \omega_1 L_1 + \omega_1 L_2 + \omega_1 R_1 R_2 C_o - \omega_1^3 C_o L_1 L_2 \approx \omega_1 L_1 + \omega_1 L_2 - \omega_1^3 C_o L_1 L_2 \\ c &= -\omega_1^2 C_o L_1 \\ d &= \omega_1 C_o R_1 \end{aligned}$$

Se pueden usar dos métodos diferentes para obtener las referencias de corriente que compensan las potencias oscilantes. En el “Caso 1”, el lado DC del VSC alimenta la potencia oscilante del filtro, lo que significa que la potencia oscilante es cero en el lado de la red eléctrica, es decir,  $P_{gc(2)} = P_{gs(2)} = 0$ . Entonces, a partir de la ec. (5.30), las corrientes de referencia del sistema se calculan como:

$$\begin{bmatrix} i_{dp}^* \\ i_{qp}^* \\ i_{dn}^* \\ i_{qn}^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} e_{dp} & e_{qp} & e_{dn} & e_{qn} \\ e_{dn} & e_{qn} & e_{dp} & e_{qp} \\ e_{qn} & -e_{dn} & -e_{qp} & e_{dp} \\ e_{qp} & -e_{dp} & e_{qn} & -e_{dn} \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} P_{DC} - \Delta P \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (5.40)$$

Los coeficientes  $P_{gc(2)}$ ,  $P_{gs(2)}$  y  $Q_{g(0)}$  desaparecen, mientras que los coeficientes de potencia reactiva de segundo orden ( $Q_{gc(2)}$  y  $Q_{gs(2)}$ ) se mantienen debido a que no se puede invertir una matriz de  $6 \times 4$ . Esto no supone ningún problema en el sistema pues, aunque existe una potencia reactiva alterna, la potencia reactiva media es cero [Song, *et al.*, 99].

En el “Caso 2”, las potencias oscilantes fluyen desde la red al filtro, y entonces las potencias oscilantes se fuerzan a cero en los terminales del VSC, es decir,  $P_{gc(2)} = -\Delta P_{c(2)}$  y  $P_{gs(2)} = -\Delta P_{s(2)}$ .

Las corrientes de referencia para el DVCC son:

$$\begin{bmatrix} i_{dp}^* \\ i_{qp}^* \\ i_{dn}^* \\ i_{qn}^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} e_{dp} & e_{qp} & e_{dn} & e_{qn} \\ e_{dn} & e_{qn} & e_{dp} & e_{qp} \\ e_{qn} & -e_{dn} & -e_{qp} & e_{dp} \\ e_{qp} & -e_{dp} & e_{qn} & -e_{dn} \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} P_{DC} - \Delta P \\ -\Delta P_{c(2)} \\ -\Delta P_{s(2)} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (5.41)$$

En la ec. (5.40) y la ec. (5.41), las corrientes de red son combinaciones no lineales de las potencias del filtro. Éstas se resuelven ‘on-line’ mediante métodos matemáticos iterativos [Suh, *et al.*, 02], siempre que la matriz de tensiones no sea singular. Para que se cumpla esta condición el determinante, cuya expresión se muestra en la ec (5.42) debe ser distinto de cero.

$$\begin{bmatrix} e_{dp} & e_{qp} & e_{dn} & e_{qn} \\ e_{dn} & e_{qn} & e_{dp} & e_{qp} \\ e_{qn} & -e_{dn} & -e_{qp} & e_{dp} \\ e_{qp} & -e_{dp} & e_{qn} & -e_{dn} \end{bmatrix} = -(e_{dp}^2 + e_{qp}^2)^2 + (e_{dn}^2 + e_{qn}^2)^2 = -e_{dp}^4 - e_{qp}^4 + e_{dn}^4 + e_{qn}^4 - 2e_{dp}^2 e_{qp}^2 + 2e_{dn}^2 e_{qn}^2 \quad (5.42)$$

El resultado de la ec. (5.42) es 0 cuando  $(e_{dp}^2 + e_{qp}^2) = (e_{dn}^2 + e_{qn}^2)$ . Como en los controladores propuestos, los ejes  $dqp$  se orientan de tal forma que  $e_{dp} = 0$ , entonces la expresión anterior se reduce a  $e_{qp}^2 = (e_{dn}^2 + e_{qn}^2)$ . En el caso de que se produzca esta situación, las ec. (5.40) y ec. (5.41) no se pueden resolver.

### 5.5.3. Resultados de simulaciones.

Los VSCs que se conectan a la red eléctrica pueden tener dos tipos de cargas en el DC-bus, pasivas y activas; y el tipo de carga condiciona la forma de compensar los ‘dips’ de tensión.

Si la carga es pasiva y se trata de una resistencia, el VSC conectado a la red eléctrica sólo puede trabajar como rectificador PWM. Ante una caída del módulo de la secuencia positiva de la tensión de la red el objetivo es mantener constante la potencia activa que entrega la red eléctrica. Si esta compensación del ‘dip’ requiere por alguna de las fases una corriente superior a la máxima que puedan entregar los elementos del convertidor, entonces se reduce la consigna de potencia pero con el objetivo de que sea constante.

En el caso de carga activa, por ejemplo un convertidor ‘back-to-back’ donde el VSC que opera como carga está conectado a un generador eléctrico, el VSC conectado a la red eléctrica puede trabajar como rectificador o como inversor. Si trabaja como rectificador es la red eléctrica la que entrega energía al convertidor, mientras que si trabaja como inversor (también se denomina circuito regenerativo) es el convertidor el que entrega energía a la red eléctrica. En este segundo caso, ante una caída del módulo de la secuencia positiva de la tensión de la red se puede producir un exceso de potencia entre la producida por el generador eléctrico y la máxima potencia que es capaz de entregar el VSC a la red eléctrica. Esta potencia excedente hay que disiparla o almacenarla en algún punto del sistema.

En las siguientes secciones se presentan los resultados obtenidos al aplicar el algoritmo propuesto en los apartados anteriores a VSCs conectados a la red eléctrica con carga pasiva y activa en el DC-bus.

#### 5.5.3.1. VSC conectado a la red con carga pasiva en el DC-bus.

En la Fig. 5.17 se simulan los algoritmos propuestos del DVCC sobre el modelo de gran señal de un VSC de dos niveles conectado a la red eléctrica mediante un filtro L y filtro LCL. La carga en ambos casos es  $R_L = 10\Omega$ , y el ‘dip’ es de tipo B. La amplitud de la fase B se reduce un 50% con respecto al valor nominal y la duración es de 0.1s entre  $t_1 = 0.2s$  y  $t_2 = 0.3s$ . En la Fig. se representa  $u_{DC}$ , las potencias activa y reactiva,  $P_g$  y  $Q_g$ , y las corrientes de red.

La Tabla 5.6 muestra los valores de las constantes de los controladores empleados para las simulaciones representadas en la Fig. 5.17. El controlador de corriente está basado en respuesta ‘dead-beat’ (apartado D.2); mientras el controlador de  $u_{DC}$ , para los dos filtros, es el representado en la Fig. 5.16.a, y el cálculo de las constantes se analiza en la sección 4.3.2.

Si el controlador de corriente para el filtro L es implementado en los ejes de referencia  $dq$  positivos, aparecen armónicos de frecuencia  $2\omega_1$  en las componentes  $dq$  de la corriente de red. Esto es debido a que la componente de secuencia negativa de la tensión de red desbalanceada causa un rizado en  $u_{DC}$  de frecuencia 100Hz y amplitud del 8% con respecto a  $u_{DC}^*$ , como se muestra en la Fig. 5.17.a. Esto a su vez genera un rizado en la potencia activa que se consume de la red eléctrica, debido al producto de la secuencia negativa de la tensión de la red eléctrica por la secuencia

positiva de la corriente eléctrica.

Tabla 5.6. Datos de las constantes de los sistemas de control empleados en las simulaciones de la Fig. 5.17.

Controlador de corriente		Controlador de $u_{DC}$
Filtro L	Filtro LCL	
$K_p = 0.5K_{Pdead-beat} = 1.8769$	$K_{p1} = 0.4K_{Pdead-beat} = 1.1$	$\alpha_{DC} = 0.945$
	$K_{pC} = 0.3K_{Pdead-beat} = 0.15$	$K_{pDC} = 0.1688 \frac{C_{DC}}{T_S}$
	$K_{p2} = 0.5K_{Pdead-beat} = 0.69$	

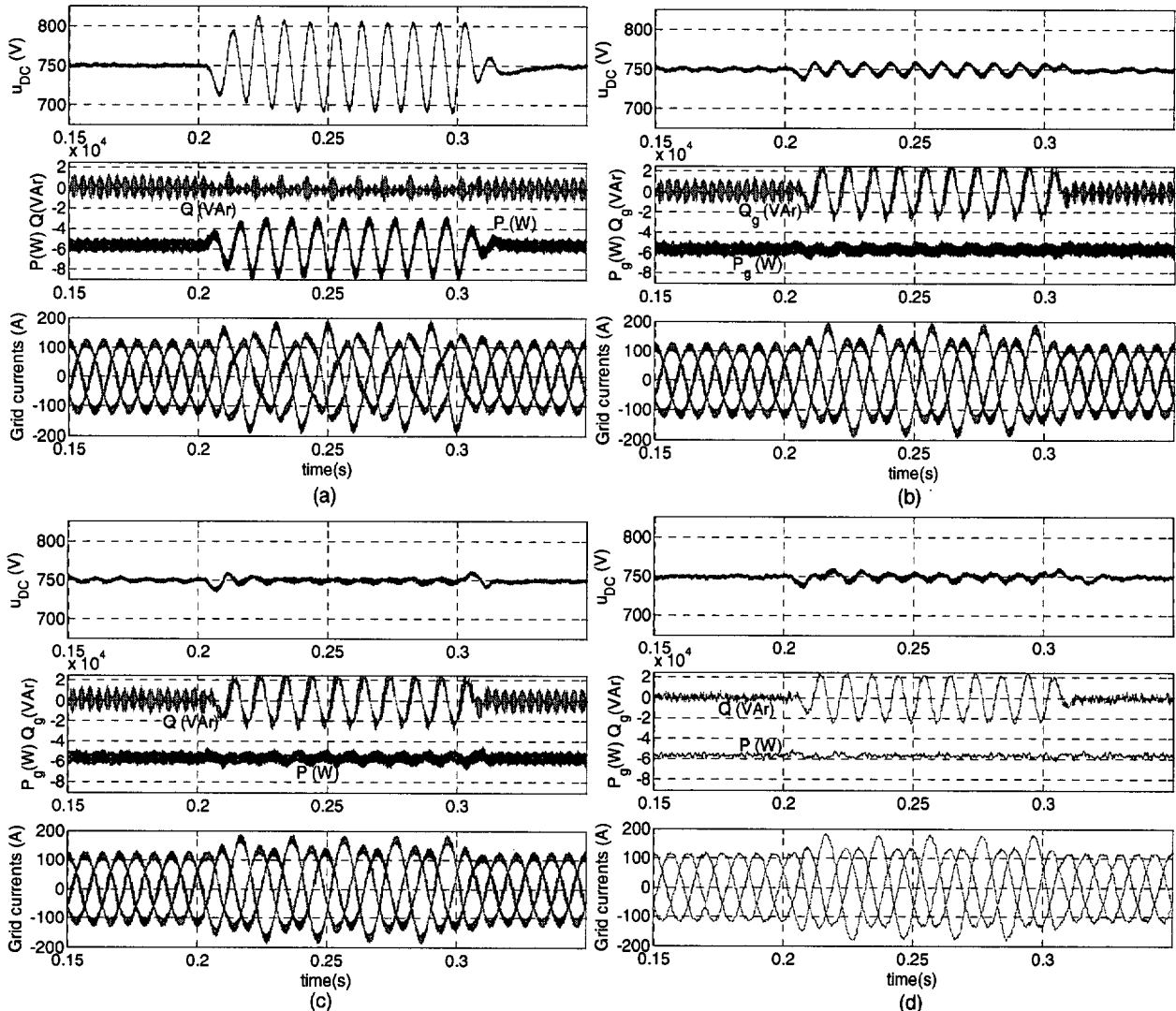


Fig. 5.17. Tensión del DC-bus, potencias activa y reactiva y corriente de la red, para: a) Filtro L con controlador de corriente en los ejes  $dq$  positivos. b) Filtro L con controlador de corriente dual y opción de compensación 1. c) Filtro L con controlador de corriente dual y opción de compensación 2. d) Filtro LCL con controlador de corriente dual y opción de compensación 1.

Si la consigna de la tensión del DC-bus es 750V, entonces  $P_{g(0)} = 56.250KW$ , lo que implica que el valor de pico de las corrientes de red durante la situación 'pre-dip', aproximadamente es  $i_{am} = i_{bm} = i_{cm} = 114.8A$ . Durante el 'dip' esas mismas corrientes deben tomar, aproximadamente,

los valores  $i_{am} = i_{cm} = 132.5A$  e  $i_{bm} = 172.2A$ . Ninguna de las tres corrientes supera la corriente nominal de pico  $250\sqrt{\frac{2}{3}}A = 204.1241A$  con lo que el convertidor puede compensar el ‘dip’.

El efecto de estos valores de corriente sobre un VSC conectado a la red eléctrica mediante un filtro L, y con el método 1 de compensación, se representan en la Fig. 5.17.b.  $P_g$  es constante porque las pérdidas del filtro son absorbidas por el DC-bus, y el valor medio de  $Q_g$  es cero, por tanto el  $PF \approx 1.0$ .  $Q_g$  es oscilante debido a que los términos  $Q_{gc(2)}$  y  $Q_{gs2}$  no se igualan a cero. El rizado de  $u_{DC}$  es 1.33% con respecto a  $u_{DC}^*$ , lo que es seis veces inferior al obtenido en la Fig. 5.17.a.

La Fig. 5.17.c representa el comportamiento del controlador dual para el filtro L y la opción 2 de generación de referencias de corriente. En este caso,  $u_{DC}$  no tiene rizado, y las pérdidas de potencia del filtro son absorbidas por la red eléctrica. En la Fig. se observa un rizado en  $P_g$  durante el ‘dip’.

Por último, la Fig. 5.17.d muestra el comportamiento del controlador dual para el filtro LCL y el ‘Caso 1’ de generación de referencias de corriente. Para calcular las pérdidas producidas en el filtro se emplean las expresiones de la ec. (5.39) pero suponiendo  $C_o = 0$ . El rizado de  $u_{DC}$  es del 0.667% respecto a  $u_{DC}^*$ , lo cual es prácticamente despreciable. La propuesta es emplear este método de generación de las referencias de corriente para el filtro LCL puesto que simplifica de forma considerable los cálculos de la ec. (5.39) si se toma en cuenta  $C_o$ .

### 5.5.3.2. VSC conectado a la red con carga activa en el DC-bus.

La Fig. 5.18 representa un convertidor ‘back-to-back’ de tres niveles con el sistema de control del VSC conectado a la red eléctrica (VSC1). Para compensar los desbalanceos de las tensiones de la red eléctrica se propone emplear un DVCC únicamente en el controlador del VSC1. La razón es que este VSC actúa como interfaz entre la red y la carga, y por tanto es el encargado de gestionar la energía que se entrega o se demanda a la red eléctrica.

En este apartado se va a analizar mediante simulaciones el comportamiento de los convertidores ‘back-to-back’ ante ‘dips’ desbalanceados de las tensiones de la red eléctrica. Los datos del convertidor ‘back-to-back’ empleados en la simulación son lo que se muestran en la Tabla 5.7. Como se indica, el VSC2 tiene como carga una red de 25Hz. Además los VSCs son de tres niveles

NPC de tal forma que si  $C_{DC2} = C_{DC1}$ , entonces  $C_{DC} = \frac{C_{DC1}}{2}$ .

En las simulaciones representadas en las Fig. 5.19 el ‘dip’ es de tipo B, la amplitud de la fase B se reduce un 50% con respecto al valor nominal. La duración de éste es 0.1s entre  $t_1 = 0.2s$  y  $t_2 = 0.3s$ , y 0.1s entre  $t_3 = 0.75s$  y  $t_4 = 0.85s$ . Además, en todos los resultados presentados en las Fig. 5.19 y Fig. 5.20, hasta  $t = 0.45s$  únicamente está en funcionamiento el VSC1 y la demanda de potencia activa es 0. A partir de  $t = 0.45s$  el VSC2 se conecta al DC-bus y mediante la consigna de

la corriente  $i_{qvsc2}^*$  se fija la demanda de la potencia activa de la red eléctrica. Si  $i_{qvsc2}^* > 0$ , la carga del VSC2 consume potencia, con lo que el VSC1 trabaja en modo rectificador y la red entrega potencia activa al convertidor ‘back-to-back’. Por otro lado, si  $i_{qvsc2}^* < 0$ , la carga del VSC2 entrega potencia activa al convertidor, el VSC1 trabaja en modo inversor y la red consume potencia activa. En este último caso, la carga del VSC2 se comporta como un generador.

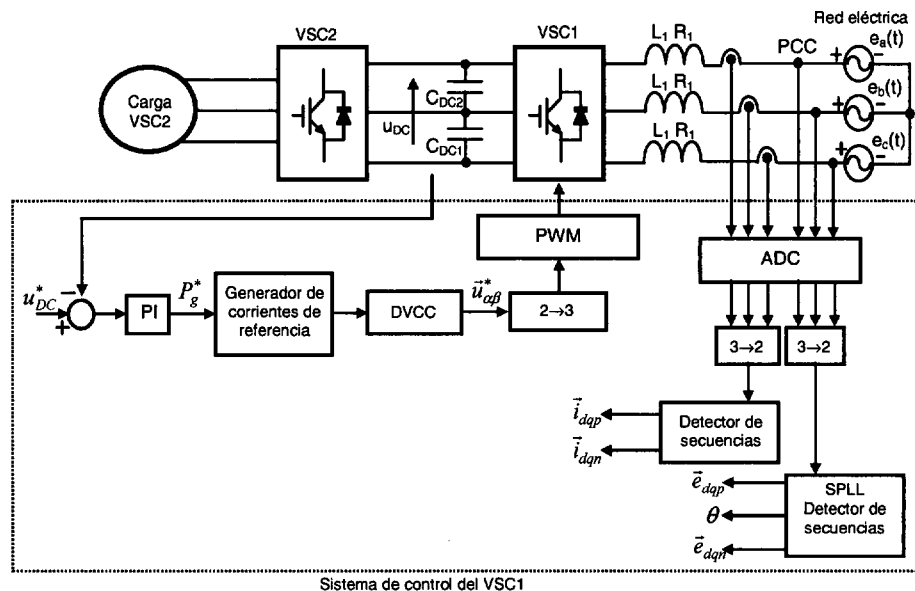


Fig. 5.18. Sistema de control del VSC conectado a la red eléctrica de un convertidor ‘back-to-back’.

Tabla 5.7. Datos empleados en las simulaciones del convertidor ‘back-to-back’.

‘Back-to-back’		
$f_{SW}$	2.5Khz	
$C_{DC2}=C_{DC1}$	1000μF	
$S_n$	100KVA	
	VSC del lado de la red de 25Hz	VSC de lado de la red de 50Hz
$R_l$	7.5mΩ	7.5mΩ
$L_l$	0.75mH	0.75mH
$f_l$	25Hz	50Hz
$U_{base}$	400V	400V

La Fig. 5.19.a representa las formas de onda de  $u_{DC}$  cuando el sistema de control del VSC conectado a la red eléctrica no tiene DVCC (no compensa las tensiones desbalanceadas de la red), y además: (gráfica superior) la carga del VSC2 entrega una potencia activa de 50KW ( $i_{qvsc2}^* = -125A$ ); y (gráfica inferior) la carga del VSC2 consume una potencia activa de 50KW ( $i_{qvsc2}^* = 125A$ ). Como se observa, cuando la carga del VSC2 entrega potencia a la red el efecto de los desbalanceos de la tensión de red es menor sobre el convertidor. La razón es que cuando la carga del VSC2 genera una potencia activa constante, esto hace que la potencia en el DC-bus sea constante, con lo que  $u_{DC}$  tendrá un rizado muy pequeño y se compensan los efectos del desbalanceo en la red eléctrica. Esto se comprueba en la Fig. 5.19.a (gráfica superior), puesto que el rizado de  $u_{DC}$  debido al primer ‘dip’, cuando el VSC2 no está conectado, es mayor que el debido



al segundo 'dip', cuando el VSC2 ya está conectado. Por otro lado, en el caso de la Fig. 5.19.a (gráfica inferior) es la red eléctrica la que entrega energía al convertidor. Como no se compensa la tensión desbalanceada, entonces se entrega al convertidor potencia activa oscilante, de tal forma que la tensión en el DC-bus oscila alrededor del valor de consigna, y esto a su vez hace que la carga del VSC2 consuma potencia activa oscilante, lo que implica que las corrientes de la carga del VSC2 están desbalanceadas.

En las Fig. 5.19.b y Fig. 5.19.c se realiza el mismo análisis que en la Fig. 5.19.a, pero en este caso se añade un DVCC al sistema de control del VSC1 con la opción de compensación 1 (ec. (5.40)). Las corrientes de pico 'pre-dip' del VSC1 toman, aproximadamente, los valores  $i_{am} = i_{bm} = i_{cm} = 125\sqrt{\frac{2}{3}}A = 102.07A$ ; mientras que durante el 'dip' (entre  $t_3$  y  $t_4$ ) esas mismas corrientes deben tomar, aproximadamente, los valores  $i_{am} = i_{cm} = 116.93A$  e  $i_{bm} = 153.06A$ . Ninguna de las tres corrientes supera la corriente nominal de pico con lo que el convertidor puede compensar este 'dip'. Las Fig. 5.19.b y Fig. 5.19.c representan  $u_{DC}$  y las potencias activa y reactiva en la red eléctrica; en la Fig. 5.19.b  $i_{qvsc2}^* = -125A$ , mientras que en la Fig. 5.19.c  $i_{qvsc2}^* = 125A$ . En ambos casos, el 'dip' producido mientras el VSC2 está desconectado se compensa, mientras que el efecto del 'dip' cuando se conecta el VSC2 es más acusado si el VSC1 funciona como rectificador (Fig. 5.19.c). La explicación de esto es la misma que para la Fig. 5.19.a. En cualquier caso, las oscilaciones de  $u_{DC}$  de la Fig. 5.19.c son considerablemente menores que las de la gráfica inferior de la Fig. 5.19.a debido a la compensación que introduce el DVCC.

Así, la conclusión obtenida a partir de las simulaciones representadas en la Fig. 5.19 es el que el DVCC también compensa los efectos de los 'dips' desbalanceados en un convertidor 'back-to-back' cuando forma parte del sistema de control del VSC conectado a la red eléctrica. El comportamiento del convertidor 'back-to-back' es más crítico cuando la red entrega energía al convertidor, y una posible solución para mejorar el comportamiento en este modo de funcionamiento sería añadir un DVCC al sistema de control del VSC2.

El objetivo de la Fig. 5.20 es mostrar el comportamiento del convertidor 'back-to-back' cuando se produce un exceso de potencia entre la potencia consumida o demandada por la carga del VSC2 y la potencia que se puede demandar o consumir a la red eléctrica. Para realizar este análisis, se fija una demanda o consumo de potencia activa a la red eléctrica en régimen permanente de  $80KW$  ( $i_{qvsc2}^* = \pm 200A$ ) y una potencia reactiva de  $0Var$  en los dos VSCs. Así, las corrientes de pico por las fases de la red eléctrica toman, aproximadamente, los valores  $i_{am} = i_{bm} = i_{cm} = 200\sqrt{\frac{2}{3}}A = 163.3A$ . Entre  $t_3 = 0.75s$  y  $t_4 = 0.85s$  se produce un 'dip' tipo B en el que la amplitud de la fase B se reduce a un 25% de su valor nominal. Para compensar este 'dip', las corrientes que circulan por la red deberían tomar, aproximadamente con la opción de compensación 1, los valores de pico  $i_{am} = i_{cm} = 216A$  e  $i_{bm} = 326.53A$ . Las tres corrientes superan la corriente nominal de pico  $250\sqrt{\frac{2}{3}}A = 204.1241A$ , con lo que el convertidor no puede compensar este 'dip'. El producto de la secuencia positiva de la tensión de la red eléctrica ( $\vec{e}_{dqp} = j300V$ ), por la máxima corriente que puede entregar el convertidor da una potencia de  $\approx 75KW$ , con lo que se produce un

excedente de potencia en el circuito de aproximadamente  $\approx 5KW$ .

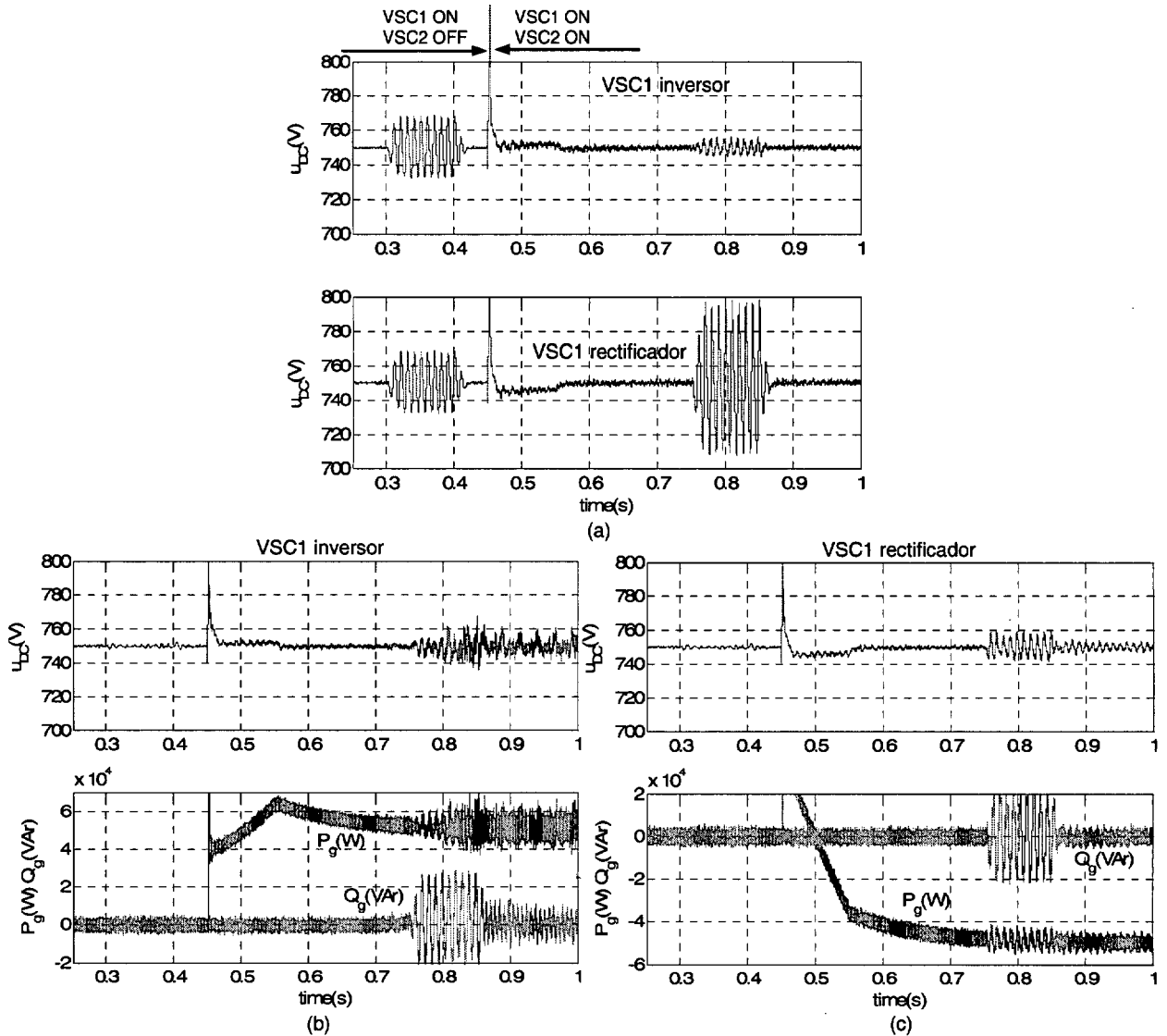


Fig. 5.19. a)  $u_{DC}$  para el convertidor ‘back-to-back’ sin DVCC en el sistema de control del VSC1 cuando este VSC trabaja como inversor y como rectificador.  $u_{DC}$ ,  $P_g(W)$  y  $Q_g(VAr)$  para el convertidor ‘back-to-back’ con DVCC en el sistema de control del VSC1 cuando éste opera como: b) inversor, y c) rectificador.

Para mostrar el comportamiento del convertidor ‘back-to-back’ bajo esta situación, en la Fig. 5.20 se representan las formas de onda de la tensión del DC-bus ( $u_{DC}$ ), potencias activa ( $P_g$ ) y reactiva ( $Q_g$ ) de la red eléctrica, potencias activa ( $P_w$ ) y reactiva ( $Q_w$ ) generada o demandada por la carga del VSC2 y las corrientes que se entregan a la red eléctrica.

En la Fig. 5.20.a el VSC1 funciona como inversor ( $i_{qVSC2}^* = -200A$ ). Ante una caída de la tensión de la red el condensador absorbe la diferencia entre la potencia generada por la carga del VSC2 y la potencia que se puede entregar a la red eléctrica, lo que implica un incremento considerable de la tensión del DC-bus, que se calcula a partir de la ec. de la energía del condensador (ec. (4.23)) como:

$$\Delta u_{DC} \approx \sqrt{\frac{2\Delta P_{C_{DC}} \Delta t}{C_{DC}}} \quad (5.43)$$

donde  $\Delta u_{DC}$  es menor para mayores  $C_{DC}$ . Una vez que ha finalizado el 'dip', el DC-bus tiende a alcanzar el régimen permanente, con lo que el exceso de energía almacenado en el condensador se compensa reduciendo la tensión del DC-bus, como se observa en la Fig. 5.20.a. La Fig. 5.21.a representa de forma más detallada cómo evolucionan las potencias activas de la red y de la carga del VSC2 durante el 'dip' y el 'post-dip' ( $P_W > P_g$ ) hasta alcanzar el DC-bus el régimen permanente. Como se observa en las Fig. 5.20.a y Fig. 5.21.a, durante el 'dip' las potencias media de la red y la carga del VSC2 son  $|\bar{e}_{dqp}|i_{q\max} \approx 300 \cdot 250 \approx 75KW$ ; mientras que el valor de pico de la potencia activa oscilante en la red toma el valor  $|\bar{e}_{dqn}|i_{q\max} \approx 100 \cdot 250 \approx 25KW$ .

En la Fig. 5.20.b el VSC1 funciona como rectificador ( $i_{qVSC2}^* = 200A$ ). En este caso, la carga del VSC2 demanda una potencia que la red no puede entregar y se produce una caída en la tensión del DC-bus. Una vez que ha finalizado el 'dip', el DC-bus tiende a alcanzar el régimen permanente, con lo que el defecto de energía almacenado en el condensador se compensa aumentando la tensión del DC-bus, como se observa en la Fig. 5.20.b. La Fig. 5.21.b representa de forma más detallada cómo evolucionan las potencias activas de la red y de la carga del VSC2 durante el 'dip' y el 'post-dip' ( $P_W < P_g$ ) hasta alcanzar el DC-bus el régimen permanente.

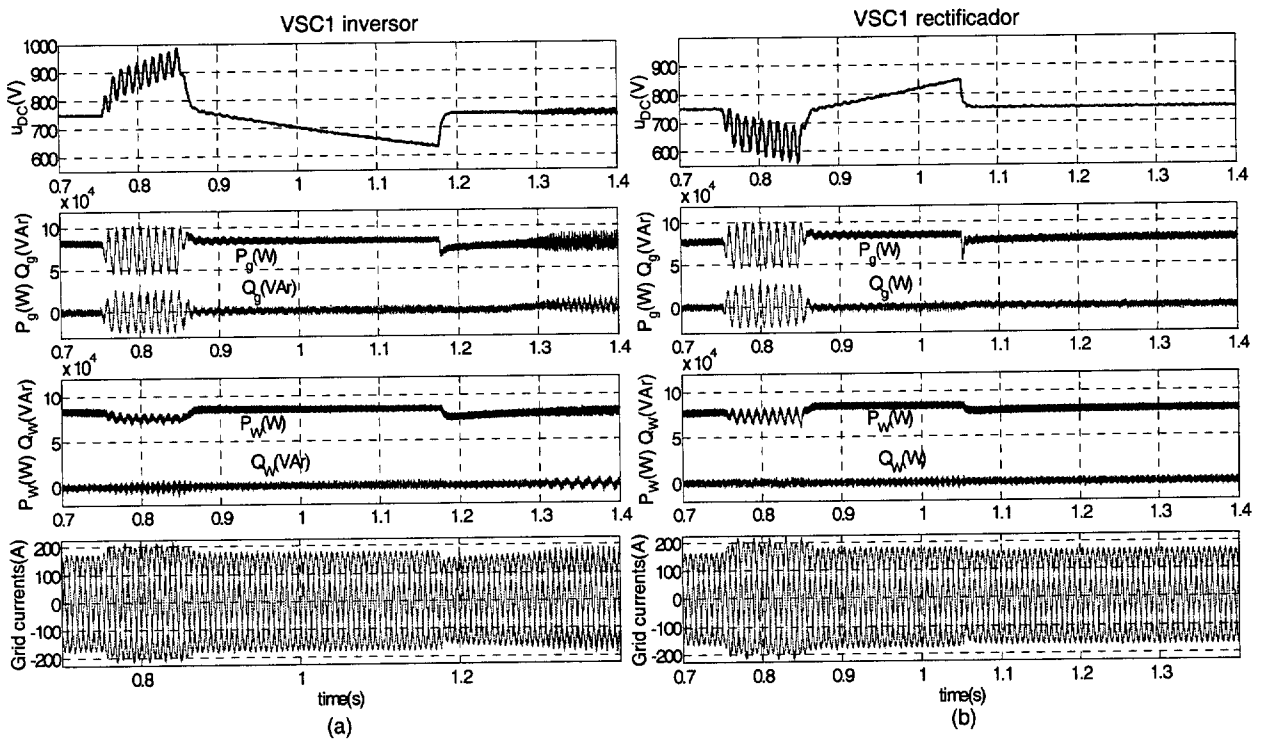


Fig. 5.20.  $u_{DC}$ ,  $P_g(W)$ ,  $Q_g(VAr)$ ,  $P_W(W)$ ,  $Q_W(VAr)$  y corrientes de la red eléctrica cuando se produce un exceso de potencia entre la demandada o generada por la carga del VSC2 y la que puede entregar o consumir la red eléctrica. a) VSC1 trabaja como inversor. b) VSC1 trabaja como rectificador.

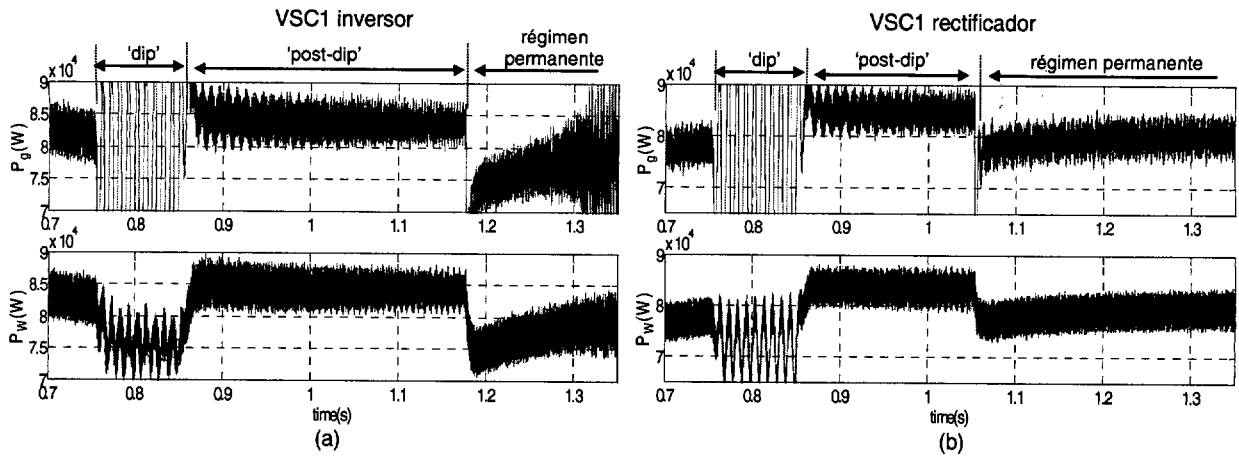


Fig. 5.21. Representación más detallada de las potencias activas de la red y de la carga del VSC durante el 'dip' y 'post-dip'.

En las Fig. 5.20 y Fig. 5.21 se ha representado el comportamiento del convertidor 'back-to-back' ante un 'dip' de tensión que provoca un exceso de potencia de  $\sim 5KW$  (5% de la potencia nominal). El objetivo de la Fig. 5.22 es analizar el comportamiento del convertidor 'back-to-back' ante un 'dip' fuertemente desbalanceado, el cual provoca un exceso de potencia mayor. La carga del VSC2 está generando una potencia activa de  $80KW$  y se produce un 'dip' tipo B en el que la fase B se cortocircuita. En este caso el exceso de potencia activa es  $\sim 13.3\%$  de la potencia nominal.

La Fig. 5.22.a representa el comportamiento del convertidor 'back-to-back' cuando el VSC1 funciona como inversor, mientras que en la Fig. 5.22.b el VSC1 está trabajando como rectificador. Lógicamente, el aumento de  $u_{DC}$  en este caso es mayor que en la Fig. 5.20 puesto que la profundidad del 'dip' es mayor. A partir de esta Fig. se observa que las variaciones de  $u_{DC}$  son menores cuando el VSC1 funciona como rectificador. Así, se puede concluir que ante desbalances fuertes de la tensión de la red no compensados, el comportamiento del convertidor 'back-to-back' es mejor cuando el VSC1 funciona como rectificador.

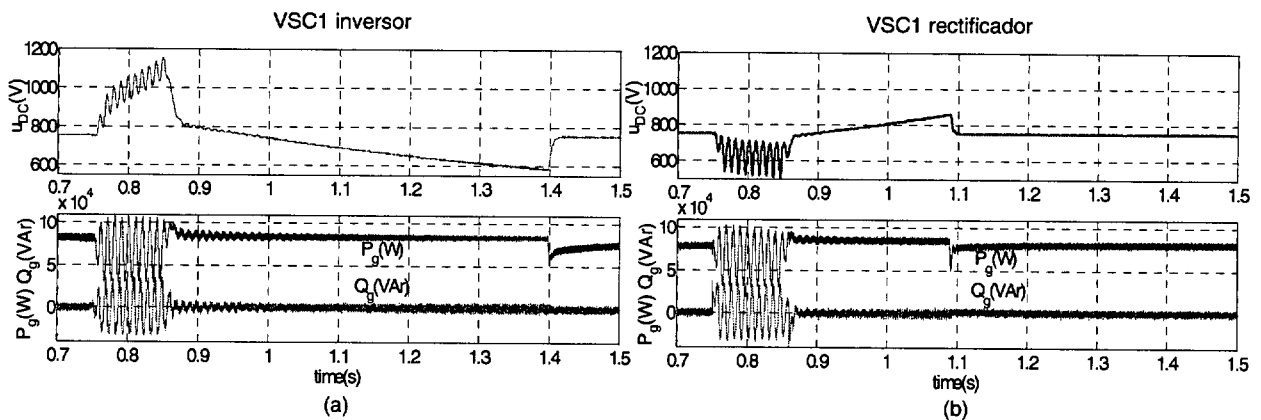


Fig. 5.22. Comportamiento del convertidor 'back-to-back' ante un 'dip' B en el que la fase B se cortocircuita.  
a) VSC1 trabaja como inversor. b) VSC1 trabaja como rectificador.

Resumiendo, los factores que determinan el incremento de  $u_{DC}$  cuando se produce un excedente de energía en el convertidor son: duración y profundidad del 'dip', potencias activa y reactiva en el

convertidor durante el ‘pre-dip’, el valor de  $C_{DC}$ , etc. El incremento y disminución de la tensión del DC-bus (Fig. 5.20 y Fig. 5.22) puede ocasionar problemas graves en el funcionamiento del circuito. Por un lado, el incremento de  $u_{DC}$  puede provocar la destrucción de componentes del convertidor por sobretensión; y por otro lado, la disminución de la tensión del DC-bus puede provocar que el VSC1 se quede sin control porque éste pase a comportarse como un rectificador no controlado. En ninguno de los casos  $u_{DC}$  debería tomar un valor superior a 1500V para el “CONDOR Converter”, como se indicó en el apartado 3.2.

Además, se ha analizado a partir de simulaciones de los modelos de gran señal, sin tener en cuenta las limitaciones físicas, el comportamiento del convertidor ‘back-to-back’ ante tensiones de red fuertemente desbalanceadas, y se ha comprobado que según aumenta  $u_{DC}$  el sistema tiende a la inestabilidad. Concretamente para el “CONDOR Converter”, se ha comprobado que cuando la tensión del DC-bus supera aproximadamente 1600V los lazos de control propuestos para el VSC1 se hacen inestables.

Algunas normativas, como el procedimiento P.O.12.3 de Red Eléctrica Española, especifican que ante un ‘dip’ el convertidor debe entregar la corriente nominal, pero esta debe repartirse entre componente activa y reactiva. En el caso de tener que entregar potencia reactiva a la red eléctrica, se incrementan los problemas debido a que el excedente de potencia activa en el convertidor será mayor.

Conocidas las variables del sistema que determinan la capacidad para compensar ‘dips’, las posibles soluciones para mejorar del comportamiento del convertidor ‘back-to-back’ ante ‘dips’ dependen del modo de funcionamiento del VSC1 y del tipo de carga conectado al VSC2.

Si el VSC1 funciona como inversor, y está entregando potencia a la red procedente de un generador eléctrico conectado como carga del VSC2, ante un ‘dip’ que supere las limitaciones del convertidor se va a producir un excedente de energía. Una opción sería disminuir la potencia que entrega la carga del VSC2, pero en ocasiones resulta complicado porque hay que actuar sobre elementos mecánicos cuya respuesta es más lenta que la duración del propio ‘dip’. Así, la solución pasa por diseñar elementos que almacenen o disipen este excedente de energía transitoria. En caso de no usar estos sistemas, es necesario supervisar la tensión del DC-bus, y si supera un valor umbral se desconecta el sistema de la red eléctrica.

Por otro lado, cuando el VSC1 trabaja como rectificador, una solución en la mayoría de casos factible es reducir la consigna de potencia activa que se está entregando a la carga del VSC2 a un valor que pueda entregar durante el ‘dip’ la red eléctrica. Esta solución resulta fácil porque se actúa directamente sobre elementos electrónicos cuya velocidad de respuesta es alta comparada con la duración del ‘dip’.

Por último indicar que, en las simulaciones mostradas en las Fig. 5.17, Fig. 5.19, Fig. 5.20, Fig. 5.21 y Fig. 5.22 el ancho de banda del controlador dual es más pequeño que el ancho de banda de los controladores basados en respuesta ‘dead-beat’ que se analizaron en el Cap. 4 y Ap. D. La razón de esto es la presencia del DSC en el lazo de control de corriente, que provoca un retardo sobre las corrientes de la red de 5ms, lo que obliga a reducir de forma considerable la ganancia del

controlador de corriente. Como trabajo futuro se propone el desarrollo de controladores para desbalances de las tensiones de red con mayor ancho de banda.

## 5.6. Conclusiones.

En este Cap. se ha propuesto un método de identificación ‘on-line’ de la impedancia de la línea basado en el modelo de la red eléctrica en los ejes  $dq0$ . Las aportaciones más relevantes han sido la cuantificación de los valores máximos que se pueden estimar en función de que el VSC esté en lazo abierto o en lazo cerrado. Además se ha propuesto un método de compensación generando un nuevo modelo del sistema que incluye la inductancia y resistencia de la red eléctrica.

En cuanto a la identificación de las variaciones de los componentes del filtro de línea, se ha propuesto un método de identificación directo y un método basado en el EKF con el objetivo final de desarrollar un controlador adaptativo, y se han comparado los dos métodos propuestos.

Con la técnica de identificación estocástica (EKF), sólo se realiza el estudio para el filtro L, y se propone como trabajos futuros realizar el mismo estudio para el filtro LCL. Hay que tener en cuenta que en los métodos de identificación propuestos se parte de un modelo con valores únicos para las tres componentes de resistencia e inductancia. En la práctica puede ocurrir que haya pequeñas derivas entre los valores de los componentes de un parámetro, por ejemplo las inductancias  $L_1$ . [Arriagada, *et al.*, 03] propone un método para identificación de los parámetros del filtro L de forma individual.

Mediante simulaciones del modelo de gran señal de un VSC conectado a la red eléctrica con filtro LCL se ha analizado el efecto de la saturación de las inductancias cuando se producen sobrecorrientes. Esto provoca que de forma transitoria se reduzcan los valores de las inductancias, y que por tanto se desplace la frecuencia de resonancia hacia la frecuencia de conmutación del convertidor tendiendo el sistema a la inestabilidad. Como solución se ha propuesto llegar a un compromiso entre aumentar la corriente de saturación de la inductancia y reducir la máxima corriente nominal que entrega el convertidor, con el fin de evitar la saturación de las inductancias.

Para optimizar el comportamiento del VSC con armónicos en la tensión de red se ha propuesto el “Controlador de corriente con feedforward predictivo”. Con respecto a otros controladores propuestos como “Controladores con múltiples ejes de referencia rotatorios ( $dq$ )” [Allmeling, 04] o “Controladores con múltiples ejes de referencia estacionarios ( $\alpha\beta$ )” [Yuan, *et al.*, 02], reduce de forma considerable la carga computacional. Con armónicos en la señal de red, e incluso con armónicos desbalanceados, el método ‘feedforward’ predictivo es una buena elección porque es capaz de inyectar corriente a la red con, únicamente, el armónico fundamental independientemente de los armónicos de la tensión de red. Así, se consigue tener en la red potencia activa constante, únicamente de la secuencia positiva del armónico fundamental. Con este método se puede tener un pequeño rizado en la tensión  $u_{DC}$  debido a las pérdidas de los armónicos que se producen en el filtro de red.

Para compensar los desbalances en la tensión de red, siempre que no se superen los límites del convertidor, se emplea un controlador dual de corriente como el propuesto en [Song, *et al.*, 99],

[Magueed, *et al.*, 04a], [Magueed, *et al.*, 04b], [Suh, *et al.*, 02] o [Suh, *et al.*, 04], pues el método 'feedforward' predictivo elimina la secuencia negativa de la corriente, y ocasiona que haya potencia oscilante en la red eléctrica que se transmite al resto del sistema. Una aportación de este apartado con respecto a los trabajos referenciados es que se ha ampliado el estudio de los controladores duales y cálculo de las referencias de corriente a los filtros LCL. Además, se ha analizado la capacidad de compensar desbalances de la tensión de red cuando el VSC tiene una carga activa, es decir, forma parte de un convertidor 'back-to-back'. Finalmente, se han mostrado los efectos sobre el sistema cuando el convertidor no puede compensar un 'dip' por limitaciones de corriente.





# 6

## Conclusiones y trabajos futuros

### 6.1. Conclusiones

Esta Tesis se ha centrado en la optimización del comportamiento de los VSCs cuando se emplean como interfaces electrónicos conectados a la red eléctrica de sistemas de generación de electricidad, con el objeto de entregar o demandar energía a la red con la mejor calidad posible, y cumpliendo las normativas vigentes. Se han aportado soluciones en el campo de la distribución de energía eléctrica, mediante el diseño de convertidores más robustos frente a posibles perturbaciones y desarrollando nuevos algoritmos de control que mejoren el comportamiento de éstos ante dichas perturbaciones.

Los siguientes puntos resumen las principales mejoras y contribuciones realizadas durante el desarrollo de esta Tesis:

- Diseño del “CONDOR Converter”.

Se ha diseñado e implementado un convertidor ‘back-to-back’ de tres niveles NPC de 100KVA. Las aportaciones se han centrado en las siguientes partes del “Sistema de Electrónica de Potencia” del convertidor: se han analizado las limitaciones del convertidor para compensar ‘dips’ de tensión de la red eléctrica; se ha propuesto un método para el diseño de los componentes del filtro de red; y por último se han analizado los factores que determinan el valor de los condensadores del DC-bus.

[Magueed, *et al.*, 04a] es uno de los pocos trabajos de investigación donde se analizan las limitaciones físicas de los VSCs para compensar ‘dips’. Con respecto a la referencia indicada, la principal aportación de la Tesis es el análisis de la limitación de la corriente de salida del convertidor, y por tanto la limitación para compensar ‘dips’, debida a las características térmicas de los IGBTs y de la saturación de las inductancias del filtro de red.

Respecto al cálculo de los componentes del filtro L y LCL, las aportaciones más destacables frente a trabajos como [Bojrup, 99] y [Lisserre, *et al.*, 01] son: la especificación de una serie de limitaciones de los componentes que forman el filtro LCL; y la obtención de las expresiones analíticas de los componentes atendiendo a la atenuación de los armónicos a partir del criterio de atenuación de  $-20\text{dB}$  a  $f_{sw}$ , y a partir del estándar IEC 61000-3-4.

En la literatura técnica hay numerosos trabajos que analizan el efecto del desequilibrio en la tensión de los condensadores del DC-bus debidos a  $i_{NP}$ , como por ejemplo [Ogasawara, *et al.*, 93], [Celanovic, *et al.*, 00], [Pou, *et al.*, 03] y [Pou, *et al.*, 04]; pero en la gran mayoría de estos trabajos no se obtienen expresiones analíticas para calcular  $C_{DC}$  en función de  $i_{NP}$  y tampoco se analiza de forma analítica el efecto de un convertidor ‘back-to-back’ en  $i_{NP}$ . Así, respecto a los trabajos citados anteriormente, las principales contribuciones han sido analizar  $i_{NP}$  en un convertidor ‘back-to-back’, relacionar el rizado en  $u_{DC}$  debido a  $i_{DC}$  y a  $i_{NP}$ , y obtener las ecuaciones analíticas del cálculo de  $C_{DC}$  para un convertidor ‘back-to-back’.

- Sistema de control del VSC conectado a la red eléctrica.

De todos los elementos que forman el sistema de control del VSC conectado a la red eléctrica se han analizado detalladamente el controlador de corriente del filtro LCL, el SPLL y el controlador de  $u_{DC}$ .

Para controlar VSCs conectados a la red eléctrica a través de un filtro LCL se ha propuesto un algoritmo que controla la corriente de la red ( $\bar{i}_2(t)$ ), lo que permite obtener de forma exacta un desplazamiento del factor de potencia unidad en el PCC. El inconveniente de trabajos similares como [Lindgren, *et al.*, 98] o [Bojrup, 99], es que emplean cuatro conjuntos de sensores para realizar el control. Otra limitación de ambos trabajos es la dependencia del controlador propuesto con el valor de los componentes del filtro, porque la respuesta del sistema es muy sensible a la ubicación de las frecuencias de resonancia del filtro, de conmutación del convertidor y de muestreo del controlador. El algoritmo propuesto en esta Tesis resuelve ambos inconvenientes, en primer lugar se reduce el número de sensores de cuatro a dos conjuntos empleando un observador de estado, y en segundo lugar se amortigua la respuesta del controlador mediante ‘dampings’ activos, que no precisan nuevos sensores, haciendo que sea prácticamente independiente de la ubicación de las tres frecuencias indicadas anteriormente.

En cuanto al SPLL, la aportación más destacable es el estudio del comportamiento del VSC en función de la configuración y la velocidad de respuesta del SPLL ante las perturbaciones más típicas de la red. La conclusión es que el uso del SPLL con DSC hace que el VSC tenga peor respuesta ante las perturbaciones cuando el controlador de corriente empleado es sincronizado en los ejes de referencia  $dq$  positivos (Ap. D). Así, el SPLL con DSC resulta óptimo en sistemas con controladores duales [Saccomando, *et al.*, 01], o en controladores donde el ‘feedforward’ no es la salida del SPLL, sino la información exacta de la tensiones de la red eléctrica [Klumpner, *et al.*, 04]. En caso contrario es mejor emplear un SPLL sin DSC porque la acción ‘feedforward’ en el controlador es más efectiva.

Para el control de  $u_{DC}$  se han propuesto dos controladores basados en dos modelos del DC-bus, se han diseñado mediante el lugar de las raíces del plano  $z$  y se han comparado las respuestas del controlador para los filtros de red L y LCL. Para analizar la respuesta del controlador de  $u_{DC}$  según el modo de funcionamiento se ha usado el modelo linealizado de pequeña señal y el modelo de gran señal. A partir del modelo linealizado de pequeña señal se concluye que el controlador de  $u_{DC}$  es inestable cuando funciona en modo inversor y estable cuando funciona en modo rectificador independientemente del valor de  $C_{DC}$ . En cambio con el modelo de gran señal, que se aproxima a

un sistema real, se comprueba que la estabilidad del lazo de  $u_{DC}$  es función de  $C_{DC}$  para los dos modos de funcionamiento del VSC.

- Optimización del comportamiento de los VSCs conectados a la red eléctrica bajo perturbaciones del sistema.

Para optimizar el comportamiento de los VSCs ante posibles perturbaciones se han desarrollado, principalmente, algoritmos de identificación de las impedancias de la red y del filtro de red; y algoritmos de control para compensar armónicos y desbalanceos de las tensiones de la red eléctrica.

Se ha propuesto un método de identificación ‘on-line’ de la impedancia de la línea basado en el modelo de la red eléctrica en los ejes  $dq\theta$ . Las aportaciones más relevantes han sido la cuantificación de los valores máximos que se pueden estimar en función de que el VSC esté trabajando en lazo abierto o en lazo cerrado. Además se ha propuesto un método de compensación generando un nuevo modelo del sistema que incluye la inductancia y resistencia de la red eléctrica.

En cuanto a la identificación de las variaciones de los componentes del filtro de línea, se ha propuesto un método de identificación directo y un método basado en el EKF con el objetivo final de desarrollar un controlador adaptativo. Los métodos de identificación propuestos se han basado en el supuesto de idénticos valores de  $R_1$ ,  $L_1$ ,  $R_2$ ,  $L_2$  y  $C_o$  para las tres ramas del filtro de red. En [Arriagada, *et al.*, 03] se propone un método para identificación de los parámetros del filtro de forma individual. Esto resulta útil cuando se producen derivas entre los valores de los componentes de un parámetro. En la práctica estas derivas, en la mayoría de los casos, son muy pequeñas y no justifican el correspondiente esfuerzo computacional.

Para optimizar el comportamiento del VSC con armónicos en la tensión de red se ha propuesto un controlador de corriente con ‘feedforward’ predictivo. Con respecto a otros controladores propuestos [Allmeling, 04] o [Yuan, *et al.*, 02], éste reduce de forma considerable la carga computacional. Con armónicos en la señal de red, e incluso con armónicos desbalanceados, el método ‘feedforward’ predictivo es una buena elección porque es capaz de inyectar corriente a la red con, únicamente, el armónico fundamental independientemente de los armónicos de la tensión de red. Así, se consigue tener en la red potencia activa constante, únicamente de la secuencia positiva del armónico fundamental. Con este método se puede tener un pequeño rizado en la tensión  $u_{DC}$  debido a las pérdidas de los armónicos que se producen en el filtro de red.

Para compensar los desbalanceos en la tensión de red, siempre que no se superen los límites del convertidor, se emplea un controlador dual de corriente como el propuesto en [Song, *et al.*, 99], [Magueed, *et al.*, 04a], [Magueed, *et al.*, 04b], [Suh, *et al.*, 02] o [Suh, *et al.*, 04], pues el método ‘feedforward’ predictivo elimina la secuencia negativa de la corriente, y ocasiona que haya potencia oscilante en la red eléctrica. Una aportación con respecto a los trabajos referenciados es que se ha ampliado el estudio de los controladores duales y cálculo de las referencias de corriente a los filtros LCL. Además, se ha analizado la capacidad de compensar desbalanceos de la tensión de red cuando el VSC tiene una carga activa, es decir, forma parte de un convertidor ‘back-to-back’.

## 6.2. Trabajos futuros.

A partir de los estudios desarrollados en esta Tesis se proponen las siguientes mejoras o modificaciones futuras que se agrupan en las temáticas:

- Sistema de control del convertidor.

Diseño de un controlador del desequilibrio de tensión de los dos bancos de condensadores del DC-bus debido a  $i_{NP}$ . Esto implica una reducción en los valores de  $C_{DC}$  obtenidos en el Cap. 3.

Realización de un controlador de  $u_{DC}$  para valores pequeños de  $C_{DC}$ . Como se analizó en el Cap. 4 esto supone que las constantes del controlador son función del valor de  $R_L$ . Para desarrollar el controlador se propone el empleo de técnicas de control no lineal que fijen el valor de las constantes del controlador por tramos de los posibles valores de  $R_L$ .

Desarrollo de controladores de corriente duales con mayor ancho de banda. En los controladores duales del Cap. 5 es menor que en los controladores del apartado 4.1 y Ap. D por la presencia de DSCs en el lazo de control.

El modelo del filtro LCL está formado, en los ejes  $dq0$ , por tres ecuaciones vectoriales (Ap. B). Cada una de estas ecuaciones tiene una expresión semejante a la del modelo del filtro L. Por esta razón el controlador de corriente del filtro LCL propuesto en esta Tesis, se ha basado en el controlador de corriente del filtro L (Ap. D). Como trabajo futuro se propone hacer un controlador del filtro LCL partiendo directamente de la teoría de control de sistemas MIMO.

- Identificación de los componentes del filtro de red y de las perturbaciones de la red eléctrica.

Mejorar, proponiendo nuevos algoritmos, la identificación de la resistencia equivalente de las inductancias del filtro de red.

Identificar los componentes del filtro LCL con el algoritmo basado en el EKF.

Una vez obtenidos los valores de los componentes del filtro de red, analizar el comportamiento del VSC aplicando técnicas de control adaptativo.

Diseñar un algoritmo de identificación ‘on-line’ de las diferentes perturbaciones de la red eléctrica. A partir de éste desarrollar un sistema de control que decida qué controlador aplicar en cada caso.

- Compensación y balance de potencia ante ‘dips’ en la red eléctrica.

Analizar la compensación de ‘dips’ y el balance de potencias en convertidores ‘back-to-back’ en función de la carga.

Diseñar elementos para almacenar o disipar la energía sobrante en un convertidor ‘back-to-back’ debido a ‘dips’ profundos. Estos elementos reducen las variaciones producidas en la tensión del DC-bus durante este tipo de ‘dips’.

- Implementación física de los algoritmos de control desarrollados en el Cap. 4 y Cap. 5.

# Apéndice **A**

## Representación vectorial de variables trifásicas

Un sistema trifásico balanceado de corrientes sinusoidales se expresa como:

$$\begin{aligned} i_a(t) &= \sqrt{2}I \cos(\omega t) \\ i_b(t) &= \sqrt{2}I \cos\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) \\ i_c(t) &= \sqrt{2}I \cos\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) \end{aligned} \quad (\text{A.1})$$

donde  $I$  es la corriente eficaz de fase. Estos sistemas tienen dos importantes características:

1. La suma instantánea de las tres corrientes es nula, porque:

$$\cos(\omega t) + \cos\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) + \cos\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) = 0 \quad (\text{A.2})$$

por tanto,

$$i_a(t) + i_b(t) + i_c(t) = 0 \quad (\text{A.3})$$

2. La potencia activa ( $P$ ), que es el valor medio de la potencia instantánea ( $p$ ), es igual a la potencia instantánea con lo que no hay potencia fluctuante.

Un sistema trifásico está desbalanceado cuando las diferencias de fase de las tres corrientes difieren de  $\frac{2\pi}{3}$  y  $-\frac{2\pi}{3}$  o cuando sus valores eficaces son distintos, de tal forma que:

$$i_a(t) + i_b(t) + i_c(t) \neq 0 \quad (\text{A.4})$$

La Fig. A.1 muestra un sistema trifásico balanceado y otro desbalanceado. En esta Fig.  $a = e^{-j\frac{2\pi}{3}}$ ; y  $\bar{s}_a$ ,  $\bar{s}_b$  y  $\bar{s}_c$  representan cualquier variable de un sistema trifásico (tensión, corriente, flujo, etc.).

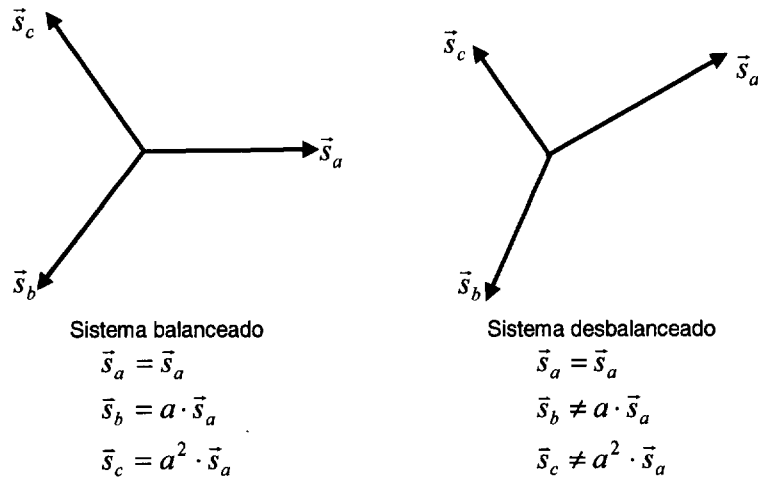


Fig. A.1. Sistema trifásico balanceado y desbalanceado.

### A.1. Concepto de vector espacial.

La transformación de variables trifásicas en vectores espaciales se puede entender a partir de la Fig. A.2.a. En ésta se representa un espacio tridimensional con tres ejes ortogonales denominados  $a$ ,  $b$  y  $c$ . Cualquier variable (tensión, corriente, flujo, etc.) dentro de este espacio se puede expresar de forma vectorial como:

$$\vec{s}(t) = \left[ s_a(t) + s_b(t)e^{j\frac{2\pi}{3}} + s_c(t)e^{j\frac{4\pi}{3}} \right] \quad (A.5)$$

donde  $s_a(t)$ ,  $s_b(t)$  y  $s_c(t)$  representan los valores instantáneos de los vectores  $\vec{s}_a$ ,  $\vec{s}_b$  y  $\vec{s}_c$ , respectivamente (Fig. A.1).

Por ejemplo, la corriente de estátor de una máquina de inducción trifásica está formada por tres componentes independientes que se pueden representar mediante un vector dentro del espacio tridimensional de la Fig. A.2.a. La proyección de este vector en los tres ejes ( $a$ ,  $b$  y  $c$ ) produce los valores instantáneos de las tres corrientes de las fases del estátor. En el caso de un sistema trifásico balanceado, la suma instantánea de estas tres corrientes es cero, lo que implica que el vector de corriente tiene que desplazarse en un plano definido por [Boroyevich, 00]:

$$i_a(t) + i_b(t) + i_c(t) = 0 \quad (A.6)$$

La ec. (A.6) resulta ser la expresión particularizada de la ec. analítica del plano:

$$ax + by + cz = d \quad (A.7)$$

Esta ec. define un plano denominado  $\chi$ , que es perpendicular al vector  $[1 \ 1 \ 1]^T$  en el espacio  $abc$  (Fig. A.2.a). El espacio  $\alpha\beta\gamma$  está definido por:

- El eje  $\alpha$ , que es la proyección del eje  $a$  sobre el plano  $\chi$ .
- El eje  $\beta$ , que es perpendicular al eje  $\alpha$ , se define por la regla de la mano derecha.
- El eje  $\gamma$ , que es co-lineal con el vector  $[1 \ 1 \ 1]^T$ , y es el resultado del producto vectorial

$\alpha \times \beta$ . La componente sobre el eje  $\gamma$  recibe el nombre de componente cero, y es la suma instantánea de  $a$ ,  $b$  y  $c$ .

La Fig. A.2.b representa la localización de los ejes  $abc$  cuando están proyectados sobre el plano  $\alpha\beta$ . De esta forma, las componentes  $\alpha$  y  $\beta$  del vector  $\vec{s}$  se expresan como:

$$\vec{s}_{\alpha\beta}(t) = s_{\alpha}(t) + js_{\beta}(t) = k \cdot \left[ s_a(t) + s_b(t)e^{j\frac{2\pi}{3}} + s_c(t)e^{j\frac{4\pi}{3}} \right] \quad (\text{A.8})$$

donde  $k$  es un factor que está en función del tipo de transformación que se realice, a saber, transformación invariante en potencia o invariante en amplitud.

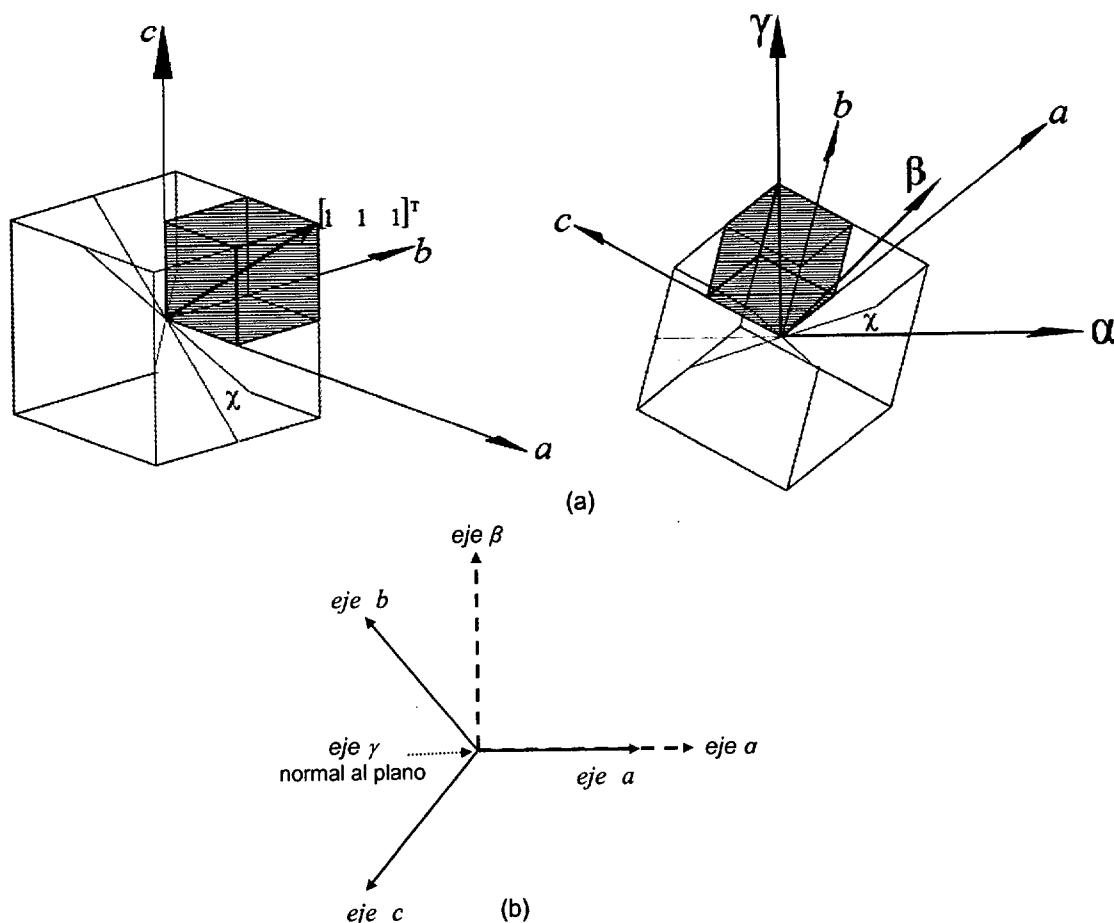


Fig. A.2. a) Sistema de coordenadas cartesianas para las variables  $abc$ , representación del plano  $\alpha\beta$  y proyección de las variables  $abc$  en el plano  $\alpha\beta$  [Boroyevich, 00]. b) Localización de los ejes  $abc$  cuando están proyectados sobre el plano  $\alpha\beta$ .

La tercera componente es la componente cero, se denomina  $\gamma$ , es normal a los ejes  $abc$  y se calcula como:

$$s_{\gamma}(t) = k \cdot \left[ s_a(t) \cos \frac{\pi}{4} + s_b(t) \cos \frac{\pi}{4} + s_c(t) \cos \frac{\pi}{4} \right] = k \cdot \left[ s_a(t) \frac{1}{\sqrt{2}} + s_b(t) \frac{1}{\sqrt{2}} + s_c(t) \frac{1}{\sqrt{2}} \right] \quad (\text{A.9})$$

donde  $k$  es el factor de transformación. La componente  $\gamma$  es cero en el caso de sistemas balanceados, y en sistemas reales representa la corriente que circula por el hilo neutro en una

conexión en estrella. En muchas ocasiones los ejes  $\alpha\beta\gamma$  son referidos como  $\alpha\beta$  porque se omite la componente  $\gamma$ .

La transformación de variables trifásicas a vectores espaciales está formada por dos transformaciones:

1. Ejes estacionarios  $abc$  a ejes estacionarios  $\alpha\beta\gamma$ .
2. Ejes estacionarios  $\alpha\beta\gamma$  a los ejes rotatorios síncronos  $dq0$ .

La primera transformación, que ha sido analizada en los párrafos anteriores, consiste en expresar las variables trifásicas en forma de vector, con lo que aparece una parte real, una parte imaginaria y una componente cero en caso de que el sistema trifásico esté desbalanceado. En los dos espacios, las señales o vectores se desplazan sobre unos ejes estacionarios a la velocidad  $\omega$  (pulsación de las señales). En la segunda transformación, las componentes de los vectores que representan el sistema trifásico se transforman en valores invariantes en el tiempo de forma que se obtienen unos ejes rotatorios síncronos que se desplazan a la velocidad de las señales. Desde el punto de vista de estos ejes, las componentes de los vectores toman valores constantes.

## A.2. Transformación vectorial de un sistema trifásico.

### A.2.1. Transformación de los ejes de referencia estacionarios $abc$ a los ejes de referencia estacionarios $\alpha\beta$

Hay dos posibles transformaciones, las cuales difieren en el valor de la constante  $k$  (ec. (A.8)) que multiplica a la matriz de transformación. Éstas son:

- Transformación invariante en potencia. El objetivo de ésta es que la potencia en los ejes  $\alpha\beta$  sea igual que la potencia en los ejes  $abc$ , y se expresa con la ec.:

$$p(t) = u_\alpha(t)i_\alpha(t) + u_\beta(t)i_\beta(t) = u_a(t)i_a(t) + u_b(t)i_b(t) + u_c(t)i_c(t) \quad (\text{A.10})$$

- Transformación invariante en amplitud. En ésta se iguala la amplitud de las componentes  $\alpha\beta$  con la amplitud de las señales  $abc$ .

#### A.2.1.1. Transformación invariante en potencia.

La potencia instantánea de un sistema trifásico en los ejes  $abc$  se define como:

$$p(t) = u_a(t)i_a(t) + u_b(t)i_b(t) + u_c(t)i_c(t) \quad (\text{A.11})$$

y en los ejes  $\alpha\beta$  se define como:

$$p(t) = u_\alpha(t)i_\alpha(t) + u_\beta(t)i_\beta(t) \quad (\text{A.12})$$

(la componente  $\gamma$  no contribuye a la generación de potencia). Si se realiza una transformación invariante en potencia se cumple que:

$$p(t) = u_\alpha(t)i_\alpha(t) + u_\beta(t)i_\beta(t) = u_a(t)i_a(t) + u_b(t)i_b(t) + u_c(t)i_c(t) \quad (\text{A.13})$$



A partir de la ec. (A.8), se obtienen los valores de  $u_\alpha(t)$ ,  $u_\beta(t)$ ,  $i_\alpha(t)$  e  $i_\beta(t)$ :

$$\begin{aligned} u_\alpha(t) &= k \left( u_a(t) - \frac{1}{2}u_b(t) - \frac{1}{2}u_c(t) \right) & i_\alpha(t) &= k \left( i_a(t) - \frac{1}{2}i_b(t) - \frac{1}{2}i_c(t) \right) \\ u_\beta(t) &= k \frac{\sqrt{3}}{2} (u_b(t) - u_c(t)) & i_\beta(t) &= k \frac{\sqrt{3}}{2} (i_b(t) - i_c(t)) \end{aligned} \quad (\text{A.14})$$

quedando el valor instantáneo de la potencia como:

$$p(t) = u_\alpha(t)i_\alpha(t) + u_\beta(t)i_\beta(t) = k^2 \frac{3}{2} [u_a(t)i_a(t) + u_b(t)i_b(t) + u_c(t)i_c(t)] \quad (\text{A.15})$$

Para que se cumpla la ec. (A.13),  $k$  debe tomar el valor  $k = \sqrt{\frac{2}{3}}$ , y la ec. (A.8) se escribe como:

$$\begin{aligned} \bar{s}_{\alpha\beta}(t) &= s_\alpha(t) + js_\beta(t) = \sqrt{\frac{2}{3}} \left[ s_a(t) + s_b(t)e^{j\frac{2\pi}{3}} + s_c(t)e^{j\frac{4\pi}{3}} \right] = \\ &= \sqrt{\frac{2}{3}} \left[ s_a(t) - \frac{1}{2}s_b(t) - \frac{1}{2}s_c(t) + j\frac{\sqrt{3}}{2}(s_b(t) - s_c(t)) \right] \end{aligned} \quad (\text{A.16})$$

Resumiendo, la transformada directa ( $abc \rightarrow \alpha\beta\gamma$ ) en forma matricial es:

$$\bar{s}_{\alpha\beta\gamma}(t) = T_{abc \rightarrow \alpha\beta\gamma} \cdot \bar{s}_{abc}(t) = \begin{bmatrix} s_\alpha(t) \\ s_\beta(t) \\ s_\gamma(t) \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} s_a(t) \\ s_b(t) \\ s_c(t) \end{bmatrix} \quad (\text{A.17})$$

donde  $\|T_{abc \rightarrow \alpha\beta\gamma}\| = \frac{3}{2}$ , y la transformada inversa ( $\alpha\beta\gamma \rightarrow abc$ ) es:

$$\bar{s}_{abc}(t) = \begin{bmatrix} s_a(t) \\ s_b(t) \\ s_c(t) \end{bmatrix} = T_{\alpha\beta\gamma \rightarrow abc} \cdot \bar{s}_{\alpha\beta\gamma}(t) = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} s_\alpha(t) \\ s_\beta(t) \\ s_\gamma(t) \end{bmatrix} \quad (\text{A.18})$$

### A.2.1.2. Transformación invariante en amplitud.

En este caso, para que haya una correspondencia entre las componentes  $\alpha$  y  $\beta$  con las amplitudes de las señales transformadas,  $k$  debe tomar el valor  $k = \frac{2}{3}$ . De esta forma, la ec. (A.8), se expresa de la forma:

$$\begin{aligned}\bar{s} &= s_\alpha(t) + js_\beta(t) = \frac{2}{3} \left[ s_\alpha(t) + s_b(t)e^{j\frac{2\pi}{3}} + s_c(t)e^{j\frac{4\pi}{3}} \right] = \\ &= \frac{2}{3} \left[ s_\alpha(t) - \frac{1}{2}s_b(t) - \frac{1}{2}s_c(t) + j\frac{\sqrt{3}}{2}(s_b(t) - s_{c(t)}) \right]\end{aligned}\quad (\text{A.19})$$

La transformación directa ( $abc \rightarrow \alpha\beta$ ) en forma matricial es:

$$\bar{s}_{\alpha\beta\gamma}(t) = T_{abc \rightarrow \alpha\beta\gamma} \cdot \bar{s}_{abc}(t) = \begin{bmatrix} s_\alpha(t) \\ s_\beta(t) \\ s_\gamma(t) \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} s_a(t) \\ s_b(t) \\ s_c(t) \end{bmatrix}\quad (\text{A.20})$$

donde  $\|T_{abc \rightarrow \alpha\beta\gamma}\| = \sqrt{\frac{3}{2}}$ , y la transformada inversa ( $\alpha\beta \rightarrow abc$ ) es:

$$\bar{s}_{abc}(t) = \begin{bmatrix} s_a(t) \\ s_b(t) \\ s_c(t) \end{bmatrix} = T_{\alpha\beta\gamma \rightarrow abc} \cdot \bar{s}_{\alpha\beta\gamma}(t) = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & 0 & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} s_\alpha(t) \\ s_\beta(t) \\ s_\gamma(t) \end{bmatrix}\quad (\text{A.21})$$

Con la transformación invariante en amplitud, la potencia instantánea en función de las componentes  $abc$  y  $\alpha\beta$  es:

$$p(t) = \frac{3}{2} [u_\alpha(t)i_\alpha(t) + u_\beta(t)i_\beta(t)] = u_a(t)i_a(t) + u_b(t)i_b(t) + u_c(t)i_c(t)\quad (\text{A.22})$$

### A.2.1.3. Resumen de transformaciones.

Cuando el sistema trifásico es balanceado, la fila de la componente  $\gamma$  en el caso de las transformaciones  $abc \rightarrow \alpha\beta\gamma$ , o la columna  $\gamma$  en el caso de la  $\alpha\beta\gamma \rightarrow abc$ , no hace falta introducirlas en las transformaciones correspondientes, puesto que el valor de dichas componentes va a ser cero.

Tabla A.1. Resumen de transformaciones de  $abc \rightarrow \alpha\beta\gamma$ .

Invariante en potencia	Invariante en amplitud
$abc \rightarrow \alpha\beta\gamma$	
$T_{abc \rightarrow \alpha\beta\gamma} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix}$	$T_{abc \rightarrow \alpha\beta\gamma} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix}$
$\alpha\beta\gamma \rightarrow abc$	
$T_{\alpha\beta\gamma \rightarrow abc} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix}$	$T_{\alpha\beta\gamma \rightarrow abc} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & 0 & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix}$

**A.2.2. Transformación de ejes de referencia fijos  $\alpha\beta\gamma$  a ejes de referencia rotatorios síncronos  $dq0$ .**

La transformación a los ejes de referencia rotatorios síncronos  $dq0$  (Fig. A.3) consiste en convertir las componentes  $\alpha\beta$  que se desplazan a la velocidad  $\omega$ , y por tanto, son dependientes en el tiempo, en variables invariantes en el tiempo. Para realizar esta transformación se multiplica el vector  $\vec{s}_{\alpha\beta}$  que se está desplazando a la velocidad  $\omega$  por el operador de  $e^{-j\theta} = e^{-j\omega t}$ , de tal forma que si el sistema trifásico está balanceado y únicamente tienen una componente armónica, el resultado es que las nuevas componentes  $dq$  son constantes. Esto se expresa de forma matemática como sigue:

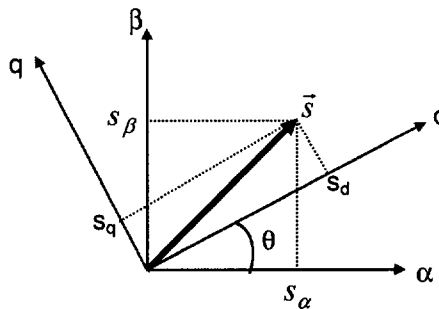


Fig. A.3. Representación gráfica de la transformación  $\alpha\beta\gamma \rightarrow dq0$ .

$$\begin{aligned} \vec{s}_{dq}(t) &= s_d(t) + js_q(t) = \vec{s}_{\alpha\beta}(t) \cdot e^{-j\theta} = (s_\alpha(t) + js_\beta(t)) \cdot (\cos\theta - j\sin\theta) \\ &= s_\alpha(t)\cos\theta + s_\beta(t)\sin\theta + j(-s_\alpha(t)\sin\theta + s_\beta(t)\cos\theta) \end{aligned} \tag{A.23}$$

donde  $\theta$  es:

$$\theta(t) = \int_0^t \omega(\tau) d\tau + \theta(0) \quad (\text{A.24})$$

siendo  $\omega$  la velocidad angular de rotación del vector  $\vec{s}$  representado en la Fig. A.3. La multiplicación por el operador  $e^{-j\theta}$  se realiza cuando la secuencia es positiva, es decir,  $\vec{s}_{\alpha\beta} = ks_a e^{j\theta}$ , con lo que el resultado de la multiplicación es  $\vec{s}_{dq} = ks_a$  ( $s_a$  es la amplitud del vector  $\vec{s}_a$  y  $ks_a$  es el módulo de la transformación  $\alpha\beta$ ). Para el caso de un sistema trifásico de secuencia negativa, es decir,  $\vec{s}_{\alpha\beta} = ks_a e^{-j\theta}$ , multiplicar por el operador  $e^{-j\theta}$ , genera el vector  $\vec{s}_{dq} = ks_a e^{-j2\theta}$  que gira al doble de la frecuencia original. En este caso, para que las componentes  $dq$  sean constantes hay que multiplicar por el operador  $e^{j\theta}$ .

La componente 0 de los ejes de referencia  $dq0$  coincide con la componente  $\gamma$  de los ejes de referencia  $\alpha\beta\gamma$ . Si el sistema está balanceado el valor es 0, y bajo esta situación, en la mayoría de los casos los ejes  $dq0$  se denominan ejes  $dq$ .

La ec. (A.23) expresada de forma matricial, e incluyendo la componente 0, queda de la forma:

$$\vec{s}_{dq0}(t) = T_{\alpha\beta\gamma \rightarrow dq0} \cdot \vec{s}_{\alpha\beta\gamma}(t) = \begin{bmatrix} \cos \theta & \sin \theta & 0 \\ -\sin \theta & \cos \theta & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} s_\alpha(t) \\ s_\beta(t) \\ s_\gamma(t) \end{bmatrix} \quad (\text{A.25})$$

donde  $T_{\alpha\beta\gamma \rightarrow dq0}$  es la transformada de los ejes  $\alpha\beta\gamma$  a los ejes  $dq0$ . La transformada inversa es:

$$\vec{s}_{\alpha\beta\gamma}(t) = T_{dq0 \rightarrow \alpha\beta\gamma} \cdot \vec{s}_{dq0}(t) = \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta & 0 \\ \sin \theta & \cos \theta & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} s_d(t) \\ s_q(t) \\ s_0(t) \end{bmatrix} \quad (\text{A.26})$$

donde  $T_{dq0 \rightarrow \alpha\beta\gamma}$  es la transformada de los ejes  $dq0$  a los ejes  $\alpha\beta\gamma$ . La Tabla A.2 muestra de forma resumida estas transformaciones. Las propiedades de las matrices de transformación son:

- $\|T_{dq0 \rightarrow \alpha\beta\gamma}\| = 1$ , y
- $T_{\alpha\beta\gamma \rightarrow dq0} = T_{dq0 \rightarrow \alpha\beta\gamma}^{-1} = T_{dq0 \rightarrow \alpha\beta\gamma}^T$ .

Tabla A.2. Resumen de transformaciones de  $\alpha\beta\gamma \rightarrow dq0$ .

$\alpha\beta\gamma \rightarrow dq0$	$dq0 \rightarrow \alpha\beta\gamma$
$T_{\alpha\beta\gamma \rightarrow dq0} = \begin{bmatrix} \cos \theta & \sin \theta & 0 \\ -\sin \theta & \cos \theta & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$	$T_{dq0 \rightarrow \alpha\beta\gamma} = \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta & 0 \\ \sin \theta & \cos \theta & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$

En caso de estar trabajando con un sistema trifásico balanceado no es necesario añadir en las matrices de transformación ni la tercera fila ni la tercera columna.

Las transformaciones de los apartados A.2.1 y A.2.2 se pueden agrupar de la forma:

$$\bar{s}_{dq0} = T_{\alpha\beta\gamma \rightarrow dq0} \cdot \bar{s}_{\alpha\beta\gamma} = T_{\alpha\beta\gamma \rightarrow dq0} T_{abc \rightarrow \alpha\beta\gamma} \bar{s}_{abc} \quad (\text{A.27})$$

por tanto,  $\bar{s}_{dq0} = T_{abc \rightarrow dq0} \bar{s}_{abc}$ , y  $T_{abc \rightarrow dq0} = T_{\alpha\beta\gamma \rightarrow dq0} T_{abc \rightarrow \alpha\beta\gamma}$ .

$T_{abc \rightarrow dq0}$  recibe el nombre de transformación de Park y su valor es:

$$T_{abc \rightarrow dq0} = k \cdot \begin{bmatrix} \cos \theta & \sin \theta & 0 \\ -\sin \theta & \cos \theta & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{\sqrt{2}} & -\frac{1}{\sqrt{2}} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} = k \cdot \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin \theta & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{A.28})$$

### A.3. Ubicación del vector de la tensión de red en los ejes $dq$ .

Las tensiones de fase de un sistema trifásico equilibrado se expresan matemáticamente como:

$$\begin{aligned} e_a(t) &= e_m \cos(\omega_1 t) \\ e_b(t) &= e_m \cos\left(\omega_1 t - \frac{2\pi}{3}\right) \\ e_c(t) &= e_m \cos\left(\omega_1 t + \frac{2\pi}{3}\right) \end{aligned} \quad (\text{A.29})$$

El vector que representa el sistema trifásico de la ec. anterior expresado en los ejes  $\alpha\beta$  y con una transformación invariante en potencia toma el valor:

$$\bar{e}_{\alpha\beta}(t) = \sqrt{\frac{2}{3}} e_m (\cos(\omega_1 t) + j \sin(\omega_1 t)) = E e^{j\omega_1 t} \quad (\text{A.30})$$

donde  $E$  es el valor eficaz de la tensión de línea. La tensión de red es un vector de módulo constante y con una velocidad de rotación  $\omega_1$ . El vector de flujo de la red eléctrica se obtiene integrando  $\bar{e}_{\alpha\beta}$ , que es:

$$\bar{\psi}_{\alpha\beta}(t) = \int_0^t \bar{e}_{\alpha\beta} dt = \int_0^t E e^{j\omega_1 t} dt = \frac{\bar{e}_{\alpha\beta}}{j\omega_1} = \frac{E}{\omega_1} e^{j\left(\omega_1 t - \frac{\pi}{2}\right)} \quad (\text{A.31})$$

Lo que implica que  $\bar{\psi}_{\alpha\beta}$  está desfasado  $-\pi/2$  con respecto al vector  $\bar{e}_{\alpha\beta}$ .

Para hacer un control de la red eléctrica similar al control de una máquina síncrona, los ejes  $dq$  se orientan de tal forma que el eje  $d$  coincide con el vector  $\bar{\psi}_{\alpha\beta}$ , y por tanto el vector  $\bar{e}_{\alpha\beta}$  se ubica en el eje  $q$  del plano  $dq$  (Fig. A.4), de forma que:

- $e_d = 0$  y  $\psi_d = \frac{E}{\omega_1}$ .

- $e_q = E$  y  $\psi_q = 0$ .

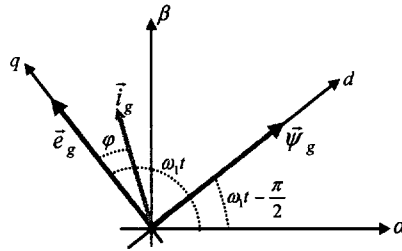


Fig. A.4. Ubicación del vector de tensión y vector de flujo de la red eléctrica en los ejes  $dq$ .

La potencia aparente en la red se define, en los ejes  $dq$  y con transformación invariante en potencia, como:

$$\vec{S}_g = P_g + jQ_g = \vec{e}_g \cdot \text{conj}(\vec{i}_g) = (e_d + je_q)(i_d - ji_q) = (e_d i_d + e_q i_q) - j(e_d i_q - e_q i_d) \quad (\text{A.32})$$

Si  $e_d = 0$ ,  $P_g$  se controla con la componente  $q$  de la corriente de red, mientras que  $Q_g$  se controla con la componente  $d$  de la corriente de red. Así, resumiendo,  $P_g = e_q i_q$  y  $Q_g = e_q i_d$ .

#### A.4. Transformación de un sistema trifásico desbalanceado mediante el método de las componentes simétricas.

La ec. (A.33) es un ejemplo de un sistema trifásico desbalanceado. La Fig. A.5.a es la representación temporal de este sistema, y en la Fig. A.5.b se muestra el resultado de transformarlo a los ejes  $dq0$  aplicando la ec. (A.23). La secuencia negativa de la señal provoca una oscilación de frecuencia  $2 \cdot 50\text{Hz}$  en las componentes  $d$  y  $q$  de la secuencia positiva, y la componente  $0$  toma un valor distinto de cero.

$$\begin{aligned} e_a(t) &= 400\sqrt{\frac{2}{3}} \sin(2\pi 50t) \\ e_b(t) &= \left( 400\sqrt{\frac{2}{3}} - 150 \right) \sin\left( 2\pi 50t - \frac{2\pi}{3} \right) \\ e_c(t) &= 400\sqrt{\frac{2}{3}} \sin\left( 2\pi 50t + \frac{2\pi}{3} + \frac{\pi}{6} \right) \end{aligned} \quad (\text{A.33})$$

El estudio de los sistemas trifásicos equilibrados o balanceados es muy sencillo, pues se limita a estudiar un sistema monofásico. Esto justifica la necesidad de encontrar un procedimiento que permita descomponer un sistema desbalanceado o desequilibrado en suma de otros equilibrados, ya que entonces se reduce el problema a resolver el circuito con sistemas equilibrados para, aplicando el principio de superposición, encontrar la solución como suma de soluciones parciales. Esto se consigue mediante el método de las componentes simétricas, el cual consiste en descomponer el sistema trifásico en la suma de tres sistemas trifásicos simétricos, que son:

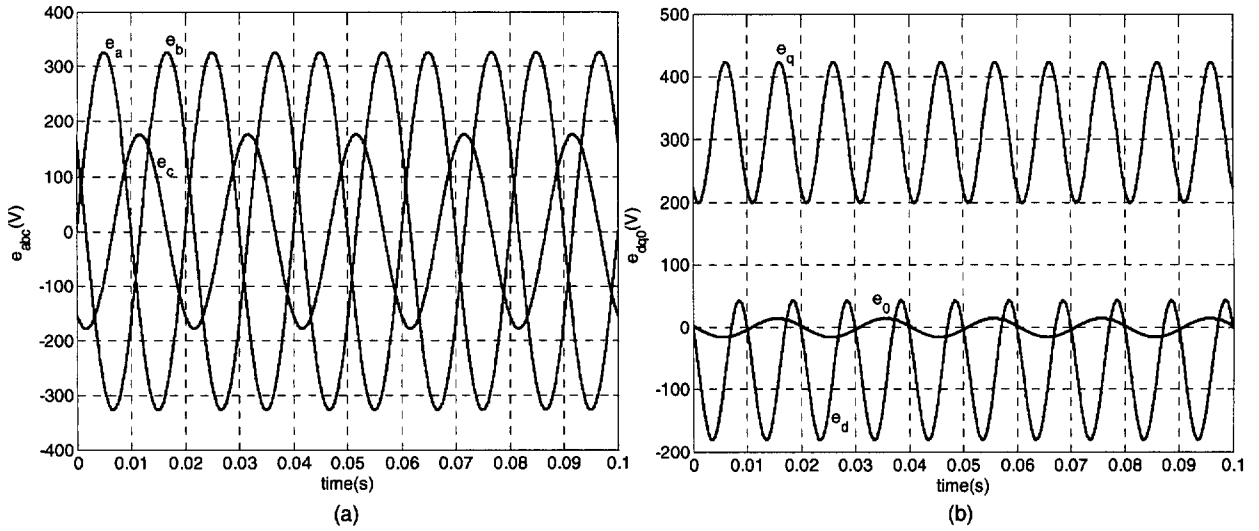


Fig. A.5. a) Representación temporal del sistema trifásico de la ec. (A.33). b) Transformación en los ejes  $dq0$ .

- Secuencia positiva,
- Secuencia negativa, y
- Secuencia cero.

Estas secuencias son representadas en la Fig. A.6, donde se muestra la descomposición de un sistema trifásico desbalanceado en sus componentes simétricas.

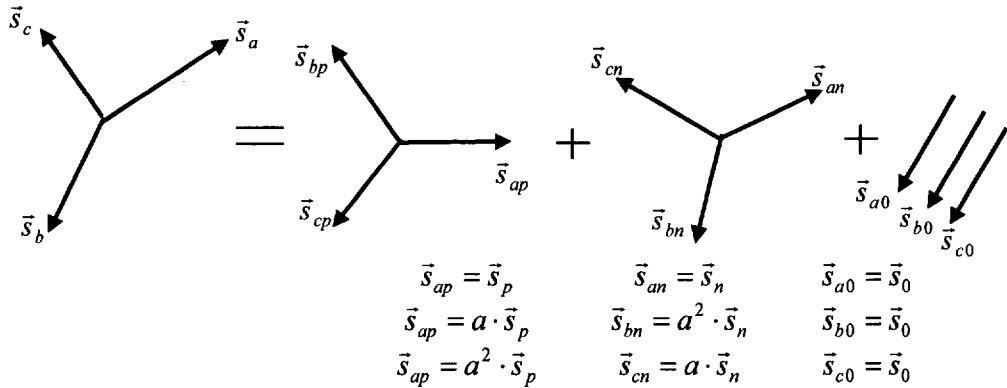


Fig. A.6. Descomposición de un sistema trifásico en sus componentes simétricas ( $p$  indica secuencia positiva,  $n$  secuencia negativa y  $0$  secuencia cero).

Las señales de un sistema trifásico genérico se expresan de forma matricial como:

$$\begin{bmatrix} \vec{s}_a(t) \\ \vec{s}_b(t) \\ \vec{s}_c(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} s_{am} \cos(\omega t + \varphi_a) \\ s_{bm} \cos(\omega t + \varphi_b) \\ s_{cm} \cos(\omega t + \varphi_c) \end{bmatrix} \quad (\text{A.34})$$

La descomposición de cada señal en la suma de las componentes de la secuencia positiva, negativa y cero se expresa de forma analítica mediante las siguientes expresiones:

$$\begin{aligned}
 \bar{s}_a(t) &= \bar{s}_{ap}(t) + \bar{s}_{an}(t) + \bar{s}_{a0}(t) = \bar{s}_p(t) + \bar{s}_n(t) + \bar{s}_0(t) \\
 \bar{s}_b(t) &= \bar{s}_{bp}(t) + \bar{s}_{bn}(t) + \bar{s}_{b0}(t) = a\bar{s}_p(t) + a^2\bar{s}_n(t) + \bar{s}_0(t) \\
 \bar{s}_c(t) &= \bar{s}_{cp}(t) + \bar{s}_{cn}(t) + \bar{s}_{c0}(t) = a^2\bar{s}_p(t) + a\bar{s}_n(t) + \bar{s}_0(t)
 \end{aligned}
 \tag{A.35}$$

Y de forma matricial como:

$$\begin{bmatrix} \bar{s}_a(t) \\ \bar{s}_b(t) \\ \bar{s}_c(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ a & a^2 & 1 \\ a^2 & a & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \bar{s}_p(t) \\ \bar{s}_n(t) \\ \bar{s}_0(t) \end{bmatrix} = T_{pn0 \rightarrow abc} \begin{bmatrix} \bar{s}_p(t) \\ \bar{s}_n(t) \\ \bar{s}_0(t) \end{bmatrix}
 \tag{A.36}$$

La transformada inversa de la ec. anterior es:

$$\begin{bmatrix} \bar{s}_p(t) \\ \bar{s}_n(t) \\ \bar{s}_0(t) \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 1 & a^2 & a \\ 1 & a & a^2 \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \bar{s}_a(t) \\ \bar{s}_b(t) \\ \bar{s}_c(t) \end{bmatrix} = T_{abc \rightarrow pn0} \begin{bmatrix} \bar{s}_a(t) \\ \bar{s}_b(t) \\ \bar{s}_c(t) \end{bmatrix}
 \tag{A.37}$$

La Fig. A.7 representa de forma gráfica la descomposición del sistema trifásico desbalanceado de la ec. (A.33) en sus componentes simétricas. A partir de las secuencias positiva y negativa se obtienen las componentes  $d$  y  $q$  de cada secuencia. Éstas serán constantes pues las secuencias positiva y negativa están balanceadas. Así, el análisis del sistema trifásico de la ec. (A.33) se reduce a estudiar dos secuencias balanceadas y la secuencia cero. La Tabla A.3 muestra de forma resumida las ec. (A.36) y (A.37).

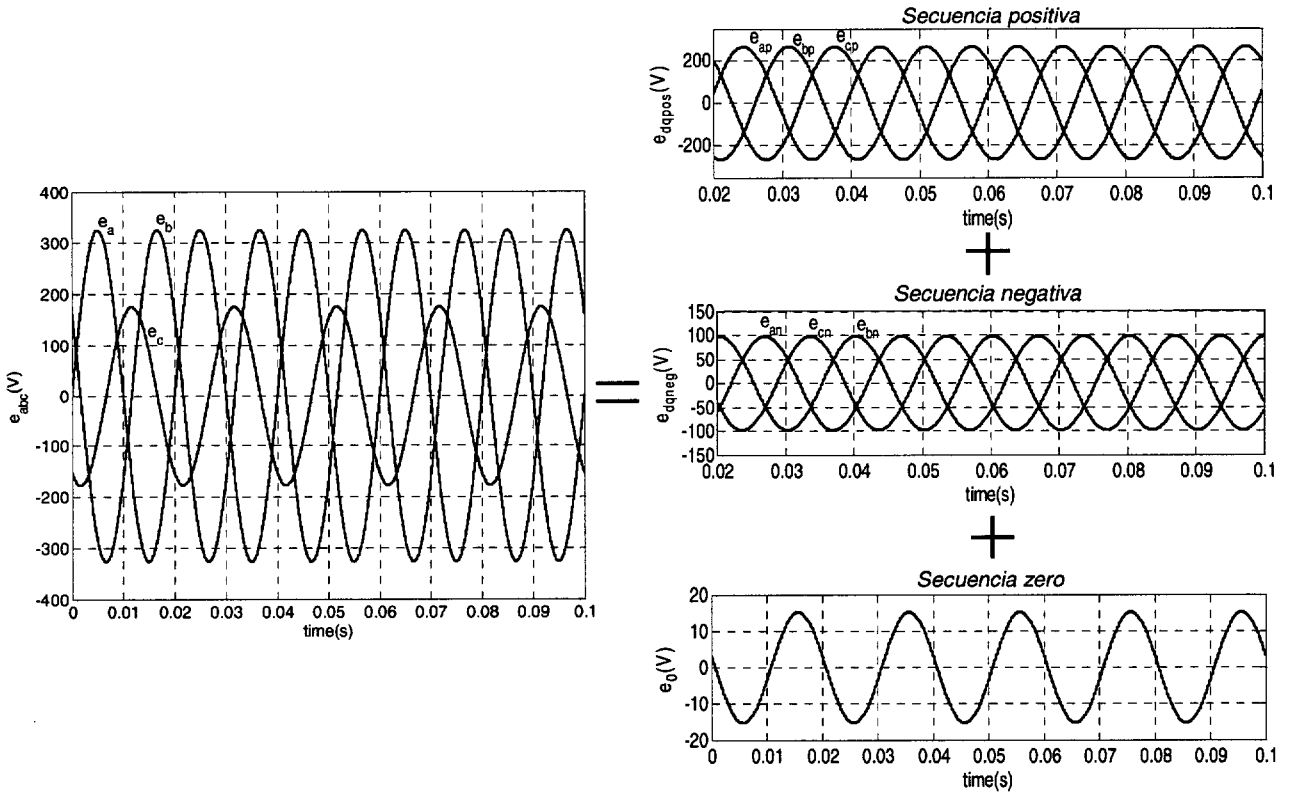


Fig. A.7. Descomposición en componentes simétricas de un sistema trifásico desbalanceado.



Tabla A.3. Resumen de transformaciones de  $abc \rightarrow pn0$ .

$pn0 \rightarrow abc$	$abc \rightarrow pn0$
$T_{pn0 \rightarrow abc} = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ a & a^2 & 1 \\ a^2 & a & 1 \end{bmatrix}$	$T_{abc \rightarrow pn0} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 1 & a^2 & a \\ 1 & a & a^2 \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix}$

### A.5. Transformación vectorial de un sistema trifásico con armónicos.

Los armónicos en los ejes de referencia  $\alpha\beta\gamma$  rotan en diferentes direcciones dependiendo del orden del armónico. Por ejemplo, la Fig. A.8 muestra el sentido de giro en los ejes  $\alpha\beta\gamma$  del armónico fundamental, el 5° y el 7°.

En el sistema bajo estudio en esta Tesis, los armónicos presentes son de orden  $h = 3k$  y  $h = 6k \pm 1$ , siendo  $k = 1, 2, 3, \dots$ . El resultado de transformar estos a los ejes  $\alpha\beta\gamma$  es el siguiente:

- Los armónicos de orden  $h = 3k$  son los de secuencia cero y en los ejes  $\alpha\beta\gamma$  estos armónicos no giran. Por ejemplo, en una red trifásica sin hilo neutro no hay armónicos de corriente de secuencia cero.
- Los armónicos de orden  $h = 6k + 1$ , siendo  $k = 1, 2, 3, \dots$  son de secuencia positiva, con lo que giran en los ejes  $\alpha\beta\gamma$  en el sentido contrario a las agujas del reloj.
- Los armónicos de orden  $h = 6k - 1$ , siendo  $k = 1, 2, 3, \dots$  son de secuencia negativa, con lo que giran en los ejes  $\alpha\beta\gamma$  en el sentido de las agujas del reloj.

Cuando se realiza la transformación de los ejes  $\alpha\beta\gamma$  a los ejes  $dq0$ , se aplica una rotación en el sentido contrario a las agujas del reloj de los ejes  $\alpha\beta\gamma$  de valor  $\theta_1 = \omega_1 t$  ( $\omega_1$  es la pulsación del armónico fundamental). La expresión matemática de la transformación es:

$$\vec{s}_{dq} = \vec{s}_{\alpha\beta} \cdot e^{-j\theta_1} = \vec{s}_{\alpha\beta} \cdot e^{-j\omega_1 t} \tag{A.38}$$

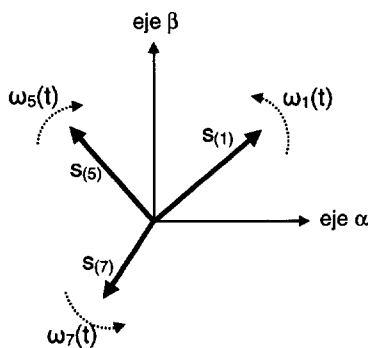


Fig. A.8. Dirección de giro de los diferentes armónicos en los ejes  $\alpha\beta\gamma$ .

A partir de la ec. (A.38) se deduce que el armónico fundamental se transforma a un valor estacionario en los ejes  $dq0$ . Los armónicos de secuencia positiva rotan a  $6k\omega_1 t$  en los ejes  $dq0$ , y los armónicos de secuencia negativa rotan a  $-6k\omega_1 t$ . Estas transformaciones se resumen en la Tabla A.4, donde:

- $ks_{a(1+)}$  es el módulo de la transformación  $\alpha\beta$  del armónico fundamental de secuencia positiva;
  - $ks_{a(1-)}$  es el módulo de la transformación  $\alpha\beta$  del armónico fundamental de secuencia negativa;
- y
- $ks_{a(h)}$  es el módulo de la transformación  $\alpha\beta$  del armónico  $h$ .

Tabla A.4. Transformación de armónicos de los ejes  $\alpha\beta\gamma \rightarrow dq0$ .

Tipo de armónico	Orden de armónico	Ejes $\alpha\beta\gamma$	Ejes $dq0$
Fundamental (secuencia positiva)	$h = 1$	$\bar{s}_{\alpha\beta}(t) = ks_{a(1+)}e^{j\omega_1 t}$	$\bar{s}_{dq}(t) = ks_{a(1+)}$
Fundamental (secuencia negativa)	$h = 1$	$\bar{s}_{\alpha\beta}(t) = ks_{a(1-)}e^{-j\omega_1 t}$	$\bar{s}_{\alpha\beta}(t) = ks_{a(1-)}e^{j2\omega_1 t}$
Armónico secuencia positiva	$h = 6k + 1$ $k = 1, 2, 3, \dots$	$\bar{s}_{\alpha\beta}(t) = ks_{a(h)}e^{jh\omega_1 t}$	$\bar{s}_{dq}(t) = ks_{a(h)}e^{j(h-1)\omega_1 t}$
Armónico secuencia negativa	$h = 6k - 1$ $k = 1, 2, 3, \dots$	$\bar{s}_{\alpha\beta}(t) = ks_{a(h)}e^{-jh\omega_1 t}$	$\bar{s}_{dq}(t) = ks_{a(h)}e^{-j(h+1)\omega_1 t}$

# Apéndice B

## Modelo de los VSCs

De forma genérica un convertidor de potencia conectado a la red eléctrica está formado por los bloques que se muestran en la Fig. B.1. El proceso de modelado del convertidor consiste en obtener expresiones matemáticas que describen el comportamiento de todos los bloques de la Fig. B.1 excepto del controlador. Los pasos que hay que realizar en el proceso de modelado hasta obtener un modelo lineal e invariante en potencia son los que se muestran en la Fig. B.2 [Boroyevich, 00].

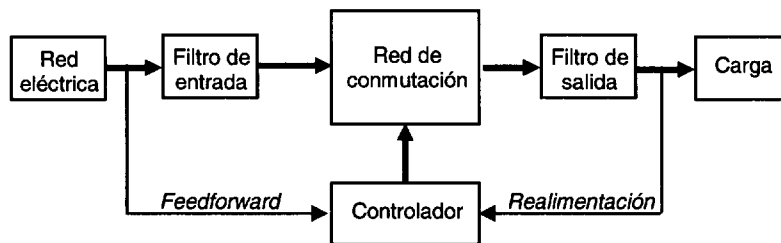


Fig. B.1. Estructura generalizada de un convertidor de potencia.

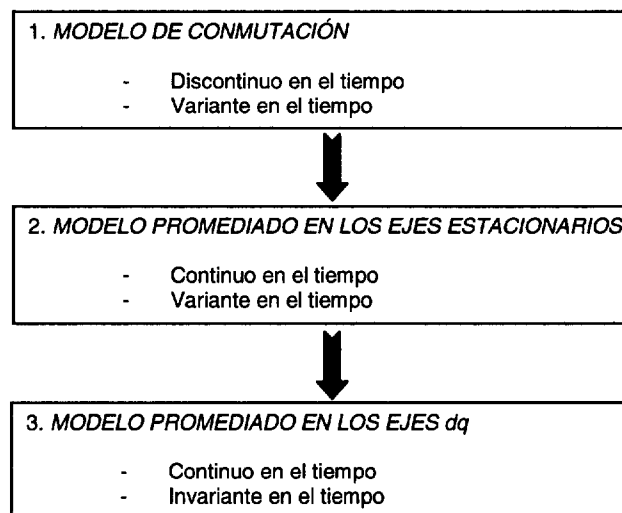


Fig. B.2. Pasos en el modelado de los convertidores PWM.

Cada uno de los pasos de la Fig. B.2 consiste en:

- **Modelo de conmutación:** La red de conmutación se modela mediante funciones de conmutación. El resultado es un modelo discontinuo y variante en el tiempo, por tanto no se puede emplear para desarrollar un controlador lineal del convertidor.

- **Modelo promediado:** Al modelo de conmutación obtenido de la red de conmutación se le aplica un operador promediado [Levine, 96], que se define como:

$$\bar{x}(t) = \frac{1}{T} \int_{t-T}^t x(\tau) d\tau \quad (\text{B.1})$$

A partir de este operador las funciones de conmutación se transforman en ciclos de trabajo, de tal forma que las tensiones de salida del convertidor son una relación lineal del ciclo de trabajo y la tensión de DC-bus. Cuando el modelo se expresa en los ejes  $\alpha\beta$  es continuo pero variante en el tiempo, y para obtener un sistema invariante en el tiempo hay que transformarlo a los ejes  $dq$ . Este último es un modelo en gran señal que se transforma aplicando una perturbación alrededor del punto de trabajo en un modelo de pequeña señal. Esto tiene como objetivo poder aplicar las leyes de control lineal [Hiti, *et al.*, 94].

Hay dos razones que hacen que el modelo promediado sea ideal para el diseño del controlador. Éstas son [Gannet, 01]:

- El modelo de conmutación se aproxima mucho al comportamiento físico del convertidor, pero no es lineal debido a los conmutadores. Por esta razón, se debe desarrollar un modelo lineal representativo donde se puedan aplicar las leyes de control lineal.
- Además, los tiempo de simulación de un modelo promediado son muy pequeños comparados con los del modelo de conmutación, debido a que el ‘step’ de simulación puede ser mayor en este segundo caso (la frecuencia de conmutación de los componentes no está presente en el modelo promediado).

Algunos autores dan un paso más en el modelo promediado y desarrollan el **modelo promediado simplificado**. Éste es el modelo más sencillo y a la vez el que más se emplea para el desarrollo de los controladores del VSC. Consiste en suponer que en cada período de conmutación de la señal PWM, a la salida del inversor de la Fig. B.3 (red de conmutación más una parte del controlador de la Fig. B.1), habrá el valor promediado de las tensiones  $u_a^*(k)$ ,  $u_b^*(k)$  y  $u_c^*(k)$ . Esto implica que el conjunto generador PWM + convertidor se puede aproximar por una ganancia constante de valor  $k_{PWM}$  como se muestra en la Fig. B.3. Así el proceso de modelado del sistema se reduce a modelar el filtro de red y multiplicarlo por la ganancia  $k_{PWM}$ . Ésta relaciona  $u_a^*$ ,  $u_b^*$  y  $u_c^*$  (consigna del generador de PWM) con  $u_{a(1)}(t)$ ,  $u_{b(1)}(t)$  y  $u_{c(1)}(t)$  (armónico fundamental de las tensiones de fase de salida del convertidor), y aunque el valor depende de la técnica de modulación PWM empleada, en general el sistema se diseña para que  $k_{PWM} \approx 1$ .

La diferencia entre el modelo promediado simplificado y el modelo promediado es que en el primero: no aparecen los ciclos de trabajo en las ecuaciones del modelo; se supone que la red de conmutación es ideal; se supone que la tensión del DC-bus no tiene rizado porque  $C_{DC}$  es muy elevado, por lo que no aparece el efecto de este condensador en las expresiones del modelo; y por último este modelo es lineal en todo el rango de valores por lo que no es necesario linealizarlo. Esta forma de modelar los convertidores recibe el nombre de ‘Average Switch Model’ (ASM) [Svensson, 97] [Lindgren, 98], y los modelos obtenidos tanto en los ejes  $\alpha\beta$  como  $dq$  son continuos, invariantes en el tiempo y lineales con lo que no es necesario obtener el modelo de pequeña señal.

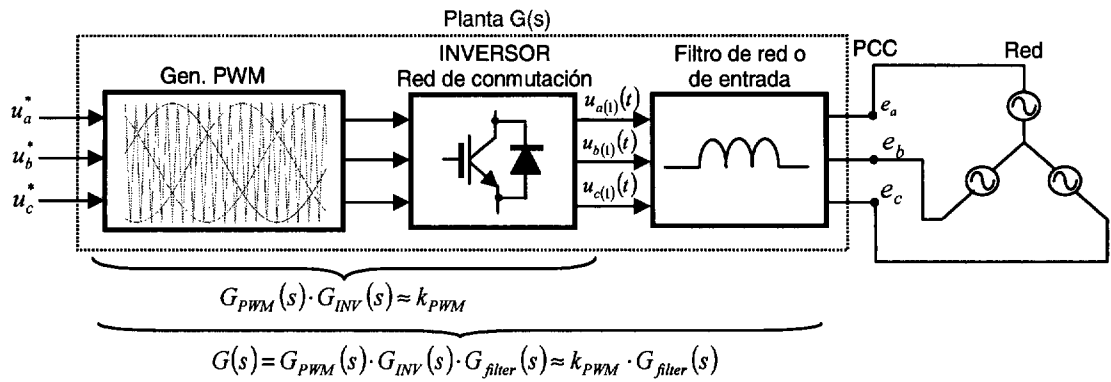


Fig. B.3. Modelo promediado simplificado del sistema.

En este Ap. se desarrollan los modelos de un VSC conectado a la red eléctrica a través de un filtro L (Fig. B.4) y un filtro LCL por el método promediado simplificado. Los modelos desarrollados son válidos para los dos modos de funcionamiento del VSC (inversor y rectificador), y también son válidos para convertidores tanto de dos como de tres niveles. A partir de estos modelos se desarrollan los controladores vectoriales de corriente de los filtros L y LCL.

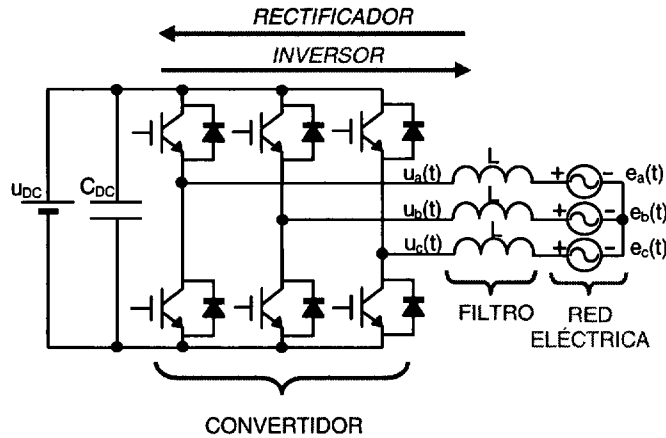


Fig. B.4. VSC conectado a la red eléctrica a través de un filtro L. En función del sentido de la transferencia de la potencia activa se comporta como inversor (VSI) o como rectificador (VSR).

Las expresiones de los modelos se obtienen en los espacios de estado continuo y discreto. Para realizar la transformación del dominio continuo al dominio discreto, en esta Tesis se emplean los métodos ‘Euler’s Forward’ y ZOH [Ogata, 95] [Levine, 96]. El primero permite realizar adaptaciones ‘on-line’ de forma sencilla, pero es menos preciso y además hay un valor máximo de  $T_s$  por encima del cual el modelo discretizado de la planta es inestable. Por otro lado, el método ZOH es el más adecuado porque modela el comportamiento real del sistema al sufrir una discretización, pero tiene el inconveniente de que resulta complicado obtener de forma analítica la expresión correspondiente, especialmente para el filtro LCL. Esto además implica que las adaptaciones ‘on-line’ del modelo resultan complicadas. El período de muestreo,  $T_s$ , es función de la ubicación de los autovalores del modelo en el dominio continuo.

Cuando no es necesario hacer una actualización ‘on-line’ del modelo, se recomienda discretizar la planta mediante el método ZOH con una herramienta software (por ejemplo la función ‘c2dm’ de Matlab); en cambio, cuando se precisa hacer actualizaciones ‘on-line’ de los parámetros del modelo, especialmente en el caso del filtro LCL, resulta mejor emplear el método ‘Euler’s

Forward'. En cualquier caso, siempre que se emplee este último método es recomendable hacer un estudio previo del comportamiento del sistema.

### B.1. Modelo promediado simplificado para VSC conectado a la red eléctrica mediante filtro L.

Realizando las suposiciones indicadas en la Fig. B.3, el circuito de la Fig. B.4 se reduce al mostrado en la Fig. B.5. Así, modelar el convertidor consiste en modelar el filtro de línea. Ambos circuitos son completamente bidireccionales, en función del sentido que tenga la transferencia de energía se comportan como rectificadores o como inversores.

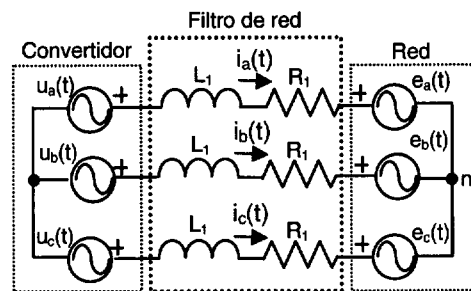


Fig. B.5. Filtro L.

Los supuestos de partida son los siguientes:

- El sistema está equilibrado. Las impedancias del filtro de línea son iguales en las tres fases y las tensiones de salida del convertidor y de la red están balanceadas.
- Tanto para el filtro L como para el filtro LCL, las inductancias y condensadores van a tomar valores constantes, independientes de la frecuencia, y no se van a producir saturaciones en las inductancias. Las resistencias, que también van a tomar valores constantes para todo el rango de frecuencias de trabajo, representan las pérdidas que se producen en las inductancias.

El modelo de los filtros de línea se obtiene siguiendo los siguientes pasos:

1. El sistema se define a partir de las ecuaciones diferenciales de cada fase.
2. Estas ecuaciones se expresan de forma vectorial en coordenadas estacionarias en los ejes  $\alpha\beta$  (el eje  $\gamma$  no se considera porque se parte de la premisa de un sistema equilibrado y por tanto no hay secuencia cero).
3. Como los controladores de corriente propuestos en esta Tesis (Cap. 4 y Ap. D) trabajan en los ejes de referencia rotatorios  $dq$  (el eje  $\theta$  no se considera porque se supone que el sistema está equilibrado), las ecuaciones expresadas en los ejes  $\alpha\beta$  se transforman a los ejes  $dq$ .

#### B.1.1. Modelo en el dominio continuo.

Las tres ecuaciones diferenciales escalares que describen el comportamiento del circuito de la Fig. B.5 en función del tiempo son las siguientes [Alakülla, 02]:

$$\begin{aligned}
 u_a(t) &= R_1 i_a(t) + L_1 \frac{di_a(t)}{dt} + e_a(t) \\
 u_b(t) &= R_1 i_b(t) + L_1 \frac{di_b(t)}{dt} + e_b(t) \\
 u_c(t) &= R_1 i_c(t) + L_1 \frac{di_c(t)}{dt} + e_c(t)
 \end{aligned} \tag{B.2}$$

donde:

- $u_a(t)$ ,  $u_b(t)$  y  $u_c(t)$  son las tensiones de salida de cada rama del convertidor referidas al neutro de la red (punto  $n$  de la Fig. B.5).
- $L_1$  es el valor de la inductancia del convertidor.
- $R_1$  es la resistencia de la inductancia  $L_1$ .
- $i_a(t)$ ,  $i_b(t)$  e  $i_c(t)$  son las corrientes de cada fase del convertidor.
- $e_a(t)$ ,  $e_b(t)$  y  $e_c(t)$  son las tensiones de cada fase de la red eléctrica referidas al neutro de la red (punto  $n$  de la Fig. B.5).

Con los sentidos establecidos para las tensiones y corrientes en la Fig. B.5, la transferencia de energía es del convertidor a la red eléctrica, y por tanto, el convertidor se comporta como un inversor. En caso de que se pretenda modelar un rectificador, es exactamente igual, únicamente hay que modificar los signos de las distintas variables.

Las tres expresiones escalares de la ec. (B.2) se pueden expresar de forma vectorial en los ejes  $\alpha\beta$  como:

$$\begin{aligned}
 \vec{u}_{\alpha\beta}(t) &= R_1 \vec{i}_{\alpha\beta}(t) + L_1 \frac{d\vec{i}_{g\alpha\beta}(t)}{dt} + \vec{e}_{\alpha\beta}(t) \\
 u_\alpha(t) &= R_1 i_\alpha(t) + L_1 \frac{di_\alpha(t)}{dt} + e_\alpha(t) \\
 u_\beta(t) &= R_1 i_\beta(t) + L_1 \frac{di_\beta(t)}{dt} + e_\beta(t)
 \end{aligned} \tag{B.3}$$

donde  $\vec{i}_{\alpha\beta}(t)$  y  $\vec{e}_{\alpha\beta}(t)$  son los vectores de la corriente y la tensión de la red eléctrica en los ejes  $\alpha\beta$ .

Las expresiones de la ec. (B.3) se transforman a los ejes de referencia  $dq$  (Fig. B.6):

$$\begin{aligned}
 \vec{u}(t) &= R_1 \vec{i}_g(t) + L_1 \frac{d\vec{i}_g(t)}{dt} + j\omega_1 L_1 \vec{i}(t) + \vec{e}_g(t) \\
 u_d(t) &= R_1 i_d(t) + L_1 \frac{di_d(t)}{dt} - \omega_1 L_1 i_q(t) + e_d(t) \\
 u_q(t) &= R_1 i_q(t) + L_1 \frac{di_q(t)}{dt} + \omega_1 L_1 i_d(t) + e_q(t)
 \end{aligned} \tag{B.4}$$

donde:

- $\vec{u}(t)$  es el vector que representa las tres tensiones de salida del convertidor.
- $\vec{i}_g(t)$  es el vector de las corrientes de fase de la red.

- $\vec{e}_g(t)$  es el vector de las tensiones de la red.
- $\omega_1$  es la velocidad de rotación del vector  $\vec{e}_g$ . Para el caso ideal, cuando la tensión de red únicamente tiene el armónico fundamental, el valor de  $\omega_1$  es el mismo que el de la pulsación eléctrica de la tensión de red.
- Las variables vectoriales  $dq$  se expresan sin indicar dicho subíndice. Por ejemplo, la corriente de red  $dq$  se puede expresar como  $\vec{i}_{gdq}(t)$ , pero en esta Tesis se expresa sin los subíndices  $dq$ , de la forma  $\vec{i}_g(k)$ . En cambio, si la variable está expresada en los ejes  $\alpha\beta$ , entonces si que se indica como  $\vec{i}_{\alpha\beta}(k)$ .

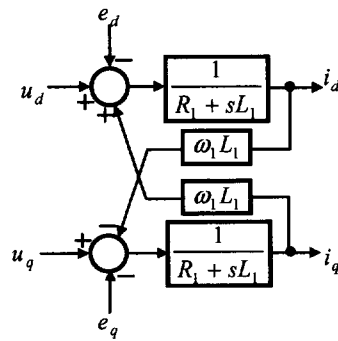


Fig. B.6. Modelo en ejes  $dq$  del filtro L.

Las ecuaciones en el espacio de estado continuo en los ejes  $dq$  son:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_d(t) \\ i_q(t) \end{bmatrix} = A \begin{bmatrix} i_d(t) \\ i_q(t) \end{bmatrix} + B \begin{bmatrix} u_d(t) \\ u_q(t) \\ e_d(t) \\ e_q(t) \end{bmatrix} \quad (B.5)$$

$$A = \begin{bmatrix} -\frac{R_1}{L_1} & \omega_1 \\ -\omega_1 & -\frac{R_1}{L_1} \end{bmatrix} \quad B = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_1} & 0 & -\frac{1}{L_1} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_1} & 0 & -\frac{1}{L_1} \end{bmatrix}$$

donde:

- el vector de estados es  $x(t) = \begin{bmatrix} i_d(t) \\ i_q(t) \end{bmatrix}$ ;
- el vector de entradas es  $m(t) = [u_d(t) \ u_q(t) \ e_d(t) \ e_q(t)]^T$ ; y
- los autovalores de la función característica están situados en  $-\frac{R_1}{L_1} \pm j\omega_1$ .

El modelo en variables de estado que se obtiene mediante el método de promediado simplificado es continuo, invariante en el tiempo y lineal tanto en los ejes  $\alpha\beta$  como en los ejes  $dq$ .



### B.1.2. Modelo en el dominio discreto.

Una función de transferencia en el dominio  $s$  se transforma al dominio  $z$  mediante el método ‘Euler’s Forward’ con la siguiente ec.:

$$s = \frac{z-1}{T_s} \quad (\text{B.6})$$

Aplicando la ec. anterior a un sistema continuo en variables de estado se obtiene el modelo discretizado en variables de estado mediante el método ‘Euler’s Forward’, que es el siguiente:

$$x[(k+1)T_s] \equiv [I + AT_s]x(kT_s) + BT_s i(kT_s) = Gx(kT_s) + Hm(kT_s) \quad (\text{B.7})$$

Para el caso del filtro L, la expresión vectorial de la corriente de red en el instante  $k+1$  es:

$$\vec{i}_g(k+1) = \vec{G}\vec{i}_g(k) + \vec{H}(\vec{u}(k) - \vec{e}_g(k)) \quad (\text{B.8})$$

donde el vector de entradas se sustituye por  $\vec{m}(k) = (\vec{u}(k) - \vec{e}_g(k))$ . De esa forma,  $\vec{G}$  y  $\vec{H}$ , que son las matrices discretizadas  $A$  y  $B$ , expresadas de forma vectorial, toman los valores:

$$\vec{G} = 1 - \frac{R_1}{L_1}T_s - j\omega_1 T_s \quad \vec{H} = \frac{T_s}{L_1} \quad (\text{B.9})$$

y expresadas de forma matricial:

$$G = \begin{bmatrix} 1 - \frac{R_1}{L_1}T_s & \omega_1 T_s \\ -\omega_1 T_s & 1 - \frac{R_1}{L_1}T_s \end{bmatrix} \quad H = \begin{bmatrix} \frac{T_s}{L_1} & 0 & -\frac{T_s}{L_1} & 0 \\ 0 & \frac{T_s}{L_1} & 0 & -\frac{T_s}{L_1} \end{bmatrix} \quad (\text{B.10})$$

En la ec. (B.8) se mezclan las variables vectoriales con las matriciales. Por ejemplo  $\vec{G}$  puede ser un número complejo o una matriz dependiendo de cómo se exprese. Entonces, el criterio que se adopta en esta Tesis (método de discretización ‘Euler’s Forward’) es el siguiente:

- $\vec{G}$  forma compleja,  $\vec{G} = 1 - \frac{R_1}{L_1}T_s - j\omega_1 T_s$ , por la variable independiente  $\vec{i}_g(k)$  da un resultado complejo.
- $G$  forma matricial,  $G = \begin{bmatrix} 1 - \frac{R_1}{\hat{L}_1}T_s & \omega_1 T_s \\ -\omega_1 T_s & 1 - \frac{R_1}{\hat{L}_1}T_s \end{bmatrix}$ , por el vector  $\vec{i}_g(k) = \begin{bmatrix} i_d(k) \\ i_q(k) \end{bmatrix}$  da un resultado matricial.

Los autovalores del modelo del filtro L discretizado por el método ‘Euler’s Forward’ son:

$$z_{poles} = \left(1 - \frac{R_1}{L_1}T_s\right) \pm j\omega_1 T_s \quad (\text{B.11})$$

Para que el sistema sea estable los polos tienen que estar localizados dentro del círculo unidad del plano  $z$ , por tanto, el módulo de los polos debe tomar el valor:

$$|z_{poles}| = \sqrt{\left(1 - \frac{R_1}{L_1} T_S\right)^2 + (\omega_1 T_S)^2} < 1 \quad (\text{B.12})$$

A partir de la ec. anterior se obtiene el valor límite de  $T_S$  que asegura la estabilidad de la planta discretizada por el método 'Euler's forward'. Éste toma el valor:

$$T_S < \frac{2R_1 L_1}{R_1^2 + \omega_1^2 L_1^2} \quad (\text{B.13})$$

La Fig. B.7 representa el valor límite de  $T_S$  (ec. B.13) en función de  $R_1$ ,  $L_1$  y  $\omega_1 = 2\pi 50 \text{ rad/s}$ . Por ejemplo, para  $R_1 = 7.5 \text{ m}\Omega$  y  $L_1 = 0.75 \text{ mH}$ ,  $T_S < 202.44 \mu\text{s}$ .

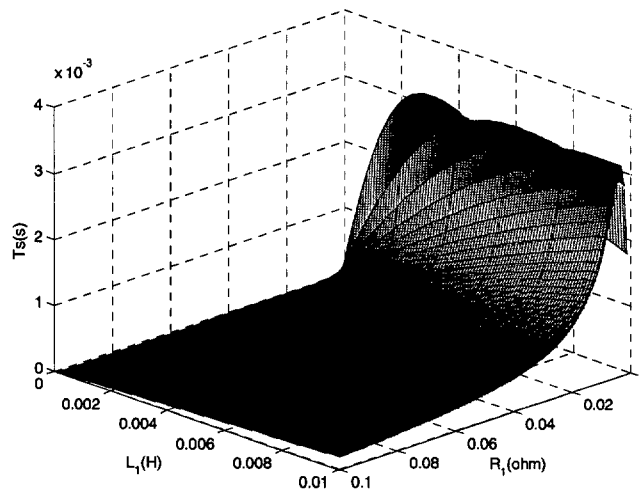


Fig. B.7. Representación del valor máximo de  $T_S$  que asegura que la planta discretizada por el método 'Euler's Forward' es estable.

Una función de transferencia en el dominio  $s$  se transforma al dominio  $z$  mediante el método ZOH con la siguiente transformación:

$$T(z) = (1 - z^{-1}) \mathcal{Z} \left[ \frac{G(s)}{s} \right] \quad (\text{B.14})$$

En variables de estado, se realizan las siguientes transformaciones [Ogata, 95]:

$$G = e^{AT_S} \quad H = (G - I)A^{-1}B \quad (\text{B.15})$$

Aplicando las expresiones de la ec. (B.15) al modelo continuo del filtro L (ec. (B.5)), se obtiene el modelo discretizado en variables de estado, que es:

$$\begin{bmatrix} i_d(k+1) \\ i_q(k+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a & b \\ -b & a \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d(k) \\ i_q(k) \end{bmatrix} + \frac{1}{R_1^2 + \omega_1^2 L_1^2} \begin{bmatrix} -(a-1)R_1 + b\omega_1 L_1 & -(a-1)\omega_1 L_1 - bR_1 \\ (a-1)\omega_1 L_1 + bR_1 & -(a-1)R_1 + b\omega_1 L_1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_d(k) - e_d(k) \\ u_q(k) - e_q(k) \end{bmatrix} \quad (\text{B.16})$$

donde  $a = e^{-\frac{R_1 T_S}{L_1}} \cos(\omega_1 T_S)$  y  $b = e^{-\frac{R_1 T_S}{L_1}} \sin(\omega_1 T_S)$ . De forma vectorial,  $\vec{G}$  y  $\vec{H}$  se pueden expresar como:

$$G = e^{-\left(\frac{R_1}{L_1} + j\omega\right)T_s} \quad H = -\frac{e^{-\left(\frac{R_1}{L_1} + j\omega\right)T_s} - 1}{R_1 + j\omega L_1} = \frac{-(a-1)R_1 + b\omega L_1}{R_1^2 + \omega_1^2 L_1^2} + j \frac{(a-1)\omega_1 L_1 + bR_1}{R_1^2 + \omega_1^2 L_1^2} \quad (\text{B.17})$$

## B.2. Modelo promediado simplificado para VSC conectado a la red eléctrica mediante filtro LCL.

La Fig. B.8 es el resultado de aplicar las suposiciones indicadas en la Fig. B.3 al circuito de la Fig. B.4 pero con un filtro de línea LCL. Para el desarrollo del modelo se realizan los mismos supuestos que para el caso del filtro L.

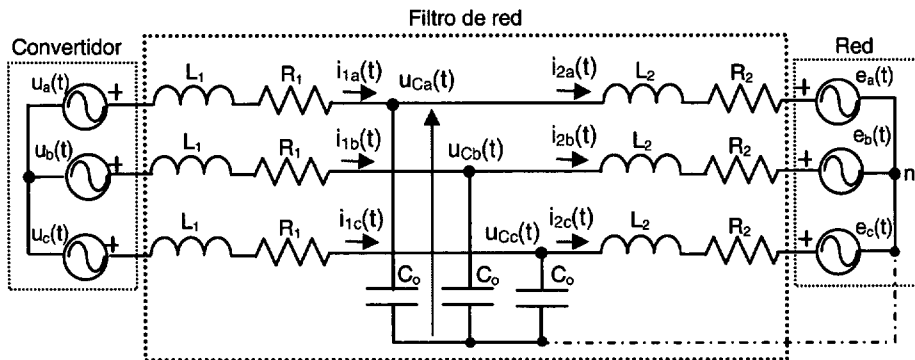


Fig. B.8. Filtro LCL.

### B.2.1. Modelo en el dominio continuo.

Las ecuaciones diferenciales que describen el comportamiento del circuito de la Fig. B.8 en función del tiempo, suponiendo que el sistema está equilibrado, son las siguientes:

$$\begin{aligned} u_k(t) &= R_1 i_{1k}(t) + L_1 \frac{di_{1k}(t)}{dt} + u_{Ck}(t) \\ i_{1k}(t) &= i_{2k}(t) + C_o \frac{du_{Ck}(t)}{dt} \\ u_C(t) &= R_2 i_{2k}(t) + L_2 \frac{di_{2k}(t)}{dt} + e_k(t) \end{aligned} \quad (\text{B.18})$$

donde:

- $k$  puede ser  $a$ ,  $b$  o  $c$ .
- $u_k(t)$  es la tensión de salida de cada rama del convertidor referida al neutro de la red (punto  $n$  de la Fig. B.8).
- $L_1$  es el valor de la inductancia del convertidor.
- $R_1$  es la resistencia de la inductancia  $L_1$ .
- $i_{1k}(t)$  es la corriente de cada fase del convertidor.
- $i_{2k}(t)$  es la corriente de cada fase de la red.
- $u_{Ck}(t)$  es la tensión de cada fase de los condensadores.
- $C_o$  es el valor de la capacidad de los condensadores del filtro.

- $L_2$  es el valor de la inductancia conectada a la red eléctrica.
- $R_2$  es la resistencia de la inductancia  $L_2$ .
- $e_k(t)$  es la tensión de cada fase de la red eléctrica referida al neutro de la red (punto  $n$  de la Fig. B.8).

Transformando las ec. anteriores a los ejes  $dq$ , y expresándolas de forma vectorial queda:

$$\begin{aligned}\bar{u}(t) &= R_1 \bar{i}_1(t) + L_1 \frac{d\bar{i}_1(t)}{dt} + j\omega_1 L_1 \bar{i}_1(t) + \bar{u}_C(t) \\ \bar{i}_1(t) &= \bar{i}_2(t) + j\omega_1 C_o \bar{u}_C(t) + C_o \frac{d\bar{u}_C(t)}{dt} \\ \bar{u}_C(t) &= R_2 \bar{i}_2(t) + L_2 \frac{d\bar{i}_2(t)}{dt} + j\omega_1 L_2 \bar{i}_2(t) + \bar{e}_g(t)\end{aligned}\tag{B.19}$$

donde:

- $\bar{u}^*(t)$  es el vector que representa las tres tensiones de referencia que se entregan a la entrada del bloque PWM.
- $L_1$  es el valor de la inductancia del filtro de red conectada al lado del convertidor.
- $R_1$  es la resistencia de la inductancia  $L_1$ .
- $\bar{i}_1(t)$  es el vector de las corrientes de fase del convertidor.
- $\bar{u}_C(t)$  es el vector de las tensiones de los condensadores del filtro de red.
- $C_o$  es el valor de la capacidad de los condensadores del filtro de red.
- $L_2$  es el valor de la inductancia del filtro de red conectada a la red eléctrica.
- $R_2$  es la resistencia de la inductancia  $L_2$ .
- $\bar{i}_2(t) = \bar{i}_g(t)$  es el vector de las corrientes de la red.
- $\bar{e}_g(t)$  es el vector de las tensiones de la red.
- $\omega_1 = \frac{d\theta_1}{dt}$  es la velocidad de rotación del vector  $\bar{e}_g$ .

Para expresar la ec. (B.19) en variables de estado, previamente se realiza una transformación de expresiones vectoriales a expresiones escalares, de tal forma que se obtienen las siguientes seis ecuaciones:

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

$$\begin{aligned}
 C_o \frac{du_{Cd}}{dt} &= i_{1d} - i_{2d} + \omega_1 C_o u_{Cq} \\
 C_o \frac{du_{Cq}}{dt} &= i_{1q} - i_{2q} - \omega_1 C_o u_{Cd}
 \end{aligned}
 \tag{B.20}$$

Así el modelo del filtro LCL en los ejes  $dq$ , expresados en variables de estado es:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{1d}(t) \\ i_{1q}(t) \\ i_{2d}(t) \\ i_{2q}(t) \\ u_{Cd}(t) \\ u_{Cq}(t) \end{bmatrix} = A \begin{bmatrix} i_{1d}(t) \\ i_{1q}(t) \\ i_{2d}(t) \\ i_{2q}(t) \\ u_{Cd}(t) \\ u_{Cq}(t) \end{bmatrix} + B \begin{bmatrix} u_{1d}(t) \\ u_{1q}(t) \\ e_d(t) \\ e_q(t) \end{bmatrix}$$

$$A = \begin{bmatrix} -\frac{R_1}{L_1} & \omega_1 & 0 & 0 & -\frac{1}{L_1} & 0 \\ -\omega_1 & -\frac{R_1}{L_1} & 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{L_1} \\ 0 & 0 & -\frac{R_2}{L_2} & \omega_1 & \frac{1}{L_2} & 0 \\ 0 & 0 & -\omega_1 & -\frac{R_2}{L_2} & 0 & \frac{1}{L_2} \\ \frac{1}{C_o} & 0 & -\frac{1}{C_o} & 0 & 0 & \omega_1 \\ 0 & \frac{1}{C_o} & 0 & -\frac{1}{C_o} & -\omega_1 & 0 \end{bmatrix} \quad B = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_1} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_1} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{1}{L_2} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{L_2} \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}
 \tag{B.21}$$

donde:

- La pulsación de oscilación del filtro LCL es  $\omega_0 = \sqrt{\frac{L_1 + L_2}{L_1 L_2 C_o}}$ .
- El vector de entradas es  $m(t) = [u_d(t) \quad u_q(t) \quad e_d(t) \quad e_q(t)]^T$ .
- El vector de estados es  $x(t) = [i_{1d}(t) \quad i_{1q}(t) \quad i_{2d}(t) \quad i_{2q}(t) \quad u_{cd}(t) \quad u_{cq}(t)]^T$ .
- El modelo del filtro LCL tiene 6 autovalores. Dos de ellos toman el valor  $s_{1,2} = \frac{R_1 + R_2}{L_1 + L_2} \pm j\omega_1$ , la parte imaginaria de los cuatro polos restantes es  $\pm j\omega_0$ , y la parte real depende de los valores de los componentes que forman el filtro.

### B.2.2. Modelo en el dominio discreto.

Las matrices  $G$  y  $H$  del modelo del filtro LCL discretizadas mediante el método 'Euler's Forward' (ec. (B.7)) tienen la forma:

$$G = \begin{bmatrix} 1 - \frac{R_1}{L_1} T_S & \omega_1 T_S & 0 & 0 & -\frac{T_S}{L_1} & 0 \\ -\omega_1 T_S & 1 - \frac{R_1}{L_1} T_S & 0 & 0 & 0 & -\frac{T_S}{L_1} \\ 0 & 0 & 1 - \frac{R_2}{L_2} T_S & \omega_1 T_S & \frac{T_S}{L_2} & 0 \\ 0 & 0 & -\omega_1 T_S & 1 - \frac{R_2}{L_2} T_S & 0 & \frac{T_S}{L_2} \\ \frac{T_S}{C_o} & 0 & -\frac{T_S}{C_o} & 0 & 1 & \omega_1 T_S \\ 0 & \frac{T_S}{C_o} & 0 & -\frac{T_S}{C_o} & -\omega_1 T_S & 1 \end{bmatrix} \quad H = \begin{bmatrix} \frac{T_S}{L_1} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{T_S}{L_1} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{T_S}{L_2} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -\frac{T_S}{L_2} \\ 0 & 0 & 0 & \frac{T_S}{L_2} \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (B.22)$$

La Fig. B.9 muestra en forma de diagrama de bloques la discretización del modelo del filtro LCL mediante este método. Las matrices de la ec. (B.22) y la Fig. B.9 demuestran que el resultado de discretizar el modelo del filtro LCL mediante el método ‘Euler’s Forward’ es exactamente igual que si se discretiza individualmente cada una de las expresiones del modelo del filtro LCL de la ec. (B.19).

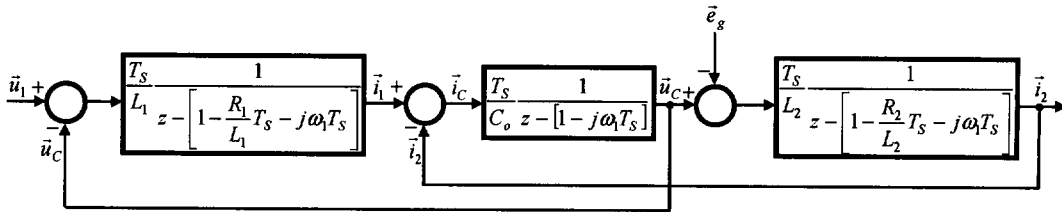


Fig. B.9. Modelo discretizado por el método EFR del filtro LCL.

Para obtener las matrices  $G$  y  $H$  del modelo del filtro LCL mediante el método ZOH se aplican las expresiones de la ec. (B.15).

# Apéndice C

## Electrónica de Potencia aplicada a la mejora de la calidad de la energía eléctrica

El objetivo de las compañías eléctricas es entregar a sus clientes una tensión eléctrica sinusoidal pura. Por definición, esta onda tiene como características un nivel de tensión constante, una frecuencia constante, y en el caso de señales trifásicas un sistema balanceado. Esto no siempre es posible debido a que ocurren incidentes en la red eléctrica como por ejemplo cortocircuitos. Por otro lado, los clientes demandan corrientes con contenidos armónicos elevados, lo que empeora la calidad de la energía entregada.

La Fig. C.1 muestra la interacción entre las compañías eléctricas y los clientes. Los clientes demandan la tensión  $e_g(t)$ , mientras que las compañías especifican la corriente  $i_g(t)$ . El término 'Power Quality' (calidad de la energía eléctrica) intenta clarificar los derechos y deberes de las compañías eléctricas, sus clientes, y la interacción entre ambos. En estos últimos años el interés por el 'Power Quality' ha aumentado de forma considerable.

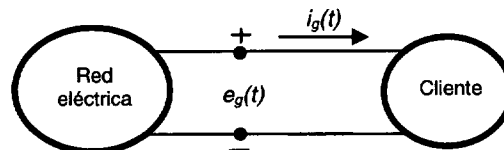


Fig. C.1. Interacción entre la compañía eléctrica y los clientes.

Este Ap. presenta los diferentes problemas del 'Power Quality' y la solución de éstos usando convertidores basados en Electrónica de Potencia conectados a diferentes puntos de la red eléctrica.

### C.1. Transmisión y distribución de la energía eléctrica.

Los sistemas de energía eléctrica se estructuran en los niveles de generación, transporte o transmisión y distribución (Fig. C.2). La interconexión de esos niveles se realiza en las subestaciones y centros de transformación, donde, además, se localizan los dispositivos de maniobra y protección del sistema.

En España los valores normalizados de las tensiones de las líneas de transmisión, según el Reglamento de Líneas Aéreas de Alta Tensión, son 132, 220 y 380KV. En general, la red de transporte cubre distancias superiores a los 300Km. En países de gran extensión se han construido

líneas con tensiones de 500KV y 765KV, las cuales cubren distancias superiores a las indicadas anteriormente. Desde la red de transmisión, la tensión se reduce en las subestaciones transformadoras a valores reglamentarios (en España) de 45, 66 o 132 KV. A estas tensiones operan las líneas de las redes de reparto, de subtransporte o de distribución primaria (generalmente no sobrepasan los 100Km para el caso de líneas aéreas), que rodean a los grandes núcleos urbanos o industriales, de longitudes más reducidas.

En la red de distribución de media tensión los niveles anteriores se reducen en las subestaciones de distribución a los niveles reglamentarios (en España) de 3, 6, 10, 15 o 20KV. Las longitudes de estas líneas, frecuentemente denominadas de media tensión (MV), no suelen sobrepasar los 25Km. Normalmente con líneas aéreas se abastece a ciertos consumidores industriales y se realiza la electrificación rural. Para la distribución en las ciudades se emplean normalmente los cables aislados subterráneos, llegando hasta los centros de gravedad de las áreas de consumo, donde se reduce la tensión correspondiente al nivel inferior en los centros de transformación (ésta es la denominación habitual cuando uno de los niveles es menor de 1000V).

La red de distribución de baja tensión está formada por las líneas (normalmente subterráneas o aéreas con cables aislados), con longitudes del orden de 1Km, que parten de los centros de transformación y efectúan la entrega de energía a la mayoría de los usuarios comerciales, domésticos e industriales que utilizan la energía eléctrica en baja tensión, esto es, en niveles por debajo de 1000V. En España los valores normalizados son 230 y 400V. La mayor parte de los consumidores domésticos son monofásicos, por lo que la conexión de sus instalaciones a esta red se efectúa conectándose entre dos fases o entre fase y neutro, según proceda.

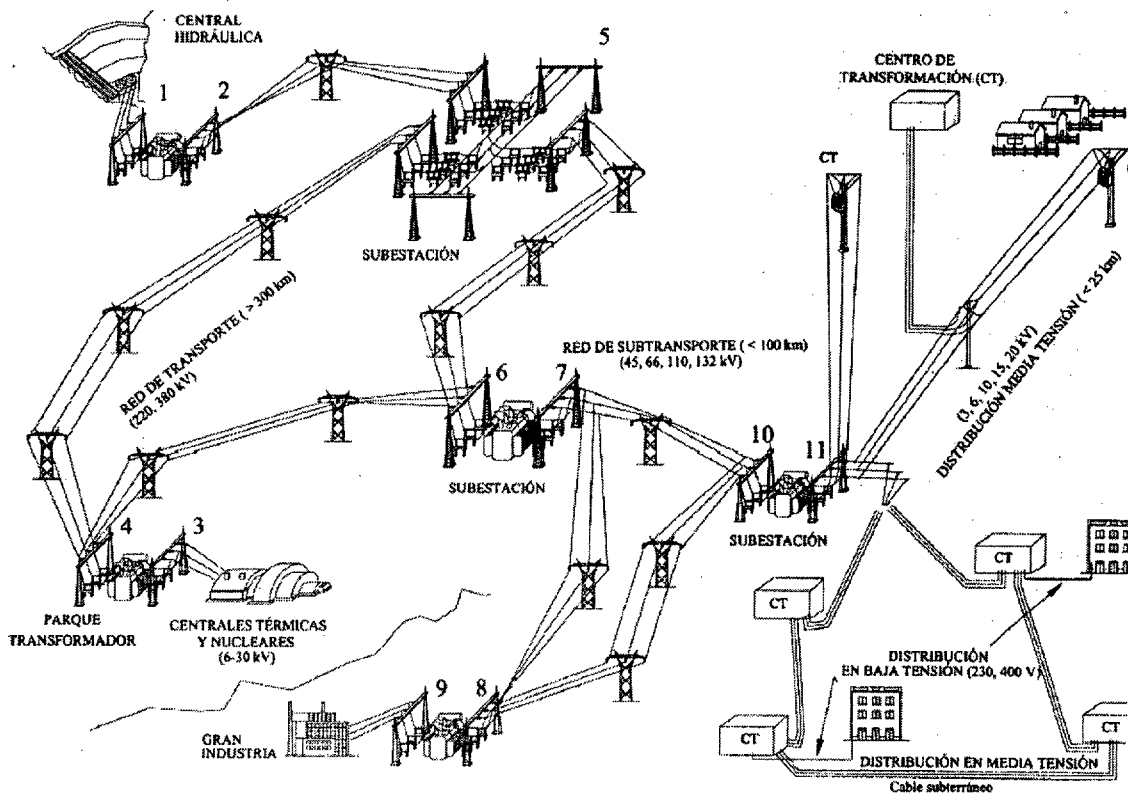


Fig. C.2. Esquema general de un sistema de energía eléctrica [Barrero, 04].



## C.2. 'Power Quality'.

El término 'Power Quality' se usa para describir la interacción entre las compañías eléctricas y los clientes. La primera definición de 'Power Quality' dada en el diccionario de IEEE aparece en IEEE Std 1100, y es:

“Power Quality is the concept of powering and grounding sensitive equipment in a matter that is suitable to the operation of that equipment”.

El interés de los clientes sobre el 'Power Quality' está basado en obtener una tensión de calidad. Por otro lado, el interés de las compañías eléctricas está tanto en la calidad de la forma de onda de la tensión como de la forma de onda de la corriente. La calidad de tensión y calidad de corriente se definen como [Bollen, 00]:

- Calidad de tensión: Es la calidad del producto que las compañías eléctricas entregan a sus clientes. Esto se refiere a las desviaciones de la forma de onda de la tensión con respecto a la forma de onda ideal.
- Calidad de corriente: Es un término complementario a la calidad de tensión. Se refiere a las desviaciones de la forma de onda de la corriente con respecto a la forma de onda ideal. La corriente demandada por los clientes debería estar en fase con la tensión entregada para minimizar la potencia aparente y por tanto la potencia nominal del sistema. Debido a que la tensión y la corriente están muy relacionadas, una desviación de cualquiera de ellas puede provocar con mucha probabilidad una perturbación en la forma de la onda de la otra.

### C.2.1. Problemas de 'Power Quality'.

Los problemas de 'Power Quality' abarcan un gran abanico de perturbaciones que pueden alterar la operación de cargas industriales y causar pérdidas de producción. En esta sección se definen y se tratan brevemente los siguientes problemas de 'Power Quality':

- interrupciones cortas;
- 'dips' de tensión;
- 'swells' de tensión;
- tensión y corriente transitorias;
- distorsión armónica de la tensión y corriente;
- 'flicker' de tensión;
- desbalanceo de la tensión; y
- desequilibrio y/o salto del ángulo de fase.

Hay otros problemas de 'Power Quality' como sobretensiones, infratensiones, ruidos, variaciones en la frecuencia, etc. que no son tratados en este Ap. por tratarse de fenómenos menos frecuentes.

El objetivo de este apartado es describir de forma breve términos que se usan con frecuencia en esta Tesis cuando se hace referencia a perturbaciones en la red eléctrica. Para obtener una información más detallada de todo lo que aparece en este apartado, así como en sucesivos apartados, se remite al lector a referencias como [Bollen, 00], [Awad, 02], etc.

### Interrupciones cortas

*Una interrupción corta es la completa pérdida de la tensión de alimentación durante 0.5 ciclos hasta 3 segundos [IEEE-1159-1195].*

Otra definición es [Dugan, *et al.*, 96]:

*Una interrupción ocurre cuando la tensión de alimentación disminuye a menos de 0.1 pu durante un tiempo inferior a un minuto.*

Normalmente, las interrupciones cortas ocurren cuando la tensión de alimentación se activa automáticamente después de un fallo de un cortocircuito.

### 'Dips' de tensión

*Un 'dip' de tensión es una disminución de entre 0.1 pu a 0.9 pu en el valor eficaz de la tensión a la frecuencia de red con una duración entre 0.5 ciclos y un minuto.*

Un 'dip' es la tensión en los terminales de un usuario final debido a un fallo de cortocircuito en un cierto punto de la red eléctrica. También se pueden producir 'dips' por el arranque de un motor o sobrecargas de la red. A pesar de que la duración es corta, entre un ciclo y varios segundos, causan efectos destructivos en equipos sensibles, sobre todo dispositivos electrónicos. 'Dip' de tensión es sinónimo de 'sag' de tensión. Éste último es el término más empleado en Estados Unidos.

Los 'dips' causan graves alteraciones en la operación de cargas industriales y elevadas pérdidas de producción. Un ejemplo de 'dip' se muestra en la Fig. C.3.a. Como es una perturbación muy habitual en la red eléctrica se analiza con más detalle en el apartado C.3.

En España este tipo de perturbación recibe el nombre de hueco de tensión. Actualmente está cobrando importancia debido a la nueva normativa de conexión de parques eólicos. En RD 436 del 12 de Marzo del 2004 del Ministerio de Economía español, artículo 41, disposición adicional cuarta se plantean bonificaciones complementarias para el caso de sistemas que sean capaces de soportar estos huecos.

### 'Swells' de tensión

*Un 'swell' de tensión es un aumento por encima de 1.1 pu en el valor eficaz de la tensión a la frecuencia de red durante 0.5 ciclos a un minuto.*

Los 'swells' se producen por el apagado de grandes cargas, conexión de bancos de condensadores y fallos de tierra. Se caracterizan por la magnitud y la duración. Los 'swells' de tensión y las sobretensiones causan sobrecalentamiento o destrucción en los sistemas. La Fig. C.3.b muestra un ejemplo de 'swell'.

### Tensiones y/o corrientes transitorias

Los transitorios se pueden clasificar en dos categorías: impulsivos y oscilatorios. Algunos sistemas tales como los dispositivos de Electrónica de Potencia son muy sensibles a los transitorios de tensión y/o corriente y se pueden destruir.

Transitorio impulsivo:

*Un transitorio impulsivo es un aumento/disminución de tensión o corriente de duración muy corta ( $\mu s$  o  $ms$ ), y cuya polaridad es unidireccional.*

Este tipo de transitorio se muestra en la Fig. C.3.c.

Transitorio oscilatorio:

*Un transitorio oscilatorio es un cambio repentino en las condiciones de régimen permanente, de tal forma que la señal oscila a una frecuencia diferente a la fundamental. La oscilación incluye ambas polaridades (positiva y negativa).*

Los transitorios oscilatorios se describen por su frecuencia predominante, duración y magnitud. La Fig. C.3.d representa uno de éstos.

### Distorsión armónica

*La distorsión armónica es la desviación periódica de la tensión/corriente de la forma de onda sinusoidal ideal.*

Los armónicos son tensiones/corrientes sinusoidales, las cuales tienen frecuencias múltiplos enteros de la frecuencia fundamental. Si la forma de onda de la tensión/corriente es periódica, éstas se pueden describir como una suma de senos con frecuencias múltiplos de la frecuencia fundamental. Las cargas no lineales producen la distorsión armónica de la tensión de red o de la corriente demandada a la red eléctrica. La Fig. C.3.e muestra una onda con un seno a la frecuencia fundamental y un 20% del 5º armónico.

Algunos de los inconvenientes causados por los armónicos son excesivo calor en los equipos electrónicos, incorrectas operaciones de los dispositivos de protección, fallos de sincronización, etc.

### 'Flicker' de tensión

'Flicker' se define en Europa con el estándar EN50160 como:

*'Flicker' es una impresión de inestabilidad en una sensación visual producida por un estímulo de luz cuya luminancia o distribución espectral cambia con el tiempo.*

La forma de onda de la fluctuación de tensión típica de un 'flicker' se muestra en la Fig. C.3.f.

Éste se define por la magnitud eficaz en tanto por ciento con respecto a la fundamental. La IEC estandariza la medida de los ‘flickers’ en la norma IEC 61000-4-15, que se caracteriza por dos cantidades:

- $P_{st}$  que representa la intensidad de los ‘flicker’ en tiempos cortos. Esta medida se actualiza cada 10 minutos.
- $P_{lt}$  representa la intensidad de los ‘flicker’ en tiempos largos. Cada valor  $P_{lt}$  es calculado a partir de 12 valores sucesivos de  $P_{st}$ .

Una de las causas más comunes de los ‘flickers’ son los arcos de un horno.

### Desbalanceo de tensión

*Desbalanceo o desequilibrio de tensión es la diferencia en las magnitudes de las tensiones de fase (o de línea) de un sistema trifásico.*

No hay una expresión matemática estandarizada para cuantificar el desbalanceo de un sistema trifásico. En [Pillay, *et al.*, 01] se revisan y comparan tres definiciones de desbalanceo desarrolladas por NEMA (Nacional Equipment Manufacturer’s Association), IEEE y la definición más común empleada por la comunidad de ingenieros. Esta última, en este trabajo, se denomina ‘true-definition’, y expresa el factor de desbalanceo de tensión (VUF) en tanto por ciento como:

$$VUF(\%) = \frac{U_n}{U_p} 100 \quad (C.1)$$

donde  $U_n$  es el valor eficaz de la componente de secuencia negativa y  $U_p$  es el valor eficaz de la componente de secuencia positiva. Un ejemplo de sistema trifásico desbalanceo se muestra en la Fig. C.3.g. Los desbalanceos de tensión tienen efectos negativos, por ejemplo, en las máquinas de inducción, disminuye la eficiencia y puede provocar fallos. También producen efectos negativos sobre los convertidores electrónicos de potencia.

### Saltos en el ángulo de fase

Un salto en el ángulo de fase es un cambio en el ángulo de la tensión/corriente. Algunas cargas como los tiristores son sensibles a los saltos en el ángulo de fase, lo que puede producir un error en la determinación del paso por cero de la tensión. La Fig. C.3.h muestra un salto de fase de 60°.

### **C.3. ‘Dips’ de tensión.**

Para muchos clientes, especialmente los industriales, los ‘dips’ de tensión son la perturbación más importante en los sistemas de distribución de energía eléctrica. Los costes asociados con la pobre calidad de la energía eléctrica son analizados y cuantificados, y sirven como argumento para justificar el uso de sistemas electrónicos de potencia que mejoren la calidad de la energía. Concretamente, los ‘dips’, dependiendo del nivel y la duración, pueden causar reset de ordenadores, pérdidas de memoria, pérdidas de carga de motores, serias alteraciones de los procesos de producción, etc [Dugan, *et al.*, 96].

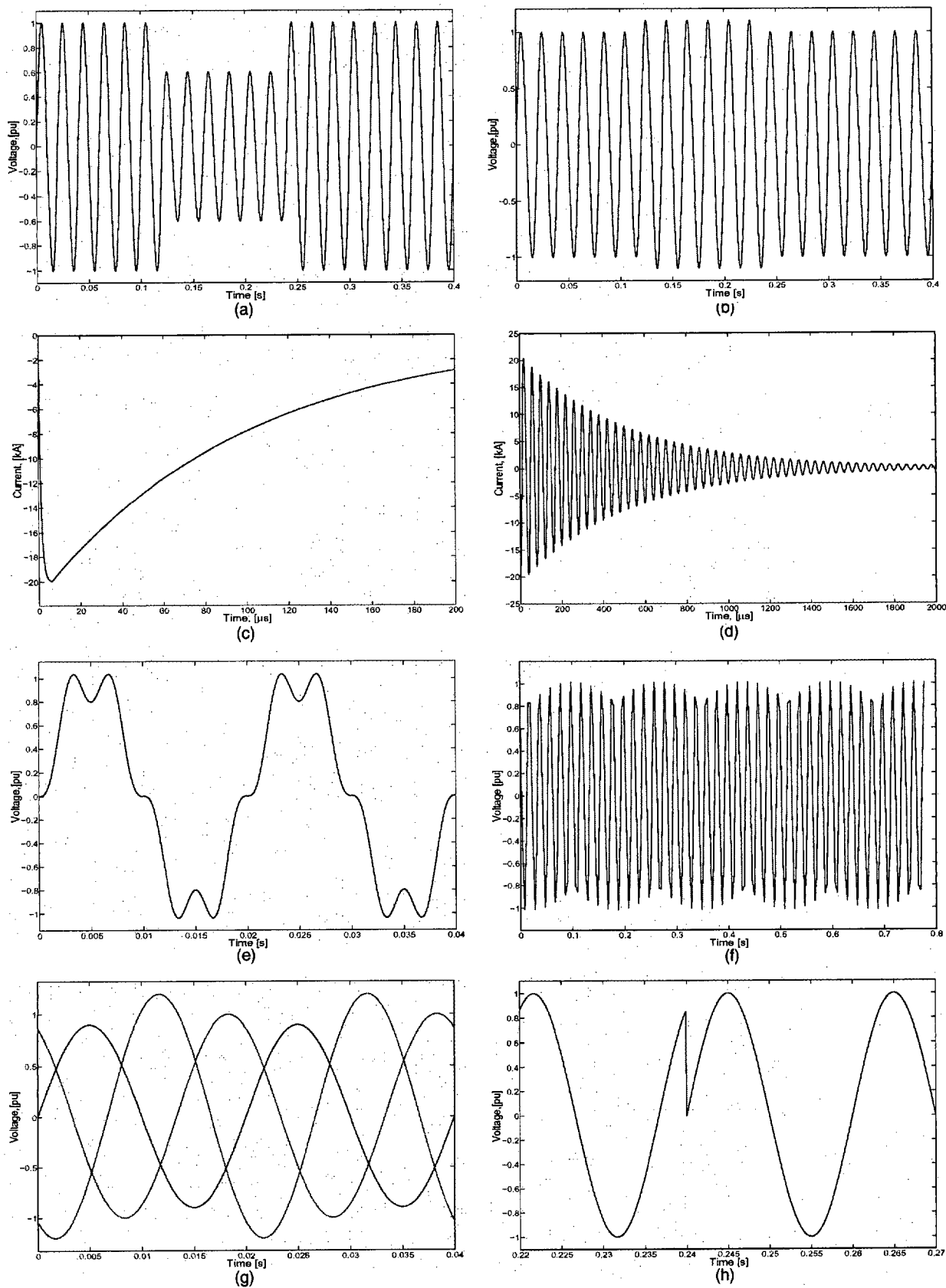


Fig. C.3. Ejemplos de formas de onda de problemas de 'Power Quality': a) 'dip' de tensión, b) 'swell' de tensión, c) transitorio impulsivo, d) transitorio oscilatorio, e) distorsión (amplitud del 5° armónico con respecto al fundamental: 20%), f) 'flicker' de tensión, g) desbalanceo de tensión y h) salto de fase [Awad, 02].

### C.3.1. Causas y caracterización de los ‘dips’.

Las principales causas de los ‘dips’ son fallos de cortocircuitos remotos producidos en las líneas de transmisión y distribución [Bollen, 00]. Otras causas pueden ser:

- arranque de grandes motores de inducción,
- conexión de transformadores a la red,
- conmutación de grandes cargas, etc.

La Fig. C.4 muestra un ‘dip’ causado por un fallo de cortocircuito. Estos ‘dips’ son caracterizados por los siguientes parámetros:

- Magnitud del ‘dip’ (Fig. C.4.b): Es la tensión que se alcanza después de iniciar el ‘dip’. Ésta se puede determinar por el valor eficaz o de pico sobre la mitad de un ciclo o un ciclo completo de la frecuencia fundamental.
- Duración del ‘dip’: Es el tiempo que el sistema mantiene la tensión por debajo de un valor umbral, por ejemplo el 90% de la tensión ‘pre-dip’. Si el ‘dip’ es debido a un fallo de cortocircuito, la duración del ‘dip’ depende del tiempo que se tarde en reestablecer el fallo, lo cual está relacionado con la respuesta de los mecanismos de protección. ‘Duration (1)’ se mide sobre la magnitud del ‘dip’ (Fig. C.4.b), mientras que ‘Duration (2)’ se mide sobre la forma de onda real del ‘dip’ (Fig. C.4.a).
- Salto del ángulo de fase (Fig. C.4.c): Es un desplazamiento en el cruce por cero de la tensión instantánea. Un evento como un fallo provocado por un cortocircuito podría afectar tanto a la magnitud como a la fase. Si se caracteriza el ‘dip’ con el valor RMS no se da información del salto de fase, pero si se caracteriza con el cálculo de la tensión fundamental si se puede obtener la información del salto de fase.

Por otro lado, la Fig. C.5 muestra un ejemplo de ‘dip’ causado por el arranque de un motor de elevada potencia. En este caso, el ‘dip’ se caracteriza por parámetros diferentes al anterior y que se muestran en la Fig. C.5.

### C.3.2. Tipos de ‘dips’ de tensión.

Si ocurre un fallo debido a un cortocircuito en el sistema de transmisión o distribución, se provoca un ‘dip’ en el punto común de conexión (PCC) como se muestra en la Fig. C.6. En ésta se produce un fallo en un sistema trifásico balanceado a la distancia  $D_F$  del punto PCC. Durante el fallo, la tensión en el PCC toma el valor:

$$U_g = \frac{Z_F}{Z_F + Z_S} U_S \quad (C.2)$$

donde  $U_g$  es la tensión en PCC,  $U_S$  es la tensión de la fuente,  $Z_S$  es la impedancia de la fuente y  $Z_F$  es la impedancia del fallo (se desprecia la corriente por la carga). El valor de la impedancia  $Z_F = R_F + jX_F$  depende de la localización del fallo, es decir, de  $D_F$ . Cuando  $D_F$  aumenta, también aumenta  $Z_F$ . La magnitud del ‘dip’ en el PCC depende de la localización del fallo y de la impedancia de la fuente. Si la red es ideal ( $Z_S = R_S + jX_S = 0$ ), la tensión en el PCC será constante, independiente de la localización del fallo, y, por tanto, la carga no será sensible a ningún

'dip'. La duración del 'dip' depende del tiempo de reestablecimiento del fallo. Un 'dip' con salto en el ángulo de la fase sucede cuando [Bollen, 00]:

$$X_F/R_F \neq X_S/R_S \tag{C.3}$$

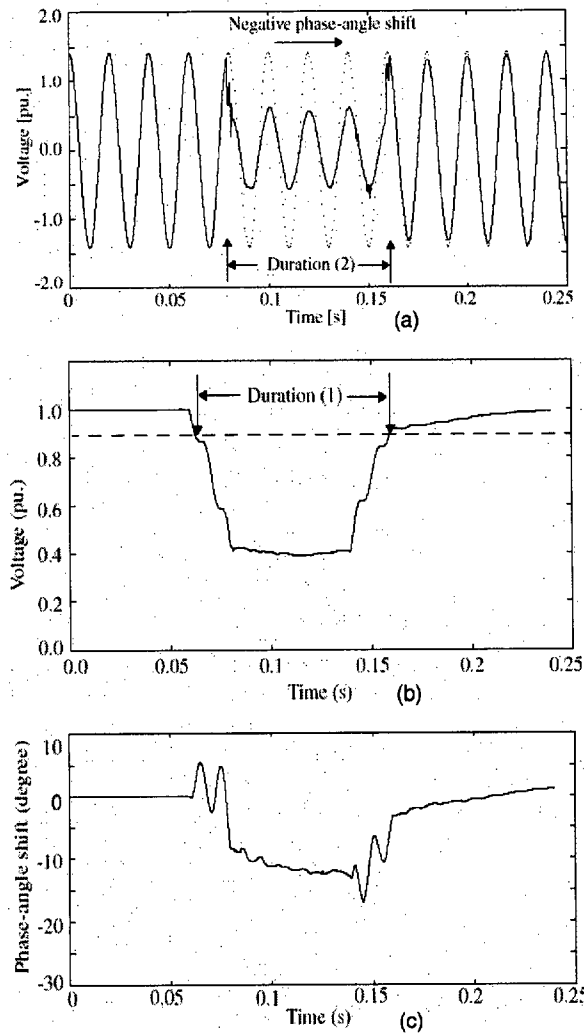


Fig. C.4. Ejemplo de 'dip' de tensión debido a un fallo de cortocircuito. a) Medida de un 'dip' en una fase. b) Magnitud del 'dip'. c) Desplazamiento del ángulo de fase [Zhang, 99].

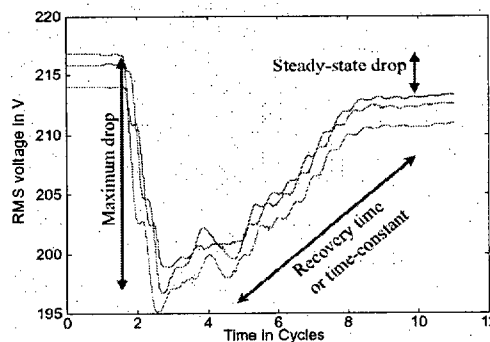


Fig. C.5. 'Dip' de tensión debido al arranque de un motor [Awad, 02].

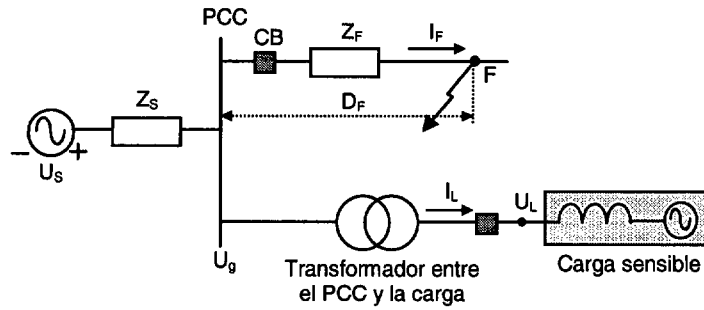


Fig. C.6. Fallo de cortocircuito.

Si se define el ángulo de impedancia  $\alpha$  como:

$$\alpha = \tan^{-1}\left(\frac{X_F}{R_F}\right) - \tan^{-1}\left(\frac{X_S}{R_S}\right) \tag{C.4}$$

donde  $Z_F = R_F + jX_F = zl$  ( $z$  es la impedancia de la línea donde se ha producido el fallo y  $l$  la longitud), la expresión de la tensión del ‘dip’ en el PCC es:

$$v_{dip} = \frac{\lambda e^{j\alpha}}{1 + \lambda e^{j\alpha}} = V_{dip} \angle \psi \tag{C.5}$$

donde  $\lambda e^{j\alpha} = zl/Z_S$ ,  $V_{dip}$  es la magnitud del ‘dip’ y  $\psi$  es el salto de la fase. La Fig. C.7 muestra la relación entre la magnitud del ‘dip’ y el salto de la fase para diferentes ángulos de impedancia.

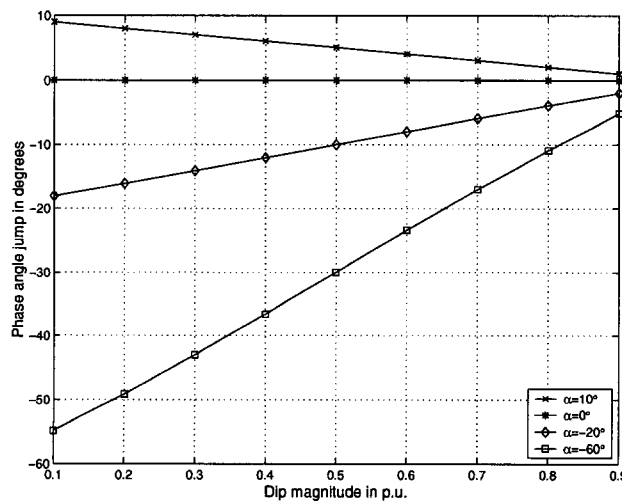


Fig. C.7. Salto del ángulo de fase para diferentes magnitudes de ‘dip’ y ángulos de impedancia [Magueed, et al., 04a].

En [Bollen, 00] se hace una clasificación de los ‘dips’ basada en las siguientes suposiciones:

- Las impedancias de la secuencia positiva y negativa son idénticas.
- La componente de secuencia cero no llega a los terminales del equipo.
- Las corrientes de la carga antes, durante y después del fallo son despreciables.
- Se consideran condiciones en régimen permanente, lo cual permite usar fasores en el estudio de los ‘dips’.



Si un fallo en un sistema trifásico balanceado causa un ‘dip’ se caracteriza por un salto balanceado del valor eficaz de la tensión con un cierto salto del ángulo de la fase. El ‘dip’ de tensión balanceado se escribe como:

$$\begin{aligned}\vec{E}_a &= \vec{V} \\ \vec{E}_b &= \left(-\frac{1}{2} - j\frac{\sqrt{3}}{2}\right)\vec{V} \\ \vec{E}_c &= \left(-\frac{1}{2} + j\frac{\sqrt{3}}{2}\right)\vec{V}\end{aligned}\tag{C.6}$$

donde  $\vec{V}$  es un vector complejo que indica la magnitud del ‘dip’ y su salto de fase. La clasificación de los ‘dips’ es tratada con detalle en [Bollen, 00]. En la Tabla C.1 se da una breve descripción de ellos, los cuales son representados mediante fasores en la Fig. C.8. La tensión en los terminales de la carga no es la tensión en el PCC debido a la presencia de un transformador entre el PCC y los terminales de la carga. La tensión medida por la carga no depende solo de la tensión PCC sino de las conexiones de los devanados del transformador. Así, la Tabla C.2 representa los ‘dips’ en función de la ubicación de la carga.

La Tabla C.3 representa los valores de  $|\vec{e}_{dqp}|$  y  $|\vec{e}_{dqn}|$ , que son los módulos de las secuencias positiva y negativa de la tensión de red para los diferentes tipos de ‘dips’. En esta Tabla los ‘dips’ tienen un salto de fase nulo,  $E$  es la tensión nominal de la red eléctrica,  $V_{dip}$  es la magnitud del ‘dip’ y  $\psi$  es el ángulo de salto de la fase.

### C.3.3. Solución de los problemas causados por los ‘dips’.

La solución a los problemas causados por los ‘dips’ se puede aplicar a tres niveles:

- Aparentemente la solución ideal es resolver estos problemas a nivel del equipo electrónico, aumentando la inmunidad de éstos a los ‘dips’. Esto no es siempre posible, y requiere más debate entre los clientes y las compañías eléctricas.
- Otra solución está relacionada con la configuración y operación de los sistemas de transmisión y distribución de energía eléctrica. Las mejoras que se pueden hacer para aliviar los efectos de los ‘dips’ incluyen: reducir el número de ‘dips’; reducir el tiempo de reestablecimiento después de un fallo usando protecciones más rápidas; y cambiar la estructura del sistema de potencia. La mayoría de las mejoras en los sistemas de transmisión y distribución de energía eléctrica son limitadas debido a que éstos han sido diseñados hace 10 o 20 años, y cambiar su estructura ahora no es una tarea fácil. Estas mejoras son más efectivas en el caso de los nuevos sistemas de energía.
- La dificultad que tiene la puesta en marcha de las anteriores propuestas, implica que la tercera solución sea instalar equipos electrónicos entre el sistema de distribución y el cliente final capaces de solventar estos problemas. El desarrollo de este tipo de equipos está estrechamente ligado al desarrollo de la Electrónica de Potencia

Tabla C.1. Tipos de 'dips' de tensiones desbalanceadas trifásicas, en un sistema con la misma impedancia de la fuente para las secuencias positiva, negativa y cero [Awad, 02].

Tipo de 'dip'	Fasores de tensión	Comentario
Tipo A	$\vec{E}_a = \vec{V}$ $\vec{E}_b = \left(-\frac{1}{2} - j\frac{\sqrt{3}}{2}\right)\vec{V}$ $\vec{E}_c = \left(-\frac{1}{2} + j\frac{\sqrt{3}}{2}\right)\vec{V}$	Debido a un fallo de las tres fases.
Tipo B	$\vec{E}_a = \vec{V}$ $\vec{E}_b = \left(-\frac{1}{2} - j\frac{\sqrt{3}}{2}\right)\vec{V}$ $\vec{E}_c = \left(-\frac{1}{2} + j\frac{\sqrt{3}}{2}\right)\vec{V}$	Debido a un fallo de una fase. Las otras dos fases podrían cambiar debido a la impedancia de la fuente de la secuencia cero.
Tipo C	$\vec{E}_a = 1$ $\vec{E}_b = -\frac{1}{2} - j\frac{\sqrt{3}}{2}\vec{V}$ $\vec{E}_c = -\frac{1}{2} + j\frac{\sqrt{3}}{2}\vec{V}$	Debido a un fallo de una fase o a un fallo entre dos fases. Las tensiones pueden modificarse si las cargas demandan corrientes muy elevadas durante el fallo.
Tipo D	$\vec{E}_a = \vec{V}$ $\vec{E}_b = -\frac{1}{2}\vec{V} - j\frac{\sqrt{3}}{2}\vec{V}$ $\vec{E}_c = -\frac{1}{2}\vec{V} + j\frac{\sqrt{3}}{2}\vec{V}$	Debido a un fallo de una fase o a un fallo entre dos fases. Las tensiones pueden modificarse si las cargas demandan corrientes muy elevadas durante el fallo.
Tipo E	$\vec{E}_a = 1$ $\vec{E}_b = \left(-\frac{1}{2} - j\frac{\sqrt{3}}{2}\right)\vec{V}$ $\vec{E}_c = \left(-\frac{1}{2} + j\frac{\sqrt{3}}{2}\right)\vec{V}$	Debido a un fallo de dos fases. La tensión en la fase que no ha fallado puede ser diferente debido a la tensión de secuencia cero.
Tipo F	$\vec{E}_a = \vec{V}$ $\vec{E}_b = -\frac{\vec{V}}{2} - j\left(\frac{1}{3} + \frac{\sqrt{3}}{6}\vec{V}\right)$ $\vec{E}_c = -\frac{\vec{V}}{2} + j\left(\frac{1}{3} + \frac{\sqrt{3}}{6}\vec{V}\right)$	Debido a un fallo de dos fases. La parte real de la tensión en las fases <i>b</i> y <i>c</i> puede ser diferente debido a la secuencia cero.
Tipo G	$\vec{E}_a = \frac{2}{3} + \frac{1}{3}\vec{V}$ $\vec{E}_b = -\left(\frac{1}{3} + \frac{1}{6}\vec{V}\right) - j\frac{\sqrt{3}}{2}\vec{V}$ $\vec{E}_c = -\left(\frac{1}{3} + \frac{1}{6}\vec{V}\right) + j\frac{\sqrt{3}}{2}\vec{V}$	Debido a un fallo de dos fases. La parte real de la tensión en las fases <i>b</i> y <i>c</i> puede ser diferente debido a la secuencia cero.

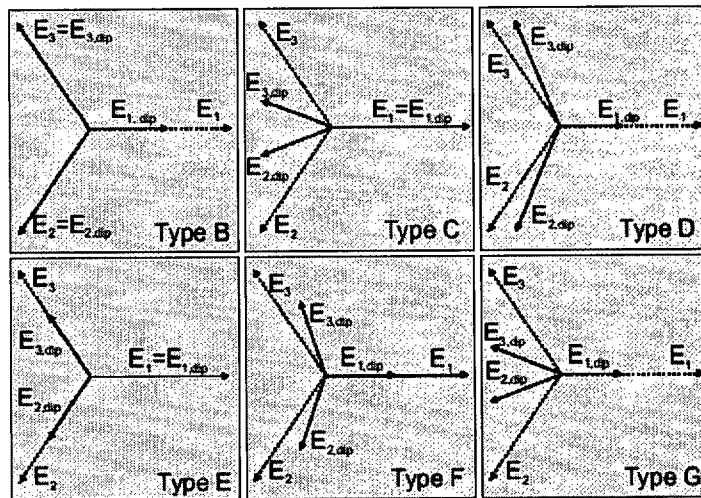


Fig. C.8. Clasificación de los 'dips' mediante fasores (del tipo B al tipo G). Los fasores 'pre-dip' de las tres están con trazo discontinuo y durante el 'dip' con trazo continuo [Bollen, 00].

Tabla C.2. 'Dips' trifásicos desbalanceados debidos a diferentes tipos de fallos y conexiones del transformador.

Tipo de fallo	Fallo cercano	Después de un transformador ΔY	Después de dos transformador ΔY
Tres fases	Tipo A	Tipo A	Tipo A
Tres fases a masa	Tipo A	Tipo A	Tipo A
Dos fases a masa	Tipo E	Tipo F	Tipo G
Dos fases	Tipo C	Tipo D	Tipo C
Una fase a masa	Tipo B	Tipo C	Tipo D

Tabla C.3. Componente q de las secuencias positiva y negativa de la tensión de red para 'dips' desbalanceados con salto cero en el ángulo de fase.

Tipo de 'dip'	$ \bar{e}_{dqP} $	$ \bar{e}_{dqN} $
B	$\frac{E}{3}(2 + V_{dip} \cos \psi)$	$\frac{-E}{3}(1 - V_{dip} \cos \psi)$
C	$\frac{E}{2}(1 + V_{dip} \cos \psi)$	$\frac{E}{2}(1 - V_{dip} \cos \psi)$
D	$\frac{E}{2}(1 + V_{dip} \cos \psi)$	$\frac{-E}{2}(1 - V_{dip} \cos \psi)$
E	$\frac{E}{3}(1 + 2V_{dip} \cos \psi)$	$\frac{E}{3}(1 - V_{dip} \cos \psi)$
F	$\frac{E}{3}(1 + 2V_{dip} \cos \psi)$	$\frac{-E}{3}(1 - V_{dip} \cos \psi)$
G	$\frac{E}{3}(1 + 2V_{dip} \cos \psi)$	$\frac{E}{3}(1 - V_{dip} \cos \psi)$

En la línea de la tercera alternativa han aparecido en estos últimos años los términos 'Flexible AC Transmission Systems' (FACTS) y 'Custom Power Technologies' que hacen referencia al conjunto de sistemas basados en Electrónica Potencia que se están empleando en las líneas de transmisión y distribución para optimizar la energía que se entrega al cliente final. Estos sistemas

se presentan en el apartado C.5 de este Ap.

### C.4. Transferencia de potencia reactiva en la red eléctrica.

Otro problema importante en los sistemas de energía eléctrica es la transferencia de potencia reactiva,  $Q$ . En contraste con la potencia activa,  $P$ , la potencia reactiva no se puede convertir en trabajo mecánico, únicamente representa una oscilación de energía entre la carga y el generador; pero es necesaria en los sistemas eléctricos, debido a que, por ejemplo, es usada en motores eléctricos para generar el flujo magnético usado para convertir la energía eléctrica en trabajo mecánico. La potencia reactiva es la parte imaginaria del vector complejo de la potencia aparente  $\vec{S}$ . Esto se expresa de la forma:

$$\vec{S} = \vec{U} \cdot \text{conj}(\vec{I}) = P + jQ \quad (C.7)$$

La Fig. C.9.a representa una línea de distribución simple. La línea es modelada con una inductancia, cuya reactancia es  $X_L$ , y el efecto de la resistencia de línea es despreciado (en la mayoría de los casos  $R \ll X_L$ ). La transferencia de las potencias activa y reactiva, desde el bus de transmisión o distribución, toman el valor:

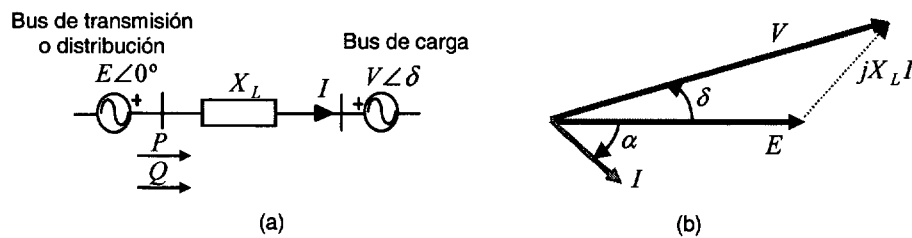


Fig. C.9. Flujo de potencia en una línea simple con una impedancia  $X_L$ . a) Esquema del circuito eléctrico. b) Diagrama fasorial (valores eficaces).

$$P = \frac{EV}{X_L} \sin \delta \quad (C.8)$$

$$Q = \frac{E}{X_L} (E - V \cos \delta)$$

donde  $E$  es la tensión del generador,  $V$  es la tensión en el bus de carga y  $\delta$  es la diferencia de fase entre las tensiones del generador y del bus de carga. Si  $\delta$  es muy pequeña, las expresiones anteriores se aproximan por:

$$P = \frac{EV}{X_L} \delta \quad (C.9)$$

$$Q = \frac{E}{X_L} (E - V)$$

De la ec. (C.9) se deduce que cuando aumenta la caída de tensión en la reactancia de la línea,  $(E - V)$ , se produce un aumento en la transferencia de potencia reactiva. También se observa que en una línea con elevada  $X_L$  se reduce la capacidad de transferencia de potencia.

La corriente reactiva contribuye al aumento del valor eficaz de la corriente de alimentación. Así, cuanto mayor es la corriente reactiva, mayor es la corriente de alimentación para entregar la misma potencia activa a la carga. Esto afecta a la eficiencia de la red debido a que aumentan las pérdidas en la misma debido al efecto resistivo de las líneas eléctricas. Las pérdidas en los conductores son proporcionales al cuadrado de la corriente, por tanto es obvio que las pérdidas de las potencias activa y reactiva aumentan ante un gran aumento de la transferencia de potencia reactiva.

Resumiendo, las conclusiones obtenidas a partir de la ec. (C.9) son las siguientes [Barnes, 04]:

- $P = f(\delta)$  y  $Q = f(V)$  para valores pequeños de  $\delta$  y pequeñas variaciones en  $V$ .
- Resulta necesario emplear redes de transmisión y distribución que tengan limitado el valor de  $X_L$ .
- La corriente en líneas de gran longitud está limitada por el aumento de la potencia reactiva que necesita. Esto puede afectar al valor nominal de la potencia del generador.
- El flujo de potencia real está limitada por el ángulo  $\delta$ .
- La potencia reactiva está limitada por la diferencia de tensión entre buses.

El consumidor final precisa potencia reactiva, pero una transferencia alta de potencia reactiva a través de la red eléctrica produce problemas importantes. Así, a partir de las conclusiones anteriores, se deduce que la producción local de potencia reactiva en el bus de carga disminuye el aumento de la transferencia de energía sobre la línea. Esto reduce el valor eficaz de la corriente de alimentación, y así la corriente sólo se corresponde con la corriente demandada debido a la potencia activa. Las pérdidas y caída de tensión en la línea disminuyen y aumenta la eficiencia de la línea. Como consecuencia, la tensión en el bus de carga (Fig. C.9.a) puede ser controlada para que se mantenga cercana al valor nominal por el control de la potencia reactiva de entrada.

Existen numerosos sistemas basados en Electrónica de Potencia que se usan para compensar la potencia reactiva actuando sobre las variables de la ec. (C.9). Éstos serán presentados en el apartado siguiente de este Ap.

### **C.5. Sistemas basados en Electrónica de Potencia para compensar las perturbaciones de la red eléctrica.**

En los últimos años ha surgido el término FACTS ('Flexible AC Transmission Systems') cuya definición según la IEEE es:

*A power electronic based system and other static equipment that provide control of one or more ac transmission system parameters to enhance controllability and increase power transfer capability.*

Los FACTS son sistemas basados en Electrónica de Potencia que se conectan en las líneas de transmisión. Éstos son capaces de controlar la magnitud de la tensión, el ángulo de la fase y la impedancia de transmisión (ec. (C.9)). Las dos principales razones para incorporar sistemas FACTS en la industria eléctrica son [<http://www.abb.com/FACTS>]: aumentar los límites de la estabilidad dinámica y mejorar el control del flujo de potencia.

Por otro lado, el concepto de ‘Custom Power Technologies’ [Taylor, 95] o ‘Power Conditioning Systems’ (PCS) consiste en emplear convertidores de Electrónica de Potencia en sistemas de distribución de energía eléctrica para suministrar mayor calidad a aquellos clientes que requieren prestaciones muy sensibles.

La diferencia entre los términos FACTS y ‘Custom Power Technologies’ es que el primero hace referencia a sistemas que se conectan en las líneas de transmisión, mientras que el segundo se refiere a sistemas que se conectan en las líneas de distribución. En cualquier caso, las diferencias no están muy claras, de hecho algunos de los sistemas que se presentan a continuación, dependiendo de los autores, son incluidos en uno o en otro grupo. Otros autores emplean alguno de los dos términos anteriores para referirse al conjunto de todos los sistemas basados en Electrónica de Potencia que se conectan a las redes eléctricas con objeto de compensar algún tipo de perturbación. Independientemente del término empleado, la aplicación en la industria eléctrica de tecnologías avanzadas basadas en Electrónica de Potencia es crítica para el correcto funcionamiento de los sistemas conectados.

En los siguientes apartados se van a presentar sistemas basados en Electrónica de Potencia para compensar los efectos producidos por las distintas perturbaciones de la red eléctrica (apartados C.2 y C.3) y para compensar la potencia reactiva (apartado C.4), unos en las líneas de transmisión y otros en las líneas de distribución.

La Fig. C.10 muestra las posibles conexiones de estos sistemas, que son [Barnes, 04]:

- Conexión ‘shunt’ (Fig. C.10.a). Compensan la potencia reactiva porque modifican el valor de la corriente.
- Conexión serie (Fig. C.10.b). Reduce el valor de  $X_L$  o modifica el valor de  $\delta$ , lo que implica una modificación de la tensión.

También hay sistemas que se conectan de forma híbrida, una rama tiene una conexión ‘shunt’ y la otra serie. Estos sistemas pueden actuar sobre todos los parámetros de la ec. (C.9), de forma que se pueden solucionar las perturbaciones de la red eléctrica y compensar la potencia reactiva. En cualquier caso, el sistema empleado y la conexión elegida finalmente depende de la aplicación.

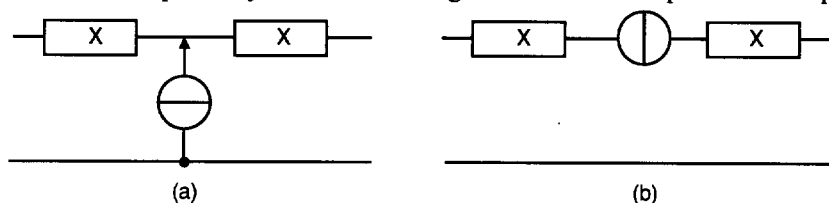


Fig. C.10. Posibles conexiones de los sistemas basados en Electrónica de Potencia para compensar perturbaciones de la red eléctrica. a) Conexión ‘shunt’. b) Conexión serie.

La mayoría de los sistemas que se van a presentar a continuación están basados en VSCs. Debido al desarrollo de nuevos dispositivos electrónicos de potencia capaces de manejar más potencia y de poder ser conectados en serie, es posible eliminar en muchos casos los transformadores. Así los sistemas se pueden conectar directamente a la red, sobre todo, a redes de distribución de media tensión. En este tipo de redes tiene una aplicación muy importante los convertidores multinivel [Bernet, 00].

### C.5.1. Compensadores conectados en la línea de transmisión.

#### C.5.1.1. Compensadores serie (CSCs).

Los CSCs modifican la impedancia de la línea o el ángulo  $\delta$  (ec. (C.9)). Ejemplos de éstos son:

- TSSC ('Thyristor Switched Series Capacitor') (Fig. C.11). Entran en conducción más rápido y de forma más precisa con respecto a la onda de la red eléctrica que los dispositivos mecánicos. Esto minimiza posibles perturbaciones durante las conexiones.

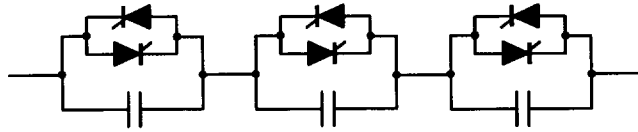


Fig. C.11. TSSC.

- ASC ('Advanced Series Compensator') (Fig. C.12). Controla la reactancia serie en paralelo con un condensador.

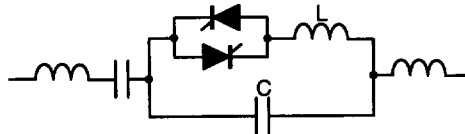


Fig. C.12. ASC.

- TCSC ('Thyristor Controlled Series Capacitor') (Fig. C.13) [Ferry, 94]. Tienen una estructura muy similar a la del ASC. En el Swedish Nacional Grid's Stöde hay instalado un TCSC de 400KV - 1.5KA [Barnes, 04].

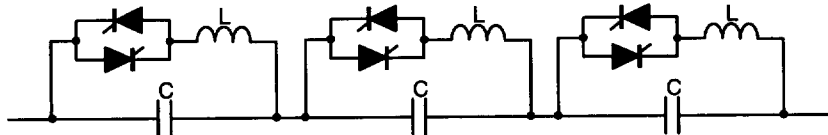


Fig. C.13. TCSC.

- IPFC ('Interline Power Flow Controller') (Fig. C.14). Este sistema fue propuesto en el año 1999 por [Gyugyi, *et al.*, 99], y actualmente todavía está en fase de prototipo. Es capaz de compensar varias líneas de transmisión simultáneamente. Cada línea de transmisión está conectada a un VSI, los cuales están interconectados por un DC-bus común. Esto permite hacer una compensación reactiva serie individual de cada línea, y además hacer una transferencia de potencia activa entre líneas compensadas.

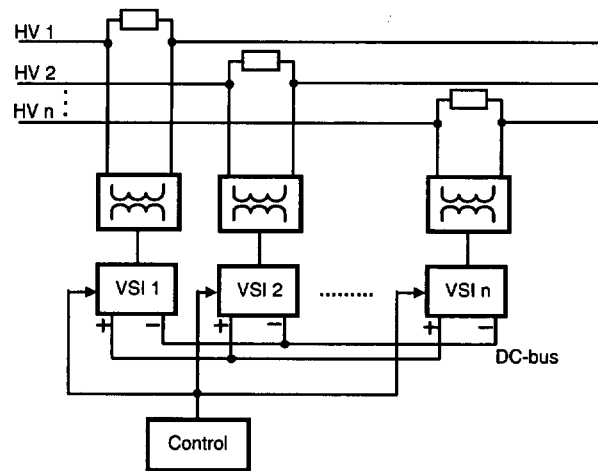


Fig. C.14. IPFC.

### C.5.1.2. Compensadores 'shunt'.

Éstos compensan la potencia reactiva modificando la corriente. El modo de conexión es el que se muestra en la Fig. C.15, así tienen la capacidad de inyectar corriente, y por tanto pueden entregar o consumir potencia reactiva. Además, dependiendo de la topología también pueden entregar potencia activa.

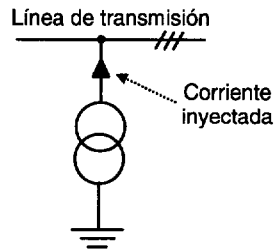


Fig. C.15. Conexión tipo 'shunt'.

Ejemplos de estos compensadores son:

- El 'Switched Shunt Capacitor' (Fig. C.16) compensa la tensión de línea inyectando el nivel de potencia reactiva requerido. El condensador debe conmutarse exactamente en el punto correcto de la onda, pues de lo contrario se pueden producir elevadas corrientes.

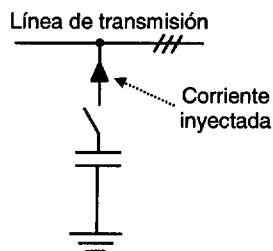


Fig. C.16. 'Switched Shunt Capacitor'.

- El 'Thyristor Switched Capacitor' (TSC) (Fig. C.17) está habilitado para conmutar condensadores más rápido que los 'switches' mecánicos. Los condensadores pueden ser conmutados cuando la tensión en extremos de ellos pasa por cero. El escalado binario permite conectar valores múltiples enteros de  $C$ .



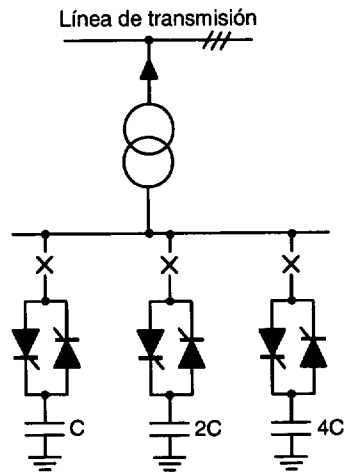


Fig. C.17. TSC.

- El 'Thyristor Switched Reactance' (TSR) (Fig. C.18). La reactancia 'shunt' puede absorber potencia reactiva y, por ejemplo, sobretensiones. La componente fundamental de la corriente, y por tanto  $Q$ , se pueden controlar variando el ángulo de encendido.

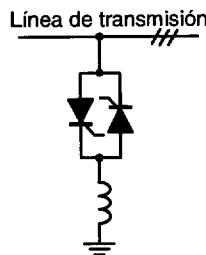


Fig. C.18. TSR.

- El SVC ('Static VAR Compensator') es la combinación de TSCs y un TSR como muestra la Fig. C.19. Las aplicaciones de los SVCs son: mantener la tensión cerca o en un nivel constante, independientemente de cambios lentos en la carga, debido a eventos no esperados o debidos a 'flickers'; mejorar la estabilidad del sistema de potencia; mejorar el factor de potencia; y corregir fases desbalanceadas. Una de las limitaciones de los SVCs es la velocidad de respuesta limitada debido a que los tiristores son dispositivos relativamente lentos. El compensador de corriente, y por tanto de potencia reactiva, depende del sistema de tensión.

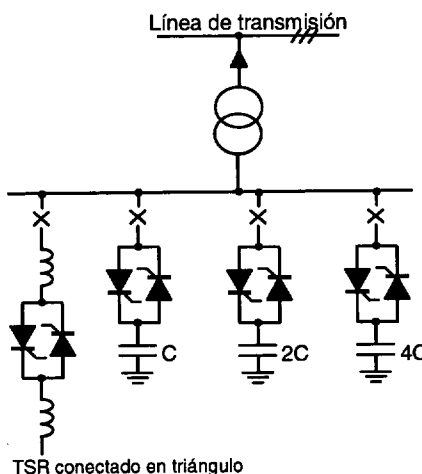


Fig. C.19. SVC.

- El ASVC ('Advanced Static Var Compensator') supone un avance respecto a los SVCs. Como se muestra en la Fig. C.20 están basados en VSCs trifásicos. Los dispositivos empleados son GTOs, IGBTs o IGCTs y la potencia del convertidor está limitada por la frecuencia de conmutación. Otros nombres que reciben son STATCON ('STATIC CONDensador') o STATCOM ('STATIC COMPensator').

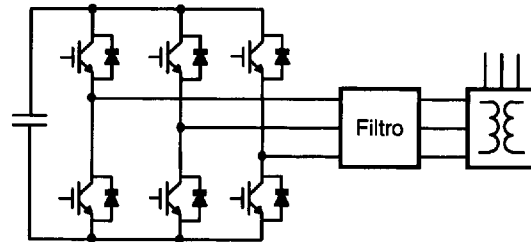


Fig. C.20. STATCOM.

### C.5.1.3. Compensadores híbridos.

Los sistemas más típicos con esta topología son:

- Transformador de desplazamiento de fase controlado por tiristores (Fig. C.21). Este sistema modifica el ángulo  $\delta$ , y puede inyectar potencia en serie tomada por la conexión 'shunt'.

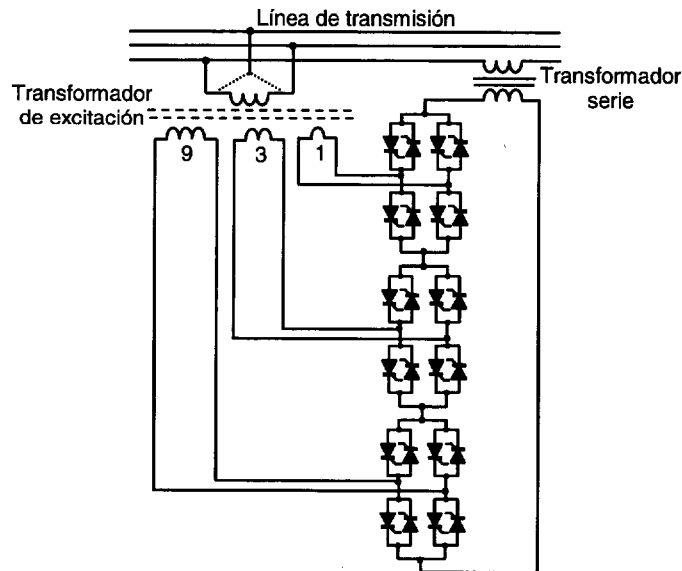


Fig. C.21. Transformador de desplazamiento de fase controlado por tiristores.

- 'Unified Power Flow Controller' (UPFC). Como se muestra en la Fig. C.22 está formado por dos convertidores AC-DC conectados a un DC-bus común. Uno de los convertidores es la rama 'shunt' y el otro la rama serie. La primera rama se usa para alimentar el DC-bus con  $P$ , pero además puede inyectar  $Q$ . Por otro lado, la rama serie puede desplazar  $\delta$ , inyectar o absorber  $V$ ,  $P$  y  $Q$ .

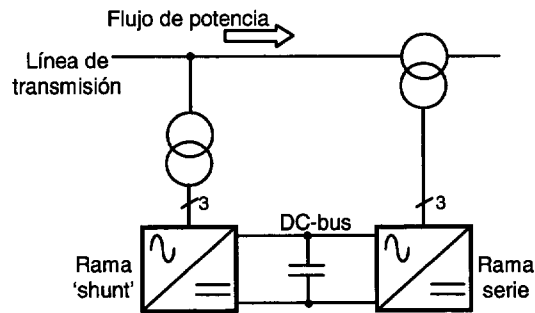


Fig. C.22. UPFC.

### C.5.2. Compensadores conectados en la línea de distribución.

Los compensadores más empleados son los siguientes:

- ‘Static Current Limiter’ (SCL).
- ‘Static Circuit Breaker’ (SCB).
- Filtros activos.
- D-STATCOM.
- ‘Static Series Compensator’ (SSC).
- ‘Static Transfer Switch’ (STS).
- ‘Unified Power Quality Controller’ (UPQC).
- Fuente de alimentación no interrumpible (UPS).

Las características de funcionamiento de los SCLs (Fig. C.23) son:

- Los GTOs conmutan a OFF durante los fallos.
- Las redes ‘snubber’ limitan la ‘dv/dt’.
- El varistor limita el pico de tensión.
- Los picos de tensión aplicados a la bobina determinan los fallos de corriente.

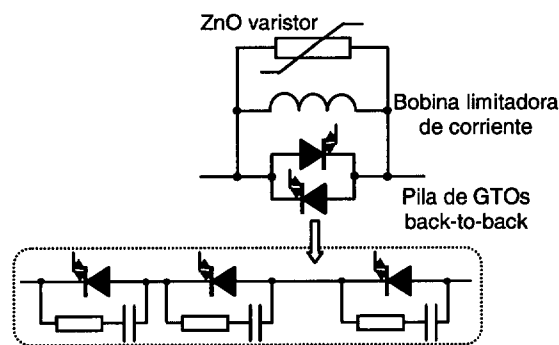


Fig. C.23. SCL.

Por otro lado, las características de funcionamiento de los SCBs (Fig. C.24) son [Taylor, 95]:

- Los GTOs normalmente están en ON, y pasan a OFF durante los fallos.
- Por los tiristores y bobina limitadora de corriente circula la corriente ante fallos persistentes.

El resto de compensadores serán analizados más detalladamente en los siguientes apartados.

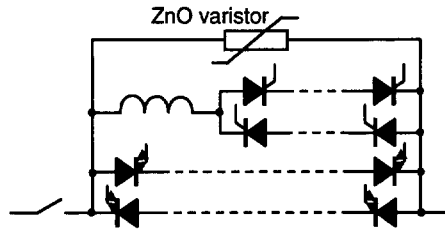


Fig. C.24. 'Solid State Circuit Breaker' (SCB).

### C.5.2.1. Filtros activos.

El interés en los filtros activos ha aumentado debido a la proliferación de cargas no lineales y por tanto al aumento de la contaminación armónica de la red eléctrica. Tradicionalmente, para eliminar los armónicos de la red, se han usado filtros pasivos, que son caminos de baja o alta impedancia para los armónicos. Un camino de baja impedancia se hace instalando un filtro pasivo paralelo (PPF), que consiste en un circuito LC serie sintonizado a la frecuencia del armónico no deseado, de tal forma que presenta una impedancia nula para dicha frecuencia. Por otro lado, bloques de alta impedancia se pueden obtener mediante filtros pasivos serie (SPF). Los SPF están basados en circuitos LC paralelo sintonizados a la frecuencia del armónico no deseado para crear una resonancia paralela, y así la impedancia es muy elevada a esta frecuencia. Los diagramas de un PPF y un SPF se muestran en la Fig. C.25. Los inconvenientes del uso de los filtros pasivos son:

- Respuesta dinámica lenta.
- Dependencia de la impedancia de la fuente.
- Resonancia entre el filtro pasivo y la impedancia de la fuente.
- No se pueden realizar cambios en función de las condiciones de la carga.

Debido a los inconvenientes de los filtros pasivos, se propone el empleo de filtros activos. En vez de proporcionar caminos de impedancia alta o baja a los armónicos de la corriente, los filtros activos inyectan la misma magnitud de los armónicos de corriente demandados por la carga con dirección opuesta, de tal forma que se cancelan los armónicos de corriente entregados por la red y los armónicos de tensión en el punto común de conexión. Hay dos tipos de filtros activos:

- Filtro activo 'shunt' o paralelo (Fig. C.25.a), y
- Filtro activo serie (Fig. C.25.b).

El filtro activo 'shunt' se conecta en paralelo con el sistema de distribución y justo en el PCC de la carga. Actúa como una fuente de corriente de armónicos como se muestra en la Fig. C.26.a. Si la corriente de la carga es  $I_L + I_h$ , donde  $I_L$  es la componente fundamental, e  $I_h$  son los armónicos de la corriente de la carga, entonces del filtro 'shunt' inyecta la corriente  $-I_h$  para obtener una corriente  $I_L$  por la red eléctrica, y una tensión sin armónicos en el punto PCC.

El filtro activo serie se conecta en serie en el sistema de distribución, como se muestra en la Fig. C.26.b. Actúa como una fuente de tensión no sinusoidal, inyectando la tensión  $U_i$  con la misma magnitud y fase opuesta a los armónicos de tensión de la carga. Así se bloquean los armónicos de corriente que circulan por la red de distribución.

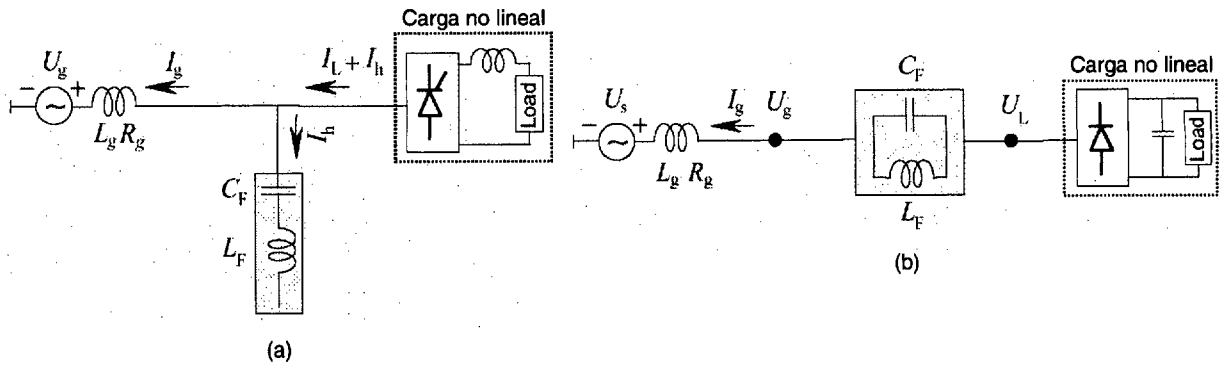


Fig. C.25. a) Filtro pasivo 'shunt' o paralelo. b) Filtro pasivo serie.

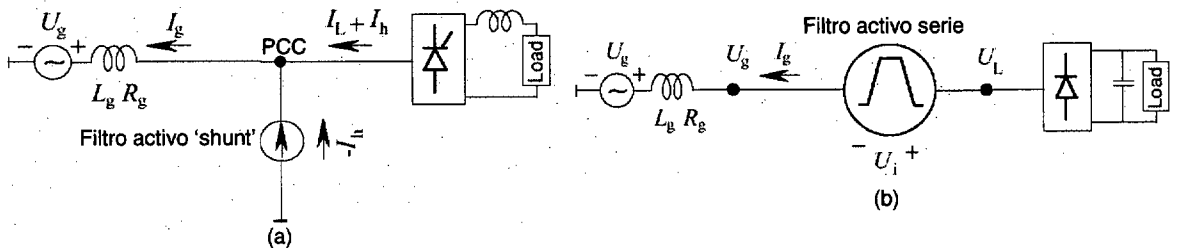


Fig. C.26. a) Filtro activo 'shunt'. b) Filtro activo serie.

El elemento principal del filtro activo es un VSC que usa IGBTs o cualquier otro dispositivo electrónico de potencia con características similares de conmutación. La Fig. C.27 muestra un filtro activo 'shunt' monofásico basado en un VSC 'full-bridge'. La inductancia  $L_F$  se usa para limitar la inyección de armónicos de alta frecuencia debidos a las conmutaciones PWM. La capacidad  $C_{DC}$  es diseñada para soportar el rizado del DC-bus. Los 'switches'  $S_1$  a  $S_4$  son controlados para que el convertidor inyecte la corriente requerida al punto PCC. La configuración del filtro activo serie es la misma, únicamente cambia la disposición en la red eléctrica de distribución.

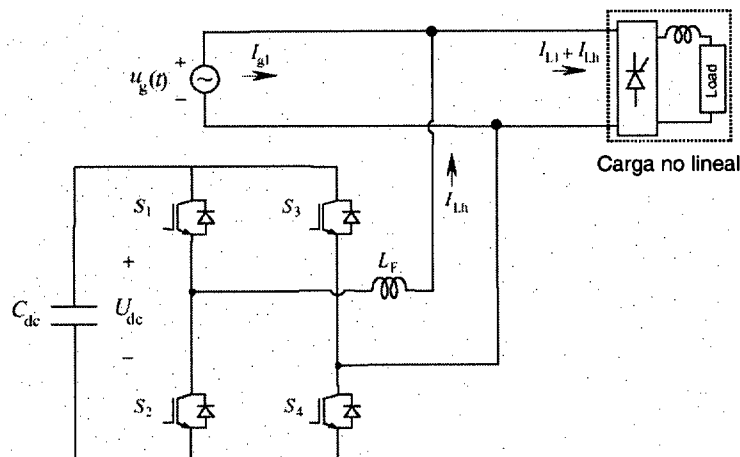


Fig. C.27. Topología 'full-bridge' de un filtro activo 'shunt' monofásico.

El control de los filtros activos parte de la extracción de los armónicos de la tensión o corriente distorsionada. Hay básicamente dos opciones para esto: una está basada en un análisis de Fourier en el dominio del tiempo [Svensson, *et al.*, 99], y la otra en la teoría de la potencia reactiva instantánea (*teoría p-q*) [Soares, *et al.*, 00].

### C.5.2.2. D-STATCOM.

Los D-STATCOM ('Distribution STATCOM'), que tienen una estructura exactamente igual que los filtros activos 'shunt', son convertidores conectados en paralelo a la red de distribución mediante un transformador de acoplamiento para mantener la tensión de alimentación de distribución al nivel requerido entregando o absorbiendo potencia reactiva. Otra diferencia entre los D-STATCOM y los filtros activos 'shunt' es que los primeros tienen un elemento de almacenamiento de energía mientras que los segundos no. La Fig. C.28 muestra un diagrama de bloques de un D-STATCOM. Está basado en el principio de que un VSC genera una fuente de tensión AC controlable detrás de la inductancia de pérdidas del transformador. Así la diferencia de tensión en extremos de la inductancia produce un flujo de potencia reactiva entre el D-STATCOM y el sistema de distribución [Ramsay, *et al.*, 96].

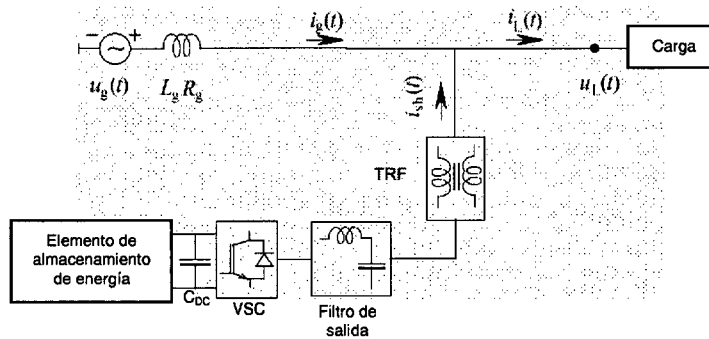


Fig. C.28. Diagrama de bloques de un DSTATCOM.

La primera instalación de un D-STATCOM usada para compensar la potencia reactiva y para prevenir los 'flickers' de tensión fue instalada en una serrería de British Columbia, Canadá [Hill, 97]. El D-STATCOM de  $\pm 2\text{MVar}$  fue instalado para una carga de 2.6MVA con un factor de potencia típico aproximado de 0.85.

Si se elige de forma adecuada la capacidad del elemento de almacenamiento de energía, el D-STATCOM también puede intercambiar potencia activa con el sistema de distribución, lo cual habilita al D-STATCOM para compensar también 'dips'. Sin embargo, el DSTATCOM no se puede usar para compensar 'dip' profundos debido a que en este caso no puede inyectar elevadas corrientes.

### C.5.2.3. SSC ('Static Series Compensator').

El SSC o DVR ('Dynamic Voltage Restorer') se conecta en serie con el sistema de alimentación de distribución de media tensión [Campbell, *et al.*, 99]. Es capaz de generar y absorber potencias activa y reactiva para proporcionar protección contra 'dips' y 'swells' de tensión.

El SSC está diseñado para inyectar dinámicamente una tensión  $u_c(t)$  como muestra la Fig. C.29. La Fig. C.29.a muestra el circuito eléctrico simplificado de una fase de la red de distribución, donde están conectadas en serie  $u_s(t)$  que es la tensión de alimentación,  $u_c(t)$  que es la tensión inyectada por el SSC y  $u_L(t)$  que es la tensión en la carga. Así, el SSC se puede considerar como una fuente de tensión externa donde la magnitud, frecuencia y desplazamiento de fase de  $u_c(t)$  son

controlables. La Fig. C.29.b representa el diagrama fasorial ante un ‘dip’ con salto de fase en el PCC. La tensión en la carga es:

$$u_L(t) = u_g(t) + u_c(t) \tag{C.11}$$

El objetivo es mantener la amplitud de la carga a una tensión fija (el valor requerido por el cliente), prevenirla de saltos de fase y que no se vea afectada por ‘dips’ o ‘swells’ de tensión.

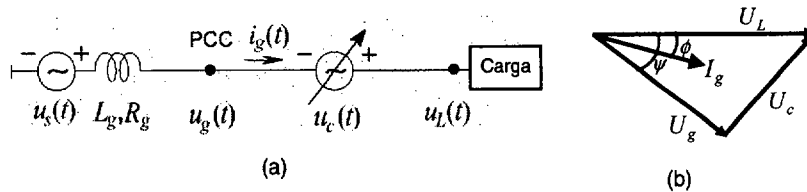


Fig. C.29. Principio de operación del SSC: a) circuito simplificado, b) diagrama fasorial.

Los bloques más importantes de un SSC (Fig. C.30) son el VSC, la unidad de modulación, la unidad de control, el filtro de salida, el transformador de inyección, el elemento de almacenamiento de energía y el ‘bypass switch’ [Awad, 02].

Las tensiones y corrientes medidas son las entradas del bloque de identificación de perturbaciones, el cual da señales a la unidad de control para entrar en funcionamiento cuando las cantidades medidas son diferentes de las establecidas por el cliente. Por ejemplo, este módulo dispara la compensación de ‘dip’ de tensión cuando la tensión de alimentación está por debajo del valor predefinido. Entonces la unidad de control genera las tensiones de referencia y las sintetiza con la tensión de alimentación. Las referencias de tensión son entradas a la unidad de modulación que genera las señales de modulación para los conmutadores del VSC.

La energía almacenada proporciona la potencia requerida para compensar los ‘dips’ identificados. La instalación de un filtro de salida reduce el efecto de la ‘dv/dt’ en los devanados del transformador de inyección y esto es necesario para convertir la tensión pulsante a la salida del VSC en tensiones sinusoidales puras. La tensión filtrada es inyectada en el sistema de distribución por el transformador de inyección serie. El ‘bypass switch’ está normalmente cerrado con objeto de cortocircuitar el SSC, y en el caso de un ‘dip’ en la red, éste se abre y el SSC comienza el proceso de compensación.

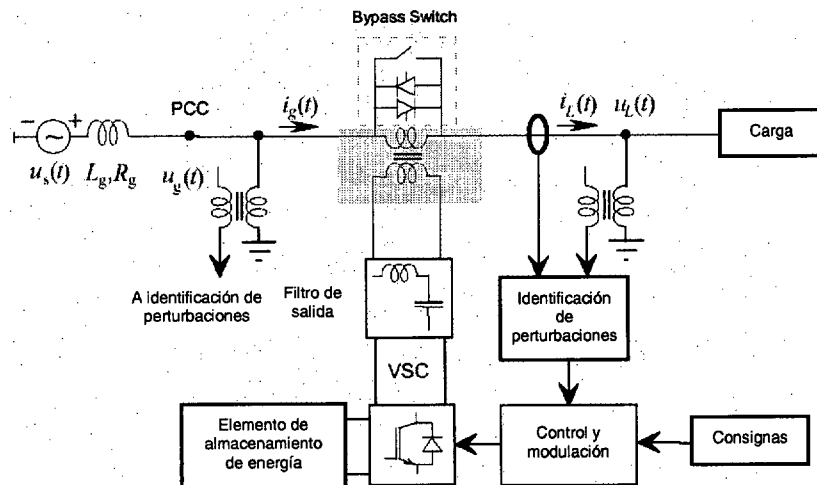


Fig. C.30. Diagrama de bloques de un SSC [Awad, 02].

El 26 de Agosto de 1996 el primer SSC del mundo, conocido comercialmente como DVR, fue instalado en el sistema de distribución de Duke (<http://www.duke-energy.com/>) para proteger a una fábrica textil de ‘dips’ de tensión [Awad, 02].

#### C.5.2.4. STS (‘Static Transfer Switch’).

El STS está formado por dos bloques de tiristores. Cada bloque de tiristores está compuesto de módulos de tres tiristores correspondientes a las tres fases del sistema. El elemento básico del STS es el ‘switch’ AC estático, el cual consta de dos tiristores en antiparalelo como se muestra en la Fig. C.31. Thy1 conduce la corriente de la carga  $i_g$  durante el semiciclo positivo, mientras que Thy2 conduce la corriente  $i_g$  durante el semiciclo negativo.

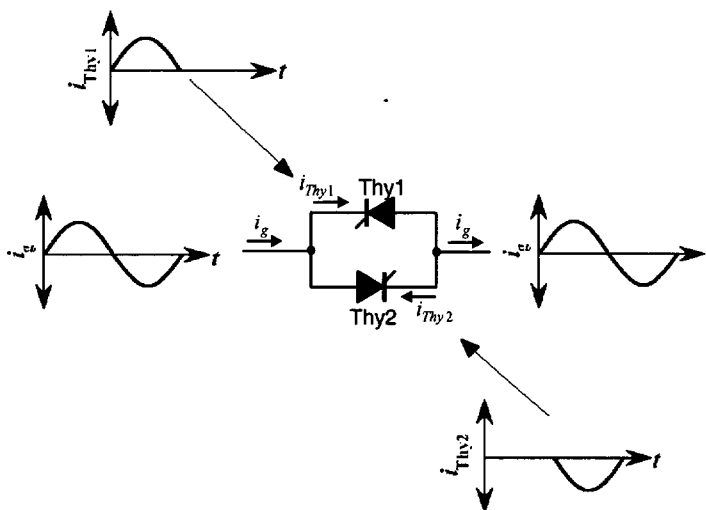


Fig. C.31. ‘Switch’ AC: configuración y conducción de corriente.

La configuración de un STS en un sistema industrial de distribución se muestra en la Fig. C.32. En condiciones de operación normal la alimentación primaria alimenta a la carga a través del ‘Switch’ 1. En caso de un fallo o un ‘dip’ de tensión que afecta a la alimentación primaria, la carga se conecta a la alimentación alternativa a través del ‘Switch’ 2. El tiempo de transferencia del STS es de  $\frac{1}{4}$  a  $\frac{1}{2}$  ciclo de la frecuencia fundamental. Por tanto, el efecto de la duración del ‘dip’ se limita a este tiempo, con lo que la carga debe ser capaz de soportar el ‘dip’ durante este tiempo. Esta configuración de los STSs tiene, principalmente, estas desventajas:

- Sobre los ‘switches’ se producen elevadas pérdidas de conducción, sobre todo en aplicaciones de alta potencia. Estas pérdidas representan aproximadamente 1% de la potencia en la carga.
- La alimentación alternativa puede experimentar cortes de tensión de  $\frac{1}{4}$  a  $\frac{1}{2}$  ciclo.

Una solución a esto son los STS híbridos (HSTS) (Fig. C.33), que fueron propuestos en [Mokhtari, *et al.*, 00]. La idea es que un contactor mecánico (MCB), conectado en paralelo con los tiristores, conduzca la corriente en el modo normal de funcionamiento, y los tiristores de cada bloque sean los encargados de realizar la conmutación de una alimentación a la otra.



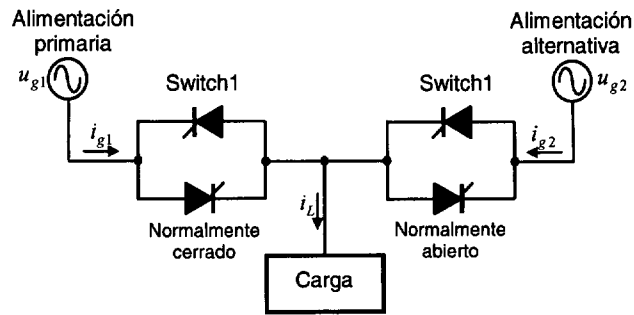


Fig. C.32. STS.

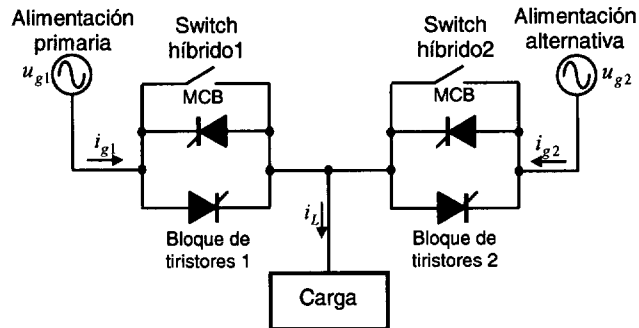


Fig. C.33. STS híbrido.

La conmutación de la corriente desde la alimentación primaria a la alternativa toma menos de la mitad del ciclo de la onda fundamental pero el tiempo de transferencia total es también dependiente del tiempo de respuesta de la detección del ‘dip’. Este tiempo debería ser muy rápido para asegurar una rápida transición de la carga desde la alimentación primaria a la alternativa.

#### C.5.2.5. UPQC (‘Unified Power Quality Controller’).

Los UPQCs tienen la misma configuración que los UPFCs (Fig. C.22). Sin embargo, los UPQCs están pensados para ser ubicados en las redes de distribución y por tanto la operación, funcionalidad y estrategia de control es diferente que la de los UPFCs. Las funciones del UPQC son similares a las de un filtro activo serie. La rama serie realiza aislamiento armónico entre la alimentación y la carga, regulación de tensión y compensación del desbalanceo de tensión y ‘flickers’. La rama ‘shunt’ filtra los armónicos de corriente, como si se tratara de un filtro activo ‘shunt’, e inyecta a la red potencia reactiva. También balancea la secuencia negativa y realiza la regulación de la tensión del DC-bus [Bojrup, 99].

#### C.5.2.6. Fuente de alimentación ininterrumpible (UPS).

Las UPSs han sido los sistemas más empleados para alimentar sistemas electrónicos de baja potencia en ausencia o cortes de la señal de alimentación. La carga se alimenta a través de una fuente de alimentación que tiene dos etapas: AC/DC y DC/AC. Durante un ‘dip’ de tensión o interrupción, la energía almacenada en las baterías mantiene la tensión de alimentación de la carga constante. La Fig. C.34 muestra un diagrama de bloques de una UPS. Dependiendo de la capacidad de almacenamiento de la batería, puede alimentar a la carga desde minutos hasta horas [Bowler, 94].

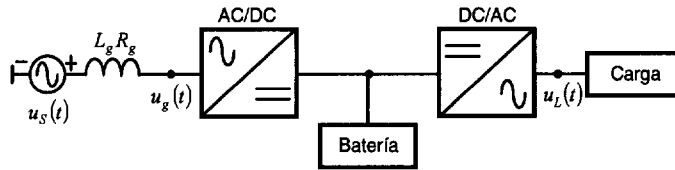


Fig. C.34. Diagrama de bloques de una UPS.

Las UPSs se emplean en aquellas aplicaciones en las que la pérdida de alimentación pueda causar más costes que el propio coste de la UPS. Para cargas de muy elevada potencia las UPSs no parecen ser una solución económicamente viable, y se recurre a otro tipo de sistemas [Sannino, *et al.*, 00].

# Apéndice D

## Controlador vectorial de corriente de un VSC conectado a la red eléctrica mediante filtro L

Un VSC conectado a la red eléctrica está expuesto a perturbaciones como variaciones en los valores de los componentes del filtro, desconocimiento de los parámetros propios de la red, perturbaciones causadas por la red como armónicos, tensiones desbalanceadas, ‘dips’, etc (Ap. C).

Una solución con un coste muy efectivo para optimizar el comportamiento del VSC ante estas perturbaciones es el diseño de un sistema de control con características como [Kazmierkowski, *et al.*, 98]: buena utilización de la tensión del DC-bus; rápida respuesta del controlador ante tensiones desbalanceadas, ‘dips’, etc.; corriente de red con armónico fundamental de 50Hz y contenido de armónicos  $h \neq 1$  bajo; correcta sincronización con las tensiones de la red eléctrica; etc.

El diagrama de bloques del sistema de control de un VSC conectado a la red eléctrica a través de un filtro L es el mostrado en la Fig. D.1. De todo el sistema de control, en este Ap. se analiza el bloque denominado “Control de corriente”, cuyo diseño afecta considerablemente a la respuesta del VSC ante las perturbaciones.

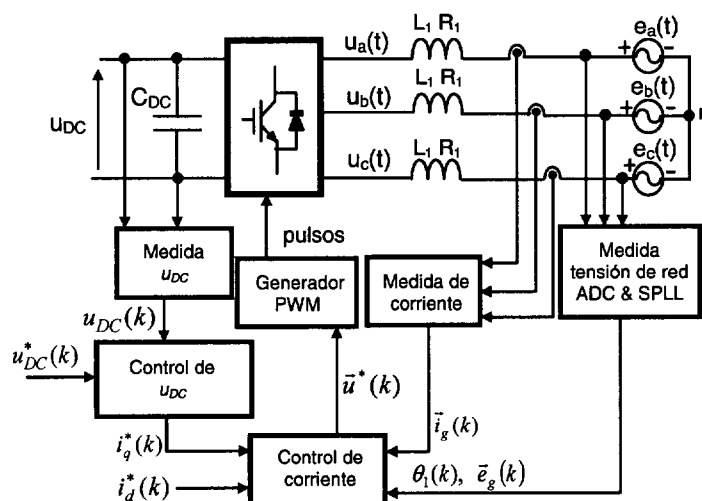


Fig. D.1. Sistema de control de un VSC conectado a la red eléctrica a través de un filtro L.

En la mayoría de las aplicaciones de los VSCs, como ‘drives’ de motores AC, filtros activos, circuitos regenerativos conectados a la red eléctrica, fuentes de alimentación AC, UPS, etc., hay un controlador de corriente. De forma genérica, los requisitos que debe tener éste son

[Kazmierkowski, *et al.*, 98]:

- Errores nulos de fase y amplitud sobre un ancho rango de frecuencias (por debajo de la frecuencia de conmutación).
- Respuesta rápida del sistema ante perturbaciones.
- Frecuencia de conmutación constante o limitada para garantizar la operación segura de los dispositivos del convertidor.
- Bajo contenido armónico.
- Buena utilización del DC-bus.

Algunas características, por ejemplo, la respuesta rápida y el bajo contenido armónico son contradictorias. El dar prioridad a uno u otro requerimiento depende de la aplicación concreta del VSC. En aplicaciones donde el VSC se conecta como interfaz electrónico con la red eléctrica la corriente debe ser regulada para obtener las potencias activa y reactiva deseadas y para minimizar y/o compensar el factor de potencia de línea y los armónicos de la tensión.

De todos los controladores de corriente propuestos en [Kazmierkowski, *et al.*, 98], en esta Tesis se emplea el controlador lineal vectorial síncrono de la Fig. D.2, basado en dos PIs que trabajan en los ejes de referencia rotatorios  $dq$ . Una ventaja fundamental de esta estructura de control es que permite un control desacoplado de las potencias activa y reactiva que se comporten con la red eléctrica. Otras ventajas de esta estructura de control, que justifica la elección realizada en esta Tesis, se muestran en [Kazmierkowski, *et al.*, 98]. Por otro lado, algunas de las desventajas son la sobrecarga computacional debido a las transformaciones, la presencia de términos de acoplamiento cruzado entre las corrientes de los ejes  $d$  y  $q$  y la necesidad de conocer exactamente los valores de los parámetros del filtro para implementar de forma óptima el desacoplamiento de ejes. A pesar de esto, los controladores vectoriales en los ejes de referencia rotatorios son los más empleados hoy en día en los sistemas bajo estudio, y se siguen presentando numerosos trabajos de investigación relacionados con este controlador (apartado 2.2.1).

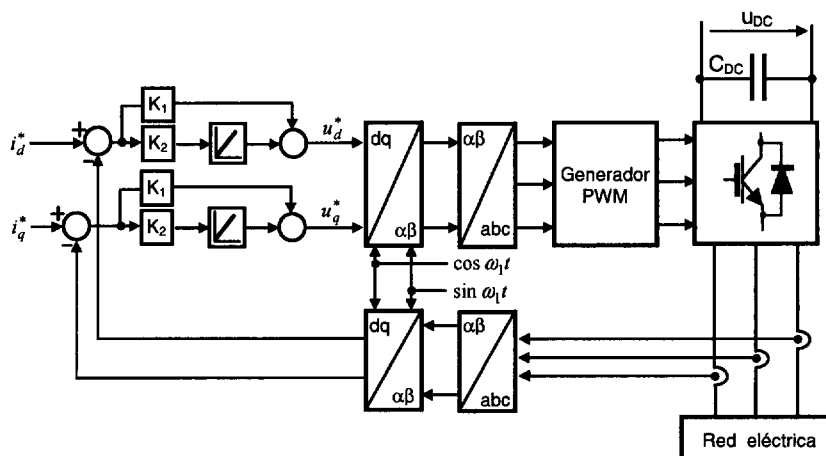


Fig. D.2. Controlador de corriente basado en PIs síncronos trabajando en los ejes  $dq0$  con variables DC.

Una vez seleccionada la estructura de control de corriente que se va a emplear, el siguiente paso consiste en ajustar las constantes de los PIs. En esta Tesis se propone emplear PIs basados en respuesta 'dead-beat', debido a que entre otras cosas se consiguen velocidades de respuesta muy elevadas, uno de los requerimientos de los controladores de corriente.

Con objeto de comprobar los algoritmos que se desarrollan en este Ap., éstos se simulan empleando el modelo promediado simplificado del filtro L y con los datos del “CONDOR Converter” mostrados en la Tabla 3.13.

### D.1. Controlador basado en respuesta ‘dead-beat’ programado con retardo libre.

La Fig. D.3 representa los diagramas de flujo y tiempo de la ejecución de un algoritmo con retado libre (‘delay-free’) aplicado al control de un VSC conectado a la red eléctrica [Alahakoon, 00]. Como se muestra en el diagrama de tiempo, hay un retardo entre el instante que se mide la salida del sistema  $\bar{i}_g(k)$ , y el tiempo que se aplica la nueva consigna  $\bar{u}^*(k)$ , que se corresponde con el tiempo de ejecución del algoritmo.

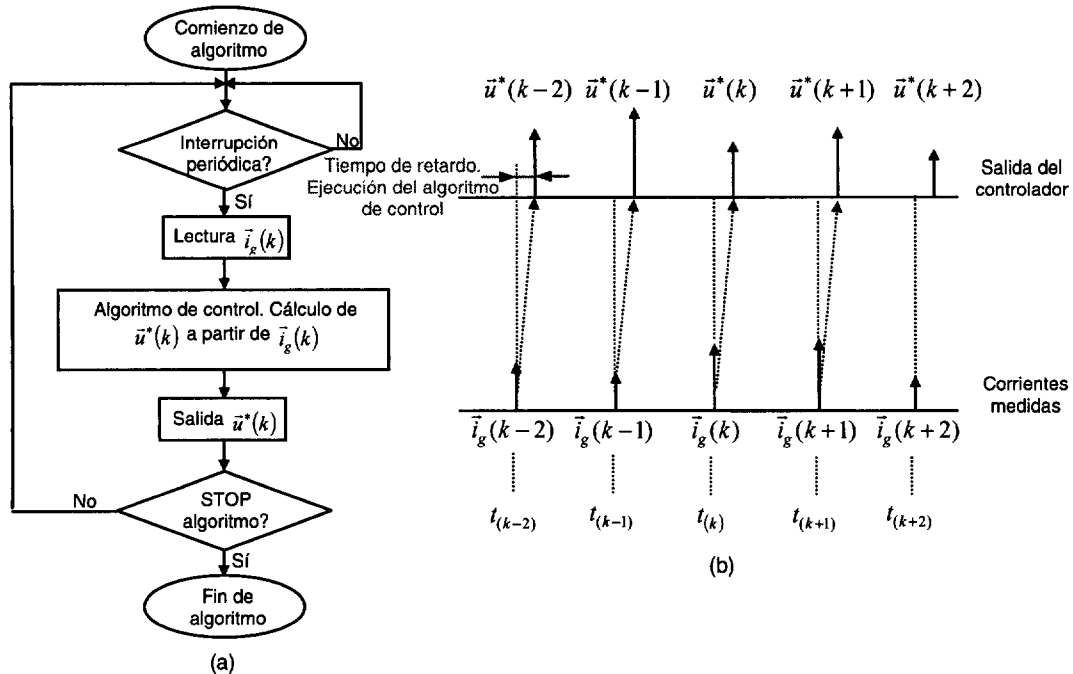


Fig. D.3. Algoritmo de control digital ‘delay-free’. a) Diagrama de flujo. b) Diagrama de tiempos.

En la literatura técnica aparecen varios métodos para diseñar el controlador de corriente vectorial ‘dead-beat’ programado con retardo libre para un filtro L, por ejemplo, a partir del promediado del modelo de la planta [Alakülla, 02], aplicando el modo de control interno (IMC) [Ottersten, 03], etc. En esta Tesis se simplifica el modelo vectorial del filtro L a un modelo escalar (sistema SISO), y a partir de ahí se diseña el controlador. Esto tiene la ventaja de que las herramientas de control empleadas son más sencillas.

Para obtener la ec. que define la planta del sistema de control de la Fig. D.1, se parte del supuesto de que el convertidor es ideal, lo que implica que las tensiones  $u_a(t)$ ,  $u_b(t)$  y  $u_c(t)$  son sinusoidales puras, y que su representación vectorial es igual que la consigna vectorial que se aplica a la entrada del generador PWM,  $\bar{u}^*(t)$ . Con estas premisas, la planta se describe en el espacio continuo y ejes rotatorios  $dq$  con la siguiente ec. vectorial:

$$\bar{u}^*(t) = R_1 \bar{i}_g(t) + L_1 \frac{d\bar{i}_g(t)}{dt} + j\omega_1 L_1 \bar{i}_g(t) + \bar{e}_g(t) \quad (D.1)$$

donde:

- $\vec{u}^*(t)$  es el vector que representa las tres tensiones de referencia que se entregan a la entrada del bloque PWM.
- $L_1$  es el valor de la inductancia de línea.
- $R_1$  es la resistencia de la inductancia  $L_1$ .
- $\vec{i}_g(t)$  es el vector de las corrientes de fase de la red.
- $\vec{e}_g(t)$  es el vector de las tensiones de la red.
- $\omega_1$  es la velocidad de rotación del vector  $\vec{e}_g$  medida por el bloque "SPLL" de la Fig. D.1

$$\left( \theta_1 = \int_0^t \omega_1 dt \right).$$

La función de transferencia vectorial de la planta en el plano  $s$  y para los ejes de referencia rotatorios, partiendo de la ec. (D.1), y considerando  $\vec{e}_g(t)$  como una perturbación del sistema, es:

$$\vec{T}(s) = \frac{\vec{i}_g}{\vec{u}} = \frac{1}{R_1 + sL_1 + j\omega_1 L_1} \tag{D.2}$$

El primer paso en el diseño del controlador consiste en cancelar el acoplamiento cruzado entre las corrientes de los ejes  $d$  y  $q$ , debido al término  $j\omega_1 L_1$ . Un método para eliminar este acoplamiento consiste en añadir un lazo de realimentación negativa interno con una ganancia  $-j\omega_1 \hat{L}_1$ , como muestra la Fig. D.4. El resultado es una nueva función de transferencia  $\vec{T}'(s)$ , cuyo valor es:

$$\vec{T}'(s) = \frac{\vec{i}_g}{\vec{u}'} = \frac{\vec{T}(s)}{1 - \vec{T}(s)j\omega_1 \hat{L}_1} = \frac{1}{1 - \frac{j\omega_1 \hat{L}_1}{R_1 + sL_1 + j\omega_1 L_1}} = \frac{1}{R_1 + sL_1 + j\omega_1 (L_1 - \hat{L}_1)} \tag{D.3}$$

Si  $L_1 - \hat{L}_1 = 0$ , entonces  $\vec{T}'(s)$  toma el valor:

$$\vec{T}'(s) = \frac{\vec{i}_g}{\vec{u}'} = \frac{1}{R_1 + sL_1} \tag{D.4}$$

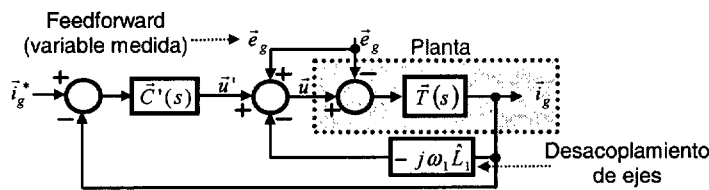


Fig. D.4. Sistema de control vectorial del filtro L. Desacoplamiento de las corrientes de los ejes  $d$  y  $q$  y compensación 'feedforward' de  $\vec{e}_g$ .

Las variables con el símbolo  $\hat{\phantom{x}}$  son valores nominales o medidos de los componentes antes de la puesta en marcha del convertidor. Durante el funcionamiento de éste, estos valores pueden sufrir variaciones. La diferencia entre las mismas variables con el símbolo  $\hat{\phantom{x}}$  y sin el símbolo, es que las

primeras son valores empleados en las ecuaciones del controlador, mientras que las segundas son los elementos de la planta.

El segundo paso consiste en cancelar el efecto de la tensión de la red ( $\vec{e}_g$ ) sobre el controlador mediante una compensación ‘feedforward’ como muestra la Fig. D.4. Esto se puede realizar porque la dinámica de  $\vec{e}_g$  es muy lenta comparada con la corriente de la red  $\vec{i}_g$ , y por tanto puede ser tratada como una perturbación del sistema de control. Además esta compensación ‘feedforward’ evita, idealmente, que cualquier perturbación que suceda en la red eléctrica afecte a la respuesta del sistema en lazo cerrado, lo cual mejora la dinámica del sistema.

A partir de la Fig. D.4, se expresa la ec. del controlador en el dominio del tiempo continuo como:

$$\vec{u}(t) = \vec{u}'(t) + j\omega_1 \hat{L}_1 \vec{i}_g(t) + \vec{e}_g(t) \quad (D.5)$$

donde:

- $\vec{u}'(t)$  es la salida del controlador  $\vec{C}'(s)$ ;
- $j\omega_1 \hat{L}_1 \vec{i}_g(t)$  es el término de desacoplamiento de los ejes de la corriente de la red; y
- $\vec{e}_g(t)$  es el término ‘feedforward’.

La Fig. D.5.a es la representación en coordenadas escalares  $dq$  del diagrama de control vectorial de la Fig. D.4. Si  $L_1 - \hat{L}_1 = 0$  se realiza una compensación ‘feedforward’ ideal, y se obtiene el diagrama de bloques de la Fig. D.5.b, donde no hay ningún acoplamiento entre ejes y ha desaparecido de la dinámica del sistema la tensión de la red eléctrica. Según se observa en la Fig. D.5.b, el análisis del sistema en lazo cerrado del eje  $d$  es exactamente igual que para el eje  $q$ , y basta con estudiar uno de los dos ejes para obtener las funciones de transferencia de  $C'_d(s)$  y  $C'_q(s)$ . Por tanto, el estudio del sistema de control vectorial se reduce al estudio del sistema de control escalar mostrado en la Fig. D.5.c. La función de transferencia vectorial de la ec. (D.4),  $\vec{T}'(s)$ , se ha transformado en una función de transferencia escalar de primer orden, de la forma:

$$T'(s) = \frac{i_g}{u'} = \frac{1}{R_1 + sL_1} \quad (D.6)$$

### D.1.1. Discretización del modelo.

El siguiente paso en el diseño del controlador consiste en discretizar el modelo de la planta  $T'(s)$  (ec. (D.6)).  $u'(s)$  es una señal PWM, pero se parte del supuesto de que se trata de una señal senoidal, con lo que se puede suponer constante durante un período de muestreo. Con esta suposición, y aplicando el método de discretización ZOH, se obtiene la siguiente planta discreta:

$$T'(z) = (1 - z^{-1}) \mathcal{Z} \left[ \frac{T'(s)}{s} \right] = \frac{\frac{1}{R_1} \left( 1 - e^{-R_1 T_s / L_1} \right) z^{-1}}{1 - e^{-R_1 T_s / L_1} z^{-1}} = \frac{az^{-1}}{1 - bz^{-1}} \quad (D.7)$$

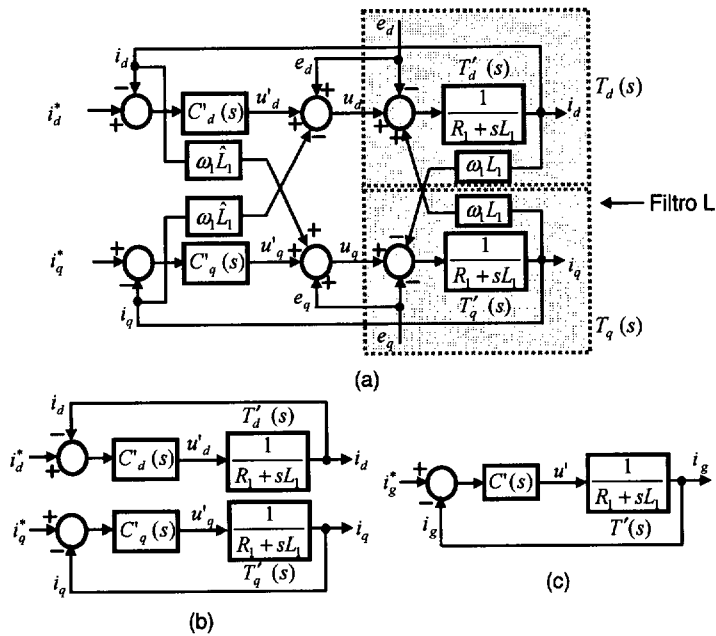


Fig. D.5. a) Diagrama de bloques del modelo del filtro y del controlador en los ejes dq. b) Esquema resultante para un desacoplamiento de ejes y compensación 'feedforward' ideales. c) Diagrama de bloques de uno de los ejes del sistema. Sistema de control escalar.

Si  $e^{-R_1 T_S / L_1}$  es aproximado por  $1 - \frac{R_1 T_S}{L_1}$  [Ottersten, 03],  $a$  y  $b$  toman los valores de la 1ª

columna (aprox. 1) de la Tabla D.1. Otra posible aproximación son los valores de la 2ª columna (aprox. 2). La precisión de las aproximaciones es función de los valores de  $L_1, R_1$  y  $T_S$ . Para cualquiera de los casos, la segunda aproximación es más precisa, por tanto es la se emplea en lo sucesivo.

Tabla D.1. Aproximaciones de  $a$  y  $b$  de la ec. (D.7).

Aprox. 1	Aprox. 2
$a = \frac{T_S}{L_1}$	$a = \frac{1}{\frac{L_1}{T_S} + \frac{R_1}{2}}$
$b = 1 - \frac{R_1 T_S}{L_1}$	$b = 1 - \frac{T_S}{\frac{L_1}{R_1} + \frac{T_S}{2}}$

### D.1.2. Discretización de los términos de desacoplamiento.

Los términos de desacoplamiento de la ec. (D.5) ( $j\omega_1 \hat{L}_1$ ) deben ser discretizados para poder diseñar un controlador digital. Sin embargo esto no es trivial, debido a que un término de desacoplamiento digital no cancela perfectamente la naturaleza analógica del acoplamiento cruzado entre  $i_d$  e  $i_q$  en el dominio del tiempo continuo. [Ottersten, 03] propone aproximar  $\vec{i}_g$  en un período de muestreo por el siguiente valor medio:



$$\bar{i}_g^{ave}[k, k+1] \approx \frac{1}{2}(\bar{i}_g(k+1) + \bar{i}_g(k)) = \frac{1}{2}(\bar{i}_g^*(k) + \bar{i}_g(k)) \quad (D.8)$$

donde  $\bar{i}_g(k+1) = \bar{i}_g^*(k)$ . La anterior igualdad supone que el sistema alcanza el valor de referencia en un período de muestreo. Una aproximación similar se puede realizar para el caso de que el sistema alcance el valor de referencia en dos períodos de muestreo:

$$\bar{i}_g^{ave}[k, k+2] \approx \frac{1}{2}(\bar{i}_g(k+2) + \bar{i}_g(k)) = \frac{1}{2}(\bar{i}_g^*(k) + \bar{i}_g(k)) \quad (D.9)$$

Así, la forma discreta de la ec. (D.5) puede ser aproximada por:

$$\bar{u}(k) = \bar{u}'(k) + j\omega_1 L_1 \frac{\bar{i}_g^*(k) + \bar{i}_g(k)}{2} + \bar{e}_g(k) \quad (D.10)$$

independientemente de que el algoritmo de control sea diseñado para alcanzar el régimen permanente en una o dos muestras.

### D.1.3. Diseño del controlador.

En [Sirisena, 85] y [Kuo, 96] se indica que para que un sistema de control discreto con una planta definida como  $T'(z) = \frac{Q(z^{-1})}{P(z^{-1})}$  tenga una respuesta ‘dead-beat’ ante una entrada escalón, la función de transferencia del controlador digital está definida por la expresión:

$$C'(z) = \frac{P(z^{-1})}{Q(1) - Q(z^{-1})} \quad (D.11)$$

donde  $Q(1)$  es el valor de  $Q(z^{-1})$  con  $z^{-1} = 1$ . Así,  $C'(z)$  toma el valor:

$$C'(z) = \frac{P(z^{-1})}{Q(1) - Q(z^{-1})} = \frac{1}{a} \frac{1 - bz^{-1}}{1 - z^{-1}} \quad (D.12)$$

La ec. (D.12) es un controlador PI, donde las constantes  $K_p$  y  $T_i$  toman los valores, según la aprox. 1 de la Tabla D.1:  $K_p \cdot a = 1 \Rightarrow K_p = \frac{1}{a}$ ; y  $1 - \frac{T_s}{T_i} = b \Rightarrow T_i = \frac{T_s}{1-b}$ . Si se elige la aprox. 2,  $K_p$  y  $T_i$  toman los valores:  $K_p = \frac{\hat{L}_1}{T_s} + \frac{\hat{R}_1}{2}$ ; y  $T_i = \frac{\hat{L}_1}{\hat{R}_1} + \frac{T_s}{2}$ .

Con objeto de variar el comportamiento dinámico del sistema, la ganancia  $K_p$  se modifica por el factor  $k_p$ , quedando la ganancia proporcional del controlador:

$$K_p = k_p \cdot \left( \frac{\hat{L}_1}{T_s} + \frac{\hat{R}_1}{2} \right) \quad (D.13)$$

Por tanto,  $C'(z)$  se expresa como:

$$C'(z) = K_p \cdot \frac{1 - z^{-1} \left( 1 - \frac{T_S}{T_i} \right)}{1 - z^{-1}} = k_p \left( \frac{\hat{L}_1}{T_S} + \frac{\hat{R}_1}{2} \right) + \frac{\hat{R}_1}{T_S} \frac{T_S z^{-1}}{1 - z^{-1}} \quad (D.14)$$

Si  $k_p = 1$  y la consigna de la planta  $u'(z)$  no está limitada, el sistema alcanza la respuesta en un período de muestreo, lo que coincide con el orden de la función de transferencia escalar de la planta del filtro L,  $T'(z)$  (ec. (D.7)). Esta es la razón por la que se puede diseñar un controlador ‘dead-beat’ de una muestra para el filtro L, aunque el modelo de éste en las coordenadas de referencia rotatorias  $dq$  sea de orden dos, lo que implicaría que el tiempo mínimo de establecimiento del sistema fuese de dos períodos de muestreo [Ogata, 95].

Con los datos de la Tabla D.1,  $T'(z) = \frac{0.2664}{z - 0.998}$  y  $C'(z) = \frac{k_p}{0.2664} \frac{z - 0.998}{z - 1}$ .  $C'(z)$  introduce un cero en  $z = 0.998$  que anula el polo de  $T'(z)$ , un polo en  $z = 1$  y una ganancia  $\frac{k_p}{0.2664} = 3.7538 \cdot k_p$ .

La Fig. D.6.a muestra el lugar de las raíces del lazo de control de la Fig. D.5.c, que únicamente tiene un polo que se desplaza sobre el eje real del plano  $z$  en función del valor de  $k_p$ . Cuando  $k_p = 1$ , la función de transferencia en lazo cerrado de la Fig. D.5.c es  $T'_{tot}(z) = \frac{1}{z}$  y por tanto tiene respuesta ‘dead-beat’ (Fig. D.6.b), lo que implica que ante una entrada escalón la salida alcanza la consigna en una muestra, es decir, en  $T_S = 200 \mu s$ . Esta es la razón por la que en algunas referencias como [Ottersten, 03] denominan a  $C'(z)$  controlador ‘dead-beat’ de una muestra. En cambio, cuando  $k_p = 0.8$   $T'_{tot}(z) = \frac{1}{z - 0.2}$  y la respuesta temporal es más lenta porque el polo de  $T'_{tot}(z)$  está situado en  $z = 0.2$  (Fig. D.6.b).

La expresión vectorial de la ec. completa del controlador (Fig. D.5.a), si se sustituye  $\vec{u}'(k)$  (ec. (D.10)) por su valor, queda de la forma:

$$\vec{u}^*(k) = K_p \left( \vec{i}_g^*(k) - \vec{i}_g(k) \right) + \frac{T_S}{T_i} \sum_{n=0}^{n=k-1} \left( \vec{i}_g^*(n) - \vec{i}_g(n) \right) + j\omega_1 \hat{L}_1 \frac{\vec{i}_g^*(k) + \vec{i}_g(k)}{2} + \vec{e}_g(k) \quad (D.15)$$

Esta ec. es exactamente igual que la del controlador obtenido en [Alakülla, 02] por el método del promediado. También, se obtiene una expresión muy similar en [Ottersten, 03], desarrollando el controlador a partir de la estructura de control de modo interno (IMC).

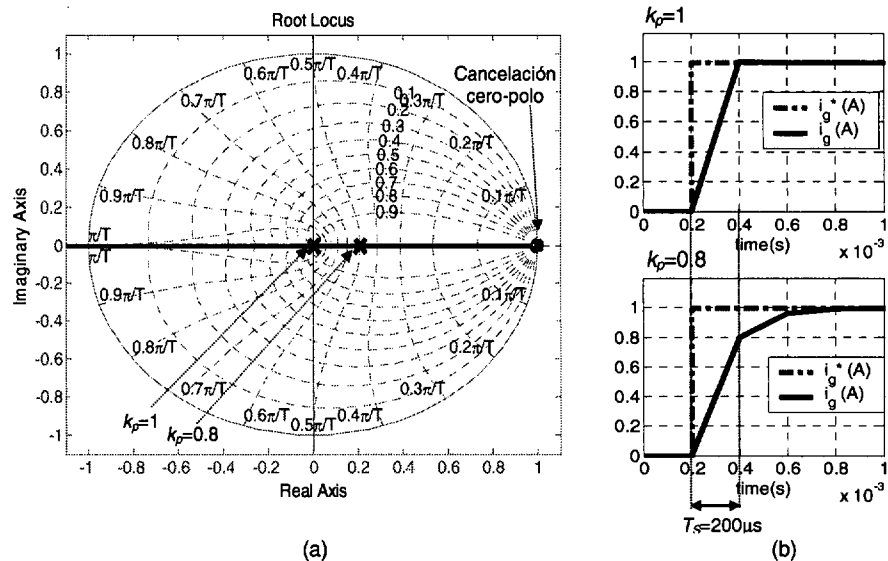


Fig. D.6. Análisis del circuito de la Fig. D.5.c. a) Representación del lugar de las raíces y ubicación del polo en lazo cerrado en función del valor de  $k_p$ . b) Respuesta temporal del modelo en lazo cerrado ante una entrada escalón cuando  $k_p=1$  (respuesta ‘dead-beat’) y  $k_p=0.8$ .

La Fig. D.7 representa los diagramas de Bode de las corrientes del circuito de la Fig. D.5.a (planta vectorial). En la primera fila se representan  $\frac{i_d}{i_d^*}(z)$  e  $\frac{i_q}{i_q^*}(z)$  para respuesta ‘dead-beat’, y se

comparan con el diagrama de Bode de  $z^{-1}$  (expresión de la respuesta ‘dead-beat’), resultando que los tres diagramas son prácticamente iguales. Además, también se muestran los diagramas de Bode de la respuesta de la corriente de un eje con respecto a la consigna de corriente del otro eje. Como se observa, en estos casos la ganancia a bajas frecuencias es prácticamente nula pero para altas frecuencias aumenta de forma considerable. Esto implica que no hay un desacoplamiento perfecto de ejes, y que ante una entrada escalón en la consigna de alguna de las corrientes se produce un acoplamiento en la corriente del otro eje. Esto se comprueba en las simulaciones temporales de la Fig. D.8, donde en la primera fila se representa la respuesta de  $i_d$  e  $i_q$  ante consignas de  $i_d^*$  e  $i_q^*$ , respectivamente. Se comprueba que para ganancia ‘dead-beat’ las salidas alcanzan el valor de las consignas en un período de muestreo. En la fila inferior se muestran los acoplamientos cruzados temporales entre las corrientes de distintos ejes ante cambios en las referencias.

El análisis mediante simulaciones de los circuitos de Fig. D.5.c y posteriormente del circuito de la Fig. D.5.a, ha mostrado resultados prácticamente iguales. Por tanto, se concluye que es completamente válido obtener el controlador ‘dead-beat’ del filtro L reduciendo el modelo vectorial (ec. (D.1)) a una función de transferencia escalar de primer orden (ec. (D.6)).

#### D.1.4. Efecto del retardo computacional.

Si el controlador de corriente basado en respuesta ‘dead-beat’ propuesto en las secciones anteriores se programa según un algoritmo de retardo libre da origen a un ‘controlador ‘dead-beat’ de una muestra’, porque  $\vec{u}^*(k) = f[\vec{i}_g^*(k), \vec{i}_g(k)]$ , y entonces  $\vec{i}_g(k) = \vec{i}_g^*(k-1)$ . Los algoritmos de

retardo libre se emplean en sistemas en los que el tiempo de ejecución del algoritmo es muy inferior a  $T_s$ . Este no es el caso del VSC conectado a la red eléctrica porque el tiempo del retardo computacional es aproximadamente igual al tiempo de subida de la corriente y al  $T_s$  del sistema. En este caso el algoritmo de control se programa con retardo de una muestra [Alahakoon, 00], siguiendo los diagramas de flujo y tiempo representados en la Fig. D.9. La consigna de tensión que se aplica en el instante  $k$  se calcula a partir de la corriente medida en el instante de tiempo  $k - 1$ .

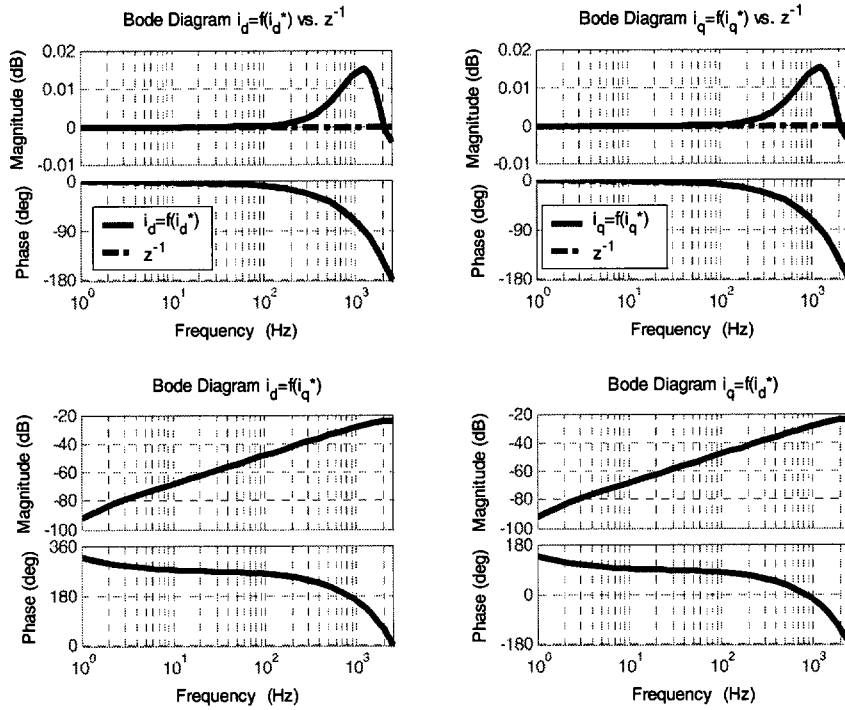


Fig. D.7. Diagramas de Bode del circuito de la Fig. D.5.a.

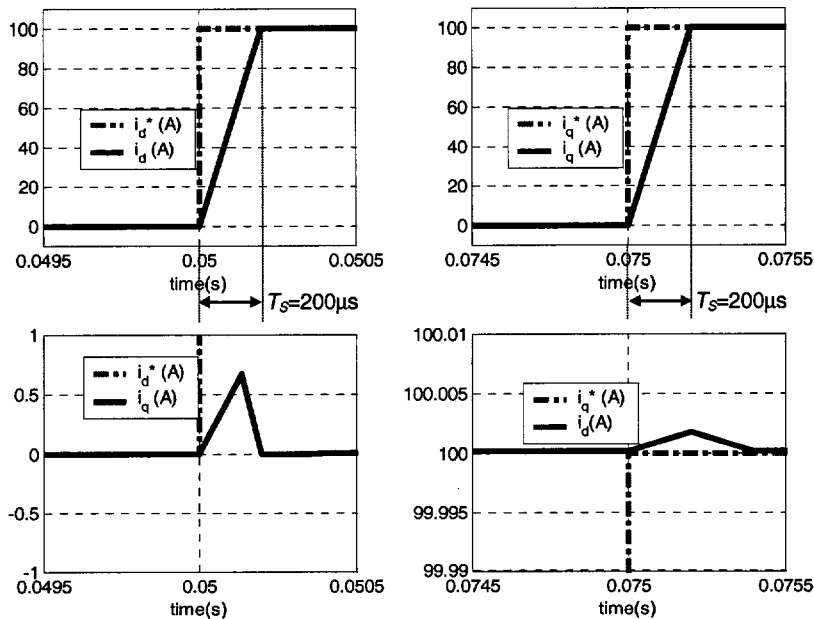


Fig. D.8. Respuesta temporal del circuito de la Fig. D.5.a.

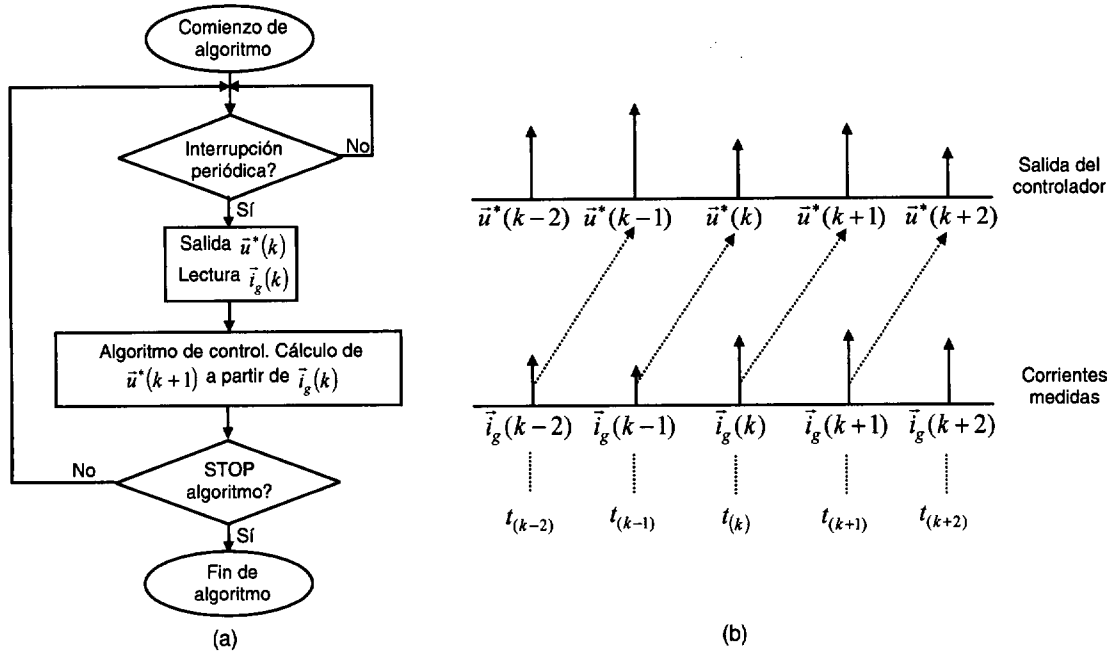


Fig. D.9. Algoritmo de control digital con retardo de una muestra. a) Diagrama de flujo. b) Diagrama de tiempos.

El retardo computacional se modela con un bloque  $z^{-1}$ , transformando el diagrama de bloques de control escalar de la Fig. D.5.c en el que se muestra en la Fig. D.10, de tal forma que, ahora,  $u(k)$  se obtiene a partir de  $i_g^*(k-1)$ ,  $i_g(k-1)$  y  $e_g(k-1)$ . La función de transferencia de la nueva planta, denominada  $T'_{delay}(z)$ , toma el valor:

$$T'_{delay}(z) = z^{-1}G'(z) \quad (D.16)$$

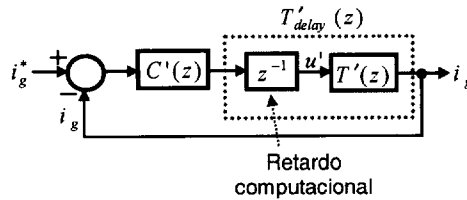


Fig. D.10. Lazo de control de la corriente de la red con controlador 'dead-beat' programado con retardo libre en presencia del retardo computacional.

Y la nueva función de transferencia en lazo cerrado tiene la expresión:

$$T'_{tot,delay}(z) = \frac{i_g}{i_g^*} = \frac{C'(z)z^{-1}G'(z)}{1 + C'(z)z^{-1}G'(z)} = \frac{1}{z^2 - z + 1} \quad (D.17)$$

bajo la suposición de que todos los valores de los parámetros coinciden con su valor nominal. En este caso, los polos de  $T'_{tot,delay}(z)$  están situados en:

$$z_{1,2} = \frac{1}{2}(1 \pm j\sqrt{3}) = e^{\pm j\pi/3} \quad (D.18)$$

La Fig. D.11.a muestra el lugar de las raíces de la Fig. D.10 y la ubicación de los polos en lazo

cerrado para  $k_p = 1$  y  $k_p = 0.8$ . Con  $k_p = 1$  el sistema oscila porque los polos están situados sobre el círculo unidad del plano  $z$ . Como se comprueba en la Fig. D.11.b, reduciendo el valor de  $k_p$  se consigue que el sistema no oscile pero tiene un sobreimpulso y un tiempo de establecimiento demasiado elevados.

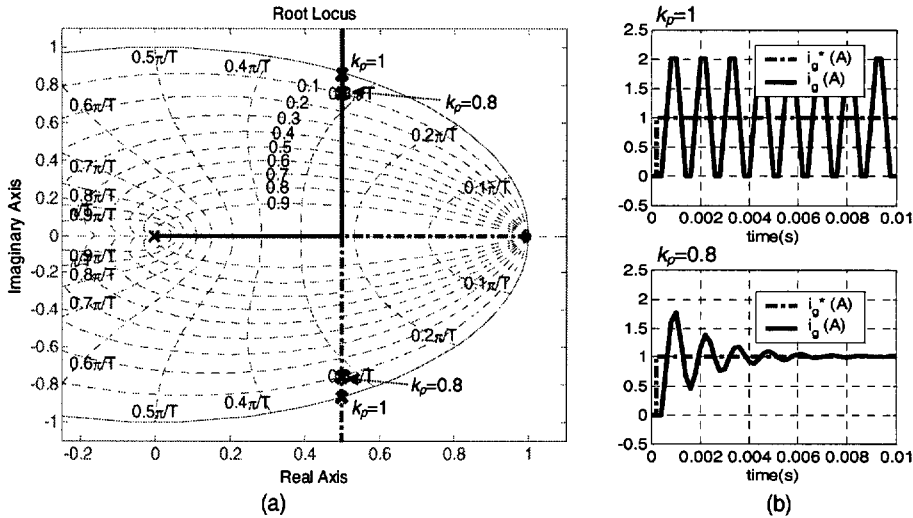


Fig. D.11. Análisis del circuito de la Fig. D.10. a) Representación del lugar de las raíces y ubicación de los polos en lazo cerrado en función del valor de  $k_p$ . b) Respuesta temporal del modelo en lazo cerrado ante una entrada escalón cuando  $k_p=1$  (respuesta ‘dead-beat’) y  $k_p=0.8$ .

El retardo computacional tiene otros dos inconvenientes, el desacoplamiento de ejes y el ‘feedforward’ de la tensión de red no van a ser perfectos. Esto es debido a que entre la señal real y la señal realimentada en el algoritmo de control hay un retardo de una muestra.

### D.2. Controlador basado en respuesta ‘dead-beat’ programado con retardo de una muestra.

El nuevo modelo de la planta de la Fig. D.10, incluyendo el retardo computacional que ve el controlador  $C'(z)$ , es  $T'_{delay}(z) = \frac{az^{-2}}{1-bz^{-1}}$ . Según el método propuesto por [Sirisena, 85] y [Kuo, 96] (ec. (D.11)), el nuevo controlador digital es:

$$C'_{delay}(z) = \frac{P(z^{-1})}{Q(1) - Q(z^{-1})} = \frac{1}{a} \frac{1 - bz^{-1}}{1 - z^{-2}} = \frac{1}{a} \frac{z}{z+1} \frac{z-b}{z-1} = \frac{z}{z+1} C'(z) \tag{D.19}$$

donde  $a$  y  $b$  toman los mismos valores que para el caso de la ec. (D.12). El lazo de control de la Fig. D.10, con el controlador  $C'(z)$  de la ec. (D.19), alcanza el régimen permanente ante una entrada escalón en dos periodos de muestreo. Así,  $T'_{tot}(z) = z^{-2}$ , y esta es la razón por la que en algunas referencias como [Ottersten, 03] denominan a  $C'_{delay}(z)$  como controlador ‘dead-beat’ de dos muestras.

El inconveniente de  $C'_{delay}(z)$  es que la respuesta del sistema es muy dependiente del

conocimiento de los parámetros del filtro y de las perturbaciones de la red eléctrica. Por esta razón en trabajos técnicos relacionados se proponen otros algoritmos como:

1. Ec. (D.15) con un observador de la corriente de red [Alahakoon, 00].
2. Ec. (D.15) con un algoritmo predictivo de la corriente de red (“controlador dead-beat predictivo”) [Springob, *et al.*, 98] [Alakülla, 02].
3. Ec. (D.15) con un predictor de Smith (SP) [Bojrup, 99] [Ottersten, *et al.*, 02]. El SP es un algoritmo que se usa para controlar plantas con retardos perfectamente caracterizados. Este es el caso aquí analizado, pues el retardo es constante de valor  $z^{-1}$ , que es el tiempo que transcurre desde que se toman las variables realimentadas hasta que se aplica la consigna correspondiente.

Las tres opciones están basadas en la ec. (D.15) (controlador basado en respuesta ‘dead-beat’ programado con retardo) más un algoritmo de estimación, predicción o de características similares. Con éste último se compensa el retardo computacional y las posibles perturbaciones del sistema.

En los tres algoritmos la señal de consigna del generador PWM,  $\vec{u}^*$ , se obtiene a partir de una predicción del valor de  $\vec{i}_g$  en el instante en el que se aplica  $\vec{u}^*$ .  $\vec{u}^*(k+1)$  es función de la predicción de la corriente  $\vec{i}_g$  en el instante  $k+1$ , es decir,  $\hat{\vec{i}}_g(k+1)$ ; e  $\hat{\vec{i}}_g(k+1)$  se obtiene a partir de la corriente de red medida en el instante  $k$ ,  $\vec{i}_g(k)$ . Los correspondientes diagramas de flujo y temporal son mostrados en las Fig. D.12.a y Fig. D.12.b, respectivamente.

### D.2.1. Observador de estados con realimentación proporcional del error.

Este método consiste en emplear un observador de estados para obtener  $\hat{\vec{i}}_g(k+1)$ . La ecuación genérica del observador con realimentación proporcional del error de estimación es [Ogata, 95]:

$$\hat{\vec{x}}(k+1) = G\hat{\vec{x}}(k) + \vec{H}m(k) + k_e(y(k) - \hat{y}(k)) \quad (D.20)$$

Sustituyendo en la ec. anterior cada elemento por su valor correspondiente, la expresión vectorial de la corriente de red estimada en el instante  $k+1$  es:

$$\hat{\vec{i}}_g(k+1) = \vec{G}\hat{\vec{i}}_g(k) + \vec{H}(\vec{u}^*(k) - \vec{e}_g(k)) + \vec{k}_e(\vec{i}_g(k) - \hat{\vec{i}}_g(k)) \quad (D.21)$$

donde  $\vec{e}_g(k)$  e  $\vec{i}_g(k)$  son variables medidas en el instante  $k$ ;  $\vec{u}(k)$  es la salida del controlador en el instante  $k$ ; y  $\hat{\vec{i}}_g(k)$  e  $\hat{\vec{i}}_g(k+1)$  son las corrientes de red observadas en los instantes  $k$  y  $k+1$ , respectivamente. Si el modelo del filtro L es discretizado, por ejemplo por el método aproximado de ‘Euler’s forward’,  $\vec{G}$  y  $\vec{H}$ , expresadas de forma vectorial, toman los valores:

$$\vec{G} = 1 - \frac{\hat{R}_1}{\hat{L}_1} T_s - j\omega_1 T_s \quad \vec{H} = \frac{T_s}{\hat{L}_1} \quad (D.22)$$

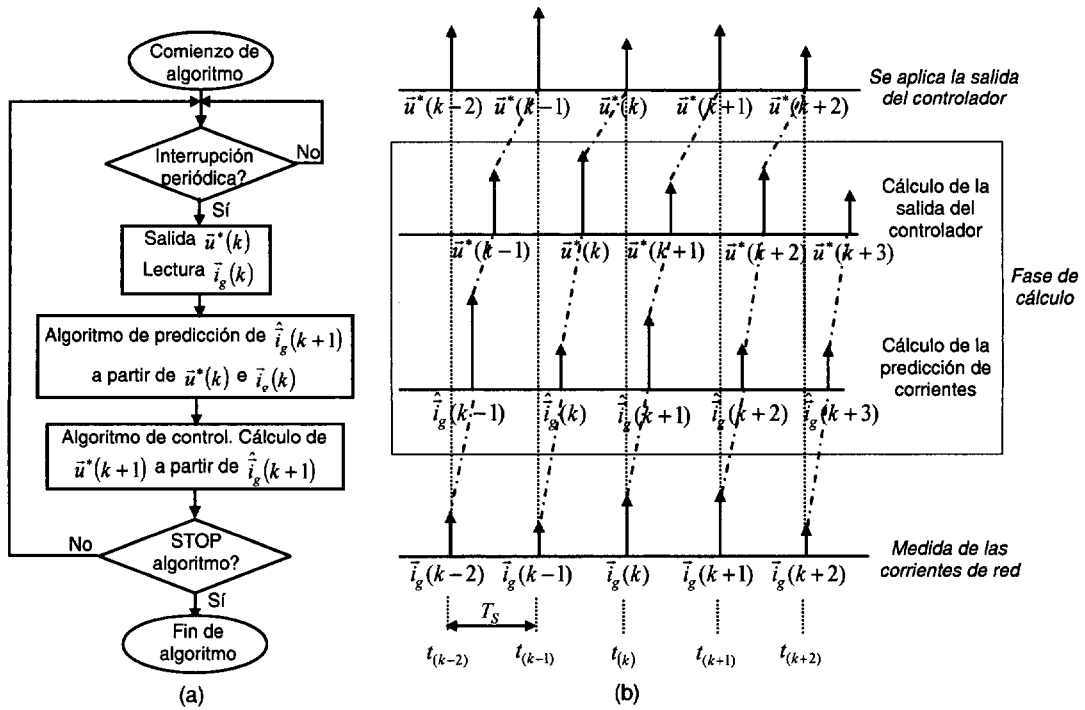


Fig. D.12. Controlador con algoritmo de predicción de la corriente. a) Diagrama de flujo. b) Diagrama temporal.

donde  $\hat{R}_1$  y  $\hat{L}_1$  son los valores inicialmente medidos de  $R_1$  y  $L_1$ , respectivamente, que pueden sufrir variaciones durante el funcionamiento del convertidor. La dinámica de la tensión de la red,  $\bar{e}_g$ , es muy lenta comparada con la evolución de la corriente de la red,  $\hat{i}_g$ , por lo que no es necesario que sea una entrada del observador, pero se introduce porque mejora el comportamiento del sistema ante perturbaciones de baja frecuencia (armónicos) de la red eléctrica.

El criterio de diseño de la matriz  $\bar{k}_e$  se basa en que la dinámica del error de predicción tiene que ser mucho más rápida que la dinámica del controlador de corriente. Esto se consigue localizando los autovalores de la ec. característica del observador en el origen del plano z, que se obtienen a partir de la expresión:

$$|zI - \bar{G} + \bar{k}_e \bar{C}| = 0 \tag{D.23}$$

El diagrama de bloques del controlador vectorial de corriente del filtro L, junto con el observador de estados de orden completo se representa en la Fig. D.13. Con los valores de los parámetros del convertidor y controlador indicados en la Tabla 3.13, y empleando el método de discretización ZOH,  $\hat{i}_g(k+1)$  toma el siguiente valor numérico:

$$\begin{aligned} \hat{i}_g(k+1) &= \begin{bmatrix} 0.998 & 0.0628 \\ -0.0628 & 0.998 \end{bmatrix} \hat{i}_g(k) + 0.2667 \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} (\bar{u}(k) - \bar{e}_g(k)) + \begin{bmatrix} 0.998 & 0.0628 \\ -0.0628 & 0.998 \end{bmatrix} (\hat{i}_g(k) - \hat{i}_g(k)) \\ &= \begin{bmatrix} 0.998 & 0.0628 \\ -0.0628 & 0.998 \end{bmatrix} \hat{i}_g(k) + 0.2667 \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} (\bar{u}(k) - \bar{e}_g(k)) \end{aligned} \tag{D.24}$$

A partir de este punto, en todos los diagramas de bloques de los controladores propuestos se



representa un bloque ZOH delante de la planta, como en la Fig. D.13. Esto indica que el controlador se desarrolla en el dominio discreto. Para discretizar el modelo de la planta y así obtener el controlador o el observador de estados, en esta Tesis se emplean los métodos ZOH o ‘Euler’s forward’. La transformación más adecuada es el método ZOH porque modela el comportamiento real del sistema al sufrir una discretización. Sin embargo, con el método de ‘Euler’s forward’ se obtienen unas expresiones que permiten realizar fácilmente adaptaciones ‘on-line’ del modelo en función de las variaciones temporales de los parámetros. Como se mostrará a lo largo de este Ap., para el caso del filtro L y los valores de los componentes del filtro y  $T_S$  empleados, los resultados de los métodos ZOH y ‘Euler’s forward’ son muy similares.

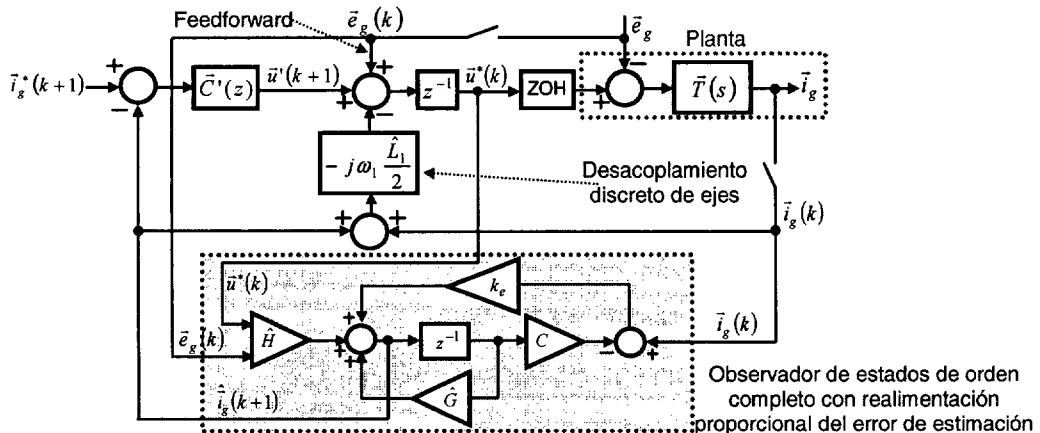


Fig. D.13. Controlador ‘dead-beat’ programado con retardo de una muestra basado en un observador de estados de orden completo con realimentación proporcional del error de estimación.

En la Fig. D.14 se muestran las respuestas temporales para el controlador de la Fig. D.13.  $\tilde{C}'(z)$  toma la expresión de la ec. (D.14), siendo  $k_p = 1$ . Las matrices del observador de estados se pueden obtener discretizando el modelo de la planta mediante el método ZOH o mediante el método aproximado de ‘Euler’s forward’. Para los dos casos,  $i_d$  e  $i_q$  son muy parecidas, tomando la forma que se muestra en la Fig. D.14.a. Por otro lado, la Fig. D.14.b y la Fig. D.14.c muestran el comportamiento del sistema ante posibles perturbaciones. En la Fig. b se representa la respuesta del sistema cuando  $R_1$  y  $L_1$  sufren un incremento del 25% respecto a sus valores nominales; y la Fig. c, muestra la respuesta temporal de  $i_d$  e  $i_q$  cuando  $e_q$  tiene un armónico de 200Hz con amplitud de 1V superpuesto a la componente de 50Hz. La respuesta de la Fig. D.14.b es función del método de discretización de la planta empleado en el observador de estados. Si es el ‘Euler’s forward’ aparece en la respuesta del controlador un error en régimen permanente, que es cero si el método es el ZOH. En cambio, la respuesta de la Fig. D.14.c es igual para los dos métodos de discretización.

En la Tabla D.2 se resume el comportamiento del sistema ante las perturbaciones. En el caso de las variaciones de  $R_1$  y  $L_1$  se muestran los errores en régimen permanente de las componentes de la corriente de red; y en el caso de los armónicos en la red, se indica el valor de la amplitud de la oscilación de  $i_d$  e  $i_q$  cuando sus respectivas consignas son 0 A.

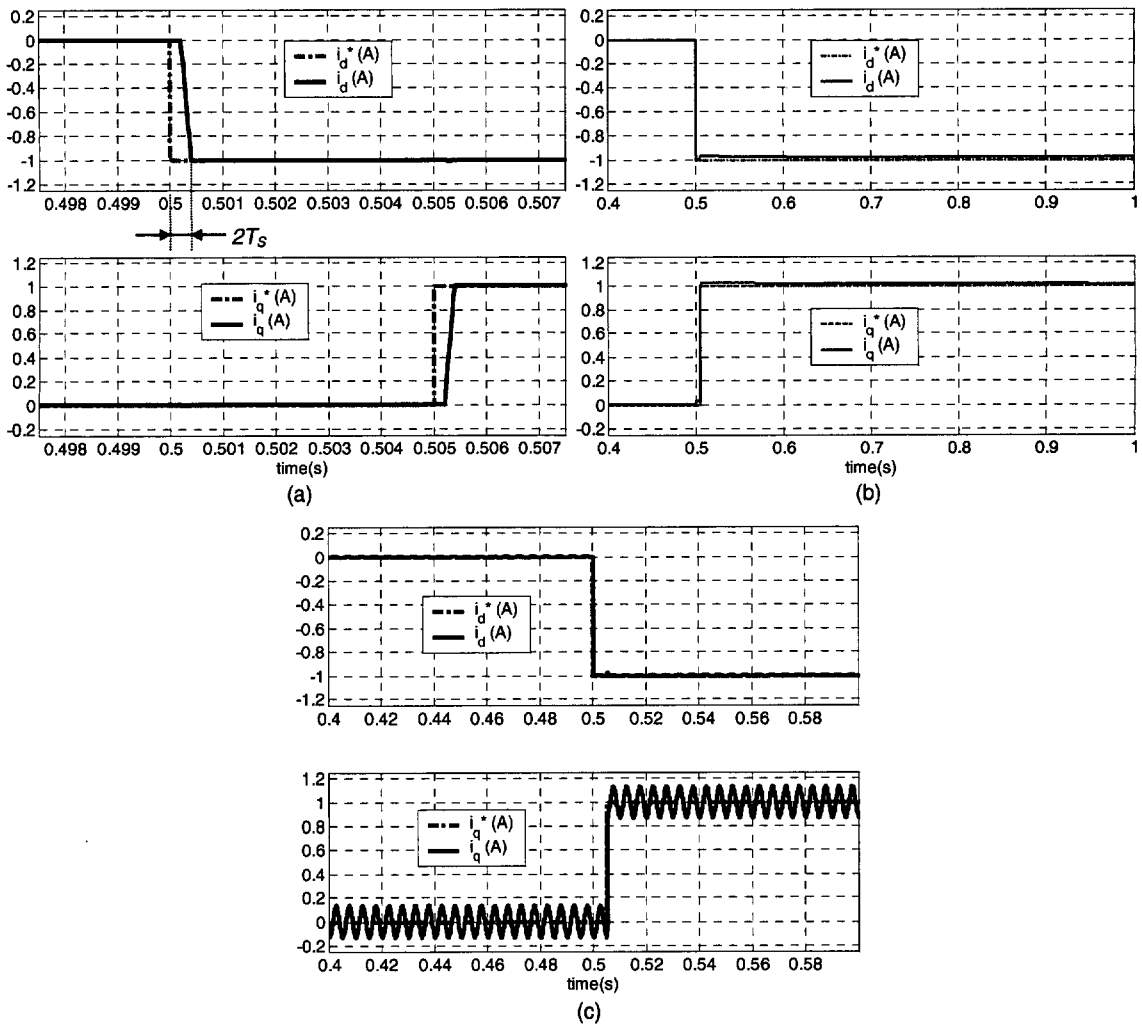


Fig. D.14. Respuesta temporal del controlador de la Fig. D.13 bajo condiciones ideales de funcionamiento. b) Respuesta con  $\Delta R_l=25\%$  e  $\Delta L_l=25\%$ . c) Respuesta con armónico de  $1V/200Hz$  en  $e_q$ .

Tabla D.2. Resumen de resultados del controlador de la Fig. D.13.

	$\Delta R_l=25\%$ e $\Delta L_l=25\%$		Armónico de $e_q$ $1V/200Hz$
Error de $i_d$	1.64%	Amplitud de $i_d$	0.005 A
Error de $i_q$	1.5%	Amplitud de $i_q$	0.135 A

### D.2.2. Algoritmo predictivo.

Este algoritmo se desarrolla transformando el modelo del filtro L de la ec. (D.1) al dominio discreto.  $R_l$  y  $L_l$  se sustituyen por los valores medidos  $\hat{R}_l$  y  $\hat{L}_l$ , respectivamente. La corriente  $\vec{i}_g(t)$  se sustituye por su valor discreto (ec. (D.8)), y la derivada temporal de esta corriente se

sustituye por  $\frac{d\vec{i}_g(t)}{dt} \approx \frac{\vec{i}_g^*(k) - \vec{i}_g(k)}{T_s}$ . Así, la expresión de  $\vec{u}^*(k)$  es:

$$\vec{u}^*(k) = \hat{R}_l \frac{\vec{i}_g^*(k) + \vec{i}_g(k)}{2} + \hat{L}_l \frac{\vec{i}_g^*(k) - \vec{i}_g(k)}{T_s} + j\omega_l \hat{L}_l \frac{\vec{i}_g^*(k) + \vec{i}_g(k)}{2} + \vec{e}_g(k) \quad (D.25)$$

Para transformar la ec. anterior en un algoritmo predictivo de la corriente de red se fija la condición [Springob, *et al.*, 98]:

$$\hat{i}_g(k+1) = \bar{i}_g^*(k) \quad (D.26)$$

Si se sustituye la ec. anterior en la ec. (D.25), se obtiene:

$$\bar{u}^*(k) = \hat{R}_1 \frac{\hat{i}_g(k+1) + \bar{i}_g(k)}{2} + \hat{L}_1 \frac{\hat{i}_g(k+1) - \bar{i}_g(k)}{T_S} + j\omega_1 \hat{L}_1 \frac{\hat{i}_g(k+1) + \bar{i}_g(k)}{2} + \bar{e}_g(k) \quad (D.27)$$

e  $\hat{i}_g(k+1)$  toma el valor:

$$\hat{i}_g(k+1) = \left( 1 + \frac{\hat{R}_1}{\hat{L}_1} + j\omega_1 T_S \right)^{-1} \left[ \left( 1 - \frac{\hat{R}_1 T_S}{2 \hat{L}_1} - j\omega_1 \frac{T_S}{2} \right) \bar{i}_g(k) + (\bar{u}^*(k) - \bar{e}_g(k)) \frac{T_S}{\hat{L}_1} \right] \quad (D.28)$$

El diagrama de bloques del controlador vectorial del filtro L con el algoritmo predictivo es casi igual que el representado en la Fig. D.13 para el estimador de estados, sólo hay que eliminar de esta Fig. la matriz  $\bar{k}_e$  y  $C$ . En este caso,  $\hat{i}_g(k+1)$  toma el valor:

$$\hat{i}_g(k+1) = \begin{bmatrix} 0.996 & 0.0626 \\ -0.0626 & 0.996 \end{bmatrix} \bar{i}_g(k) + \begin{bmatrix} 0.2661 & 0.0084 \\ -0.0084 & 0.2661 \end{bmatrix} (\bar{u}(k) - \bar{e}_g(k)) \quad (D.29)$$

La diferencia entre la ec. (D.24) y la ec. (D.29) es aproximadamente 0, excepto en los transitorios cuando se aplica una nueva consigna a las componentes  $d$  o  $q$  de la corriente.

La respuesta temporal de este algoritmo es semejante a la obtenida para las mismas condiciones en el caso del controlador con observador de estados de la Fig. D.13. La única diferencia es que el acoplamiento cruzado entre las componentes de la corriente es menor en este caso, como se concluye a partir de la ec. (D.29). El comportamiento del controlador ante posibles perturbaciones del sistema es muy similar para los controladores con observador de estados y con algoritmo predictivo como se observa en la Tabla D.2 y la Tabla D.3, respectivamente.

Tabla D.3. Resumen de resultados del controlador 'dead-beat' programado con retardo de una muestra basado en un algoritmo predictivo.

	$\Delta R_l = 25\% \text{ e } \Delta L_l = 25\%$		Armónico de $e_{\hat{q}} 1V/200Hz$
Error de $i_d$	1.69%	Amplitud de $i_d$	0.0085 A
Error de $i_q$	1.44%	Amplitud de $i_q$	0.128 A

### D.2.3. Predictor de Smith.

El predictor de Smith (SP) fue desarrollado en 1959 por el Dr. Otto J. Smith [Schneider, 88] [Levine, 96] para sistemas de control continuos. La configuración clásica es la que se muestra en la Fig. D.15.a.  $T'_{delay}(s)$  es la función de transferencia de la planta, que está formada por el tiempo de retardo,  $e^{-\delta s}$ , y la función de transferencia sin retardo,  $T'(s)$ .  $\hat{\theta}$  y  $\hat{T}'(s)$  son los modelos o valores

nominales de  $\theta$  y  $T'(s)$ , respectivamente. Si los valores de  $\hat{\theta}$  y  $\hat{T}'(s)$  se corresponden con los valores de la planta, entonces el error de entrada al controlador,  $C'(s)$ , toma el valor:

$$e_{C'(s)}(s) = u'(s) \cdot (e^{-\hat{\theta}s} T'(s) + \hat{T}'(s) - e^{-\hat{\theta}s} \hat{T}'(s)) = u'(s) \hat{T}'(s) \quad (D.30)$$

con lo que  $C'(s)$ , se puede diseñar sin tener en cuenta el retardo introducido por la planta.

Aunque inicialmente el SP fue desarrollado para sistemas continuos, también se puede aplicar en el caso de sistemas discretos, como se muestra en la Fig. D.15.b, donde se representa el controlador escalar del filtro L con retardo de una muestra,  $z^{-1}$ . El comportamiento del SP en sistemas discretos depende de la precisión del método empleado en la conversión de la planta del dominio continuo al discreto. En este caso, si  $\hat{T}'(z) = T'(z)$ , siendo  $T'(z) \equiv \text{zoh}\{T'(s)\}$ , el error de entrada al controlador,  $e_{C'(z)}(z)$ , toma el valor:

$$e_{C'(z)}(z) = u'(z) (z^{-1} T'(z) + \hat{T}'(z) - z^{-1} \hat{T}'(z)) = u'(z) \hat{T}'(z) \quad (D.31)$$

A partir del diagrama de bloques de la Fig. D.15.c, que es exactamente el mismo que el de la Fig. D.15.b, pero reestructurado, se puede obtener la expresión de  $C'_{sp}(z)$ , cuyo valor es:

$$C'_{sp}(z) = \frac{C'(z)}{1 + C'(z) \hat{T}'(z) (1 - z^{-1})} \quad (D.32)$$

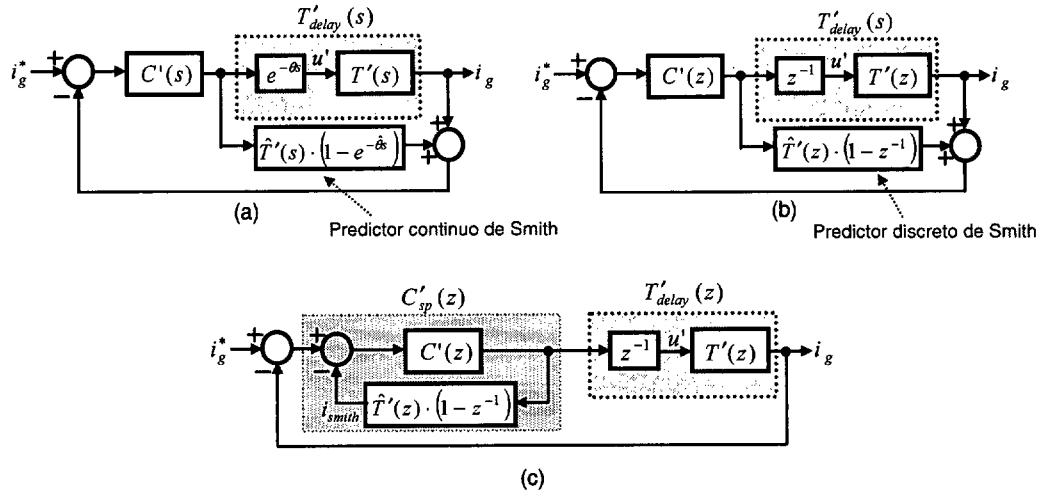


Fig. D.15. SP: a) en el espacio continuo (configuración básica), b) en el espacio discreto, y c) reestructuración del diagrama de control discreto de la Fig. D.15.b.

y la ganancia en lazo cerrado  $T'_{tot}(z)$ , que es:

$$T'_{tot}(z) = \frac{i_g}{i^*} = \frac{z^{-1} T'(z) \frac{C'(z)}{1 + C'(z) \hat{T}'(z) (1 - z^{-1})}}{1 + z^{-1} T'(z) \frac{C'(z)}{1 + C'(z) \hat{T}'(z) (1 - z^{-1})}} = \frac{z^{-1} T'(z) C'(z)}{1 + \hat{T}'(z) C'(z) + z^{-1} C'(z) (T'(z) - \hat{T}'(z))} \quad (D.33)$$

Si se aplica el SP al caso del controlador escalar del filtro L (Fig. D.5.c), con un retardo de una muestra,  $C'_{sp}(z)$  es igual a:

$$C'_{sp}(z) = \frac{zC'(z)}{z+1} \quad (D.34)$$

para los valores del controlador obtenidos en la ec. (D.14) y si  $\hat{T}'(z) = T'(z)$ . Si  $k_p = 1$  entonces

$$C'_{sp}(z) = \frac{C'(z)}{1+z^{-1}}, \text{ y la ganancia en lazo cerrado } T'_{tot}(z), \text{ es:}$$

$$T'_{tot}(z) = z^{-2} \quad (D.35)$$

lo que implica, que la salida del sistema alcanza el valor de la referencia en dos muestras, es decir,  $\vec{i}_g(k+2) = \vec{i}_g^*(k)$ . Las conclusiones obtenidas para el SP son exactamente las mismas que las obtenidas para el caso de un controlador 'dead-beat' de dos muestras de un filtro L basado en la estructura de control IMC [Ottersten, 03]. Además, la expresión de  $C'_{sp}(z)$  de la ec. (D.34) coincide con la expresión  $C'_{delay}(z)$  de la ec. (D.19), esta última obtenida aplicando el método propuesto por [Sirisena, 85] y [Kuo, 96].

Los diagramas de bloques del controlador vectorial del filtro L con SP se representan en la Fig. D.16 y Fig. D.17. El SP se puede construir a partir del modelo discreto del filtro L (Fig. D.16) [Bojrup, 99], o a partir de un observador de estados del filtro L (Fig. D.17) [Ottersten, *et al.*, 02]. En ambos casos, aunque la dinámica de la tensión de la red,  $\vec{e}_g$ , es muy lenta comparada con la evolución de la corriente de la red,  $\vec{i}_g$ , al igual que en los dos algoritmos predictivos anteriores, se introduce como entrada al SP pues mejora la respuesta del sistema ante perturbaciones de baja frecuencia (armónicos) de la red eléctrica.

Para el caso de la Fig. D.16 la corriente de Smith,  $\vec{i}_{smith}$ , si el modelo del filtro L es discretizado por el método aproximado de 'Euler's forward', es:

$$\begin{aligned} \hat{\vec{i}}_{smith}(k+1) &= \vec{i}_g(k+1) - \vec{i}_g(k) = \left[ (\vec{G} - 1) \vec{i}_g(k) + \vec{H}(\vec{u}^*(k) - \vec{e}_g(k)) \right] = \\ &= \left[ \left( -\frac{\hat{R}_1}{\hat{L}_1} T_S - j\omega_1 T_S \right) \vec{i}_g(k) + \frac{T_S}{\hat{L}_1} (\vec{u}^*(k) - \vec{e}_g(k)) \right] \end{aligned} \quad (D.36)$$

mientras que para la Fig. D.17, la corriente de Smith, se expresa como:

$$\begin{aligned} \hat{\vec{i}}_{smith}(k+1) &= \hat{\vec{i}}_g(k+1) - \hat{\vec{i}}_g(k) = \left[ (\vec{G} - 1) \hat{\vec{i}}_g(k) + \vec{H}(\vec{u}^*(k) - \vec{e}_g(k)) + \vec{k}_e \left( \vec{i}_g(k) - \hat{\vec{i}}_g(k) \right) \right] = \\ &= \left[ \left( -\frac{\hat{R}_1}{\hat{L}_1} T_S - j\omega_1 T_S \right) \hat{\vec{i}}_g(k) + \frac{T_S}{\hat{L}_1} (\vec{u}^*(k) - \vec{e}_g(k)) + \vec{k}_e \left( \vec{i}_g(k) - \hat{\vec{i}}_g(k) \right) \right] \end{aligned} \quad (D.37)$$

donde la matriz que realimenta el error de estimación,  $\vec{k}_e$ , se calcula con los mismos criterios que los establecidos en el controlador con observador de estados en la ec. (D.23).

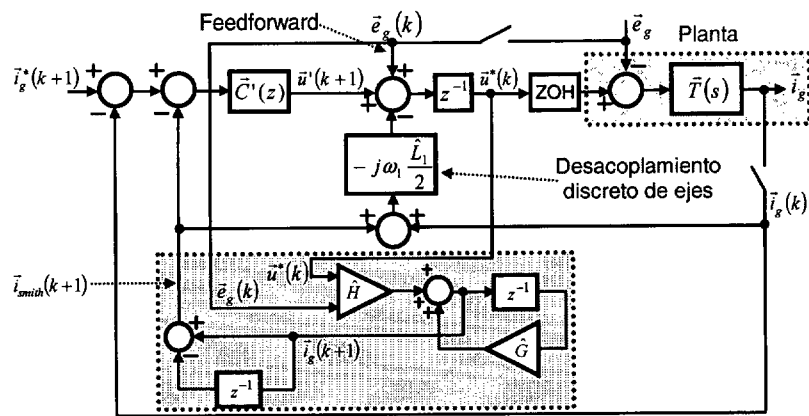


Fig. D.16. Controlador ‘dead-beat’ programado con retardo de una muestra con SP basado en el modelo del filtro L.

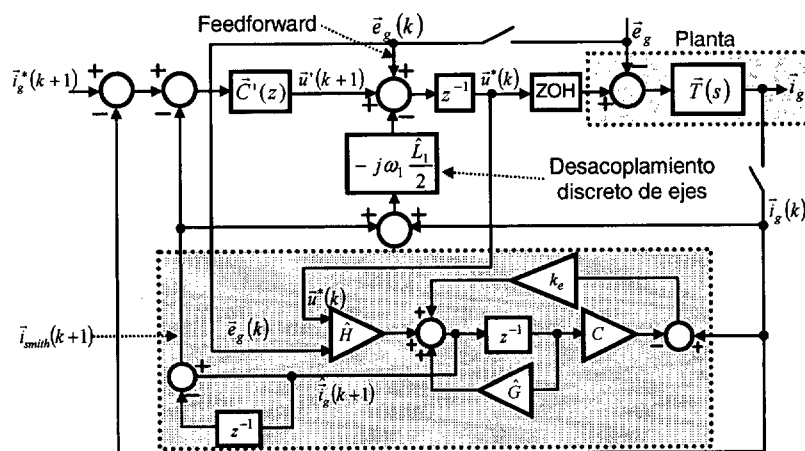


Fig. D.17. Controlador ‘dead-beat’ programado con retardo de una muestra con SP basado en un observador de estados del filtro L.

Desde el punto de vista del procesamiento del algoritmo, resulta más sencillo el SP basado en el modelo del filtro L, pero se obtienen mejores respuestas con el que está basado en el observador de estados. Esto se comprueba en la Tabla D.4 donde comparan los resultados de las dos opciones (Fig. D.16 y Fig. D.17) cuando  $R_1$  y  $L_1$  sufren un incremento del 25% respecto a sus valores nominales, y cuando  $e_q$  tiene un armónico de 200Hz con amplitud de 1V superpuesto a la componente de 50Hz. Los resultados de la Tabla D.4 son idénticos para los métodos de discretización ZOH y ‘Euler’s forward’.

Tabla D.4. Resumen de resultados del controlador de dos muestras con SP.

		$\Delta R_1=25\% \text{ e } \Delta L_1=25\%$	Armónico de $e_q$ 1V/200Hz	
Fig. D.16	Error de $i_d$	0%	Amplitud de $i_d$	0.0085 A
	Error de $i_q$	0%	Amplitud de $i_q$	0.14 A
Fig. D.17	Error de $i_d$	0%	Amplitud de $i_d$	0.0033 A
	Error de $i_q$	0%	Amplitud de $i_q$	0.1 A

En la Fig. D.18 se muestra la respuesta temporal del sistema para un controlador ‘dead-beat’ con SP basado en observador de estado, que es exactamente igual para los dos métodos empleados de discretización de la planta, el ZOH y el ‘Euler’s forward’.

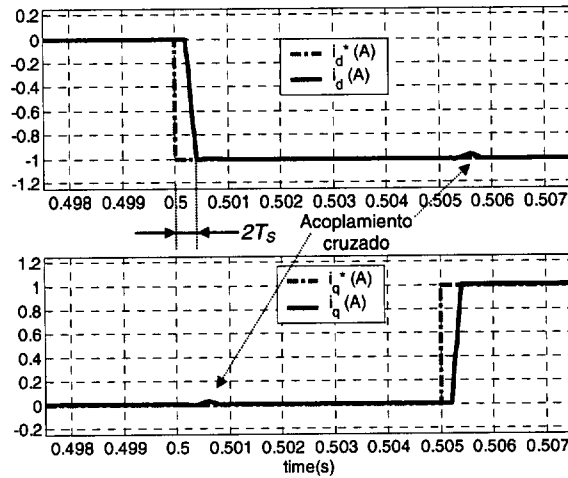


Fig. D.18. Respuesta temporal del controlador ‘dead-beat’ programado con retardo de una muestra con SP basado en el observador de estado.

La excelente respuesta del SP frente a variaciones temporales en los parámetros del filtro hace que finalmente sea el método elegido para el desarrollo de controladores ‘dead-beat’ de dos muestras. El error en régimen permanente de la salida es menor que para los dos algoritmos predictivos e independiente de  $T_s$ .

#### D.2.4. Análisis de la robustez del controlador ‘dead-beat’ programado con retardo de una muestra cuando se producen variaciones temporales en la inductancia del filtro.

Las variaciones temporales en las inductancias del filtro tienen dos implicaciones:

1. Si no coinciden exactamente  $\hat{L}_1$  y  $L_1$  no se puede cancelar perfectamente el acoplamiento cruzado entre las corrientes de los dos ejes (ec. (D.3)), y la ecuación de la planta es:

$$\bar{T}'(s) = \frac{\vec{i}_g}{\vec{u}} = \frac{1}{R_1 + sL_1 + j\omega_1(L_1 - \hat{L}_1)} \quad (D.38)$$

2. Si no coinciden exactamente  $\hat{L}_1$  y  $L_1$ , la cancelación cero-polo representada en la Fig. D.6.a no es posible, por lo que el sistema no es capaz de alcanzar una respuesta ‘dead-beat’.

La ec. (D.38) se puede aproximar a la siguiente expresión en el espacio discreto [Ottersten, 03]:

$$\bar{T}'(z) = \frac{\vec{i}_g}{\vec{u}} = \frac{1}{\frac{z-1}{T_s} L_1 + R_1 + j\omega_1(L_1 - \hat{L}_1)} \quad (D.39)$$

(La ec. (D.39) se ha transformado al dominio discreto mediante el método ‘Euler’s Forward’. Esto simplifica de forma considerable los cálculos y las conclusiones son muy similares a las obtenidas si se discretiza mediante el método ZOH).

En los análisis de este apartado se emplea la estructura de control de la Fig. D.19, donde  $\tilde{C}'_{sp}(z)$  es el controlador con SP (ec. (D.34)) y  $\tilde{T}'(z)$  es el modelo discreto aproximado de la planta (ec. (D.39)) del filtro L con un desacoplamiento no exacto. El valor de  $\tilde{C}'_{sp}(z)$  es :

$$C'_{sp} = \frac{C'}{1+z^{-1}} = \frac{1}{1+z^{-1}} \left( \frac{\hat{L}_1}{T_S} + \frac{\hat{R}_1}{T_S} \frac{T_S z^{-1}}{1-z^{-1}} \right) \quad (D.40)$$

donde los valores escalar y vectorial coinciden, pues la parte vectorial ( $j\omega_1 \hat{L}_1$ ) está incluida en el desacoplamiento de la ec. (D.39).

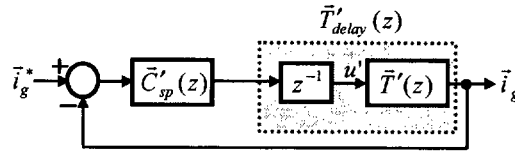


Fig. D.19. Sistema de control realimentado basado en un controlador ‘dead-beat’ programado con retardo de una muestra.

La función de transferencia en lazo cerrado de la Fig. D.19 es en la forma vectorial:

$$\tilde{T}_{tot}(z) = \frac{\tilde{i}_g}{\tilde{i}_g^*} = \frac{\tilde{C}'_{sp}(z)\tilde{T}'(z)z^{-1}}{1+\tilde{C}'_{sp}(z)\tilde{T}'(z)z^{-1}} = \frac{\left(1 - \frac{\tilde{L}_1}{L_1}\right)z^{-1} + \frac{\tilde{L}_1}{L_1} + \frac{R_1 T_S}{L_1} - \frac{\tilde{R}_1 T_S}{L_1}}{z^3 - \left(1 - \frac{R_1 T_S}{L_1} - j\omega_1 T_S \frac{\tilde{L}_1}{L_1}\right)z^2 - \frac{\tilde{L}_1}{L_1}z + \frac{\tilde{L}_1}{L_1} - \frac{\tilde{R}_1 T_S}{L_1} - j\omega_1 T_S \frac{\tilde{L}_1}{L_1}} \quad (D.41)$$

donde:

$$\tilde{L}_1 = L_1 - \hat{L}_1 \quad \tilde{R}_1 = R_1 - \hat{R}_1 \quad (D.42)$$

son los errores de estimación de los componentes del filtro. Para valores pequeños de  $T_S$ , los términos de  $\tilde{T}_{tot}(z)$  donde aparece  $T_S$  se pueden despreciar, y el modelo puede ser aproximado por la siguiente expresión:

$$T_{tot}(z) \approx \frac{\left(1 - \frac{\tilde{L}_1}{L_1}\right)z^{-1} + \frac{\tilde{L}_1}{L_1}}{z^3 - z^2 - \frac{\tilde{L}_1}{L_1}z + \frac{\tilde{L}_1}{L_1}} = \frac{(z-1)\left(1 - \frac{\tilde{L}_1}{L_1}\right)}{(z-1)\left(z^2 - \frac{\tilde{L}_1}{L_1}\right)} = \frac{1 - \frac{\tilde{L}_1}{L_1}}{z^2 - \frac{\tilde{L}_1}{L_1}} \quad (D.43)$$

La consecuencia de esta aproximación, es que los términos de caída de tensión en las resistencias de las bobinas y los acoplamientos de corriente son despreciados, convirtiéndose en una expresión escalar, con dos polos en lazo cerrado de valores:

$$z_1 = \sqrt{\frac{\tilde{L}_1}{L_1}} \quad z_2 = -\sqrt{\frac{\tilde{L}_1}{L_1}} \quad (D.44)$$

Para el caso de que  $\tilde{L}_1 = 0$ , ambos polos están situados en el origen del plano  $z$  y  $T_{tot}(z) = z^{-2}$ ,



que es el valor que se obtiene en la ec. (D.35) cuando existe un desacoplamiento de ejes perfectos. Además el sistema en lazo cerrado es estable para  $\tilde{L}_1 < L_1$ , lo cual se corresponde con  $0 < \hat{L}_1 < 2L_1$ .

La Fig. D.20 muestra la ubicación de polos y la respuesta temporal en función de la sobreestimación,  $\hat{L}_1 > L_1$  ( $\tilde{L}_1 < 0$  o  $er < 0$ ), e infraestimación  $\hat{L}_1 < L_1$  ( $\tilde{L}_1 > 0$  o  $er > 0$ ) del valor de la inductancia de línea, siendo  $er$  una nueva variable que se define como:

$$er = \frac{\tilde{L}_1}{L_1} \quad (D.45)$$

Las conclusiones que se obtienen en esta Fig. son las siguientes:

- Cuando  $\tilde{L}_1 = 0$  ( $er = 0$ ), los polos  $z_1$  y  $z_2$  están situados en el origen y el sistema alcanza la respuesta ‘dead-beat’ en dos períodos de muestreo.
- Para el caso que  $\hat{L}_1 > L_1$ , entonces  $\tilde{L}_1 < 0$ . En la Fig. D.20 se representa un ejemplo de esta situación cuando  $er = -0.4$ , y la respuesta temporal tiene un amortiguamiento muy pobre.
- Los polos  $z_1$  y  $z_2$  son reales y simétricos con respecto al origen de coordenadas cuando  $\hat{L}_1 < L_1$ , por ejemplo para  $er = 0.4$ . En este caso, la respuesta temporal presenta un amortiguamiento elevado.
- Los dos valores extremos son:  $\hat{L}_1 = 0$ , entonces  $\tilde{L}_1 = L_1$  y  $er = 1$ ; y  $\hat{L}_1 = 2L_1$ , entonces  $\tilde{L}_1 = -L_1$  y  $er = -1$ . En ambos casos los dos polos están situados en el círculo unidad, por lo que el sistema es marginalmente estable. La diferencia está en que en el primer caso el numerador es cero y por tanto la salida es cero, pero en el segundo caso la salida es oscilante.
- Por último en la Fig. D.20 se muestra también el comportamiento del sistema cuando  $er = -1.2$ . Como se había indicado ya, los polos están situados fuera del círculo unidad de plano  $z$ , y por tanto es inestable, como se comprueba en la respuesta temporal.

Por tanto, si la inductancia del filtro no está perfectamente modelada o medida, o sufre una variación temporal, interesa que sea infraestimada, es decir, que  $\hat{L}_1 < L_1$ , porque esta situación hace que el sistema tenga un elevado amortiguamiento.

De los dos casos extremos, sin duda el peor es cuando  $\tilde{L}_1 = -L_1$  porque el sistema oscila, y es una situación que hay que evitar, así que resulta necesario limitar el máximo valor de sobreestimación para que el sistema opere dentro de unos márgenes. Un criterio es fijar los polos  $z_1$  y  $z_2$  de forma que  $\zeta > 0.707$ . Así, el módulo y ángulo de los polos toman los valores:

$$z_{1,2} = \pm j \sqrt{\frac{|\tilde{L}_1|}{L_1}} = re^{j\theta} \quad \begin{cases} \theta = \omega_n T_S \sqrt{1 - \zeta^2} = \frac{\pi}{2} + n\pi \rightarrow \omega_n T_S = \left(\frac{\pi}{2} + n\pi\right) \sqrt{2} \\ r = e^{-(\zeta \omega_n T_S)} = e^{-\left(\frac{\pi}{2} + n\pi\right)} \end{cases} \quad (D.46)$$

Resolviendo el módulo de la ec. anterior:

$$\sqrt{\frac{|\tilde{L}_1|}{L_1}} = e^{-\left(\frac{\pi}{2} + n\pi\right)} \rightarrow \frac{|\tilde{L}_1|}{L_1} = e^{-\pi(1+2n)} \quad (D.47)$$

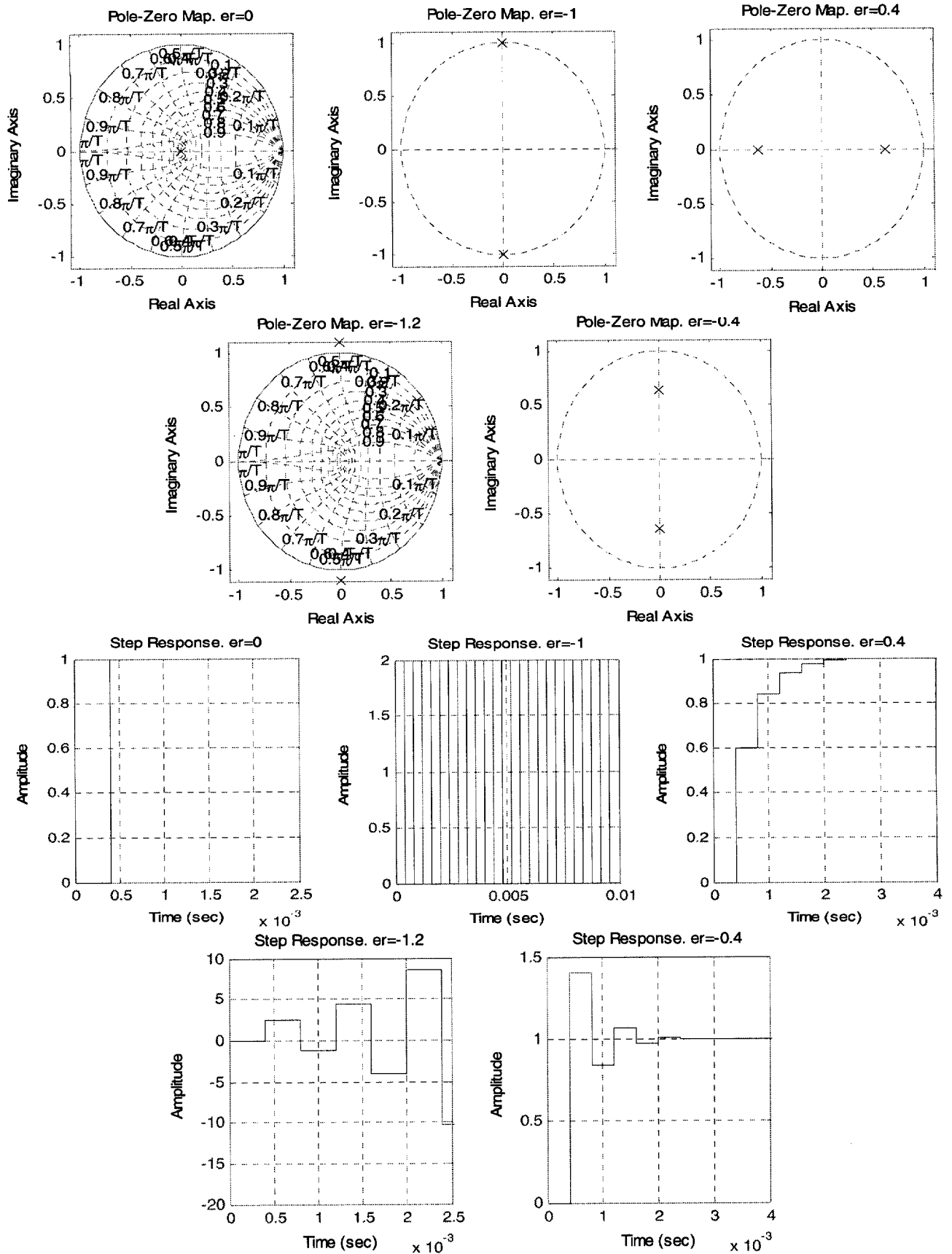


Fig. D.20. Respuesta del controlador 'dead-beat' programado con retardo de una muestra para distintos valores de  $er$  (ec. (D.45)).

A partir de la ec. anterior se pueden obtener infinitas soluciones para  $\tilde{L}_1$ , pero interesa el máximo valor de  $\tilde{L}_1$ , que se obtiene para  $n = 0$ :

$$|\tilde{L}_1| = e^{-\pi} L_1 = 0.0432 L_1 \quad (D.48)$$

Así, en el caso de sobreestimar  $\hat{L}_1 \leq 1.0432 L_1$  para asegurar que  $\zeta > 0.707$ . Esto se corresponde con un sobreimpulso inicial de 4% en la respuesta temporal de la corriente ante una entrada escalón.

A parte de las variaciones temporales de  $L_1$  durante el funcionamiento del convertidor, en un sistema real  $L_1$  puede estar sometida a las siguientes variaciones:

- Redes eléctricas donde la propia inductancia de la red,  $L_g$ , esté perfectamente modelada, con lo que la inductancia real del filtro será  $L_1 + L_g$ , y por tanto, el valor de inductancia empleado en el controlador será  $\hat{L}_1 = L_1 + L_g$ . Esto no introduce ningún problema sobre el controlador.
- Redes eléctricas donde  $L_g$  no está modelada a priori. En este caso, el sistema está en una situación de infraestimación de la inductancia del filtro. Interesa que  $L_g < 0.5 L_1$  ( $\hat{L}_1 > 0.5 L_1$ ), lo cual asegura que el sistema no tenga un amortiguamiento excesivamente elevado.
- Saturación de las inductancias del filtro. Esto puede ser un problema importante para el controlador que hay que tratar de evitar, pues en este caso, la inductancia real del filtro disminuye su valor con respecto al nominal, con lo que la inductancia se sobreestima de forma temporal.

Las conclusiones de este apartado se han obtenido analizando la dinámica de un controlador ‘dead-beat’ programado con retardo de una muestra y basado en un SP, pero se pueden extender a los otros dos controladores basados en algoritmos predictivos de los apartados D.2.1 y D.2.2.

### D.3. Resistencia activa.

La inductancia del filtro de red se diseña de tal forma que  $R_1$  sea lo más pequeña posible, pero esto tiene como inconveniente que ante perturbaciones el sistema tiene un amortiguamiento muy pobre.

Una solución consiste en introducir en el algoritmo de control un ‘damping’ o amortiguamiento activo, que en este caso es una resistencia virtual o resistencia activa,  $R_a$ , que se conecta en serie con  $R_1$  (Fig. D.21.a) [Dahono, 03]. Las ventajas de aumentar el valor de la resistencia del filtro de red, sin aumentar las pérdidas de éste, son:

- Se reduce el efecto de las posibles perturbaciones de la red.
- Las posibles variaciones de  $R_1$  con respecto a  $\hat{R}_1$  no van a afectar al comportamiento del controlador, pues en la mayoría de los casos  $R_a \gg \hat{R}_1$ , y por tanto se puede despreciar el valor de  $R_1$  en el diseño del controlador.

La Fig. D.21.b representa cómo se implementa la resistencia activa en el sistema de control continuo del filtro L. En el lazo interno del controlador, que realiza el desacoplamiento de ejes, se añade la resistencia activa, de tal forma que la nueva función de transferencia de la planta, si se desprecia el retardo computacional, queda de la forma:

$$\tilde{T}'_{R_a}(s) = \frac{\vec{i}_g}{\vec{u}'} = \frac{G(s)}{1 + G(s)(R_a - j\omega_1 \hat{L}_1)} = \frac{1}{1 + \frac{R_1 + R_a s L_1 + j\omega_1 L_1}{R_a - j\omega_1 \hat{L}_1}} = \frac{1}{R_1 + R_a + sL_1 + j\omega_1(L_1 - \hat{L}_1)} \quad (D.49)$$

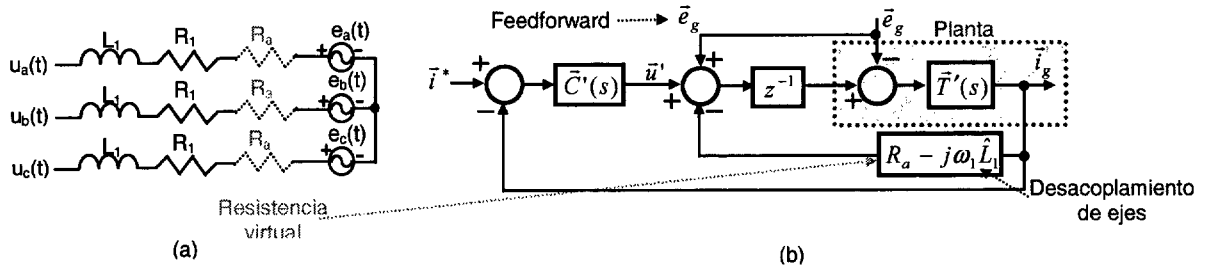


Fig. D.21. ‘Damping’ activo basado en una resistencia activa. a) Filtro equivalente con la resistencia virtual. b) Implementación del ‘damping’ activo sobre el sistema de control del filtro L.

Si el desacoplamiento de ejes es perfecto, la ec. anterior se reduce a:

$$\tilde{T}'_{R_a}(s) = \frac{\vec{i}_g}{\vec{u}'} = \frac{1}{R_1 + R_a + sL_1} \quad (D.50)$$

La función de transferencia discreta de la planta Fig. D.21.b incluyendo  $R_a$ , el retardo computacional y suponiendo desacoplamiento de ejes perfecto tiene la expresión:

$$\tilde{T}'_{R_a}(z) = \frac{\vec{i}_g}{\vec{u}'} = \frac{z^{-1} \tilde{T}'(z)}{1 + z^{-1} R_a \tilde{T}'(z)} = \frac{a}{z^2 - zb + aR_a} \quad (D.51)$$

siendo  $\tilde{T}'(z)$  la ec. (D.7).

El diagrama de bloques del controlador vectorial de corriente ‘dead-beat’ programado con retardo de una muestra basado en un SP y con resistencia activa es el que se muestra en la Fig. D.22. Para discretizar el efecto de  $R_a$  se aplica la ec. (D.8) y la ec. (D.9). La Fig. D.23 representa el comportamiento temporal de forma comparativa entre un controlador ‘dead-beat’ basado en el SP con  $R_a = 1.5\Omega$  y otro sin  $R_a$ . A la red eléctrica se le introduce una componente de 50V/200Hz en  $e_d$  y  $e_q$ , la primera desfasada  $-\pi/2$  respecto a la segunda. Como se observa en la Fig., las perturbaciones de la red eléctrica están más atenuadas a la salida del sistema con  $R_a$ , pero el inconveniente es que se produce un elevado sobreimpulso inicial en la respuesta de la corriente. A mayor  $R_a$ , mayor es el sobreimpulso, llegando a un valor crítico por encima del cual el sistema oscila.

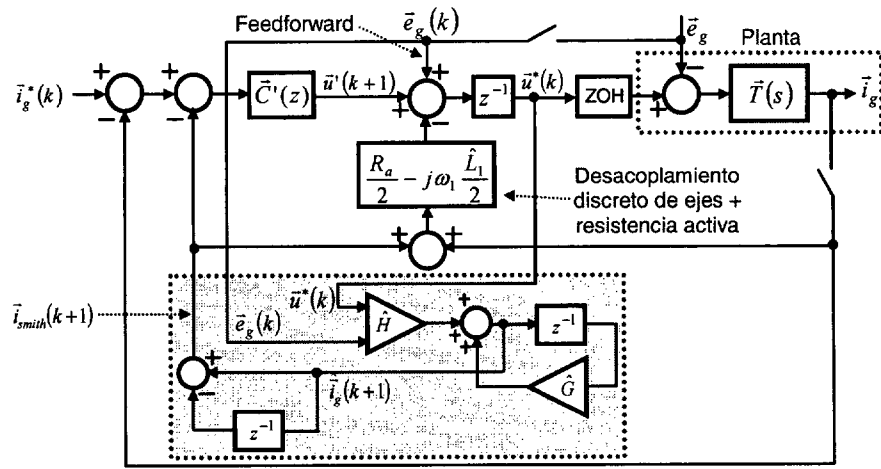
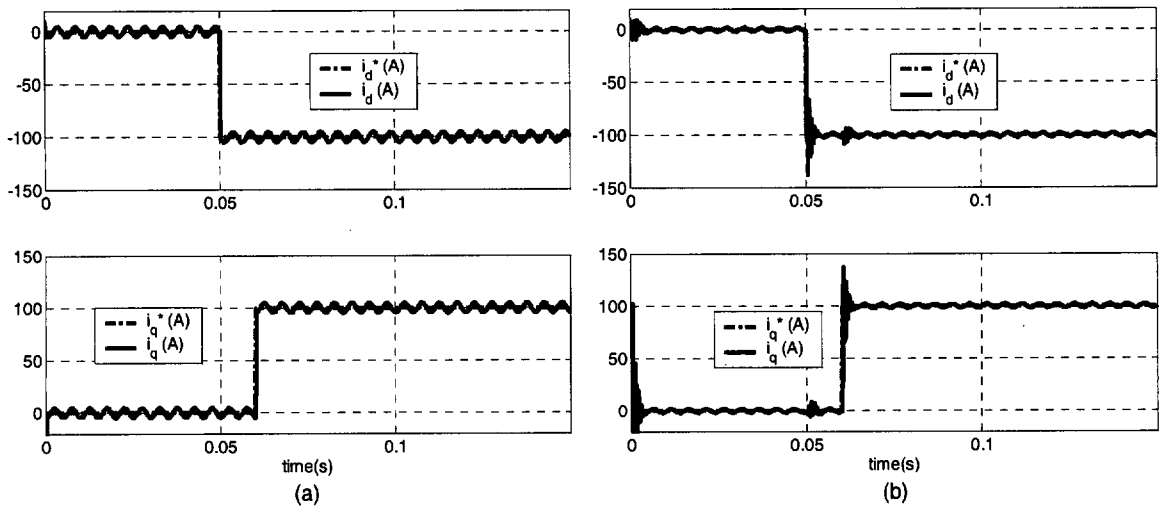


Fig. D.22. Controlador 'dead-beat' programado con retardo de una muestra basado en SP y con resistencia activa.



		Amplitud de armónico	Sobreimpulso inicial
Con $R_a$	$i_d$	2.5 V	55 %
	$i_q$	2.5 V	55 %
Sin $R_a$	$i_d$	5 V	0 %
	$i_q$	5 V	0 %

(c)

Fig. D.23. Simulación de un controlador 'dead-beat' programado con retardo de una muestra basado en SP: a) sin  $R_a$ , y b) con  $R_a$ . c) Resumen de resultados.

Un posible método para analizar la estabilidad del controlador de la Fig. D.22 en función de  $R_a$  consiste en estudiar la ubicación de los polos de la función de transferencia en lazo cerrado. Esta función expresada en variables escalares es:

$$T'_{tot R_a}(z) = \frac{i_g}{i_g^*} = \frac{C'_{sp}(z)T'_{R_a}(z)z^{-1}}{1 + C'_{sp}(z)T'_{R_a}(z)z^{-1}} \quad (D.52)$$

El valor de  $C'_{sp}(z)$ , suponiendo que  $L_1 = \hat{L}_1$ ,  $R_1 = \hat{R}_1$  y añadiendo  $R_a$  en el controlador es:

$$C'_{sp} = \frac{C'}{1+z^{-1}} = \frac{1}{1+z^{-1}} \left( \frac{L_1}{T_S} + \frac{R_1 + R_a}{2} + \frac{R_1 + R_a}{T_S} \frac{T_S z^{-1}}{1-z^{-1}} \right) \quad (D.53)$$

La nueva constante proporcional de  $C'$  es  $\frac{L_1}{T_S} + \frac{R_1 + R_a}{2}$ , y la nueva constante integral es  $R_1 + R_a$ , si se ajusta el controlador de la forma indicada en el apartado D.1.3.  $T'_{tot R_a}(z)$  es una función de transferencia con denominador de 5º orden y numerador de 3º orden (un cero en origen).

La Fig. D.24 representa la ubicación de los polos y ceros de la ec. (D.52) cuando  $R_a$  varía entre 0 y  $3\Omega$  en saltos de  $1\Omega$ . Si  $R_a = 0$   $T'_{tot R_a}(z) = z^{-2}$ , que coincide con la ec. (D.35) cuando  $R_a = 0$  y hay un desacoplamiento perfecto de ejes. Según aumenta el valor de  $R_a$  los dos polos conjugados complejos se van desplazando desde el origen de coordenadas hacia el círculo unidad. Para  $R_a \geq 1.8\Omega$  el sistema oscila.

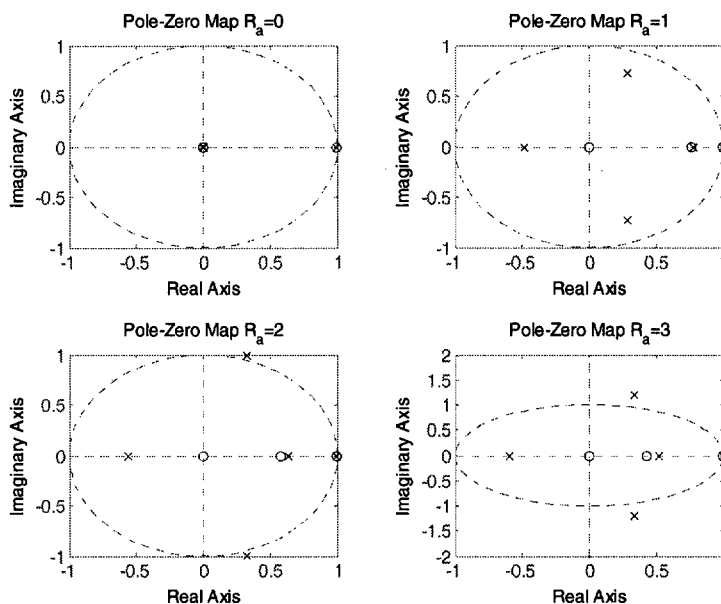


Fig. D.24. Representación de la ubicación de polos y ceros de la ec. (D.52) en función del valor de  $R_a$ .

Por otro lado, si se estudia la estabilidad del sistema en función de  $R_a$  analizando la respuesta temporal de la Fig. D.22 el valor límite de  $R_a$  es muy similar. Así, como conclusión, resulta muy conveniente introducir una resistencia activa en serie con la inductancia del filtro de red porque cuando ésta es construida su resistencia equivalente es muy pequeña, por debajo de las décimas de ohmio. Como se ha comprobado, se debe limitar el valor de la resistencia activa, para evitar que la salida del sistema llegue a ser inestable.

#### D.4. Integradores 'antiwindup'.

La señal de salida del controlador ( $u^*(t)$ ) en la práctica está acotada a unos valores máximo y mínimo que dependen de limitaciones físicas del convertidor. El diseño de los integradores

‘antiwindup’ es especialmente importante cuando se diseñan controladores ‘dead-beat’, porque éstos llevan al sistema a alcanzar el régimen permanente en tiempos muy pequeños a costa de emplear consignas de salida del controlador muy elevadas, con lo que hay posibilidades de que el controlador se sature.

Las ecuaciones del controlador PI de la Fig. D.25, si  $K_{AW} = 0$ , son las siguientes:

$$I(k) = K_i T_S (e(k-1) + u(k-2)) \quad (D.54)$$

$$u(k) = K_p e(k) + K_i I(k) \quad (D.55)$$

$$u^r(k) = [u(k)]_{\min}^{\max} \quad (D.56)$$

donde  $u^r(k)$  es la tensión a la salida del saturador. Para evitar la integración cuando el controlador está saturado, la parte integral no debe ser adaptada con  $e(k)$  (ec. (D.55)), sino con un error modificado,  $e'(k)$ , que consigue en el menor tiempo posible que  $u(k) = u^r(k)$ . Entonces, la salida no lineal del controlador es:

$$u^r(k) = K_p e'(k) + K_i I(k) \quad (D.57)$$

Restando la ec. (D.57) de la ec. (D.55), se obtiene el valor del error modificado,  $e'(k)$ , que es:

$$e'(k) = \frac{1}{K_p} [u^r(k) - u(k) + K_p e(k)] = e(k) + \frac{1}{K_p} [u^r(k) - u(k)] \quad (D.58)$$

Así que las expresiones que definen el PI ‘antiwindup’ propuesto (Fig. D.25), que en algunas referencias recibe el nombre de ‘back-calculation’ [Ottersten, 03], son las siguientes:

$$I(k) = K_i T_S (e'(k-1) + u(k-2)) \quad (D.59)$$

$$e'(k) = e(k) + \frac{1}{K_p} [u^r(k) - u(k)] = e(k) + K_{AWC} [u^r(k) - u(k)] \quad K_{AWC} = \frac{1}{K_p} \quad (D.60)$$

$$u(k) = K_p e(k) + K_i I(k) \quad (D.61)$$

$$u^r(k) = [u(k)]_{\min}^{\max} \quad (D.62)$$

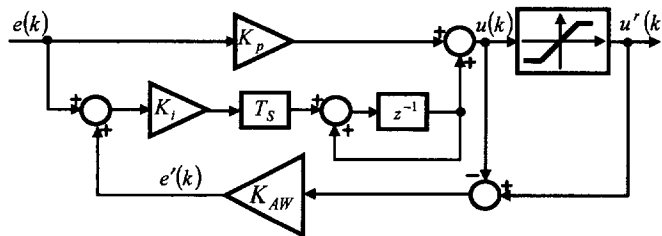


Fig. D.25. Diagrama de bloques del controlador PI ‘antiwindup’ propuesto.

### D.5. Conclusiones.

En este Ap. se ha presentado el controlador vectorial de corriente de un VSC conectado a la red eléctrica mediante filtro L. El controlador elegido está basado en respuesta ‘dead-beat’, debido a que se pueden conseguir velocidades de respuesta muy elevadas, y por tanto un elevado ancho de banda.

Se han planteado dos tipos de algoritmos de controladores basados en respuesta ‘dead-beat’, el primero es programado con retardo libre, mientras que el segundo se programa con un retardo de una muestra. El primero tiene el inconveniente que es marginalmente estable en presencia del retardo computacional. Para solucionar esto se recurre a diseñar controladores basados en algoritmos predictivos, que compensan el retardo computacional, pero además aumentan la robustez ante perturbaciones del sistema. En este caso,  $\bar{u}_{dq}^*(k) = f[\bar{i}_{dq}^*(k-1), \bar{i}_{dq}(k-1)]$ , y si la ganancia del controlador es máxima  $\bar{i}_{dq}(k) = \bar{i}_{dq}^*(k-2)$ .

Resumiendo, las ventajas de los controladores basados en respuesta ‘dead-beat’ son:

- Elevado ancho de banda.
- Buen comportamiento en régimen permanente.
- Muy rápido. En el caso del filtro L, con controlador ‘dead-beat’, la salida del sistema puede alcanzar la referencia de entrada en un par de períodos de muestreo.
- Debido al gran ancho de banda, con altas frecuencias de muestreo se obtienen muy pequeños desplazamientos de fase a frecuencias por debajo de 1KHz, lo cual es fundamental para la compensación de armónicos de red.
- Por la misma razón, es capaz de responder muy rápidamente ante elevadas ‘ $\frac{di}{dt}$ ’, producidas por las inductancias del filtro.
- Debido a la rapidez de respuesta del sistema, es más independiente a los acoplamientos entre ejes.
- Resulta muy sencilla la implementación en un procesador digital por la sencillez de los algoritmos de control.

Por otro lado, los controladores ‘dead-beat’ tienen algunos inconvenientes que se muestran a continuación junto con las soluciones que se han aportado en este Ap. Éstos son:

- Los tiempos de respuesta del controlador son próximos al período de muestreo. En esta situación el sistema puede hacerse inestable por el retardo computacional de una muestra debido a la implementación digital del controlador. Para solucionar esto, en este Cap. se han propuesto dos algoritmos predictivos y el predictor de Smith.
- Los controladores ‘dead-beat’ tienen una respuesta dinámica excelente cuando la carga del convertidor está exactamente identificada, porque están basados en la cancelación mediante ceros de polos de la planta. El inconveniente es que en la mayoría de los casos se desconoce el modelo de la planta, sobre todo, cuando el VSC se conecta a redes con impedancias no despreciables. En este Ap. se han analizado los márgenes que pueden tener los parámetros del filtro y de la red para que el sistema siga funcionando correctamente.
- Para que la respuesta sea muy rápida, en los procesos transitorios la señal de control puede ser muy elevada, lo que satura la salida del modulador del VSC. En estas circunstancias es necesario limitar de forma apropiada la salida del controlador, para no deteriorar la respuesta del sistema [Ottersten, *et al.*, 02].



---

## Referencias

---

- [Alahakoon, 00] S.Alahakoon. "Digital Motion Control Techniques for Electrical Drives". ISBN: 91-7170-555-4. Electrical Machines and Power Electronics. Department of Electric Power Engineering. KTH. Stockholm 2000.
- [Alakülla, 02] M.Alakülla. "Power Electronic Control". Lund University. Sweden 2002. <http://www.iea.lth.se/SED/index.htm>.
- [Allmeling, 04] J.Allmeling. "A Control Structure for Fast Harmonics Compensation in Active Filters". IEEE Trans. on Power Electronics, vol. 19, no. 2, March 2004. Page(s): 508-514.
- [Arriagada, *et al.*, 03] A.J.Arriagada, J.R.Espinoza, J.R.Rodríguez, L.A.Moran. "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 , 2-6 Nov. 2003. Page(s): 192 – 197.
- [Asiminoaei, *et al.*, 04] L.Asiminoaei, R.Teodorescu, F.Blaabjerg, U.Borup. "Implementation and Test of On-line Embedded Grid Impedance Estimation for PV-Inverters". 35<sup>th</sup> Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference (PESC'04). Aachen, Germany, 2004. Page(s): 3095-3101.
- [Awad, 02] H.Awad. "Vector Control of Static Series Compensator for Mitigation of Voltage Dips". Thesis for the Degree of Licentiate of Engineering. Department of Electric Power Engineering. Chalmers University of Technology. Göteborg, Sweden 2002.
- [Awad, *et al.*, 02] H.Awad, J.Svensson. "Double Vector Control for Series Connected Voltage Source Converters". Power Engineering Society Winter Meeting, 2002 , Volume: 2 , 2002, Page(s): 707 -712.
- [Awad, *et al.*, 03] H.Awad, J.Svensson, M.Bollen. "Phase-Locked Loop for Static Series Compensator". EPE 2003. Toulouse.
- [Barrero, 04] F.Barrero. "Sistemas de Energía Eléctrica". Ed. Thomson. Madrid, 2004.

- [Barnes, 04] M.Barnes. "Power Electronics in the Utility Network". Tutorial "Power Electronics for Regenerative Energy". 35<sup>th</sup> Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference (PESC04). Aachen, Germany, 2004.
- [Bernet, 00] S.Bernet. "Recent Developments of High Power Converters for Industry and Traction Applications". IEEE Trans. on Power Electronics, vol. 15, no. 6, November 2000. Page(s): 1102-1117.
- [Bernet, *et al.*, 02] S.Bernet, S.Ponnaluri, R.Teichmann. "Design and Loss Comparison of Matrix Converters and Voltage-Source Converters for Modern AC Drives". IEEE Trans. on Industrial Electronics, vol. 49, no. 2, April 2002. Page(s): 304-314.
- [Blasko, *et al.*, 97a] V.Blasko, V.Kaura. "A New Mathematical Model and Control of a Three-Phase AC-DC Voltage Source Converter". IEEE Trans. on Power Electronics, vol. 12, no. 1, January 1997. Page(s): 116-123.
- [Blasko, *et al.*, 97b] V.Blasko, V.Kaura. "Novel Control to Actively Damp Resonance in Input LC Filter of a Three-Phase Voltage Source Converter". IEEE Trans. on Industry Applications, vol. 33, no. 2, March/April 1997. Page(s): 542-550.
- [Blasko, *et al.*, 97c] V.Blasko. "Analysis of a Hybrid PWM Based on Modified Space-Vector and Triangle-Comparison Methods". IEEE Trans. on Industry Applications, vol. 33, no. 3, May/June 1997. Page(s): 756-764.
- [Blasko, *et al.*, 98] V.Blasko, V.Kaura, W.Niewiadomski. "Sampling of discontinuous voltage and current signals in electrical drives: a system approach". IEEE Trans. on Industry Applications, vol. 34, no. 5, September/October 1998. Page(s): 1123-1130.
- [Bojrup, 99] M.Bojrup. "Advanced Control of Active Filters in a Battery Charger Application". Licentiate Thesis TEIE-1021. ISBN: 91-88934-13-6. Department of Industrial Electrical Engineering and Automation. Lund Institute of Technology. Lund 1999.
- [Bollen, 00] M.H.J.Bollen. "Understanding power quality problems – voltage sags and interruptions". IEEE Press. New York, 2000.
- [Bollen, *et al.*, 02] M.H.Bollen, A.Sanino, J.Svensson, E.Styvaktakis. "Testing of Three-phase Converters for Voltage Disturbances in the Power System". Proc. of Nordic and Baltic Workshop on Power Systems, February 4-5, 2002, Tampere, Finland.
- [Boroyevich, 00] D.Boroyevich. "Modeling and design of AC Converters". CPES-Virginia Tech, 2000.
- [Bowler, 94] P.Bowler. "UPS specifications & performance". IEE Colloquium on Uninterruptible Power Supplies, 15 Feb 1994. Page(s): 1/1 – 1/13.

- [Bueno, 02] E.Bueno. "Convertidores multinivel NPC aplicados a la conversión de energía eólica". Trabajo de Investigación Tutelado. Programa de Doctorado Dpto. Electrónica. Universidad de Alcalá (Spain). Junio 2002.
- [Buso, *et al.*, 98] S.Busso, L.Malesani, P.Mattavelli. "Comparison of Current Control Techniques for Active Filter Applications". IEEE Trans. on Industrial Electronics, vol. 45, no. 5, October 1998. Page(s): 722-729.
- [Campbell, *et al.*, 99] A.Campbell, R.McHattie. "Backfilling the sinewave. A dynamic voltage restorer case study". Power Engineering Journal, vol. 13, issue 3, year: Jun 1999. Page(s): 153-158.
- [Carroll, 04] E.Carroll. "High Power Active Devices". ABB Switzerland. 2004.
- [Cecati, *et al.*, 03] C.Cecati, A.Dell'Aquila, M.Liserre, A.Ometto. "A Fuzzy-Logic-Based Controller for Active Rectifier". IEEE Trans. on Industry Applications, vol. 39, no. 1. January/February 2003. Page(s): 105-112.
- [Celanovic, *et al.*, 00] N.Celanovic, D.Boroyevich. "A Comprehensive Study of Neutral-Point Voltage Balancing Problem in Three-Level Neutral-Point-Clamped Voltage Source PWM Inverters". IEEE Trans. on Power Electronics, vol. 15, no. 2, March 2000. Page(s): 242-249.
- [Chung, 00] S.-k.Chung. "Phase-locked loop for grid-connected three-phase power conversion systems". IEE Proceedings Power Electronics Applications, vol.147, no. 3. May 2000. Page(s): 213-219.
- [Cobreces, 04] S.Cobreces. "Coprocesador para el control de Sistemas Electrónicos de Potencia conectable al sistema TMS320DSK6713". Curso de doctorado: "Arquitectura multiprocesador para aplicaciones de procesamiento paralelo". Programa de Doctorado Dpto. Electrónica. Universidad de Alcalá (Spain). Junio 2004.
- [Cobreces, *et al.*, 05] S.Cobreces, F.Espinosa, E.Bueno, F.J.Rodríguez. "On-line grid filter parametric identification for adaptive control of PWM rectifiers". 36<sup>th</sup> Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference (PESC'05). Recife, Brazil, 2005.
- [Dahono, 03] P.A.Dahono. "A method to damp oscillations on the input LC filter of current-type AC-DC PWM converters by using a virtual resistor". 25<sup>th</sup> International Telecommunications Energy Conference, 2003 ( INTELEC'03). Oct. 19-23, 2003. Page(s): 757-761.
- [Dell'Aquila, *et al.*, 00a] A.Dell'Aquila, M.Liserre, C.Cecati, A.Ometto. "A fuzzy logic CC-PWM three phase AC/DC Converter". Proc. IEEE-IAS'00, vol. 2, 8-12 Oct. 2000. Page(s): 987 – 992.

[Dell'Aquila, *et al.*, 00b] A.Dell'Aquila, L.Caponio, M.Lisserre, C.Cecati, A.Ometto, "A fuzzy logic feedforward current controller for PWM rectifiers". Proc. IEEE-ISIE'00, Dec. 2000. Page(s): 430-435.

[Dugan, *et al.*, 96] R.C.Dugan, M.F.McGranaghan, H.W.Beaty. "Electrical Power Systems Quality". New York, McGraw-Hill, 1996.

[Espinoza, *et al.*, 00a] J.R.Espinoza, G.Joos, M.Pérez, L.A.Moran. "Stability issues in Three-Phase PWM current/voltage source rectifiers in the regeneration mode". Proc. of the 2000 IEEE International Symposium on Industrial Electronics, 2000 (ISIE'00), vol. 2, 4-8 Dec. 2000. Page(s): 453-458.

[Espinoza, *et al.*, 00b] J.R.Espinoza, G.Joos, M.Pérez, L.A.Moran. "Operating region in active-front-end voltage/current source rectifiers". Proc. of the 2000 IEEE International Symposium on Industrial Electronics, 2000 (ISIE'00), vol. 2, 4-8 Dec. 2000. Page(s): 459-464.

[Eupec, 01] "Power Semiconductors Shortform Catalog 2001". Eupec, 2001. [www.eupec.com](http://www.eupec.com)

[EWEA, 03] European Wind Energy Association (EWEA). "Wind Energy – Clean power for generations". EWEA 2003.

[Franklin, *et al.*, 97] G.F.Franklin, J.D.Powell, M.Workman. "Digital Control of Dynamic Systems". Ed. Addison Wesley Longman. Third Edition. 1997.

[Ferry, 94] G.A.Ferry "Flexible AC Transmission Systems (FACTS)". The Key to Increased Utilisation of Power Systems, IEE Colloquium on (Digest No.1994/005), 12 Jan 1994. Page(s): 2/1 - 2/4.

[Gannet, 01] R.A.Gannet. "Control Strategies for High Power Four-Leg Voltage Source Inverters". Thesis for the degree of doctor of Master of Science in Electrical Engineering. Blackburg, Virginia. July 30, 2001.

[Gilabert, *et al.*, 04] A.Gilabert, S.Alepuz, J.Salaet, S.Busquets-Monge. A.Beristáin, J.Bordonau. "Benefits of Multilevel Converters to Wind Turbines in terms of Output Filter Reduction". 11<sup>th</sup> International Power Electronics and Motion Control Conferente (EPE-PEMC'04). Riga, Latvia.

[Girgis, *et al.*, 91] A.A.Girgis, W.B.Chang, E.B.Makram. "A Digital Recursive Measurement Scheme for on-line tracking of Power System Harmonics". " IEEE Trans. on Power Delivery, vol. 6, no. 3, July 1991. Page(s): 1153-1160.

- [Gyugyi, *et al.*, 99] L.Gyugyi, K.K.Sen, C.D.Schauder. "The Interline Power Flow Controller Concept: A New Approach to Power Flow Management in Transmission System". IEEE Trans. on Power Delivery, vol. 14, no. 3, July 1999. Page(s): 1115-1123.
- [Hansen, *et al.*, 00] S.Hansen, M.Malinowski, F.Blaabjerg, M.P.Kazmierkowski, "Sensorless control strategies for PWM rectifier". In Proc. IEEE-APEC 2000, vol. 2, Feb. 2000. Page(s): 832-838.
- [Hansen, *et al.*, 01] L.H.Hansen, L.Helle, F.Blaabjerg, E.Ritchie, S.Munk-Nielsen, H.Bindner, P.Sorensen, B.Bak-Jensen. "Conceptual Survey of Generators and Power Electronics for Wind Turbines". Risø National Laboratory, Roskilde (Denmark). December, 2001.
- [Hill, 97] J.E.Hill. "A practical example of the use of distribution static compensator (D-STATCOM) to reduce voltage fluctuations". IEE Colloquium on Power Electronics for Renewable Energy (Digest No: 1997/170), 16 June 1997. Page(s): 7/1 - 7/5.
- [Hiti, *et al.*, 94] S.Hiti, D.Boroyevich, C.Cuadros. "Small-Signal Modelling and Control of Three-Phase PWM Converters". 27<sup>th</sup> Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference, 1996 (PESC'96), vol. 1, 23-27 June 1996. Page(s): 550 – 555.
- [Hur, *et al.*, 01] N.Hur, J.Jung, K.Nam. "A Fast Dynamic DC-link Power-Balancing Scheme for a PWM Converter-Inverter System". IEEE Trans. on Industrial Electronics, vol. 48, no. 4, August 2001. Page(s): 794-803.
- [Ishida, *et al.*, 01] T.Ishida, T.Miyamoto, K.Matsuse, K.Sagawa, L. Huang. "Characteristics of a Five-Level Double Converter for Induction Motor Drive". EPE 2001.
- [Julier, *et al.*, 97] S.J.Julier, J.K.Uhlmann. "A new extension of the Kalman filter to nonlinear systems". In Int. Symp. Aerospace/Defense Sensing, Simul. and Controls, Orlando, FL, 1997.
- [Kawabata, *et al.*, 91] T.Kawabata, T.Miyashita, Y.Yamamoto. "Digital Control of Three-Phase PWM Invertir with LC Filter". IEEE. Trans. on Power Electronics, vol. 6, no. 1, January 1991. Page(s): 62-72.
- [Kazmierkowski, *et al.*, 98] M.P.Kazmierkowski, L.Malesani. "Current Control Techniques for Three-Phase Voltage-Source PWM Converters: A Survey". IEEE Trans. on Industrial Electronics, vol. 45, no. 5, October 1998. Page(s): 691-703.
- [Kazmierkowski, *et al.*, 02] M.P.Kazmierkowski, R.Krishnan, F.Blaabjerg. "Control in Power Electronics". Academic Press Series in Engineering. 2002.

[Kaura, *et al.*, 97] V.Kaura, V.Blasko. "Operation of a Phase Locked Loop System Under Distorted Utility Conditions". IEEE Trans. on Industry Applications, vol. 33, no. 1, January/February 1997. Page(s): 58-63.

[Klumpner, *et al.*, 04] C.Klumpner, M.Liserre, F.Blaabjerg. "Improved Control of an Active-Front-End Adjustable Speed Drive with a Small dc-link Capacitor under Real Grid Conditions". 35<sup>th</sup> Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference (PESC'04). Aachen, Germany, 2004. Page(s): 1156-1162.

[Kömürçügil, *et al.*, 98] H.Kömürçügil, O.Kucker. "A novel current-control method for three-phase PWM AC/DC voltage-source converters". IEEE Trans. on Industrial Electronics, vol. 13, no. 5, September 1998. Page(s): 801-813.

[Krug, *et al.*, 03] D.Krug, S.Bernet, S.Dieckerhoff. "Comparison of State-of-the-Art Voltage Source Converter Topologies for Medium Voltage Applications". 38<sup>th</sup> IAS Annual Meeting Industry Applications Conference, 2003, vol. 1, 12-16 Oct. 2003. Page(s): 168 – 175.

[Krug, *et al.*, 04] H.-P.Krug, T.Kume, M.Swamy. "Neutral-Point Clamped Three-Level General Purpose Inverter –Features, Benefits and Applications–". 35<sup>th</sup> Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference (PESC'04). Aachen, Germany, 2004. Page(s): 323-328.

[Kuo, 96] B.C.Kuo. "Sistemas de Control Automático". 7<sup>a</sup> Edición. Ed. Prentice-Hall.

[Lescale, 98] V.F.Lescale. "Modern HVDC: state of the art and development trends". In Proc. Int. Conf. on Power System Technology, 1998 (POWERCON'98), vol. 1, Beijing, China, 18-21 Aug. 1998. Page(s): 446 – 450.

[Levine, 96] W.S.Levine "The Handbook Control". CRC Press and IEEE Press. 1996.

[Lindgren, 98] M.Lindgren. "Modeling and Control of Voltage Source Converters connected to the Grid". Thesis for the degree of doctor of philosophy. Department of Electric Power Engineering. Chalmers University of Technology. Göteborg, Sweden. November 1998.

[Lindgren, *et al.*, 98] M.Lindgren, J.Svensson. "Control of a Voltage-source Converter Connected to the Grid through a LCL-filter- Application to Active Filtering". IEEE Power Specialists Conference (PESC'98), Fukuoka, Japan, May 17-22, 1998, vol. 1. Page(s): 229-235.

[Liserre, *et al.*, 01] M.Liserre, F.Blaabjerg, S.Hansen. "Design and control of an LCL-filter based Three-Phase Active Rectifier". Industry Applications Conference, 2001. Thirty-Sixth IAS Annual Meeting. Conference Record of the 2001 IEEE, vol. 1, 30 Sept.-4 Oct. 2001. Page(s): 299-307.

- [Liserre, *et al.*, 02] M.Liserre, A.Dell'Aquila, F.Blaabjerg. "Stability Improvements of an LCL-filter Based Three-phase Active Rectifier". Power Electronics Specialists Conference, 2002 (PESC'02). IEEE 33<sup>rd</sup> Annual, vol. 2, 23-27 June 2002. Page(s): 1195-1201.
- [Liserre, *et al.*, 03] M.Liserre, A.Dell'Aquila, F.Blaabjerg. "Genetic algorithm based design of the active damping for a LCL-filter three-phase active rectifier". APEC'2003. Page(s): 234-240.
- [Liserre, *et al.*, 04] M.Liserre, R.Teodorescu, F.Blaabjerg. "Stability of Grid-Connected PV Inverters with Large Grid Impedance Variation". IEEE 35<sup>th</sup> Annual Power Specialists Conference (PESC'04). Aachen, Germany. 20-25 June 2004. Page(s): 4773-4779.
- [Ma, *et al.*, 96] H.Ma, A.A.Girgis. "Identification and Tracking of Harmonic Sources in a Power System using a Kalman Filter". IEEE Trans. on Power Delivery, vol. 11, no. 3, July 1996. Page(s): 1659-1665.
- [Magueed, *et al.*, 04a] F.A.Magueed, A.Sannino, J.Svensson. "Design of Robust Converter Interface for Wind Power Applications". Nordic Wind Power Conference. Chalmers University of Technology. 1-2 March, 2004.
- [Magueed, *et al.*, 04b] F.A.Magueed, A.Sannino, J.Svensson. "Transient Performance of Voltage Source Converter under Unbalanced Voltage Dips". IEEE 35<sup>th</sup> Annual Power Specialists Conference (PESC'04). Aachen, Germany. 20-25 June 2004. Page(s): 1163 – 1168.
- [Malesani, *et al.*, 95] L.Malesani, L.Rossetto, P.Tenti, P.Tomasin. "AC/DC/AC PWM Converter with Reduced Energy Storage in the DC link". IEEE Trans. on Industry Applications, vol. 31, no. 2, 1995. Page(s): 287-292.
- [Malinowski, *et al.*, 01] M.Malinowski, M.P.Kazmierkowski, S.Hansen, F.Blaabjerg, G.Marques. "Virtual flux based direct power control of three-phase PWM rectifiers". IEEE Trans. on Industry Applications, vol. 37, no. 4, July-August 2001. Page(s): 1019-1027.
- [Malinowski, *et al.*, 03] M.Malinowski, M.P.Kazmierkowski, A.M.Trynadowski. "A Comparative Study of Control Techniques for PWM rectifiers in AC Adjustable Speed Drives". IEEE Trans. on Power Electronics, vol. 18, no. 6, November 2003. Page(s): 1390-1396.
- [Manninen, 95] V.Manninen. "Application of direct power control modulation technology to a line converter". Proc. EPE Conf., Sevilla, 1995. Page(s): 1292-1296.
- [Manjrekar, *et al.*, 98] M.D.Manjrekar, T.A.Lipo. "A hybrid multilevel inverter topology for drive applications". Applied Power Electronics Conference and Exposition, 1998. APEC '98. Conference Proceedings 1998, Thirteenth Annual, vol. 2, 15-19 Feb. 1998. Page(s): 523 – 529.
- [Manjrekar, *et al.*, 99] M.D.Manjrekar, P.Steimer, T.A.Lipo. "Hybrid Multilevel Power Conversion System: a competitive solution for high power applications". Industry Applications

Conference, 1999. Thirty-Fourth IAS Annual Meeting. Conference Record of the 1999 IEEE, vol. 3, 3-7 Oct. 1999. Page(s): 1520 – 1527.

[McGrath, *et al.*, 00] B.P.McGrath, D.G.Holmes, M.Manjrekar, T.A.Lipo. “An Improved Modulation Strategy for a Hybrid Multilevel Inverter”. Industry Applications Conference, 2000. Conference Record of the 2000 IEEE, vol. 4, 8-12 Oct. 2000. Page(s): 2086 – 2093.

[Mokhtari, *et al.*, 00] H.Mokhtari, S.B.Dewan, M.R.Travani. “Performance evaluation of thyristor based static transfer switch”. IEEE Trans. On Power Delivery, vol. 15, no. 3, July 2000. Page(s): 960 – 966.

[Mutschler, *et al.*, 02] P. Mutschler, R.Hoffmann. “Comparison of Wind Turbine regarding their Energy Generation”. IEEE Power Specialists Conference Proceedings. PESC 2002, Cairns, Australia. Page(s): 6-11.

[Nabae, *et al.*, 81] A.Nabae, I.Takahashi, H.Akagi. “A New Neutral-Point Clamped PWM Inverter”. IEEE Trans. on Industry Applications, vol. IA-17, no. 5, September/October 1981. Page(s): 518-523.

[Newton, *et al.*, 97] C.Newton, M.Summer. “Neutral Point Control for Multi-Level Inverters: theory, design and operational limitations”. Industry Applications Conference, 1997. Thirty-Second IAS Annual Meeting (IAS '97), Conference Record of the 1997 IEEE, vol. 2, New Orleans, Louisiana, 5-9 October 1997. Page(s): 1336-1343.

[Niiranen, 04] J.Niiranen. “Voltage dip ride through of a doubly-fed generator equipped with an active crowbar”. Nordic Wind Power Conference 2004. Chalmers University of Technology, Göteborg, Sweden. 1-2 March 2004.

[Noguchi, *et al.*, 98] T. Noguchi, H. Tomiki, S. Kondo, I. Takahashi, “Direct power control of PWM converter without power-source voltage sensors”. IEEE Trans. on Industry Applications, vol. 34, May/June 1998. Page(s): 473-479.

[Ogasawara, *et al.*, 93] S.Ogasawara, H.Akagi. “Analysis of variation of neutral point potential in neutral point clamped voltage source PWM inverters”. Conf. Rec. IEEE-IAS Annual Meeting 1993. Page(s): 965-970.

[Ogata, 95] K.Ogata. “Discrete-Time Control Systems”. Ed. Prentice Hall International Editions. 1995.

[Ohnishi, 91] T.Ohnishi. “Three-phase PWM converter/inverter by means of instantaneous active and reactive power control”. Proc. IEEE-IECON Conf. 1991. Page(s): 819-824.



- [Ottersten, 00] R.Ottersten. "On Control of Back-to Back Converters and Sensorless Induction Machine Drives". Thesis for the degree of Licenciate of Engineering. Department of Electric Power Engineering. Chalmers University of Technology. Göteborg, Sweden 2000.
- [Ottersten, *et al.*, 02] R.Ottersten, J.Svensson. "Vector Current Controlled Voltage Source Converter-Deadbeat Control and Saturation Strategies". IEEE Trans. on Power Electronics, vol. 17, no. 2, March 2002. Page(s): 279-285.
- [Ottersten, 03] R.Ottersten. "On Control of Back-to Back Converters and Sensorless Induction Machine Drives". Thesis for the degree of doctor of philosophy. Department of Electric Power Engineering. Chalmers University of Technology. Göteborg, Sweden 2003.
- [Ottersten, *et al.*, 04] R.Ottersten, A.Petersson, and K.Pietiläinen, "Voltage Sag Response of PWM Rectifiers for Variable-Speed Wind Turbines". 2004 Nordic Workshop on Power and Industrial Electronics (NORpie 2004), Trondheim, Norway, June 13-16, 2004.
- [Peña, *et al.*, 01] R.Peña, R.Cardenas, R.Blasco, G.Asher, J.Clare. "A cage induction generator using back to back PWM converters for variable speed grid connected wind energy system". The 27<sup>th</sup> Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, 2001 (IECON '01), vol. 2, 29 Nov.-2 Dec. 2001. Page(s): 1376-1381.
- [Pillay, *et al.*, 01] P.Pillay, M.Manyage. "Definitions of Voltage Unbalance". IEEE Power Engineering Review, May 2001. Page(s): 50-51.
- [Plunkett, 79] A.B.Plunkett. "A current controlled PWM transistor inverted drive". IEEE IAS. Annual Meeting. Conference Record of the 1979. Page(s): 785-792.
- [Pou, *et al.*, 03] J.Pou, R.Pindado, D.Boroyevich, P.Rodríguez. "Evaluation of the low-frequency neutral-point voltage oscillations in the three-level inverter". 29th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, 2003 (IECON'03), vol. 3, 2-6 Nov. 2003. Page(s): 2179 – 2184.
- [Pou, *et al.*, 04] J.Pou, R.Pindado, D.Boroyevich, P.Rodríguez. "Limits of the neutral-point balance in back-to-back-connected three-level converters". IEEE Trans. on Power Electronics, vol. 19, no. 3, May 2004. Page(s): 722 – 731.
- [Ramsay, *et al.*, 96] S.M.Ramsay, P.E.Cronin, R.J.Nelson, J.Bian, F.E.Menendez. "Using distribution static compensators (D-STATCOMs) to extend the capability of voltage-limited distribution feeders". 39th Annual Conference Rural Electric Power, 28-30 April 1996. Page(s): A4/18 - A4/24.
- [Saccomando, *et al.*, 01] G.Saccomando, J.Svensson. "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, 30 Sept.-4 Oct. 2001. Page(s): 2419-2424.

[Sannino, *et al.*, 00] A.Sannino, M.G.Miller, M.H.J.Bollen "Overview of voltage sag mitigation". In Proc. of the IEEE/PES Winter Meeting, 2000, vol. 4, 23-27 Jan. 2000. Page(s): 2872 - 2878

[Scaglia, *et al.*, 01] A.Scaglia, G.Mazzorin. "A New Linear Method for Neutral Point Voltage Compensation in the NPC Inverter". EPE 2001. Graz.

[Schneider, 88] D.M.Schneider. "Control of Processes with Time Delays". IEEE Trans. on Industry Applications, vol. 24, no. 3, March/April 1988. Page(s): 186-191.

[Silva, 99] J.F.Silva. "Sliding-Mode of boost-type unity-power-factor PWM rectifiers". IEEE Trans. on Industrial Electronics, vol. 46, June 1999. Page(s): 594-603.

[Sirisena, 85] H.R.Sirisena. "Ripple-Free Deadbeat Control of SISO Discrete Systems". IEEE Trans. Automatic Control, vol. AC-30, February 1985. Page(s): 168-170.

[Soares, *et al.*, 00] V.Soares, P.Verdelho, G.D.Marques. "An Instantaneous Active and Reactive Current Component Method for Active Filters". IEEE Trans. on Power Electronics, vol. 15, no. 4, July 2000. Page(s): 660-669.

[Song, *et al.*, 99] H.-S.Song, K.Nam. "Dual Current Control Scheme for PWM Converter Under Unbalanced Input Voltage Conditions". IEEE Trans. on Industrial Electronics, vol. 46, no. 5, October 1999. Page(s): 953-959.

[Song, *et al.*, 00] S.-H.Song, J.-W.Choi, S.-K.Sul. "Current measurements in digitally controlled ac drives". IEEE Industry Applications Magazine, vol. 6, no. 4, July/August 2000. Page(s): 51-62.

[Springob, *et al.*, 98] L.Springob, J.Holtz. "High-Bandwidth Current Control for Torque-Ripple Compensation in PM Synchronous Machines". IEEE Trans. on Industrial Electronics, vol. 45, no. 5, October 1998. Page(s): 713-721.

[Suh, *et al.*, 02] Y.Suh, V.Tijeras, T.A.Lipo. "A Nonlinear Control of the Instantaneous Power in dq Synchronous Frame for PWM AC/DC Converter under Generalized Unbalanced Operating Conditions". Conference Record of the Industry Applications Conference, 2002. 37th IAS Annual Meeting, vol. 2, 13-18 Oct. 2002. Page(s): 1189-1196.

[Suh, *et al.*, 04] Y.Suh, T.A.Lipo. "A Control Scheme of Improved Transient Response for PWM AC/DC converter Under Generalized Unbalanced Operating Conditions". 35<sup>th</sup> Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference (PESC'04). Aachen, Germany, 2004. Page(s): 189-195.

- [Svensson, 97] J.Svensson. "Inclusion of Dead-Time and Parameter Variations in VSC Modelling for Predicting Responses of Grid Voltage Harmonics". 7<sup>th</sup> European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'97), Trondheim, Norway, 8-10 September 1997. Proceedings, vol. 3. Page(s): 216-221.
- [Svensson, *et al.*, 99] J.Svensson, R.Ottersten. "Shunt Active Filtering of Vector Current-Controlled VSC at a Moderate Switching Frequency". IEEE Trans. on Industrial Electronics, vol. 35, no. 5, September/October 1999. Page(s): 1083-1099.
- [Svensson, 01] J.Svensson. "Synchronisation methods for grid-connected voltage source converters". IEE Proceedings Generation, Transmission and Distribution, vol. 148, no. 3, May 2001. Page(s): 229-235.
- [Svensson, *et al.*, 02] J.Svensson, A.Sannino. "Active Filtering of Supply Voltage with Series-connected Voltage Source Converter". EPE Journal. Vol. 12, no. 1, February 200. Page(s): 19-25.
- [Taylor, 95] G.A.Taylor. "Power quality hardware solutions for distribution systems: Custom Power". IEE North Eastern Centre Power Section Symposium on the Reliability, Security and Power Quality of Distribution Systems, 5 Apr 1995. Page(s): 11/1 - 11/9.
- [Teichmann, *et al.*, 03] R.Teichmann, S.Bernet. "Three-level topologies for low voltage power converters in drives, traction and utility applications". Industry Applications Conference, 2003. Conference Record of the 38th IAS Annual Meeting, vol. 1, 12-16 Oct. 2003. Page(s): 160 – 167.
- [Teodorescu, *et al.*, 99] R.Teodorescu, F.Blaabjerg, J.K.Pedersen, E.Cengelci, S.U.Sulistijo, B.O.Woo, P.Enjeti. "Multilevel Converters – A Survey". Lausanne. EPE 1999.
- [Tolbert, *et al.*, 99] L.M.Tolbert, T. G.Habetler. "Novel Multilevel Inverter Carrier-Based PWM Method". IEEE Trans. on Industry Applications, vol. 35, no. 5, September/October 1999. Page(s): 1098 - 1107.
- [Twining, *et al.*, 02] E.Twining, D.G.Holmes. "Grid current regulation of a three-phase voltage source inverter with an LCL input filter". Power Electronics Specialists Conference, 2002 (PESC'2002). IEEE 33<sup>rd</sup> Annual, vol. 2, 23-27 June 2002. Page(s): 1189-1194.
- [Wu, *et al.*, 91] R.Wu, S.B.Dewan, G.R.Slemon. "Analysis of an ac-to-dc Voltage Source Converter Using PWM with Phase and Amplitude Control". IEEE Trans. on Industry Applications, vol. 27, no. 2, March/April 1991. Page(s): 355-364.
- [Yuan, *et al.*, 02] X.Yuan, W.Merk, H.Stemmler, J.Allmeling. "Stationary-Frame Generalized Integrators for Current Control of Active Filters With Zero Steady-State Error for Current Harmonics of Concern Under Unbalanced and Distorted Operating Conditions". IEEE Trans. on Industry Applications, vol. 38, no. 2, March/April 2002. Page(s): 523-532.

[Zai, *et al.*, 92] L.-C.Zai, C.L.DeMarco, T.A.Lipo. "An Extended Kalman Filter Approach to Rotor Time Constant Measurement in PWM Induction Motor Drives". IEEE Trans. on Industry Applications, vol. 28, no. 1, January/February 1992. Page(s): 96-104.

[Zhang, 99] L.Zhang. "Three-phase unbalance of voltage sags". Chalmers University of Technology, School of Electrical and Computer Engineering, Göteborg, Sweden. Technical report No. 322L, 1999.

[Zheng, *et al.*, 03] T.Zheng, E.B.Makram, A.A.Girgis. "Evaluating Power System Unbalance in the Presence of Harmonic Distortion". IEEE Trans. on Power Delivery, vol. 18, no. 2, April 2003. Page(s): 393-397.

[Zhou, *et al.*, 99] D.Zhou, D.G.Rouaud. "Dead-Time Effect and Compensations of Three-Level Neutral Point Clamp Inverters for High-Performance Drive Applications". IEEE Trans. on Power Electronics, vol. 14, no. 4, July 1999. Page(s): 782-788.

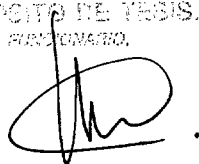
[Zmood, *et al.*, 98] D.Zmood, D.G.Holmes. "Practical Performance for PWM Strategies". Industry Applications Conference, 1998. Thirty-Third IAS Annual Meeting. The 1998 IEEE, vol. 2, 12-15 Oct. 1998. Page(s): 1245-1252.



UNIVERSIDAD DE ALCALÁ  
SERVICIO DE POSTGRADO

DIJENCIA PARA HACER CONSTAR QUE EL  
PRESENTE EJEMPLAR DE LA TESIS DE GRADO  
POR D. Emilio José Bravo Peña  
CONSTA DE 284 PAGINAS Y HA SIDO ENTREGADA  
CON FECHA 8 de marzo de 2005  
A EFECTOS DE DEPOSITO DE TESIS.

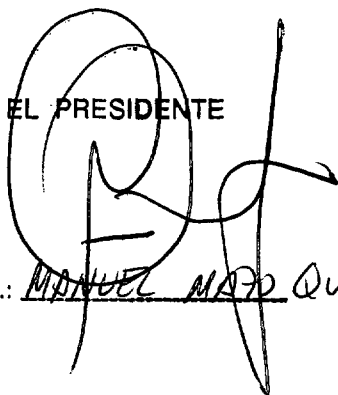
EL PRESIDENTE.



Reunido el Tribunal que suscribe en  
el día de la fecha acordó otorgar  
a la presente Tesis Doctoral la  
calificación de SOBRESALIENTE  
CUM LAUDE (POR UNANIMIDAD)

Alcalá de Henares, 27 de MAYO de 2005

EL PRESIDENTE



Fdo.: MANUEL MADO QUINTAS

EL SECRETARIO



Fdo.: JERÓNIMA VENTO VENTO

EL VOCAL



Fdo.: SANTIAGO ARNALTE  
GÓMEZ

EL VOCAL



Fdo.: JOSEP BORDONAU  
FARRERONS

EL VOCAL



Fdo.: ANA MARÍA LLOR  
CARRASLO