



UNIVERSIDAD CARLOS III DE MADRID

TESIS DOCTORAL

Control Directo de Potencia de Convertidores
Electrónicos Conectados a la Red

Autor:

Joaquín Eloy-García Carrasco

Directores:

Dr. Santiago Arnaltes Gómez

Dr. José Luis Rodríguez Amenedo

DEPARTAMENTO DE INGENIERÍA ELÉCTRICA

Leganés, julio de 2007

TESIS DOCTORAL

Control Directo de Potencia de Convertidores
Electrónicos Conectados a la Red

Autor: Joaquín Eloy-García Carrasco

Directores: Dr. Santiago Arnaltes Gómez

Dr. José Luis Rodríguez Amenedo

Firma del tribunal calificador:

Firma

Presidente:

Vocal:

Vocal:

Vocal:

Secretario:

Calificación:

Leganés, de de

Agradecimientos

Esta tesis está dedicada a todos aquellos que han compartido algo conmigo desde que empecé. Por pequeña que haya sido la aportación, me ha servido.

A mis tutores, Santiago Arnaltes y José Luíz Rodríguez Amenedo, por sus consejos, sus reprimendas, su paciencia y sus halagos, cuando fueron necesarios. Gracias por vuestra confianza.

A todos mis compañeros del departamento, sin los cuales jamás habría sido posible terminar esta tesis. Gracias por hacer que me sintiera como en casa, por hacerme sentir orgulloso de trabajar con vosotros, por las risas, los tes, las comidas,... Gracias a todos: *margueso, mchin, pabole, amenedo, mglobo, moalonso, jrivas, grobles, jalonsom, bgarciad, jangarit, hamaris, jsanz, caortega, lcuadros, cgallard, lgauchia, diana, msanchez, ejgonzal, jjssanch, jmmtarif, amoreno, ygarcia, bvalecíl, ggpalomi, sdavila, jorgemar, jpetit, ecastron, arnalte, jcburgos, jusaola, angel, mmontil, erivas, fransa, cvaldivi.*

Especialmente agradezco a Marta, Johann, Yimy y Jorge su amistad y su cariño. También, a mis colegas de Naciones Unidas, por el esfuerzo y el tesón. A mis amigos y hermanos de Pequeño Hotel y a todo su entorno. Sin vosotros mi vida en Madrid no hubiera sido lo mismo. También, a aquellos que, estando lejos, han sabido cuidar de mí tan bien: Dani, Diana, Steven, Mariajo, José Ignacio, Onio, Vito, Sergio, Ale, Víctor, Edu, Óscar, Ignacio, Curro,...

A Jean-Luc Thomas, Serge Poullain y Abdelkrim Benchaib por sus buenos consejos e

ideas y por hacer el trabajo tan fácil.

Una mención más que especial se merece Carlos Valdivia. Tú has sido el artífice de todos los ensayos que he hecho. Me has apoyado y ayudado incondicionalmente siempre que lo he necesitado. Además, me has ofrecido tu amistad. Te lo agradezco profundamente. Muchas gracias.

Por último, y por eso más importante, a mi familia. A mi madre, mi padre y mi hermana. Sin vosotros nada tendría sentido.

Finalmente, a todas las mujeres que me rodean: Zerlina, Amina, Pamina, la duquesa Carolina, Bastiana, Norina, Adina, Mademoiselle Silberklang, Blonde, Lauretta, Cleopatra, Musetta, Fanny, Lakmé, Violeta Valéry, Olympia, Elvira, Lucía, Manon, Norma, Nedda, Gilda, Sofia,... Sandra: por sus fa sostenidos, por su dieta del grupo A, por su amor, por su comprensión, por su paciencia,...

Muchas Gracias.

Resumen

Los convertidores electrónicos de potencia se han consolidado como un elemento fundamental en los sistemas eléctricos, ya que hacen posible una transmisión más flexible de la potencia por el sistema eléctrico y pueden actuar como compensadores. El constante incremento del número de plantas de generación a partir de fuentes renovables de energía, principalmente eólica y solar fotovoltaica, que requieren convertidores electrónicos para evacuar a la red la potencia generada, ha propiciado un creciente interés en sus técnicas de control.

Para que su funcionamiento sea óptimo, es necesario diseñar sistemas de control robustos y con una respuesta dinámica muy rápida. El Control Directo de Potencia se presenta como una técnica de control muy adecuada para cumplir estos requisitos, ya que las variables de control son directamente las potencias intercambiadas. Además, el continuo incremento de la potencia unitaria de los sistemas de generación ha dado lugar a la aparición de los convertidores multinivel como la solución idónea para su conexión a redes de tensiones mayores, como la red de distribución o la red de transmisión.

El objetivo principal de esta tesis es desarrollar una nueva estrategia de Control Directo de Potencia para convertidores multinivel. Esta nueva estrategia supone un cambio respecto a métodos anteriores de control directo, ya que no se basa en tablas de diseño para la obtención de los vectores de tensión del convertidor, sino en criterios de decisión a partir de consideraciones geométricas. Además, el nuevo método integra el control de la tensión en los puntos intermedios del enlace de continua, evitándose así la inclusión de reguladores

adicionales. La implementación en tiempo real de este control en un banco de ensayos en el laboratorio confirma la validez del método.

Por otro lado, el incremento de la potencia generada a partir de fuentes renovables ha provocado la aparición de nuevas normativas más estrictas para la conexión a la red, ya que una pérdida repentina de esas cantidades de potencia podría inestabilizar el sistema. En relación a esto, en esta tesis se propone una modificación del Control Directo de Potencia para poder inyectar intensidades sinusoidales ante desequilibrios en la red. Nuevamente, el método se valida experimentalmente en tiempo real en el banco de ensayos del laboratorio.

Con los resultados obtenidos se ha conseguido dar mayor versatilidad al Control Directo de Potencia, que se puede aplicar a convertidores multinivel sin necesidad de diseñar nuevas tablas y que puede inyectar intensidades sinusoidales durante un desequilibrio en las tensiones de la red.

Abstract

Power electronic converters have become a fundamental component in modern utilities. The increasing number of renewable energy generation plants, mainly wind farms and solar photovoltaic power plants, which must be connected to the grid through converters, has caused great interest in their control methods. Besides, power converters make a more flexible power transmission possible and can act as compensators.

In order to get an optimal performance, very fast and robust control methods must be designed. Direct Power Control appears to be very adequate to fulfil these requirements, as active and reactive powers are their control variables. Moreover, the increasing amount of power from renewable sources has yielded multilevel converters as a solution for connecting to higher voltage grids, such as distribution or transmission.

The main objective of this thesis is to develop a new strategy of Direct Power Control for multilevel converters. This new strategy is no longer based on tables and sector division, but on decision criteria based on geometrical considerations. Besides, this new method includes middle point voltage control, avoiding the use of more controllers. Real-time implementation in a laboratory set-up has validated the proposed control.

Likewise, due to the increasing amount of power from renewable sources, new grid codes have appeared, so that a sudden loss of power caused by a transient fault would not make the system unstable. Regarding this, a new Direct Power Control strategy under unbalanced grid voltages has been proposed. The aim is to inject sinusoidal currents in an unbalanced

grid. Again, real-time implementation has validated the proposed control method.

With these results, a more versatile Direct Power Control method has been achieved, being applicable to multilevel converters, as well as under voltage imbalance.

Índice general

1. Introducción	1
1.1. Planteamiento y objetivos	2
1.2. Estructura de la tesis	3
2. Modelo dinámico del sistema	5
2.1. Introducción	5
2.2. Modelo del sistema con filtro inductivo	6
2.2.1. Modelo en tiempo continuo	6
2.2.2. Modelo en tiempo discreto	10
2.3. Comparación de los modelos	14
3. Técnicas convencionales de control	19
3.1. Introducción	19
3.2. Control de la intensidad por banda de histéresis	21
3.2.1. Regulador de la tensión del enlace de continua	23
3.2.2. Resultados	24
3.3. Control vectorial de la intensidad mediante orientación a la tensión de la red	27
3.3.1. Control orientado a la tensión de la red	27
3.3.2. Modulación vectorial	28
3.3.3. Resultados	32
3.4. Técnicas de control en tiempo discreto	35

3.4.1. Control por ubicación de los polos con respuesta <i>Dead-Beat</i>	35
3.4.2. Control de la intensidad por modos deslizantes	38
3.4.3. Límites del control	42
3.4.4. Resultados de simulación	47
4. Control Directo de Potencia	55
4.1. Introducción	56
4.2. Fundamento del Control Directo de Potencia	58
4.2.1. Formulación basada en flujos	59
4.2.2. Formulación basada en tensiones	64
4.3. CDP aplicado a convertidores de dos niveles	70
4.3.1. Resultados de simulación y experimentales	72
4.4. CDP aplicado a convertidores multinivel	78
4.4.1. Introducción	78
4.4.2. Lugares geométricos de cambio nulo en la potencia activa ($\delta P = 0$)	80
4.4.3. Lugares geométricos de cambio nulo en la potencia reactiva ($\delta Q = 0$)	83
4.4.4. Control de la tensión en los puntos intermedios del enlace de continua	85
4.4.5. Algoritmo de decisión	92
4.4.6. Ampliación del algoritmo para convertidores con n niveles de tensión	95
4.5. CDPE de un convertidor de tres niveles con enclavamiento por diodos	97
5. Comportamiento del sistema ante desequilibrios en la red eléctrica	101
5.1. Introducción	102
5.2. Perturbaciones en la red eléctrica	103
5.3. Descomposición en redes de secuencia	105
5.3.1. Componentes simétricas	106
5.3.2. Seguimiento de la fase	108
5.3.3. Extracción de las secuencias directa e inversa	113
5.4. Estrategias de Control Directo de Potencia ante perturbaciones en la red eléctrica	120

5.5. Resultados de simulación y experimentales	122
6. Conclusiones y aportaciones originales	131
6.1. Conclusiones	131
6.1.1. Trabajos futuros	133
6.2. Aportaciones originales	133
6.3. Publicaciones derivadas de esta tesis	134
A. Desarrollo de un banco de ensayos en el laboratorio	137
A.1. Descripción del banco de ensayos	137
A.1.1. El convertidor	138
A.1.2. El filtro inductivo	140
A.1.3. El autotransformador	141
A.1.4. La tarjeta de control	142
A.2. Desarrollo de las tarjetas de adaptación de señales	146
A.2.1. Adaptación entre la tarjeta de control y los <i>drivers</i>	146
A.2.2. Adaptación entre la tarjeta de control y los sensores	147

Índice de tablas

2.1. Parámetros del sistema	15
2.2. Estados estacionarios para la simulación	15
3.1. Tensiones de salida para los vectores activos	30
3.2. Parámetros del sistema para la simulación	48
4.1. Vectores que cumplen los requisitos de control	65
4.2. Tabla de conmutación óptima del CDP	65
4.3. Cambio en P y Q en función de \bar{v}_{inv} y k	69
4.4. Tabla de conmutación óptima del CDP	69
4.5. Valores de i_m en función del estado de conmutación del convertidor	89
4.6. Resultados del ejemplo del método de relajación	94
A.1. Características de los convertidores utilizados	139
A.2. Parámetros de los ensayos de laboratorio	141
A.3. Características de la tarjeta ds1102, de dSPACE.	142

Índice de figuras

2.1. Sistema formado por el inversor, el filtro L y la red	6
2.2. Representación en el plano $\alpha - \beta$ de los fasores del sistema	8
2.3. Respuesta de los modelos con reinicio de los integradores	16
2.4. Respuesta de los modelos sin reinicio de los integradores	17
3.1. Topología de un convertidor de dos niveles	20
3.2. Principio de funcionamiento del control por banda de histéresis	21
3.3. Diagrama de bloques del control por banda de histéresis	22
3.4. Resultados del regulador de v_{dc}	25
3.5. Resultados de simulación del control por banda de histéresis	26
3.6. Diagrama de bloques del control orientado a la tensión de la red con SVM . .	29
3.7. Vectores espaciales de un inversor de dos niveles	31
3.8. Cálculo de los tiempos y secuencia de aplicación en el SVM	32
3.9. Resultados de simulación del control orientado a la tensión de la red con SVM	34
3.10. Circunferencia límite de tensión en régimen permanente	45
3.11. Resultados de simulación ante una inversión de P	51
3.12. Nueva estrategia en caso de saturación	52
3.13. Resultados de simulación ante una inversión de Q	53
3.14. Resultados de simulación ante una perturbación del 10% en v_{dc}	54
4.1. Diagrama de bloques del CDP	57
4.2. Vectores de tensión de un convertidor de dos niveles	59

4.3. Circuito equivalente y diagrama fasorial	60
4.4. Cambios en P y Q	62
4.5. Modificación del flujo por la aplicación de \bar{v}_2	63
4.6. Modificación del flujo por la aplicación de \bar{v}_0	64
4.7. Sectores para la formulación basada en las tensiones	67
4.8. Ejemplo de aplicación del vector \bar{v}_1	68
4.9. Potencias y tensión de continua con $T_s = 10\mu s$	74
4.10. Tensiones e intensidades con $T_s = 10\mu s$	75
4.11. Cambio en V_{dc} . Resultados de simulación y experimentales	76
4.12. Cambio en Q . Resultados de simulación y experimentales	77
4.13. Ejemplo de la metodología para \bar{v}_1	80
4.14. Cálculo de $\delta P = 0$ para \bar{v}_1	81
4.15. Cálculo de $\delta P = 0$ para $\bar{v}_{m\gamma}$	82
4.16. Cálculo de $\delta Q = 0$ para \bar{v}_2	84
4.17. Topología de un convertidor de tres niveles NPC	85
4.18. Diagrama de bloques del CDPE	87
4.19. Vectores de tensión de un convertidor de tres niveles	88
4.20. Ejemplo de la multiplicidad del vector \bar{v}_{10}	91
4.21. Diagrama de flujo del algoritmo de decisión	93
4.22. Ejemplo del método de relajación	94
4.23. Esquema de un convertidor con n niveles	96
4.24. Cambio en V_{dc} . Resultados de simulación y experimentales	99
4.25. Cambio en Q . Resultados de simulación y experimentales	100
5.1. Clasificación de los distintos tipos de huecos	105
5.2. Descomposición de un sistema desequilibrado en sus componentes simétricas .	107
5.3. Trayectoria de los fasores de las secuencias directa e inversa	108
5.4. Diagrama de bloques genérico de un PLL	109
5.5. Diagrama de bloques del PLL utilizado	109
5.6. Trayectorias de las secuencias directa e inversa	110

5.7. Componentes $\alpha\beta$ de las secuencias directa e inversa	111
5.8. Comportamiento del PLL	112
5.9. Proyección de \bar{v}_g sobre los ejes de secuencia directa	113
5.10. Algoritmo del DSC	115
5.11. Filtro paso-bajo para la extracción de las secuencias	116
5.12. Diagrama de bloques del algoritmo del valor medio	117
5.13. Diagrama de bloques del algoritmo para la detección del valor máximo	118
5.14. Resultados de la extracción de secuencias	119
5.15. Esquema de la implementación experimental	123
5.16. Resultados sin compensación (I)	125
5.17. Resultados sin compensación (II)	126
5.18. Resultados con compensación (I)	127
5.19. Resultados con compensación (II)	128
5.20. Componentes de secuencia directa e inversa de la intensidad	129
A.1. Esquema del banco de ensayos del laboratorio	138
A.2. Parte trasera del armario de control	144
A.3. Convertidores	145
A.4. Conexión del autotransformador para el ensayo con desequilibrio	145
A.5. Tarjetas de adaptación	147
A.6. Esquema eléctrico de la tarjeta de adaptación de las señales PWM	149
A.7. Detalle del esquema eléctrico de la tarjeta de adaptación de las señales de medida	150

Capítulo 1

Introducción

Los convertidores electrónicos de potencia son, en la actualidad, unos elementos fundamentales en las fases de generación, transporte y distribución de los sistemas eléctricos. Estos dispositivos permiten un intercambio más flexible de la potencia entre los generadores y las cargas. También pueden mejorar la calidad de la energía transmitida. No obstante, su buen funcionamiento depende, fundamentalmente, de la técnica de control aplicada. La velocidad de la respuesta dinámica, la robustez y la estabilidad de los sistemas de control empleados va a influir en el comportamiento final del sistema.

Desde la década de los 70 se han estudiado múltiples algoritmos de control de convertidores, principalmente para aplicaciones de control de máquinas eléctricas [1, 2]. Estos algoritmos, aunque teóricamente válidos y comprobados mediante simulación, no siempre resultaban válidos en la práctica, debido a las limitaciones físicas de los componentes electrónicos. La rápida evolución en los últimos 20 años en los campos de la electrónica de potencia y de los microprocesadores propició la validación de muchos métodos de forma experimental, así como la investigación en nuevas formas de control, factibles sólo digitalmente. Además, estas nuevas formas de control permitieron nuevas aplicaciones de los convertidores, tales como el control a frecuencia variable de generadores eléctricos en aplicaciones eólicas o la conexión a la red de sistemas fotovoltaicos.

El avance en este campo ha sido y es muy rápido. El continuo aumento de la potencia generada a partir de fuentes renovables, principalmente de energía eólica, está propiciando conexiones de las plantas de generación a niveles de tensión mayores, para evitar así los problemas asociados con intensidades demasiado elevadas (problemas de dimensionamiento, pérdidas, costes asociados, etcétera). El incremento en la tensión del lado de alterna del convertidor requiere una tensión también mayor en el enlace de continua y, por tanto, un mayor nivel de tensión que tendrán que soportar los interruptores del convertidor. Para evitar recurrir a interruptores con mayores tensiones nominales se han desarrollado convertidores con varias etapas de tensión continua. Así, se pueden utilizar interruptores dimensionados para una fracción de la tensión continua total. Esta situación ha despertado un gran interés por los convertidores multinivel y sus aplicaciones [3].

Por otro lado, a medida que el porcentaje de participación de las energías renovables en la red aumenta, su desconexión ante contingencias en la red eléctrica se convierte en un problema más grave, pudiendo, en última instancia, provocar la inestabilidad del sistema y el corte general del suministro. Para evitar estas situaciones límite, los operadores de los sistemas eléctricos han desarrollado la normativa y las especificaciones concretas necesarias en cuanto a la garantía de continuidad de suministro de sistemas de generación que utilizan convertidores electrónicos. Los requisitos de conexión a la red se han incrementado, dando lugar a nuevas revisiones y mejoras de las técnicas de control para adaptarlas a estas nuevas exigencias.

1.1. Planteamiento y objetivos

Las características del control sobre del convertidor influyen mucho sobre la respuesta del sistema. Así, métodos de control con una respuesta dinámica muy rápida y gran robustez, como el Control Directo de Potencia (CDP), mejoran el funcionamiento del sistema. No obstante, la implementación física de los sistemas de control presenta diferencias respecto a los resultados obtenidos por simulación, debido a distintas consideraciones tales como el tiempo de ciclo del algoritmo o los ruidos inherentes a todo sistema físico real. Con el

objetivo de verificar experimentalmente los distintos métodos de control empleados, se ha desarrollado un banco de ensayos en el laboratorio. Ha sido necesario diseñar y desarrollar todas las tarjetas de adaptación para hacer el control mediante una tarjeta de control digital ds1102 de dSPACE, como se describe en el apéndice A.

El primer objetivo de esta tesis es, por tanto, validar experimentalmente la formulación del CDP propuesta en [4]. Además, debido al gran auge de los convertidores multinivel y su perspectiva de futuro, se ha desarrollado un nuevo algoritmo de CDP para convertidores multinivel: el Control Directo de Potencia Extendido (CDPE). La verificación experimental se ha realizado sobre un convertidor de tres niveles de tensión con enclavamiento por diodos del punto medio, si bien el algoritmo es aplicable a convertidores con cualquier número de niveles de tensión.

Previamente, ha sido necesario presentar tanto el modelo del sistema empleado como otras técnicas de control conocidas, para situar el problema del Control Directo de Potencia en su contexto. Durante el desarrollo del modelo se ha buscado una formulación matricial en tiempo discreto que permite sacar algunas conclusiones sobre el sistema y su control. Además, aprovechando esta formulación en el diseño de sistemas de control en tiempo discreto, se han buscado expresiones para los límites de funcionamiento del convertidor en función de los parámetros del sistema.

Por último, se presenta el comportamiento del convertidor ante desequilibrios en la red eléctrica y se plantea una modificación del CDP que permite inyectar intensidades sinusoidales a la red incluso en el caso de desequilibrio en las tensiones.

1.2. Estructura de la tesis

La tesis está estructurada en seis capítulos y un apéndice. El primer capítulo, este mismo, introduce el problema del control de convertidores conectados a la red eléctrica y establece los objetivos de la tesis.

En el segundo capítulo se describen las ecuaciones del modelo dinámico del sistema, tanto en tiempo continuo como en tiempo discreto. El capítulo 3 presenta cuatro formas clásicas

de control, dos de ellas en tiempo continuo y otras dos en tiempo discreto. Las primeras son el control de intensidad por banda de histéresis y el control orientado a la tensión de la red con modulación vectorial. Los métodos de control en tiempo discreto son el control con respuesta *Dead-Beat* y el control por modos deslizantes. Para ambos, se definen los límites de control y se estudian las posibilidades de actuación en caso de saturación de la acción de control.

El Control Directo de Potencia se describe en el capítulo 4, tanto para convertidores de dos niveles de tensión como para convertidores multinivel. Por último, en el quinto capítulo, se describe el comportamiento del convertidor ante redes desequilibradas y se propone una nueva técnica de CDP en estos casos. En el capítulo sexto se destacan las conclusiones más relevantes, las aportaciones originales y las publicaciones derivadas de esta tesis. Finalmente, en el apéndice A, se incluye todo lo relativo al desarrollo del banco de ensayos en el laboratorio.

Capítulo 2

Modelo dinámico del sistema

En este capítulo se presentan las ecuaciones que modelan el sistema formado por el inversor, el filtro inductivo y la red. Las variables de estado del sistema se describen por sus fasores espaciales y las ecuaciones del modelo se expresan en unos ejes solidarios al fasor de la tensión de la red, ejes dq . El modelo del sistema queda descrito por su representación en el espacio de estados, tanto en tiempo continuo como en tiempo discreto.

2.1. Introducción

El sistema es un convertidor electrónico de potencia conectado a la red mediante un filtro inductivo. Las variables de estado son las intensidades o las potencias, según la técnica de control aplicada, y la tensión del enlace de continua. Para poder diseñar un método adecuado de control es necesario obtener un modelo dinámico del sistema, que describa correctamente su funcionamiento. La red eléctrica se modela como una fuente de tensión y el filtro inductivo queda descrito por la ecuación de definición de una bobina. El modelo del inversor, sin embargo, puede llegar a ser muy complejo, pues se trata de un sistema no lineal cuyos componentes tienen también respuestas no lineales. No obstante, no es uno de los objetivos de esta tesis modelar el sistema con un alto grado de precisión, sino desarrollar nuevas estrategias de control que mejoren el funcionamiento del inversor como elemento de

control del flujo de potencia entre la red y cualquier otro dispositivo conectado a través del inversor. Así, se utiliza un modelo clásico y simplificado del inversor, considerándolo como una fuente de tensión dependiente del control, según se verá en las siguientes secciones.

2.2. Modelo del sistema con filtro inductivo

2.2.1. Modelo en tiempo continuo

En la figura 2.1 se muestra un inversor de dos niveles de tensión conectado a la red a través de un filtro inductivo.

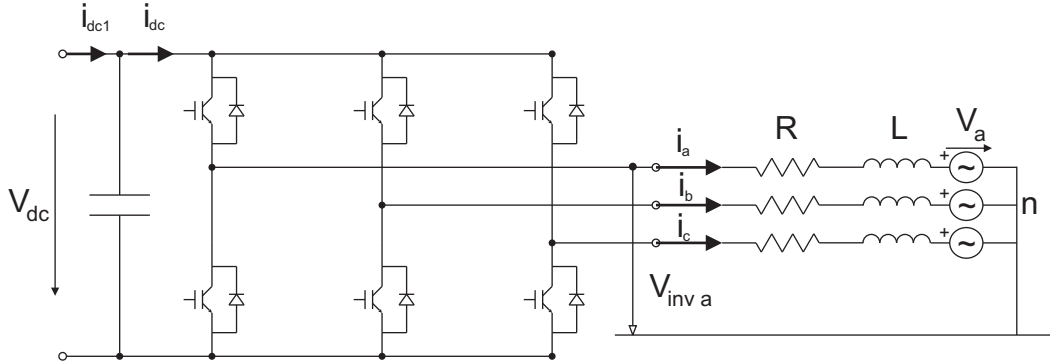


Figura 2.1: Sistema formado por el inversor, el filtro L y la red.

Las ecuaciones de caída de tensión en las tres fases son

$$\begin{aligned} L \frac{di_a}{dt} + Ri_a &= v_{inva} - v_a \\ L \frac{di_b}{dt} + Ri_b &= v_{invb} - v_b \\ L \frac{di_c}{dt} + Ri_c &= v_{invc} - v_c \end{aligned} \quad (2.1)$$

Considerando la definición de fasor espacial aplicada a las tensiones v_a , v_b y v_c , se obtiene el fasor espacial de la tensión de la red

$$\bar{v}_g = v_a + v_b e^{j\frac{2\pi}{3}} + v_c e^{-j\frac{2\pi}{3}} = v_g \alpha + j v_g \beta. \quad (2.2)$$

De esta manera, multiplicando la segunda de las ecuaciones (2.1) por $\bar{a} = e^{j\frac{2\pi}{3}}$ y la tercera por $\bar{a}^2 = e^{-j\frac{2\pi}{3}}$ y sumando las tres, la ecuación fasorial del sistema resulta

$$L \frac{d\bar{i}}{dt} + R\bar{i} = \bar{v}_{inv} - \bar{v}_g, \quad (2.3)$$

en la que \bar{v}_{inv} es el vector de tensión en el convertidor e \bar{i} y \bar{v}_g son los fasores de intensidad y tensión en la red. Así, se logra una representación del sistema trifásico con sólo dos componentes, llamadas α y β , como se muestra en la figura 2.2. Los fasores espaciales son, pues, valores complejos cuya parte real es la componente α y cuya parte imaginaria, la β , cuando están expresados en el sistema de referencia estacionario $\alpha\beta$. En un sistema trifásico equilibrado en régimen permanente, estos fasores tendrán un módulo constante y una frecuencia de rotación igual a la frecuencia fundamental de la red, ω_1 . Multiplicando (2.3) por $e^{-j\theta}$, siendo θ el ángulo que forma el fasor de la tensión de la red con el eje real del sistema de referencia estacionario, y teniendo en cuenta que $\bar{i}_{dq} = \bar{i}e^{-j\theta}$, $\bar{v}_{invdq} = \bar{v}_{inv}e^{-j\theta}$ y $\bar{v}_{gdq} = \bar{v}_g e^{-j\theta}$, resulta

$$L \frac{d\bar{i}_{dq}}{dt} + j\omega_1 L \bar{i}_{dq} + R \bar{i}_{dq} = \bar{v}_{invdq} - \bar{v}_{gdq}, \quad (2.4)$$

que es la expresión de (2.3) en un sistema de referencia que gira solidario con el fasor de tensión de la red a su frecuencia fundamental. En la figura 2.2 se muestran los ejes dq , en la que el eje d coincide con el fasor de la tensión de la red \bar{v}_g . Si separamos la ecuación anterior en sus componentes directa d y de cuadratura q se obtiene

$$\begin{aligned} L \frac{di_d}{dt} - \omega_1 L i_q + R i_d &= v_{invd} - v_{gd} \\ L \frac{di_q}{dt} + \omega_1 L i_d + R i_q &= v_{invq} - v_{gq}. \end{aligned} \quad (2.5)$$

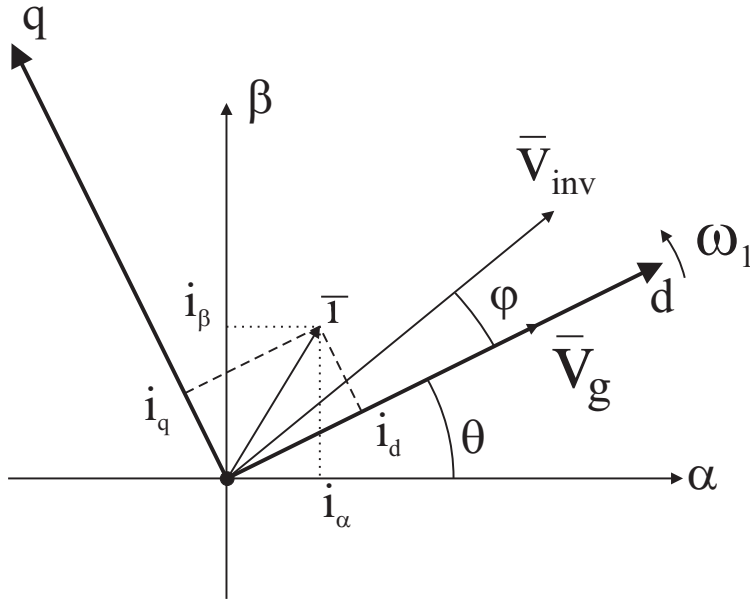


Figura 2.2: Representación en el plano $\alpha - \beta$ de los fasores del sistema y de los ejes dq .

Por otro lado, si expresamos la tensión en la parte de alterna del inversor como $\bar{v}_{invdq} = \bar{v}_{inv} e^{-j\theta} = V_{inv} e^{j\varphi} = v_{invd} + jv_{invq}$ y recordando la definición de índice de modulación en amplitud m_a como la relación entre la amplitud de la señal de control y la de la portadora [1], se puede encontrar una relación con la tensión del enlace de continua según

$$\bar{v}_{invdq} = m_a \frac{v_{dc}}{2} e^{j\varphi} = \frac{v_{dc}}{2} (m_d + jm_q), \quad (2.6)$$

en la que $m_d = m_a \cos \varphi$ y $m_q = m_a \sin \varphi$ son las variables de control del inversor. Para obtener una expresión de la intensidad del enlace de continua se realiza un balance de potencia entre las partes de continua y alterna del inversor. Consideremos primero la ecuación de la potencia aparente en la parte de alterna:

$$\begin{aligned} S &= \bar{v}_{invdq} \bar{i}_{dq}^* = \left(m_d \frac{v_{dc}}{2} + jm_q \frac{v_{dc}}{2} \right) (i_d - ji_q) = \\ &= \frac{v_{dc}}{2} [(m_d i_d + m_q i_q) + j(m_q i_d - m_d i_q)], \end{aligned} \quad (2.7)$$

en la que \bar{i}_{dq}^* representa el complejo conjugado del vector de intensidad. Comparando la ecuación (2.7) con la potencia en la parte de continua, $v_{dc}i_{dc}$, resulta

$$i_{dc} = \frac{1}{2}(m_d i_d + m_q i_q). \quad (2.8)$$

Por último, sustituyendo la ecuación (2.6) en la ecuación (2.4) se obtiene la representación en el espacio de estados de las intensidades de salida del convertidor en tiempo continuo siguiente:

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt} \begin{pmatrix} i_d \\ i_q \end{pmatrix} &= \begin{pmatrix} -\frac{R}{L} & \omega_1 \\ -\omega_1 & -\frac{R}{L} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_d \\ i_q \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} -\frac{v_{dc}}{2L} & 0 \\ 0 & -\frac{v_{dc}}{2L} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} m_d \\ m_q \end{pmatrix} \\ &+ \begin{pmatrix} \frac{1}{L} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} v_{gd} \\ v_{gq} \end{pmatrix}. \end{aligned} \quad (2.9)$$

La ecuación que representa la dinámica de la tensión en el enlace de continua es

$$C \frac{dv_{dc}}{dt} = i_{dc1} - i_{dc}. \quad (2.10)$$

La sustitución de (2.8) en (2.10) da lugar a

$$\frac{dv_{dc}}{dt} = \frac{1}{C} i_{dc1} - \frac{1}{2C} (m_d i_d + m_q i_q), \quad (2.11)$$

que representado en el espacio de estados resulta

$$\frac{d}{dt} (v_{dc}) = -\frac{1}{2C} (i_d, i_q) \begin{pmatrix} m_d \\ m_q \end{pmatrix} + \frac{1}{C} (i_{dc1}). \quad (2.12)$$

Así, la representación del modelo en tiempo continuo en el espacio de estados queda

$$\begin{aligned} \dot{x}_1 &= A_1 x_1 + B_1 m + C_1 w_1 \\ \dot{x}_2 &= A_2 x_2 + B_2 m + C_2 w_2, \end{aligned} \quad (2.13)$$

donde $x_1 = (i_d, i_q)^T$ y $x_2 = v_{dc}$ son los estados. Las variables de control se representan por $m = (m_d, m_q)^T$. La tensión de la red y la intensidad del enlace de continua se consideran perturbaciones del sistema, denotadas por $w_1 = (v_d, v_q)^T$ y $w_2 = i_{dc1}$. Las matrices, que se pueden identificar en las ecuaciones (2.9) y (2.12), son:

$$A_1 = \begin{pmatrix} -\frac{R}{L} & \omega_1 \\ -\omega_1 & -\frac{R}{L} \end{pmatrix} \quad (2.14)$$

$$B_1 = \begin{pmatrix} -\frac{v_{dc}}{2L} & 0 \\ 0 & -\frac{v_{dc}}{2L} \end{pmatrix}$$

$$C_1 = \begin{pmatrix} \frac{1}{L} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L} \end{pmatrix}$$

$$A_2 = 0$$

$$B_2 = -\frac{1}{2C} \begin{pmatrix} i_d & i_q \end{pmatrix}$$

$$C_2 = \frac{1}{C}.$$

2.2.2. Modelo en tiempo discreto

En el modelo en tiempo continuo de (2.13), se observa que existe un acoplamiento de las ecuaciones a través de las matrices B_1 y B_2 , esto es, de los factores que acompañan a las variables de control. Teniendo en cuenta que la dinámica de la tensión en el enlace de continua es mucho más lenta que la de las intensidades en la parte de alterna del inversor, el

valor de v_{dc} se puede considerar constante durante cada periodo de muestreo. Por lo tanto, la matriz B_2 se puede tratar como una matriz constante y la discretización del sistema continuo (2.13) resulta

$$\begin{aligned}x_1^{k+1} &= F_1 x_1^k + G_1^k m^k + M_1 w_1^k \\x_2^{k+1} &= F_2 x_2^k + G_2^k m^k + M_2 w_2^k.\end{aligned}\tag{2.15}$$

Para obtener las matrices de (2.15) se parte de la solución analítica de un sistema en tiempo continuo del tipo $\dot{x} = Ax + Bu$

$$x(t) = e^{At}x(0) + \int_0^t e^{A(t-\tau)}Bu(\tau)d\tau,\tag{2.16}$$

y se discretiza, con un tiempo de muestreo T_s , dando lugar a [5]

$$\begin{aligned}F_1 &= e^{A_1 T_s} \\G_1 &= \left(\int_0^{T_s} e^{A_1 \nu} d\nu \right) B_1 = A_1^{-1}(F_1 - I)B_1 \\M_1 &= \left(\int_0^{T_s} e^{A_1 \nu} d\nu \right) C_1 = A_1^{-1}(F_1 - I)C_1\end{aligned}\tag{2.17}$$

y, para la segunda, como $A_2 = 0$, el cálculo se simplifica:

$$\begin{aligned}F_2 &= I \\G_2 &= B_2 T_s \\M_2 &= C_2 T_s.\end{aligned}\tag{2.18}$$

Las expresiones completas de estas matrices se muestran a continuación:

$$F_1 = \begin{pmatrix} f_{11} & f_{12} \\ f_{21} & f_{22} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} e^{-\frac{T_s}{\tau}} \cos(\omega_1 T_s) & e^{-\frac{T_s}{\tau}} \sin(\omega_1 T_s) \\ -e^{-\frac{T_s}{\tau}} \sin(\omega_1 T_s) & e^{-\frac{T_s}{\tau}} \cos(\omega_1 T_s) \end{pmatrix} \quad (2.19)$$

$$G_1 = -\frac{v_{dc}}{2} \frac{1}{R^2 + (\omega_1 L)^2} \begin{pmatrix} R(1 - f_{11}) + \omega_1 L f_{12} & R f_{21} + \omega_1 L(1 - f_{11}) \\ -(R f_{21} + \omega_1 L(1 - f_{11})) & R(1 - f_{11}) + \omega_1 L f_{12} \end{pmatrix}$$

$$M_1 = -\frac{2}{v_{dc}} G_1$$

$$F_2 = 1$$

$$G_2 = -\frac{T_s}{2C} \begin{pmatrix} i_d & i_q \end{pmatrix}$$

$$M_2 = \frac{T_s}{C}$$

en la que T_s es el tiempo de muestreo y $\tau = \frac{L}{R}$ la constante de tiempo del filtro. Respecto a la matriz G_1 , como $G(1, 1) = G(2, 2)$ y $G(1, 2) = -G(2, 1)$, su inversa será

$$G_1^{-1} = \frac{1}{|G_1|} G_1^T, \quad (2.20)$$

en la que el determinante $|G_1| = G(1, 1)^2 + G(1, 2)^2$, se puede expresar como una función de los parámetros del sistema y de la tensión de continua, resultando

$$|G_1| = \left(\frac{v_{dc}^2}{4} \right) \frac{1 + e^{-\frac{2T_s}{\tau}} - 2e^{-\frac{T_s}{\tau}} \cos \omega_1 T_s}{R^2 + (\omega_1 L)^2}. \quad (2.21)$$

El resultado de (2.20) será interesante a la hora del diseño del control, como se verá en el capítulo 3. Por otro lado, una vez descrito el sistema completo en tiempo discreto, se puede definir la matriz de tensiones en el instante $k + 1$

$$\tilde{V}^{k+1} = \begin{pmatrix} v_d^{k+1} & v_q^{k+1} \\ v_q^{k+1} & -v_d^{k+1} \end{pmatrix}, \quad (2.22)$$

que también cumple

$$\tilde{V}^{-1} = -\frac{1}{|\tilde{V}|} \tilde{V}^T, \quad (2.23)$$

siendo $|\tilde{V}| = -(v_d^2 + v_q^2)$ el determinante de \tilde{V} . Multiplicando la primera ecuación de (2.15) por \tilde{V}^{k+1} se puede obtener una expresión para las potencias activa y reactiva, ya que

$$\begin{pmatrix} P^{k+1} \\ Q^{k+1} \end{pmatrix} = \tilde{V}^{k+1} \bar{i}^{k+1}. \quad (2.24)$$

Si además definimos

$$\bar{i}^0 = \bar{i}^x + \bar{i}^w = F_1 \bar{i}^k + M_1 \bar{w}_1^k, \quad (2.25)$$

en la que \bar{i}^x representa la libre evolución de los estados, según la definición que se da en [6] e \bar{i}^w la evolución del sistema debida a cambios en la tensión de la red, la primera ecuación de (2.15) se puede volver a escribir como

$$\bar{i}^{k+1} = \bar{i}^0 + G_1 \bar{m}^k. \quad (2.26)$$

Con la hipótesis de que las tensiones de la red no varían entre dos periodos de muestreo consecutivos, $\tilde{V}^{k+1} = \tilde{V}^k = \tilde{V}$, multiplicando (2.26) por \tilde{V} se obtiene una expresión en función de las potencias

$$\begin{pmatrix} P^{k+1} \\ Q^{k+1} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} P^0 \\ Q^0 \end{pmatrix} + \tilde{V} G_1 \bar{m}^k, \quad (2.27)$$

en la que

$$\begin{pmatrix} P^0 \\ Q^0 \end{pmatrix} = \tilde{V}_i^{-1} \bar{0} \quad (2.28)$$

es la expresión de la evolución de las potencias debida a los cambios en la intensidad. En la ecuación (2.27) se puede definir la matriz $\Phi = \tilde{V}G_1$, que multiplica a la variable de control. Se demuestra que cumple que $\Phi^{-1} = G_1^{-1}\tilde{V}^{-1}$ y que $|\Phi| = |\tilde{V}||G_1|$. La ecuación para el control de la potencia queda definitivamente

$$\begin{pmatrix} P^{k+1} \\ Q^{k+1} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} P^0 \\ Q^0 \end{pmatrix} + \Phi \bar{m}^k, \quad (2.29)$$

que se usará en el capítulo siguiente para la deducción de algunos de los controladores presentados.

2.3. Comparación de los modelos

Los modelos en tiempo continuo y tiempo discreto presentados en la sección anterior se han comparado en régimen permanente para confirmar su validez. Las simulaciones se han realizado en *MATLAB/Simulink*. Las respuestas han sido obtenidas en lazo abierto, esto es, sin realimentación de los estados del sistema. Las variables de control necesarias para cada régimen permanente se han calculado a partir de las ecuaciones de estado. Esto implica que si no se reinician los integradores ante un cambio de estado, la salida oscilará, como se verá a continuación. Los parámetros del sistema se muestran en la tabla 2.1. Estos parámetros han sido proporcionados por AREVA T&D para la simulación de sus convertidores conectados a la red de distribución ¹. No obstante, los parámetros utilizados en el resto de la tesis corresponden a los valores de los componentes del banco experimental de ensayos del laboratorio

¹El autor estuvo trabajando con AREVA T&D en las técnicas de control en tiempo discreto que se presentarán en el capítulo 3.

Tabla 2.1: Parámetros del sistema.

T_s	$500\mu s$
R	$0,01\Omega$
L	$35mH$
C	$100\mu F$
V_g	$114,31kV$
V_{dc}	$300kV$

Tabla 2.2: Estados estacionarios para la simulación.

	estado 1	estado 2
i_d	300A	500A
i_q	0A	0A
i_{dc1}	139,99A	233,32A

de investigación de la Universidad Carlos III de Madrid, que se ha desarrollado en esta tesis (apéndice A).

En la figura 2.3 se muestran las salidas de los modelos en tiempo continuo y en tiempo discreto para el cambio entre dos estados estacionarios dados por los datos de la tabla 2.2. Los integradores han sido reiniciados justamente en el momento del cambio de estado, de forma que el sistema mantiene una salida constante. Las salidas de ambos modelos, continuo y discreto, aparecen superpuestas.

Sin embargo, si los integradores no se reinician en el cambio de estado, aunque se cambien los valores de las variables de control, la salida del sistema oscilará, como se muestra en la figura 2.4(a). Esta oscilación va a facilitar la comparación entre las salidas de los dos modelos

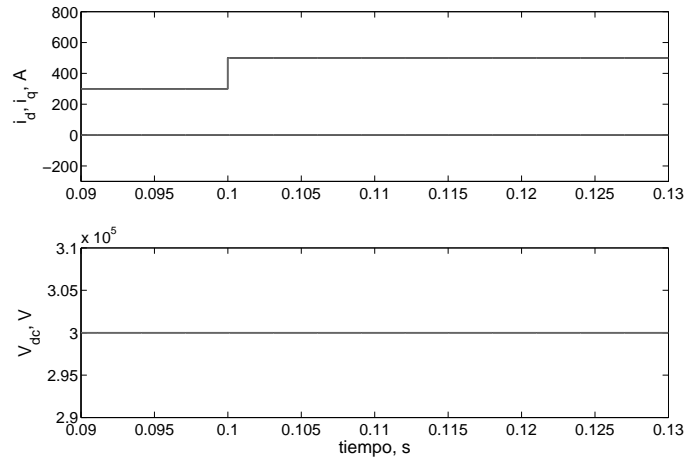
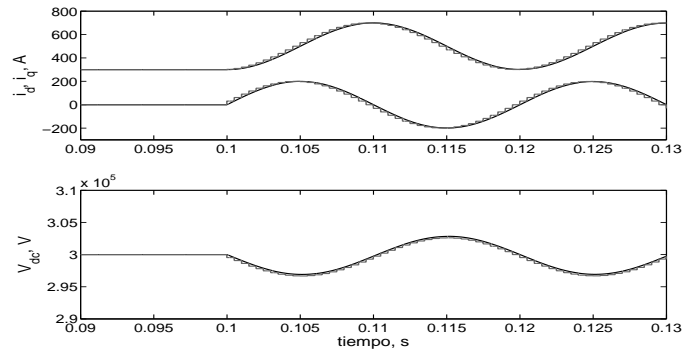


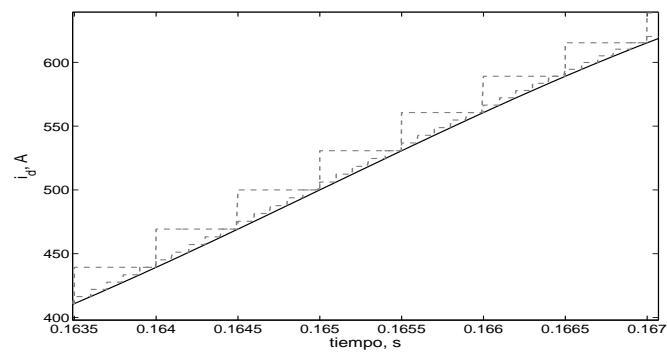
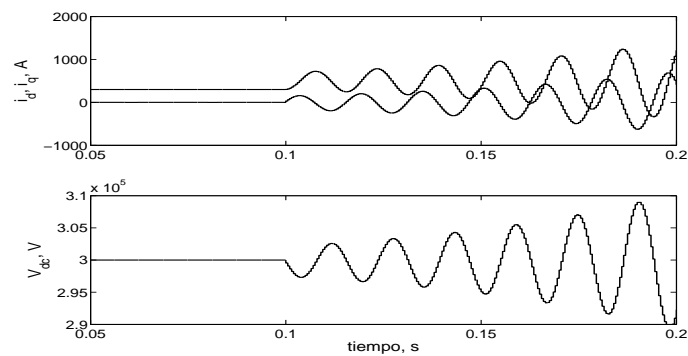
Figura 2.3: Respuesta de los modelos con reinicio de los integradores.

y su dependencia con el tiempo de muestreo. En la figura 2.4(b) se muestran las respuestas con $500\mu s$ y con $100\mu s$. Como cabía esperar, la aproximación de las respuestas mejora a medida que disminuye el tiempo de muestreo.

Por último, en la figura 2.4(c) se muestra la salida inestable del modelo en tiempo discreto si no se considera que la dinámica de la tensión del enlace de continua es mucho más lenta que la de las intensidades, como se comentó en la sección anterior.



(a) Respuesta de los modelos sin reinicio de los integradores.

(b) Respuesta de los modelos con $T_s = 500\mu s$ y $T_s = 100\mu s$.

(c) Respuesta inestable de los modelos.

Figura 2.4: Respuesta de los modelos sin reinicio de los integradores.

Capítulo 3

Técnicas convencionales de control

En este capítulo se presentan algunas técnicas convencionales de control del inversor de dos niveles conectado a la red. El filtro de conexión será de tipo L , como se describió en el capítulo anterior. Además, se aprovechan los métodos de control en tiempo discreto diseñados para estudiar los límites de funcionamiento del convertidor y su comportamiento en caso de saturación de la acción de control.

3.1. Introducción

A partir del modelo formado por el inversor, el filtro y la red, presentado en el capítulo anterior, se van a describir algunas de las técnicas de control de la intensidad más utilizadas. Concretamente, a partir del modelo en tiempo continuo, se presentan resultados obtenidos mediante el control por banda de histéresis (sección 3.2) y el control orientado a la tensión de la red con modulación vectorial (sección 3.3). También se presentan dos controladores no lineales en tiempo discreto. En la sección 3.4.1 se describe un controlador con respuesta *Dead-Beat*, mientras que en la sección 3.4.2 se describe un controlador basado en modos deslizantes.

Para estos controladores se han deducido unas circunferencias límite de funcionamiento del inversor. Los resultados mostrarán la influencia de los límites del inversor sobre la respuesta del sistema.

En todos los casos se usará un convertidor trifásico de dos niveles de tensión. Estos convertidores tienen ocho estados de conmutación, combinación de los dos estados posibles para cada una de las tres ramas. Estos dos estados de conmutación posibles se pueden representar por un único bit [7]. Dicho bit se identifica con el estado de conmutación del interruptor de la parte superior S_{x1} . El estado de conmutación del interruptor de la parte inferior será el contrario, esto es, $S_{x2} = \overline{S_{x1}}$. Así, llamando S_a , S_b y S_c al estado de conmutación de las ramas a , b y c respectivamente, $S_x = 0$ significará que la rama x estará conectada a la parte inferior del enlace de continua a través de S_{x2} . Para $S_x = 1$, la rama x estará conectada a la parte superior del enlace de continua por S_{x1} . El estado $S_{x1} = S_{x2} = 1$ está prohibido, por causar un cortocircuito en el enlace de continua. El estado $S_{x1} = S_{x2} = 0$ produce una salida indeterminada en la parte de alterna, al quedar la rama correspondiente sin conexión con la parte de continua. Este estado de conmutación se utiliza para la precarga de los condensadores a través de los diodos de recirculación. En la figura 3.1 se muestra la estructura del convertidor.

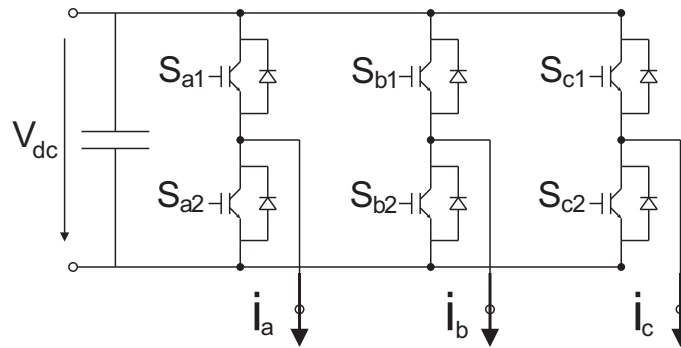


Figura 3.1: Topología de un convertidor de dos niveles.

3.2. Control de la intensidad por banda de histéresis

El principio de funcionamiento del control de la intensidad por banda de histéresis se muestra en la figura 3.2. Se basa en la comparación de una referencia para la intensidad con la medida de dicha intensidad a la salida del inversor. Si el error entre la referencia y la medida supera un cierto umbral $\pm h$, llamado banda de histéresis, la rama correspondiente del inversor cambia su estado de conmutación para que, cambiando la polaridad de la tensión aplicada, se modifique la trayectoria de la intensidad y así hacer que el error entre dentro de la banda h [8, 2].

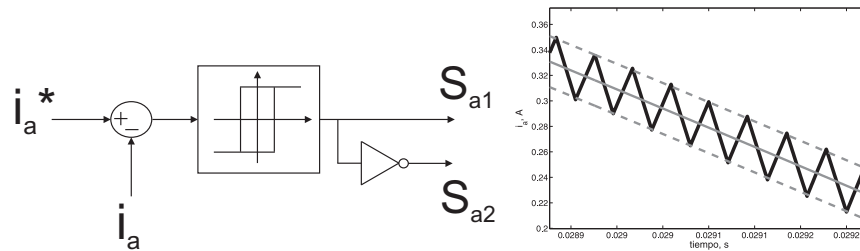


Figura 3.2: Principio de funcionamiento del control de intensidad por banda de histéresis.

La principal ventaja de este método es su simplicidad. El inconveniente mayor que presenta es que el rizado en la intensidad depende tanto de la banda h como de la frecuencia de trabajo, inversa del tiempo de ciclo T_s . Cuanto mayor sea esta frecuencia y menor la banda de histéresis, más sinusoidales serán las intensidades obtenidas. Esto, no obstante, vendrá limitado en la práctica por la capacidad de procesamiento del equipo, así como de los interruptores utilizados. Además, la frecuencia de conmutación no es constante.

Su aplicación a un convertidor trifásico de dos niveles de tensión conectado a la red se muestra en la figura 3.3. La referencia de i_d proviene del regulador de la tensión del enlace de continua, mientras que la consigna para i_q se fija arbitrariamente. Las componentes dq son transformadas a señales trifásicas i_{abc} mediante las transformaciones inversas de Park y Clarke

$$\bar{i}_{\alpha\beta} = \bar{i}_{dq} e^{j\theta} \quad (3.1)$$

$$\begin{pmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \frac{2}{3} & 0 \\ -\frac{1}{3} & \frac{1}{\sqrt{3}} \\ -\frac{1}{3} & -\frac{1}{\sqrt{3}} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{pmatrix},$$

donde θ es la posición del fasor de la tensión de la red. Las referencias de intensidad i_a^* , i_b^* e i_c^* se comparan con las medidas y se llevan a comparadores de histéresis, cuyas salidas serán los estados de conmutación de los interruptores superiores del inversor. El estado de los interruptores inferiores será el opuesto.

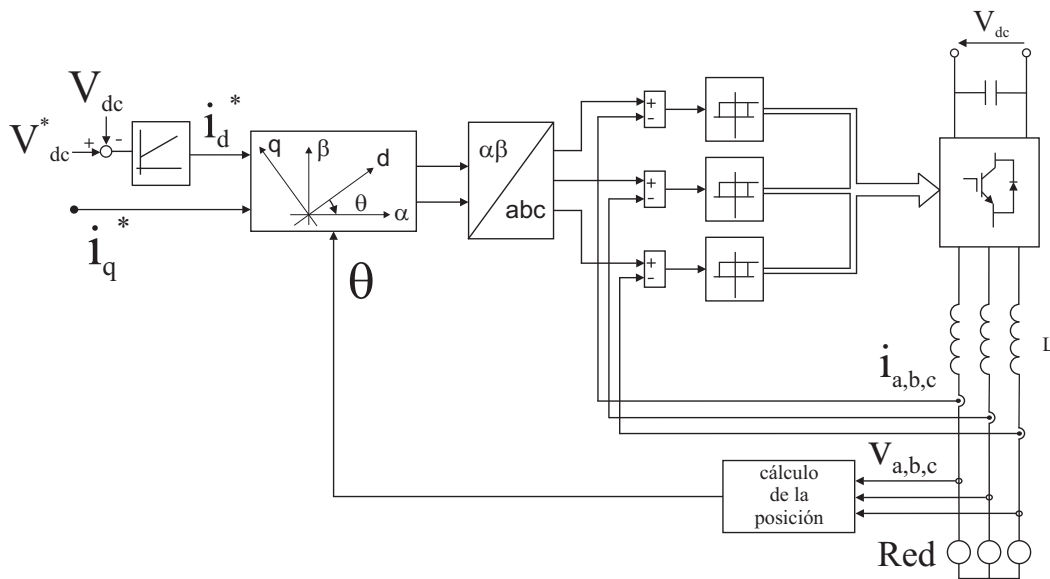


Figura 3.3: Diagrama de bloques del control de intensidad por banda de histéresis.

3.2.1. Regulador de la tensión del enlace de continua

Como se muestra en la figura 3.3, la referencia de i_d^* proviene de un lazo de regulación de v_{dc} . A partir de su ecuación dinámica, (2.10), se va a diseñar este regulador. Multiplicando (2.10) por v_{dc} resulta

$$Cv_{dc}\frac{dv_{dc}}{dt} = v_{dc}i_{dc1} - v_{dc}i_{dc}, \quad (3.2)$$

que, definiendo la energía almacenada en el condensador $W_c = \frac{1}{2}Cv_{dc}^2$, queda

$$\frac{dW_c}{dt} = P_{dc1} - P_{dc}, \quad (3.3)$$

en la que $P_{dc1} = v_{dc}i_{dc1}$ y $P_{dc} = v_{dc}i_{dc}$ son las potencias entrante y saliente del condensador respectivamente. Como cabía esperar, las variaciones de energía en el condensador dependen del balance de potencias.

Para diseñar el regulador necesitamos una relación entre v_{dc} e i_d , que obtenemos de la expresión de la potencia activa

$$P = -v_{dc}i_{dc} = \frac{2}{3}(v_{gd}i_d + v_{gq}i_q). \quad (3.4)$$

Considerando que el eje d está alineado con \bar{v}_g , esto es, $v_{gq} = 0$, se obtiene una expresión para i_{dc} en función de i_d

$$i_{dc} = -k(m_a)i_d, \quad (3.5)$$

en la que $k(m_a)$ es el factor de proporcionalidad entre i_{dc} e i_d . Este factor depende del índice de modulación del convertidor m_a . Algunos autores consideran esta relación como un retardo de primer orden con una constante de tiempo pequeña [9] a la hora del diseño del regulador de v_{dc} . Esta hipótesis incrementa el orden del sistema a controlar. Para simplificar el diseño del regulador, se considera este factor de proporcionalidad incluido en la ganancia del regulador [10], de forma que la función de transferencia entre v_{dc} e i_d resulta

$$\frac{V_{dc}(s)}{I_d(s)} = \frac{1}{Cs}, \quad (3.6)$$

en la que se ha considerado que i_{dc1} es una perturbación. Con un regulador de tipo proporcional-integral (PI), cuya función de transferencia es

$$PI(s) = K_p \frac{(s+b)}{s}, \quad (3.7)$$

en la que $b = \frac{K_i}{K_p}$, K_p es la ganancia proporcional y K_i es la ganancia integral, la función de transferencia del sistema en lazo abierto resulta

$$K_p \frac{(s+b)}{Cs^2}. \quad (3.8)$$

La función de transferencia en lazo cerrado es

$$\frac{K_p(s+b)}{Cs^2 + K_p s + K_i}, \quad (3.9)$$

de la que se pueden deducir los polos de lazo cerrado

$$s = -\frac{K_p}{2C} \pm \frac{\sqrt{K_p^2 - 4CK_i}}{2C}. \quad (3.10)$$

En la figura 3.4 se muestra la respuesta a una entrada escalón y el lugar de las raíces para el regulador con un factor de amortiguamiento $\zeta = 0.707$ y un tiempo de establecimiento $t_e = 100ms$. Los polos de lazo cerrado se indican con una x . La respuesta del sistema completo se muestra en la siguiente sección.

3.2.2. Resultados

El control por banda de histéresis se ha simulado usando *MATLAB/Simulink* y la herramienta *SimPowerSystems*. La tensión de la red es de 200V, la inductancia del filtro es de

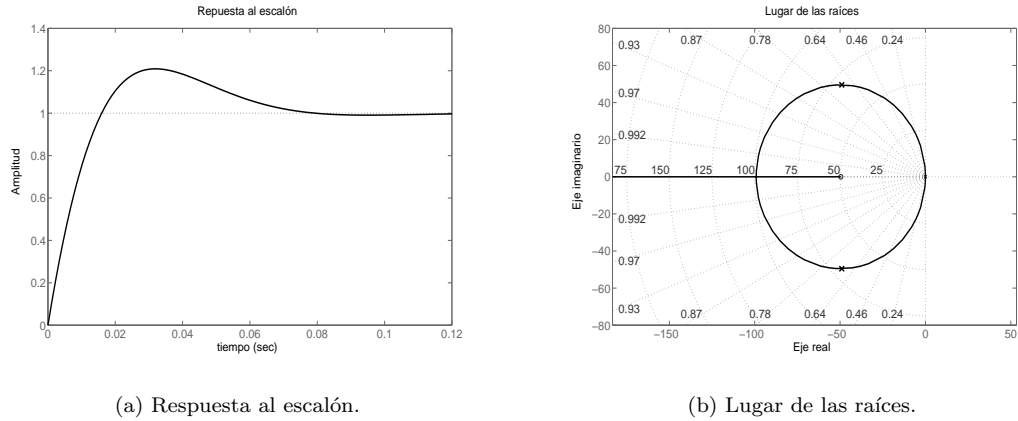
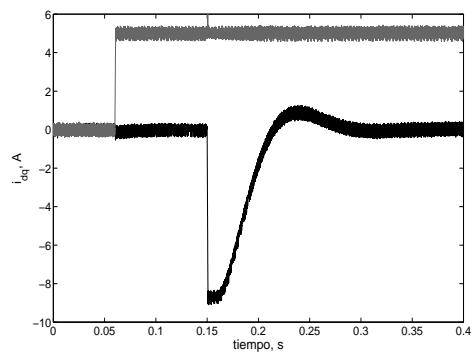
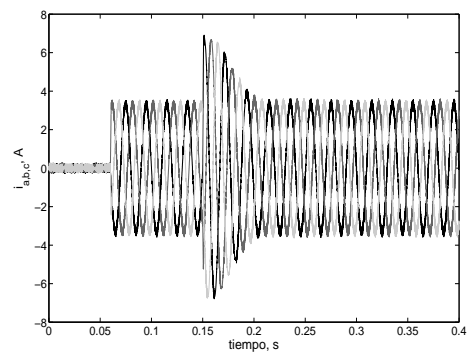
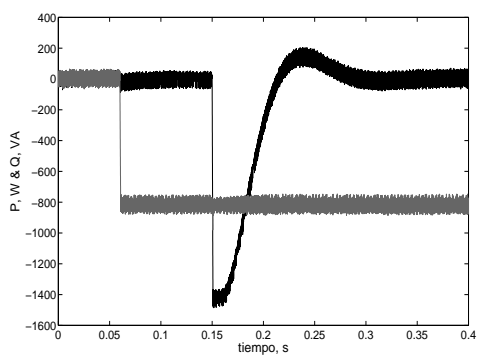


Figura 3.4: Resultados del regulador de v_{dc} .

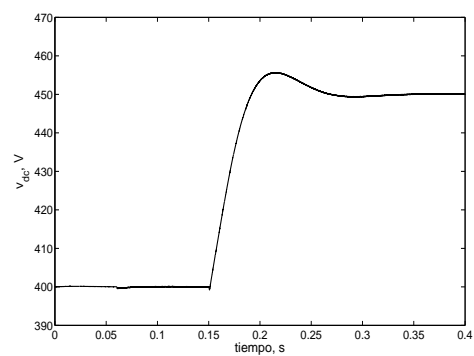
50mH y la tensión en el enlace de continua se ha fijado inicialmente a 400V. En la figura 3.5 se muestran los resultados obtenidos para un cambio brusco de 5A en i_q^* en $t = 0,05s$ y un cambio de la tensión en el enlace de continua entre 400V y 450V en $t = 0,15s$. El paso de integración utilizado es de $10\mu s$ y $h = 0.1A$. La potencia aparente se ha limitado a $1,6kVA$, por lo que, en el cambio de la tensión V_{dc} , se produce la saturación de la componente d de la intensidad, aunque durante un tiempo pequeño. Esto mismo se podrá observar en la siguiente sección, en el control por orientación a la tensión de la red con modulación vectorial.

(a) Intensidad en ejes dq .

(b) Intensidades de salida del inversor.



(c) Potencias.



(d) Tensión del enlace de continua.

Figura 3.5: Resultados de simulación del control por banda de histéresis.

3.3. Control vectorial de la intensidad mediante orientación a la tensión de la red

En el control de la intensidad con orientación al fasor de la tensión de la red, ejes dq , las variables del sistema se expresan en un sistema de referencia solidario a \bar{v}_g , tal y como se mostró en (2.4). Cada una de las componentes de la intensidad, i_d e i_q , son controladas mediante un regulador. Las salidas de estos reguladores serán, respectivamente, las componentes d y q de la tensión de referencia para el convertidor. Este vector de tensión de referencia es procesado por el bloque modulador, que calcula los ciclos de trabajo de los interruptores del convertidor, de forma que la componente fundamental de la tensión de salida del convertidor coincida con dicha tensión de referencia [11].

La referencia para la componente d proviene de un lazo externo de regulación de la tensión del enlace de continua, al igual que ocurría en el control por banda de histéresis de la sección anterior. La referencia para la componente q se puede fijar libremente, dentro de los límites de funcionamiento del convertidor.

3.3.1. Control orientado a la tensión de la red

Partiendo de las expresiones (2.5) y despreciando la caída de tensión en R , la respuesta dinámica de las intensidades en ejes dq resulta

$$\begin{aligned} v_d^* &= L \frac{di_d}{dt} \\ v_q^* &= L \frac{di_q}{dt}, \end{aligned} \quad (3.11)$$

en la que $v_d^* = v_{invd} + \omega_1 L i_q - v_{gd}$ y $v_q^* = v_{invq} - \omega_1 L i_d - v_{gq}$. Estos términos serán prealimentados a la salida del regulador para obtener la señal de tensión de referencia para el modulador. Los reguladores utilizados son de tipo proporcional-integral (PI). La función de transferencia de lazo cerrado del sistema con el regulador PI resulta

$$\frac{K(s+c)}{Ls^2 + K(s+c)}, \quad (3.12)$$

en la que $K = K_p$, $c = \frac{K_i}{K_p}$ y K_p y K_i son las constantes del regulador PI. Se ha diseñado el regulador para unos valores de tiempo de establecimiento de $4,4ms$ y una frecuencia natural de $345,6 \frac{rad}{s}$. El diagrama de bloques completo del control de intensidad orientado a la tensión de la red con modulación vectorial se muestra en la figura 3.6. Se toman medidas de dos tensiones y dos intensidades, a partir de las cuales se calculan las componentes dq de \bar{v}_g e \bar{i} . Cabe destacar que el fasor de la tensión de la red se puede construir directamente a partir de las medidas de las tensiones compuestas v_{ab} y v_{ca} , tal y como se hizo en el capítulo 2 para las tensiones simples v_a , v_b y v_c . Efectivamente, teniendo en cuenta que $v_{ab} = v_a - v_b$ y $v_{ca} = v_c - v_a$ y sumando y restando los términos $v_a e^{j\frac{2\pi}{3}}$ y $v_a e^{-j\frac{2\pi}{3}}$ en (2.2) se obtiene

$$\begin{aligned}
 \bar{v}_g &= v_a + v_b e^{j\frac{2\pi}{3}} + v_c e^{-j\frac{2\pi}{3}} & (3.13) \\
 &- v_a e^{j\frac{2\pi}{3}} - v_a e^{-j\frac{2\pi}{3}} + v_a e^{j\frac{2\pi}{3}} + v_a e^{-j\frac{2\pi}{3}} = \\
 &= -(v_a - v_b) e^{j\frac{2\pi}{3}} + (v_c - v_a) e^{-j\frac{2\pi}{3}} + v_a (1 + e^{j\frac{2\pi}{3}} + e^{-j\frac{2\pi}{3}}) \\
 &= -v_{ab} e^{j\frac{2\pi}{3}} + v_{ca} e^{-j\frac{2\pi}{3}},
 \end{aligned}$$

donde se ha tenido en cuenta que $1 + e^{j\frac{2\pi}{3}} + e^{-j\frac{2\pi}{3}} = 0$.

3.3.2. Modulación vectorial

Como se ha visto, el control de la intensidad orientado a la tensión de la red regula las componentes dq de la intensidad. Las salidas de estos reguladores son unas tensiones de referencia para el convertidor. La modulación del convertidor busca reproducir dicha tensión de referencia. La modulación del ancho del pulso (PWM, del inglés *Pulse Width Modulation*) compara la tensión de cada una de las fases con una señal portadora de alta frecuencia. Los pulsos resultantes tendrán como componente fundamental una señal de la misma frecuencia y amplitud que la señal de tensión de referencia, salida del regulador. Por lo tanto, se trabaja con las tensiones de las fases del convertidor, cuya frecuencia y magnitud determina el control.

La modulación vectorial (SVM, del inglés *Space Vector Modulation*), sin embargo, trabaja directamente con las componentes dq de la tensión de referencia. El principio del SVM se

Tabla 3.1: Tensiones de salida para los vectores activos.

vector	(v_{ab}, v_{bc}, v_{ca})	(v_a, v_b, v_c)
v_1	$(V_{dc}, 0, -V_{dc})$	$\frac{1}{3}(2V_{dc}, -V_{dc}, -V_{dc})$
v_2	$(0, V_{dc}, -V_{dc})$	$\frac{1}{3}(V_{dc}, V_{dc}, -2V_{dc})$
v_3	$(-V_{dc}, V_{dc}, 0)$	$\frac{1}{3}(-V_{dc}, 2V_{dc}, -V_{dc})$
v_4	$(-V_{dc}, 0, V_{dc})$	$\frac{1}{3}(-2V_{dc}, V_{dc}, V_{dc})$
v_5	$(0, -V_{dc}, V_{dc})$	$\frac{1}{3}(-V_{dc}, -V_{dc}, 2V_{dc})$
v_0	$(V_{dc}, -V_{dc}, 0)$	$\frac{1}{3}(V_{dc}, -2V_{dc}, V_{dc})$

del inversor en un semiperiodo $\frac{T_s}{2}$. La figura 3.8(a) muestra un ejemplo para un vector de referencia genérico \bar{v}^* en el sector 1, aunque la deducción que se hará de los tiempos de aplicación de cada vector es general. Para ello, denominaremos \bar{v}_a y \bar{v}_b a los fasores que delimitan cada uno de los sectores del plano $\alpha - \beta$, tal y como se muestra en la figura 3.8(a).

El cálculo de los tiempos de aplicación de los vectores activos del sector y los vectores nulos resulta, por tanto

$$\bar{v}^* = \frac{2}{T_s}(t_a \bar{v}_a + t_b \bar{v}_b), \quad (3.15)$$

en la que t_a y t_b son los tiempos de aplicación de cada vector. La relación entre la tensión de salida del convertidor y el índice de modulación en amplitud en la zona lineal $m_a = \frac{\hat{v}^*}{\frac{\sqrt{3}V_{dc}}{2}}$ viene dada por [1]

$$\bar{v}^* = m_a \frac{\sqrt{3}V_{dc}}{2} e^{j\theta}. \quad (3.16)$$

Sustituyendo (3.16) en (3.15) y resolviendo, se obtienen los tiempos de aplicación de \bar{v}_a y \bar{v}_b

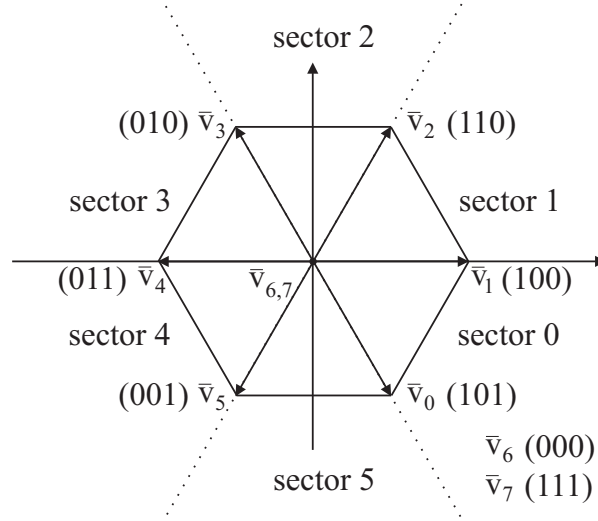


Figura 3.7: Vectores espaciales de un inversor de dos niveles.

$$\begin{aligned}
 t_a &= \frac{T_s}{2} m_a \sin\left(\frac{\pi}{3} - \theta\right) \\
 t_b &= \frac{T_s}{2} m_a \sin(\theta).
 \end{aligned}
 \tag{3.17}$$

El tiempo de aplicación de los vectores nulos será el restante del semiperiodo

$$t_6 + t_7 = \frac{T_s}{2} - t_a - t_b.
 \tag{3.18}$$

Normalmente se escoge $t_6 = t_7$ porque supone un coste computacional mínimo y sólo requiere tres conmutaciones por semiperiodo. La elección del instante de aplicación de los vectores nulos se puede utilizar para disminuir la distorsión armónica de la tensión de salida obtenida [7]. En el SVM convencional, los vectores activos quedan centrados respecto al semiperiodo, quedando los vectores nulos en los extremos, como se muestra en la figura 3.8(b). Se observa que el orden de aplicación se altera en función del sector (par o impar) en que se encuentre \bar{v}^* [11].

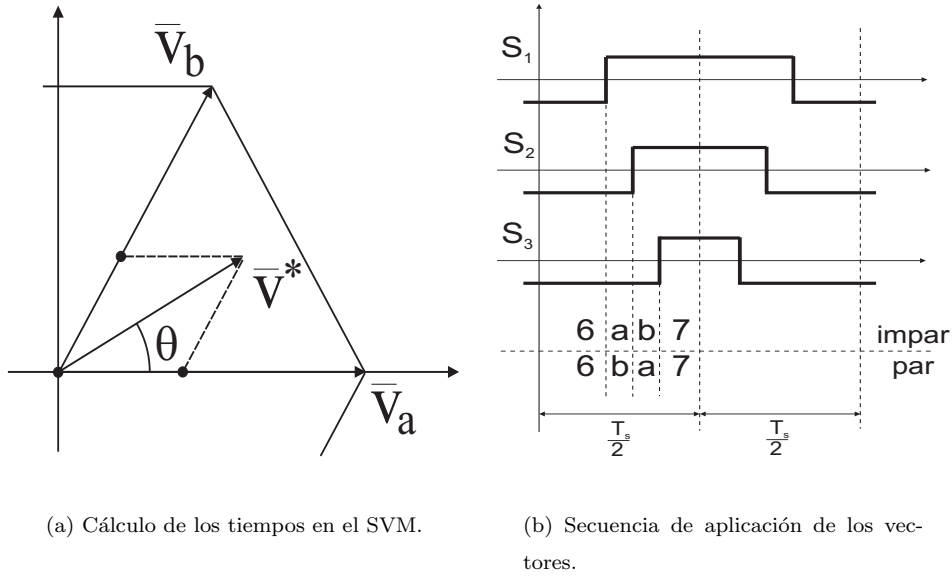
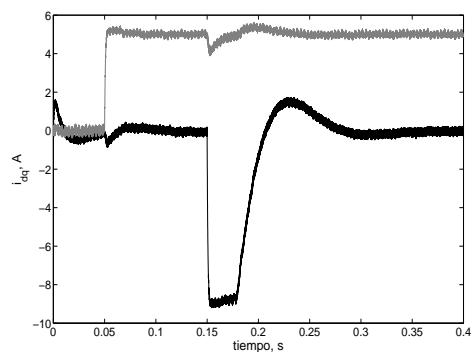
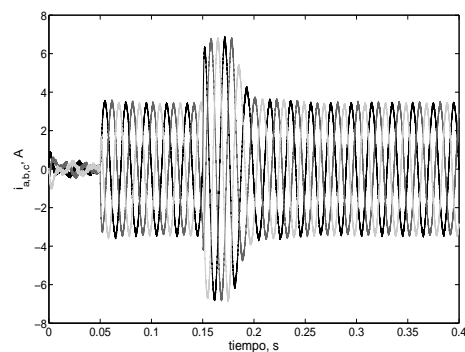


Figura 3.8: Cálculo de los tiempos y secuencia de aplicación en el SVM.

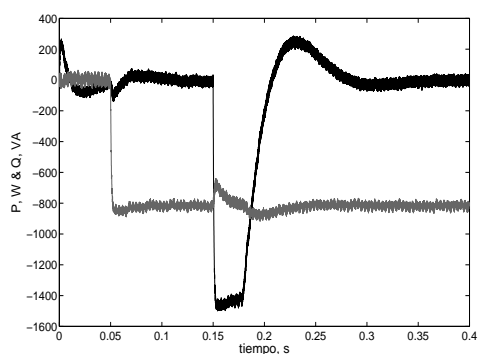
3.3.3. Resultados

El control por orientación al factor de la tensión de la red con modulación vectorial se ha simulado usando *MATLAB/Simulink* y la herramienta *SimPowerSystems*. La tensión de la red es de 200V, la inductancia del filtro es de 50mH y la tensión en el enlace de continua se ha fijado inicialmente a 400V. En la figura 3.9 se muestran los resultados obtenidos para un cambio brusco de 5A en i_q^* en $t = 0,05s$ y un cambio de la tensión en el enlace de continua entre 400V y 450V en $t = 0,15s$. El paso de integración utilizado es de $10\mu s$. Al igual que para el control por banda de histéresis de la sección 3.2, se produce la saturación de la componente d de la intensidad durante el cambio de V_{dc} , debido a la limitación de la potencia a $1,6kVA$. En este caso, el tiempo de saturación es algo mayor debido a la influencia de los reguladores de intensidad, ya que los parámetros del regulador de la tensión del enlace de continua son los mismos. Además, se observa un mayor acoplamiento entre las componentes d y q , consecuencia también de los reguladores. No obstante, el rizado de las

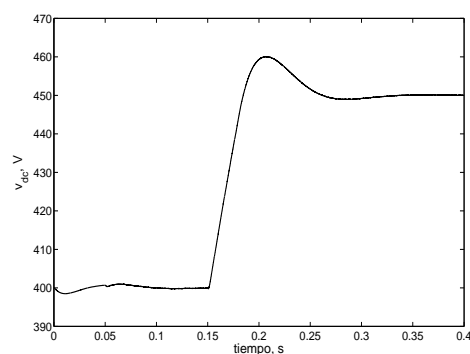
intensidades obtenidas es menor cuando se usa la modulación vectorial que cuando se utiliza un control por banda de histéresis, como se muestra en la figura 3.9(e).

(a) Intensidad en ejes dq .

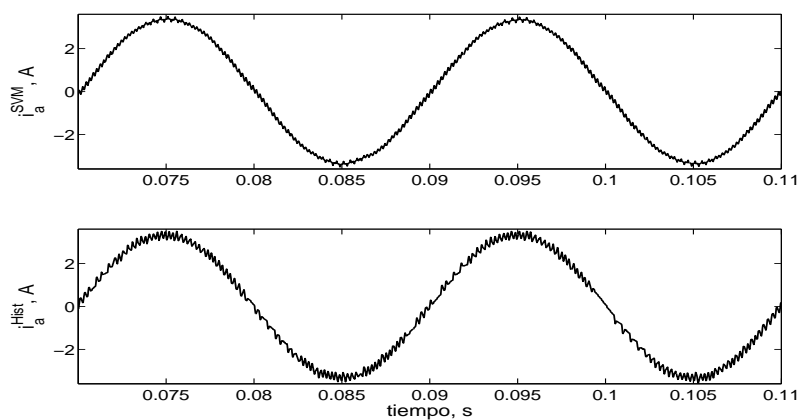
(b) Intensidades de salida del inversor.



(c) Potencias.



(d) Tensión del enlace de continua.



(e) Comparación del rizado de las intensidades.

Figura 3.9: Resultados de simulación del control de intensidad orientado a la tensión de la red con SVM.

3.4. Técnicas de control en tiempo discreto

Las técnicas de control que se presentan en esta sección fueron desarrolladas durante una estancia en AREVA T&D. Los parámetros utilizados en estas simulaciones son datos de las instalaciones de AREVA T&D, como ya se comentó en el capítulo 2.

3.4.1. Control por ubicación de los polos con respuesta *Dead-Beat*

En esta sección se presenta el diseño de un sistema de control en tiempo discreto por ubicación de los polos de lazo cerrado para la potencia reactiva y la tensión del enlace de continua. Para las potencias (que tienen la misma respuesta dinámica que la intensidad) se diseñará una respuesta de tipo *Dead-Beat*. Este tipo de respuesta es propia de los sistemas de control en tiempo discreto y se caracteriza por tener un tiempo de respuesta mínimo, error nulo en régimen permanente y sin rizado entre los instantes de muestreo [5]. Para el control de la tensión del enlace de continua, como su respuesta dinámica no puede ser tan rápida como la de las intensidades por motivos de estabilidad, como se señaló en el capítulo 2, el controlador se diseñará con una respuesta más lenta, quedando excluida por tanto la respuesta *Dead-Beat*.

Controlador para las potencias

La consigna de potencia reactiva Q^* se fijará arbitrariamente y la consigna de potencia activa P^* vendrá dada por la salida del controlador de v_{dc} . El sistema de control para el seguimiento del error tiene la forma

$$\begin{pmatrix} P^{k+1} \\ Q^{k+1} \end{pmatrix} - \begin{pmatrix} P^* \\ Q^* \end{pmatrix} = \kappa \left[\begin{pmatrix} P^k \\ Q^k \end{pmatrix} - \begin{pmatrix} P^* \\ Q^* \end{pmatrix} \right], \quad (3.19)$$

en la que $\kappa = \begin{pmatrix} k_1 & 0 \\ 0 & k_2 \end{pmatrix}$ es la matriz de ganancias para la ubicación de los polos de lazo cerrado. Sustituyendo (3.19) en la ecuación dinámica de las potencias, (2.29), obtenida en el capítulo 2, y que se repite a continuación

$$\begin{pmatrix} P^{k+1} \\ Q^{k+1} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} P^0 \\ Q^0 \end{pmatrix} + \Phi \bar{m}^k, \quad (3.20)$$

y, resolviendo para \bar{m}^k , se obtiene la expresión del controlador como función de las potencias

$$\bar{m}^k = \Phi^{-1} \left[\kappa \begin{pmatrix} P^k \\ Q^k \end{pmatrix} + (I - \kappa) \begin{pmatrix} P^* \\ Q^* \end{pmatrix} - \begin{pmatrix} P^0 \\ Q^0 \end{pmatrix} \right], \quad (3.21)$$

en la que I es la matriz unidad de orden 2. Para obtener una respuesta *Dead-Beat* bastará con hacer $k_1 = k_2 = 0$. Entonces, según (3.19), $P^{k+1} = P^*$ y $Q^{k+1} = Q^*$. Sustituyendo este resultado en (3.21) se obtiene

$$\bar{m}^k = \Phi^{-1} \left[\begin{pmatrix} P^* \\ Q^* \end{pmatrix} - \begin{pmatrix} P^0 \\ Q^0 \end{pmatrix} \right], \quad (3.22)$$

que, sustituido en (3.20), produce el resultado esperado de respuesta *Dead-Beat*, $P^{k+1} = P^*$ y $Q^{k+1} = Q^*$.

Por último, si consideramos que el control está limitado a $m_{max} = \sqrt{\frac{3}{2}}$ en p.u., o sea, que el convertidor trabaja en la zona de modulación lineal, entonces habrá que limitar la ley de control (3.21) según

$$\bar{m}^k = \begin{cases} \bar{m}^k & \text{if } M \leq m_{max} \\ \frac{m_{max}}{M} \bar{m}^k & \text{if } M > m_{max} \end{cases}, \quad (3.23)$$

en la que $M = |\bar{m}^k|$. La posición del vector de salida del convertidor (consecuencia del control \bar{m}) se mantendrá, ya que el truncamiento se aplica a ambas componentes. Los resultados en caso de saturación del control, obtenidos con esta estrategia, se mostrarán en la sección 3.4.4, en la que además se compararán con otra estrategia en caso de saturación que se presentará en la sección 3.4.3.

Controlador para la tensión del enlace de continua

Siendo v_{dc}^* la consigna para la tensión del enlace de continua, la ecuación para el controlador de v_{dc} resulta

$$v_{dc}^{k+1} - v_{dc}^* = k_3(v_{dc}^k - v_{dc}^*). \quad (3.24)$$

En este caso, la constante k_3 no puede ser inferior a un cierto valor por motivos de estabilidad del sistema, como se comentó anteriormente. La expresión del controlador se puede obtener a partir de la segunda ecuación de (2.15). Sustituyendo en dicha ecuación las matrices de (2.19) resulta

$$v_{dc}^{k+1} = v_{dc}^k - \frac{T_s}{2C} (\bar{i}^k)^T \bar{m}^k + \frac{1}{C} i_{dc1}^k. \quad (3.25)$$

Sustituyendo (3.25) en (3.24) se llega a la expresión del controlador

$$i_d^* = \frac{2C}{m_d^k T_s} (k_3 - 1) (v_{dc}^* - v_{dc}^k) - \frac{2}{m_d^k} i_{dc1}^k + i_q^k \frac{m_q^k}{m_d^k}, \quad (3.26)$$

en la que se ha considerado que $i_d^{k+1} = i_d^* = i_d^k$ es la referencia generada por el controlador para el lazo de control de la potencia y m_d^k y m_q^k son las salidas del controlador de las potencias.

3.4.2. Control de la intensidad por modos deslizantes

En esta sección se presenta el diseño del controlador para las potencias basado en modos deslizantes. El controlador para la tensión del enlace de continua seguirá siendo el presentado en la sección anterior, ya que un nuevo diseño basado en modos deslizantes daría lugar a una respuesta dinámica de v_{dc} demasiado rápida, que haría inestable al sistema.

Los modos deslizantes están asociados a sistemas en los que la acción de control es una función discontinua de los estados. Cuando dicha acción de control conmuta a alta frecuencia (teóricamente infinita), da comienzo la dinámica como modo deslizante. Para ello, hay que conseguir que el sistema alcance una superficie de deslizamiento s en un tiempo t_{sm} . A partir de ese instante, el sistema conmutará alrededor de s . Esto se puede expresar matemáticamente como $s = 0$ para $t > t_{sm}$. Igualmente, se puede suponer que $\frac{ds}{dt} = \dot{s} = 0$. Sin embargo, una acción discontinua de control dificulta el cálculo de \dot{s} . Para evitar los problemas asociados a esas discontinuidades, se suele recurrir a lo que se denomina el control equivalente. Para obtenerlo, se sustituye la acción discontinua de control en la superficie de deslizamiento por una acción continua de control tal que el vector de velocidad (entendido como la derivada temporal de los estados) permanezca tangente a la superficie de deslizamiento. En otras palabras, se trata de eliminar la conmutación de alta frecuencia y usar sólo la componente de baja frecuencia, que marca la dinámica del sistema en el modo deslizante [12].

Controlador para las potencias

Definamos la superficie de deslizamiento s^{k+1} como

$$s^{k+1} = \begin{pmatrix} s_P^{k+1} \\ s_Q^{k+1} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} P^{k+1} - P^* \\ Q^{k+1} - Q^* \end{pmatrix}. \quad (3.27)$$

Sustituyendo (3.20) resulta

$$s^{k+1} = \Phi \bar{m}^k + \begin{pmatrix} P^0 - P^* \\ Q^0 - Q^* \end{pmatrix}. \quad (3.28)$$

Como se demuestra en [12], el modo deslizante en tiempo discreto existirá si la matriz Φ tiene inversa. Como se comprobó en el capítulo 2, $\Phi^{-1} = G_1^{-1} \tilde{V}^{-1}$, que existe ya que G_1^{-1} y \tilde{V}^{-1} existen, según se vio en (2.20) y (2.23). El control \bar{m}^k se diseña como una solución de $s^{k+1} = 0$, dando lugar a

$$\bar{m}^k = -\Phi^{-1} \begin{pmatrix} P^0 - P^* \\ Q^0 - Q^* \end{pmatrix}, \quad (3.29)$$

que es la ley de control por modos deslizantes. Si sumamos y restamos s^k de (3.27) se obtiene otra expresión para la superficie de deslizamiento, que no depende de los valores de referencia

$$s^{k+1} = s^k + \Phi \bar{m}^k + \begin{pmatrix} P^0 - P^k \\ Q^0 - Q^k \end{pmatrix}. \quad (3.30)$$

De nuevo, haciendo $s^{k+1} = 0$, el control equivalente asociado con el movimiento del modo deslizante en tiempo discreto resulta

$$(\bar{m}^k)^{eq} = -\Phi^{-1} s^k - \Phi^{-1} \begin{pmatrix} P^0 - P^k \\ Q^0 - Q^k \end{pmatrix}. \quad (3.31)$$

Con la misma hipótesis de limitación del control que en (3.23) se obtiene la siguiente desigualdad

$$\|\Phi^{-1}\| \cdot \left\| -s^k - \begin{pmatrix} P^0 - P^k \\ Q^0 - Q^k \end{pmatrix} \right\| < m_{max}. \quad (3.32)$$

Así, $\bar{m}^k = (\bar{m}^k)^{eq}$ para $\|(\bar{m}^k)^{eq}\| \leq m_{max}$ produce el movimiento sobre la superficie general de deslizamiento $s = 0$. A continuación se presenta la prueba de convergencia a esta superficie de deslizamiento $s = 0$ (propiedad de atracción).

Considerando el caso $\|(\bar{m}^k)^{eq}\| > m_{max}$, la sustitución de la condición (3.23) en (3.30) y (3.31) da lugar a

$$s^{k+1} = \left[s^k + \begin{pmatrix} P^0 - P^k \\ Q^0 - Q^k \end{pmatrix} \right] \left(1 - \frac{m_{max}}{\|(\bar{m}^k)^{eq}\|} \right). \quad (3.33)$$

Determinando el módulo de (3.33)

$$\|s^{k+1}\| \leq \|s^k\| + \left\| \begin{pmatrix} P^0 - P^k \\ Q^0 - Q^k \end{pmatrix} \right\| - \left\| s^k + \begin{pmatrix} P^0 - P^k \\ Q^0 - Q^k \end{pmatrix} \right\| \frac{m_{max}}{\|(\bar{m}^k)^{eq}\|}, \quad (3.34)$$

y teniendo en cuenta que

$$\|(m_{dq}^k)^{eq}\| = \|\Phi^{-1}\| \left\| s^k + \begin{pmatrix} P^0 - P^k \\ Q^0 - Q^k \end{pmatrix} \right\|, \quad (3.35)$$

se puede sustituir en (3.34) resultando

$$\|s^{k+1}\| \leq \|s^k\| + \left\| \begin{pmatrix} P^0 - P^k \\ Q^0 - Q^k \end{pmatrix} \right\| - \frac{m_{max}}{\|\Phi^{-1}\|}. \quad (3.36)$$

La condición de convergencia, $\|s^{k+1}\| \leq \|s^k\|$, da lugar a la desigualdad

$$\left\| \begin{pmatrix} P^0 - P^k \\ Q^0 - Q^k \end{pmatrix} \right\| - \frac{m_{max}}{\|\Phi^{-1}\|} < 0, \quad (3.37)$$

que proporciona el límite del control que se aplica cuando $(\bar{m}^k)^{eq}$ está por encima del valor máximo

$$\|\Phi^{-1}\| \left\| \begin{pmatrix} P^0 - P^k \\ Q^0 - Q^k \end{pmatrix} \right\| < m_{max}. \quad (3.38)$$

Nótese que $P^k \neq P^*$ y $Q^k \neq Q^*$. La condición de saturación es $\|(\bar{m}^k)^{eq}\| > m_{max}$, en la que $\|(\bar{m}^k)^{eq}\|$ viene dado por (3.29) como una función de P^* y Q^* . Por lo tanto, el control que se aplica, ecuación (3.38), siempre es truncado al valor máximo permitido.

Entonces, $\|s^k\|$ decrece monótonamente y, después de un número finito de pasos, se alcanza la condición $\|(\bar{m}^k)^{eq}\| < m_{max}$, dando lugar al movimiento de los modos deslizantes a partir del siguiente paso de tiempo [12].

Finalmente, cabe destacar que los controladores calculados por este método y por la ubicación de polos con respuesta *Dead-Beat* son equivalentes, como se puede comprobar al hacer $k_1 = k_2 = 0$ en (3.21), lo que da lugar a

$$\bar{m}^k = \Phi^{-1} \begin{pmatrix} P^* - P^0 \\ Q^* - Q^0 \end{pmatrix}, \quad (3.39)$$

que es idéntica a (3.29). Por lo tanto, las circunferencias límite de la siguiente sección sólo se calcularán para uno de los métodos, siendo válidas para ambas formas de control. Igualmente, en los resultados presentados en 3.4.4 no se distinguirá entre ambos métodos.

3.4.3. Límites del control

Una vez que se han definido los distintos controladores para P , Q y v_{dc} , se van a expresar las ecuaciones de limitación de tensión e intensidad del sistema.

Respecto a la intensidad, se define una circunferencia límite como la relación entre los valores instantáneos de las componentes de intensidad i_d e i_q y la intensidad máxima admitida i_{max} , en cada paso k

$$(i_d^k)^2 + (i_q^k)^2 = i_{max}^2. \quad (3.40)$$

Respecto a la tensión, se definen dos circunferencias: la circunferencia límite de tensión transitoria y la circunferencia límite de tensión en régimen permanente [13]. La primera de ellas se refiere a la capacidad de la tensión de control de hacer evolucionar el sistema hasta su nuevo estado de referencia en un paso de integración. Esto es, en función del estado en el que esté el sistema y el estado al que se quiera llegar, la aplicación de la tensión máxima de control (máxima capacidad de recursos del sistema) puede ser insuficiente. En ese caso se dice que el sistema se ha saturado y la nueva referencia no se puede alcanzar en un paso de integración. Entonces tiene lugar un estado intermedio transitorio, como se verá en la sección 3.4.4. La segunda de estas circunferencias, de régimen permanente, se refiere a los estados que se pueden alcanzar para unos determinados valores límite del sistema, sin tener en cuenta la transición desde el estado previo. En otras palabras, si los recursos del sistema permiten que se encuentre en un determinado estado. Principalmente está relacionado con el dimensionamiento del sistema, como se verá a continuación.

Circunferencia límite de tensión en régimen permanente

Para la deducción de la circunferencia límite de tensión en régimen permanente se expresa la ecuación dinámica de la intensidad (2.13) en régimen permanente

$$0 = A_1 \begin{pmatrix} I_d \\ I_q \end{pmatrix} + B_1 \begin{pmatrix} M_d \\ M_q \end{pmatrix} + C_1 \begin{pmatrix} V_d \\ V_q \end{pmatrix} \quad (3.41)$$

en la que las mayúsculas representan valores de régimen permanente. Multiplicando (3.41) por el valor de la inductancia, L , y descomponiendo en las componentes dq resulta

$$\begin{aligned} I_d - \frac{1}{|LA_1|} (RV_d - \omega_1 LV_q) &= -\frac{v_{dc}}{2} \frac{1}{|LA_1|} (RM_d - \omega_1 LM_q) \\ I_q - \frac{1}{|LA_1|} (\omega_1 LV_d + RV_q) &= -\frac{v_{dc}}{2} \frac{1}{|LA_1|} (\omega_1 LM_d + RM_q). \end{aligned} \quad (3.42)$$

La expresión buscada es de la forma

$$(I_d - I_{0d})^2 + (I_q - I_{0q})^2 = \left(\frac{D}{2}\right)^2. \quad (3.43)$$

Elevando al cuadrado las componentes dq de (3.42) y sumándolas se obtiene

$$\begin{aligned} I_d^2 + I_q^2 + \frac{V_d^2 + V_q^2}{|LA_1|} - \\ - \frac{2}{|LA_1|} [I_d (RV_d - \omega_1 LV_q) + I_q (\omega_1 LV_d + RV_q)] = \\ = \left(\frac{v_{dc}}{2}\right)^2 \frac{M_d^2 + M_q^2}{|LA_1|}, \end{aligned} \quad (3.44)$$

que, definiendo

$$\begin{aligned} I_{0d} &= \frac{RV_d - \omega_1 LV_q}{|LA_1|} \\ I_{0q} &= \frac{\omega_1 LV_d + RV_q}{|LA_1|}, \end{aligned} \quad (3.45)$$

y considerando que

$$I_{0d}^2 + I_{0q}^2 = \frac{V_d^2 + V_q^2}{|LA_1|}, \quad (3.46)$$

da lugar a la ecuación de la circunferencia límite de tensión en régimen permanente

$$(I_d - I_{0d})^2 + (I_q - I_{0q})^2 = \frac{1}{|LA_1|} \left(\frac{v_{dc}}{2} m_{max} \right)^2, \quad (3.47)$$

con $m_{max} = \sqrt{M_d^2 + M_q^2}$. Se observa que tanto el centro como el radio de esta circunferencia no dependen del estado del sistema sino de los parámetros, considerando que la tensión de la red y del enlace de continua no varían. En la figura 3.10 se muestra la circunferencia límite de intensidad (3.40) junto con varias circunferencias límite de tensión en régimen permanente, para distintos valores de v_{dc} : 100kV, 150kV, 180kV y 200kV, lo que modificaría su radio según (3.47). Se observa que a partir de 150kV (línea negra discontinua) la circunferencia límite de tensión en régimen permanente incluye totalmente a la circunferencia límite de intensidad, no suponiendo una restricción para el funcionamiento del sistema. Por eso, con un correcto dimensionamiento del sistema, no se tendrán en cuenta estas circunferencias.

Circunferencia límite de tensión transitoria

Para obtener la circunferencia límite de tensión transitoria, (3.21) se puede volver a escribir como

$$\bar{m}^k = G_1^{-1} \left[\tilde{V}^{-1} \kappa \tilde{V} \bar{i}^k + \tilde{V}^{-1} (I - \kappa) \tilde{V} \bar{i}^* - \bar{i}^0 \right]. \quad (3.48)$$

Si $k_1 = k_2 = k$, resulta que $\tilde{V}^{-1} \kappa \tilde{V} = kI$, que, sustituyendo en (3.48), resulta

$$\bar{m}^k = G_1^{-1} (1 - k) I \left[\bar{i}^* - \frac{1}{1 - k} (\bar{i}^0 - k \bar{i}^k) \right]. \quad (3.49)$$

Como la restricción de tensión de salida del convertidor es

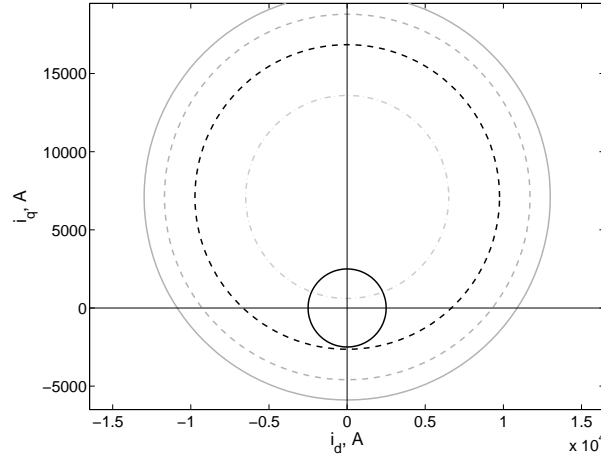


Figura 3.10: Circunferencia límite de tensión en régimen permanente.

$$(m_d^k)^2 + (m_q^k)^2 = m_{max}^2, \quad (3.50)$$

descomponiendo (3.49) en sus componentes directa y de cuadratura y sustituyendo en (3.50) se obtiene la ecuación de la circunferencia límite de tensión transitoria

$$(i_d^* - \tilde{i}_d^0)^2 + (i_q^* - \tilde{i}_q^0)^2 = r_i^2, \quad (3.51)$$

cuyos centro y radio son

$$\begin{aligned} \tilde{i}_{dq}^0 &= \frac{1}{(1-k)}(i_{dq}^0 - ki_{dq}^k) \\ r_i &= \frac{\sqrt{|G_1|}m_{max}}{1-k}. \end{aligned} \quad (3.52)$$

Nótese que i_{dq}^0 es una función de i_{dq}^k a través del término i_{dq}^x , definido en el capítulo 2. Las principales características de estas circunferencias son:

- el centro $(\tilde{i}_d^0, \tilde{i}_q^0)$ puede cambiar cada periodo de muestreo, ya que depende del estado de las intensidades.

- el radio no depende de ningún estado. Únicamente de los parámetros del sistema y de la constante del controlador.

Se puede comprobar que la expresión de esta circunferencia en el caso del controlador por modos deslizantes es

$$(i_d^* - i_d^0)^2 + (i_q^* - i_q^0)^2 = (\sqrt{|G_1|} m_{max})^2, \quad (3.53)$$

que coincide con (3.51) haciendo $k = 0$, como se mencionó anteriormente.

Comportamiento del sistema en caso de saturación

Cuando la tensión disponible para el control no es suficiente transitoriamente para alcanzar el siguiente estado, se truncan las variables de control para permanecer dentro de los límites de funcionamiento del sistema. El estado saturado transitorio dependerá del criterio de dicho truncamiento. En este apartado se deduce la relación entre el criterio de truncamiento escogido y el estado transitorio, a partir de la expresión de la circunferencia límite de tensión transitoria.

Definamos en primer lugar

$$\cos(\theta) = \frac{G(1,1)}{\sqrt{G(1,1)^2 + G(2,1)^2}}, \quad \sin(\theta) = \frac{-G(2,1)}{\sqrt{G(1,1)^2 + G(2,1)^2}}, \quad (3.54)$$

que permiten definir la matriz de rotación

$$R(\theta) = \begin{pmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) \\ \sin(\theta) & \cos(\theta) \end{pmatrix}. \quad (3.55)$$

Expresando (3.49) en función de $R(\theta)$, con $k = 0$, se obtiene

$$\bar{m}^k = \frac{1}{\sqrt{|G_1|}} R(\theta) (\bar{i}^* - \bar{i}^0). \quad (3.56)$$

En (3.23) se decidió truncar el módulo y mantener la misma dirección de cambio. Así, sustituyendo $\bar{m}_{sat} = \frac{m_{max}}{M} \bar{m}$ en (3.56) resulta

$$\sqrt{|G_1|} R(\theta)^{-1} \bar{m}_{sat} = (\bar{i}^{k+1} - \bar{i}^0), \quad (3.57)$$

en la que $\bar{i}^{k+1} \neq \bar{i}^*$. Esto implica que, como se mantiene la misma dirección de cambio, el estado saturado transitorio \bar{i}^{k+1} estará sobre la línea recta que une el centro de la circunferencia límite de tensión transitoria \bar{i}^0 y la referencia \bar{i}^* , inalcanzable debido a la limitación del sistema.

Por tanto, la estrategia de control durante la saturación va a influir en el estado saturado transitorio. A modo de ejemplo, se presenta ahora una nueva estrategia, con el objetivo de mantener nula la componente reactiva de la intensidad durante la saturación. Para ello, el estado transitorio debe tender al eje d , independientemente de la referencia del control. Esto es, ya no estará sobre la línea que une \bar{i}^0 con \bar{i}^* . La limitación para el control se obtiene haciendo nula i_q^* en (3.51). El nuevo valor de la componente d de la intensidad viene dado por

$$i_d^* = \bar{i}_d^0 \pm \sqrt{r_i^2 - (\bar{i}_q^0)^2}. \quad (3.58)$$

La sustitución de estos nuevos valores de \bar{i}_{dq}^* en (3.48) da el nuevo estado de control \bar{m}_{dq} . En la sección 3.4.4 se muestran los resultados con ambas estrategias en caso de saturación.

3.4.4. Resultados de simulación

En este apartado se presentan los resultados de simulación de ambas técnicas de control discreto presentadas. No se hará distinción entre ellas debido a su equivalencia, como se mostró en la sección 3.4.2. Los parámetros utilizados para las simulaciones se muestran en la tabla 3.2.

Inversión de la potencia activa

La figura 3.11(a) muestra la respuesta del sistema ante un cambio en la potencia activa entre -180MW y 180MW. La línea discontinua representa la referencia de la intensidad de eje

Tabla 3.2: Parámetros del sistema para la simulación.

T_s	1ms
R	$0,01\Omega$
L	30mH
C	$150\mu F$
V_g	82kV
V_{dc}	200kV
i_{max}	2.500A

directo proveniente del lazo de regulación de v_{dc} . La consigna de potencia reactiva es nula. Durante el transitorio se produce una saturación del control que modifica la trayectoria de las intensidades, como se puede observar en la figura 3.11(b). En el intervalo entre $t = 0.103s$ y $t = 0.104s$, marcado con un 2, se ha producido la saturación del controlador, como se muestra en la figura 3.11(c). Las líneas de puntos son m_d y m_q respectivamente, mientras que la línea negra continua es el módulo de \bar{m} . El límite del control está marcado por la línea discontinua horizontal en $\sqrt{\frac{3}{2}}$. La representación de las circunferencias límite en ese instante se muestra en la figura 3.11(d). La salida del controlador está marcada con un círculo sobre la circunferencia límite de intensidad (línea continua negra). Sin embargo, la limitación transitoria de tensión (circunferencia de línea discontinua gris) no permite alcanzar dicha referencia y trunca la salida hasta su valor saturado, marcado con un cuadrado sobre la circunferencia límite de tensión. Dicho valor está sobre la línea que une el centro de la circunferencia y la salida del controlador, como se mencionó en la sección 3.4.3. En la figura 3.11(e) se muestra una ampliación de dicho punto, en la que se señalan los valores de la intensidad, que coinciden con los mostrados en la figura 3.11(b). Así, se aprecia claramente la causa de la aparición de la componente reactiva. Por último, cuando se sale de la saturación, a partir del siguiente intervalo, zona 3, la transición es posible ya que la salida del controlador

está dentro de los círculos límite, como se ve en la figura 3.11(f).

En la sección 3.4.3 se presentó una nueva estrategia de control durante la saturación. En lugar de mantener la respuesta sobre la misma línea, como en el ejemplo anterior, se puede modificar libremente la trayectoria transitoria de la intensidad, dentro de los límites del control. Esa nueva estrategia forzaba una transición manteniendo la componente reactiva nula, como se observa en la figura 3.12. La respuesta transitoria de la intensidad es similar, pero ahora la componente reactiva permanece muy cercana a cero, como se muestra en la figura 3.12(a). La representación de las circunferencias límite se muestra en la figura 3.12(b). Se observa claramente que la nueva estrategia fuerza la transición hacia el eje de abscisas, manteniendo nula i_q . No obstante, sobre la propia circunferencia se han marcado los puntos A y B, de intersección con la circunferencia límite de intensidad, que delimitan los posibles puntos de transición en caso de saturación. El diseño de estrategias de control distintas durante la transición dependerá de los requisitos particulares de control de cada aplicación.

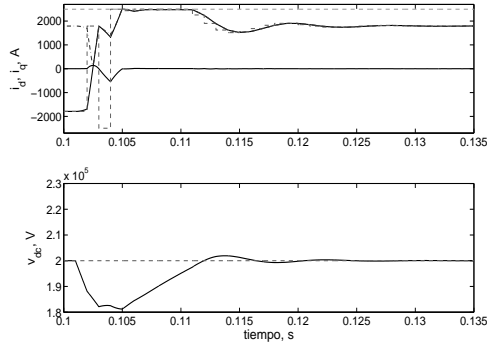
Inversión de la potencia reactiva

La figura 3.13(a) muestra la respuesta del sistema ante un cambio en la potencia reactiva entre -225MVA y 225MVA. La consigna de potencia activa es nula. Al igual que para el cambio en la potencia activa, durante el transitorio se produce una saturación del control que modifica la trayectoria de las intensidades, como se puede observar en la figura 3.13(b). Esta saturación se aprecia claramente observando las variables de control en la figura 3.13(c). Las circunferencias límite se muestran en la figura 3.13(d). Nuevamente se observa que el valor de salida se trunca al valor transitorio máximo permitido, en la misma dirección del cambio. Son válidos los comentarios realizados antes con respecto a la transición durante la saturación.

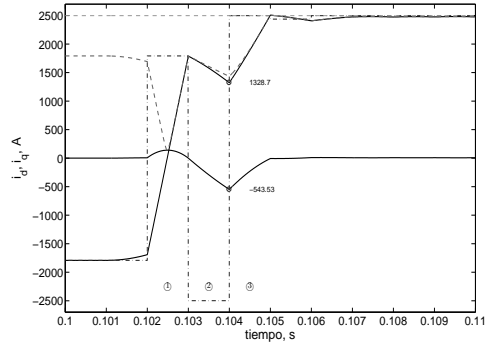
Perturbación en la tensión del enlace de continua

En la figura 3.14(a) se muestra la variación de la tensión en el enlace de continua para una perturbación del 10% en la consigna de v_{dc} . La consigna de potencia activa es nula y la de reactiva es $Q = 150MVA$. Las intensidades se muestran en la figura 3.14(b). En $t = 0.35s$,

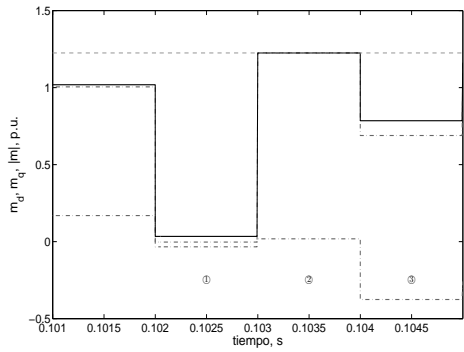
momento en el que desaparece la perturbación, se produce una saturación del control a pesar de que el módulo de la intensidad (línea a trazos y puntos) no ha alcanzado su valor máximo (2.500A). La explicación se obtiene de la figura 3.14(c), en la que se observa que el módulo de la variable de control se satura. La representación de las circunferencias límite, figura 3.14(d), muestra cómo la limitación transitoria de tensión provoca esta situación. Nuevamente son extensibles los mismos comentarios que para las perturbaciones de las potencias activa y reactiva.



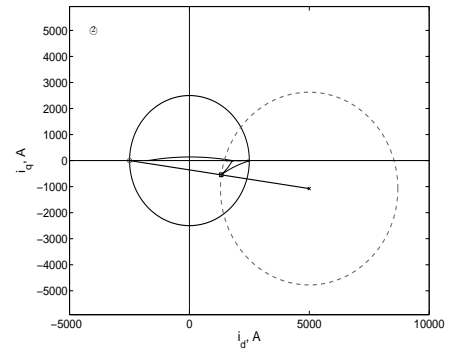
(a) Respuesta del sistema ante una inversión de la potencia activa.



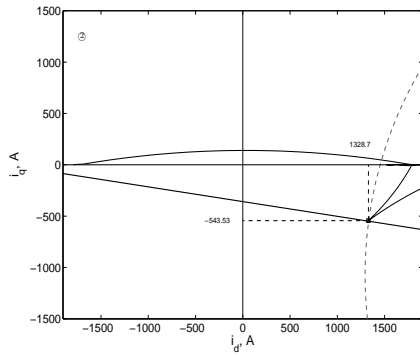
(b) Respuesta transitoria de las intensidades.



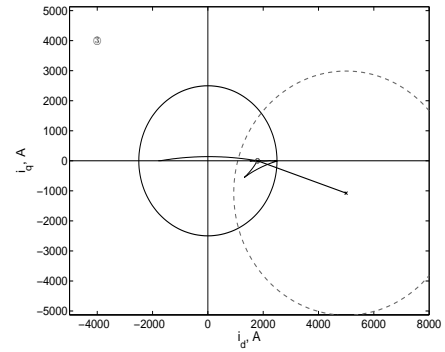
(c) Variables de control.



(d) Circunferencia límite durante la saturación.

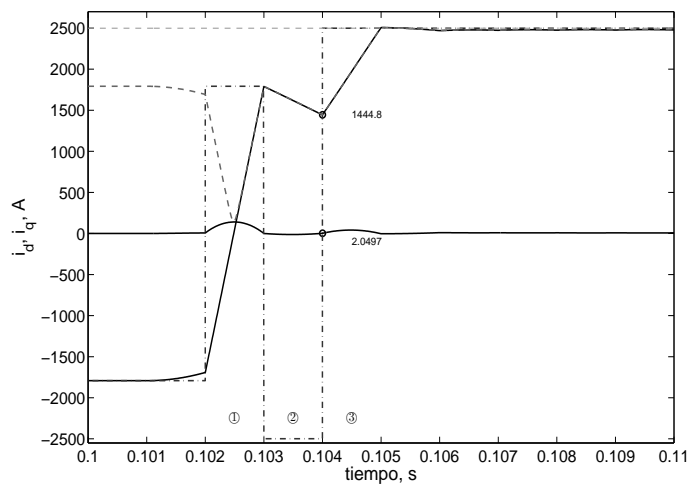


(e) Punto de saturación.

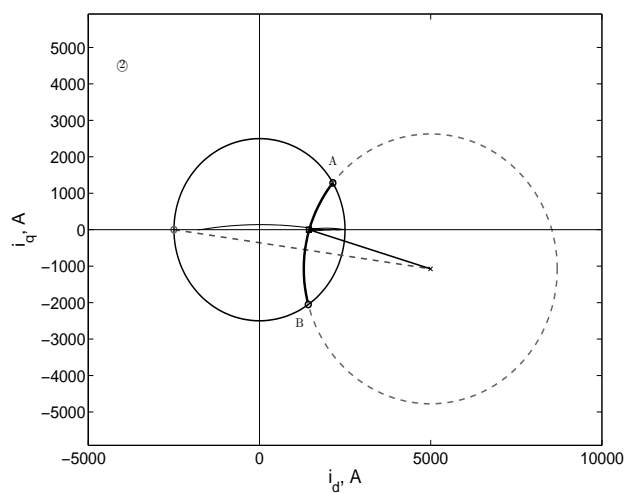


(f) Transición sin saturación.

Figura 3.11: Resultados de simulación ante una inversión de P .

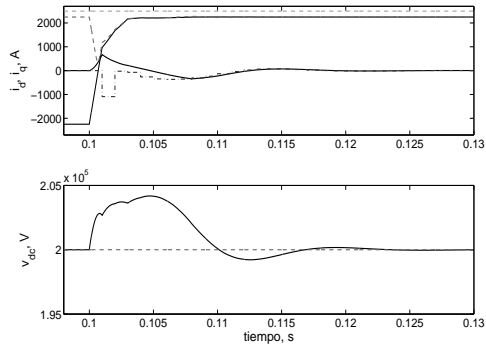


(a) Respuesta transitoria de las intensidades.

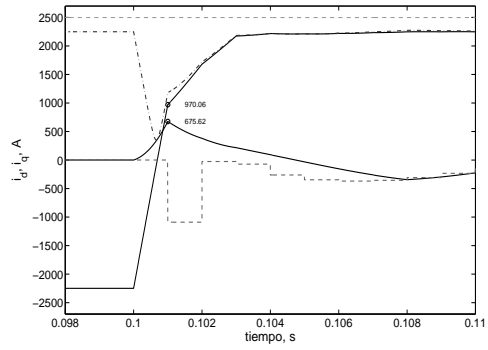


(b) Circunferencia límite durante la saturación.

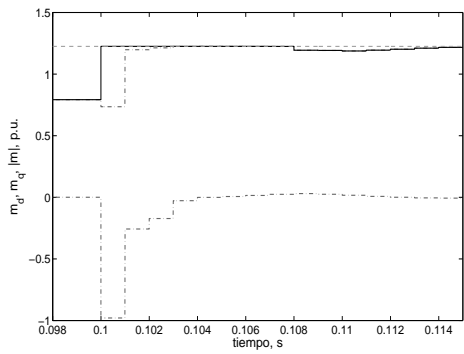
Figura 3.12: Nueva estrategia en caso de saturación.



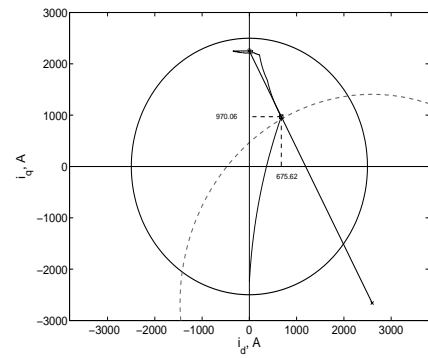
(a) Respuesta del sistema ante una inversión de la potencia reactiva.



(b) Respuesta transitoria de las intensidades.

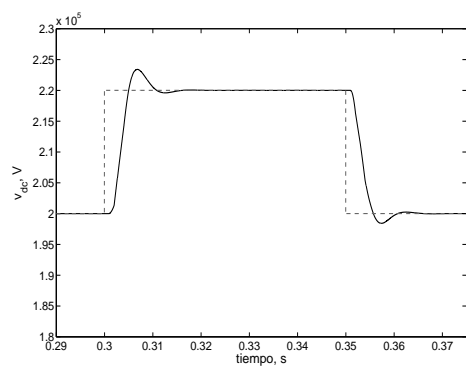


(c) Variables de control.

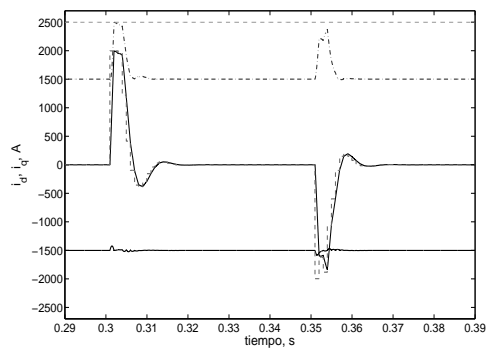


(d) Circunferencia límite durante la saturación.

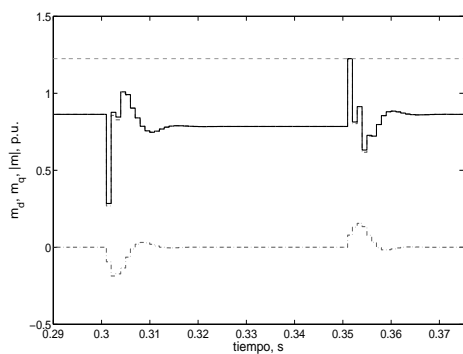
Figura 3.13: Resultados de simulación ante una inversión de Q .



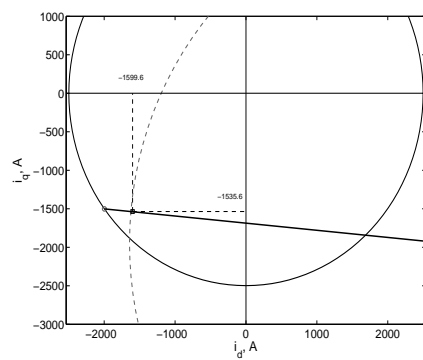
(a) Respuesta de v_{dc} ante una perturbación del 10%.



(b) Respuesta transitoria de las intensidades.



(c) Variables de control.



(d) Circunferencia límite durante la saturación.

Figura 3.14: Resultados de simulación ante una perturbación del 10% en v_{dc} .

Capítulo 4

Control Directo de Potencia

En el capítulo anterior se describieron algunas de las técnicas de control de convertidores más utilizadas. Estas técnicas se centran en el control de la intensidad que circula en la parte de corriente alterna del convertidor como medio para controlar el flujo de potencia intercambiado con la red. En el Control Directo de Potencia (CDP), las variables a controlar son directamente las potencias activa y reactiva a la salida del convertidor. Con esto se eliminan los lazos de regulación de intensidad, además de integrar conjuntamente el control y la modulación mediante una tabla óptima para los vectores de tensión de salida del convertidor.

En este capítulo se describe, en primer lugar, el algoritmo de control para convertidores de dos niveles de tensión. A continuación se describe el algoritmo de Control Directo de Potencia Extendido (CDPE), que es una nueva formulación del CDP para convertidores con más de dos niveles de tensión en el enlace de continua (llamados convertidores multinivel). Finalmente se describirá su aplicación al control de un convertidor de tres niveles de tensión con enclavamiento por diodos del punto medio.

4.1. Introducción

El Control Directo de Potencia está basado en el concepto de Control Directo de Par para máquinas eléctricas [14, 15] y en la teoría de potencia instantánea [16]. En la literatura técnica especializada se pueden encontrar múltiples aplicaciones del CDP. En [17] se utiliza el mismo principio de control directo, si bien la metodología es algo distinta a la que se presenta en esta tesis. El plano $\alpha - \beta$ se divide en doce sectores en lugar de seis y las potencias se estiman a partir de las derivadas de las intensidades. Esto supone una reducción en el número de sensores de tensión, pero tiene el inconveniente de la amplificación de los ruidos de alta frecuencia, lo que obliga a trabajar con tiempos de ciclo bastante pequeños. Una forma distinta de estimar las potencias, mediante el llamado flujo virtual, se presenta en [18, 19], con el mismo objetivo de reducir el número de sensores de tensión. También se han buscado algoritmos de CDP a frecuencia constante [18, 20], que se basan en la modulación vectorial, pero que rompen con la filosofía del control directo al introducir reguladores en los lazos de control de potencia. El método que se presenta en esta tesis se basa en los trabajos previos de Rodríguez-Amenedo [4].

El objetivo es controlar directamente las potencias activa y reactiva que intercambian el convertidor y la red, de la misma forma en que se hacía con el par y el flujo en máquinas eléctricas. Como controladores se usan comparadores con bandas de histéresis para los errores en las potencias activa y reactiva, ΔP y ΔQ respectivamente. Las salidas de estos comparadores junto con la posición del fasor de tensión de la red son las entradas a una tabla de conmutación óptima, cuya salida es uno de los vectores de tensión del convertidor. Para el control de la tensión del enlace de continua se tiene un lazo externo de regulación, de tipo proporcional-integral (PI), cuya salida es la consigna de potencia activa [21]. El diagrama completo del CDP se muestra en la figura 4.1.

El CDP supone un cambio en la estrategia de control respecto de métodos anteriores, ya que las variables controladas son directamente las potencias activa y reactiva y no las intensidades. Las principales ventajas del CDP frente a otros métodos de control son:

- mejor respuesta dinámica, independiente del ajuste de reguladores.

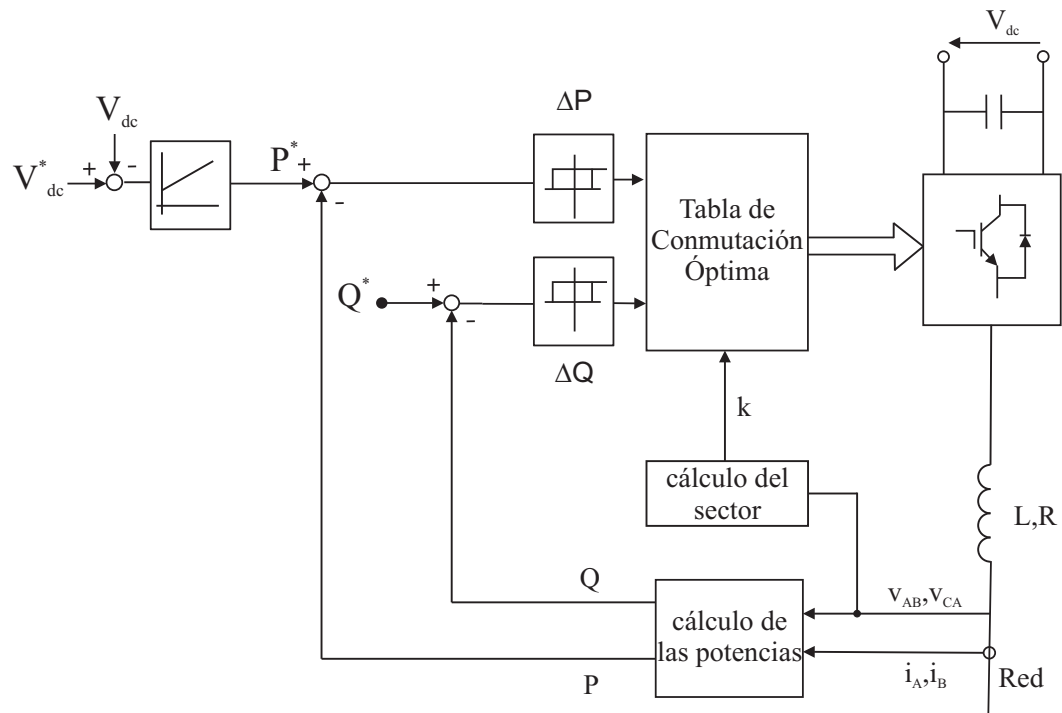


Figura 4.1: Diagrama de bloques del Control Directo de Potencia de convertidores conectados a la red.

- no es necesario el ajuste de los reguladores de intensidad, con lo que el sistema se hace más robusto.
- algoritmo de control y modulación integrados en la tabla óptima.
- buena adaptación a las consignas de trabajo de los convertidores conectados a la red (seguimiento de potencia activa y compensación de potencia reactiva).

Por el contrario, el principal inconveniente del CDP es su dependencia del tiempo de ciclo del algoritmo, principalmente en la aplicación experimental, por las limitaciones físicas de las tarjetas de control, las tarjetas de adquisición de datos y las tareas de monitorización de señales del sistema. Esta influencia negativa de tiempos de ciclo demasiado grandes (del

orden de cientos de microsegundos) se debe principalmente a la ausencia de un bloque modulador. En los algoritmos con modulador, tal y como se vio para la modulación vectorial (SVM), el algoritmo de modulación conmuta entre ciertos vectores del convertidor a una frecuencia dada, para obtener un determinado vector de tensión a la salida, independientemente del tiempo de ciclo del algoritmo. En el caso del CDP, el vector tensión del convertidor resultante de la tabla óptima se aplica durante todo el tiempo de ciclo. El rizado en las intensidades, por tanto, dependerá directamente del tiempo en que este vector se aplique, además del tamaño del filtro de red.

Además, como desventaja añadida, en ocasiones puede ser necesario realizar un control de la intensidad en el convertidor, principalmente ante fallos en la red. Esto rompería la filosofía de control directo del CDP. En el capítulo 5 veremos que las soluciones presentadas en la literatura técnica pasan por controles de la intensidad, aun en el caso de estrategias de control directo. Sin embargo, se presenta, como aportación de esta tesis, un algoritmo de control directo de la potencia ante fallos con desequilibrios en la tensión de la red que regula la intensidad inyectada mediante el CDP.

En el siguiente apartado se plantean dos formulaciones del CDP, una basada en los flujos y otra en las tensiones, que convergen al mismo resultado. Posteriormente, se describe la aplicación del algoritmo a convertidores de 2 niveles, y en la sección 4.4 se presenta un nuevo algoritmo genérico de control directo de potencia para convertidores multinivel. El desarrollo se hace para un convertidor de 3 niveles, si bien el algoritmo es aplicable a cualquier número de niveles tan sólo con incluir las restricciones necesarias derivadas del número de punto intermedios en el enlace de continua. Finalmente se muestran los resultados de su aplicación en un convertidor de tres niveles con enclavamiento por diodos del punto medio.

4.2. Fundamento del Control Directo de Potencia

Como se ha comentado, el objetivo del CDP es controlar directamente las potencias activa y reactiva. Para ello, se ha de diseñar una tabla óptima de conmutación que, a partir de las salidas de los comparadores de histéresis de P y Q , devuelva el vector de tensión del

convertidor que produzca los cambios deseados en las potencias. En esta sección se muestra el análisis de la influencia de la aplicación de los distintos vectores de tensión del convertidor sobre los cambios en las potencias. A partir de sus resultados se obtendrá la tabla óptima de conmutación, cuya salida será el vector de tensión del convertidor a aplicar.

Como se presentó en el capítulo 3, un convertidor trifásico de dos niveles de tensión tiene ocho estados de conmutación, seis activos y dos nulos, como se muestra en la figura 4.2, en la que también se puede apreciar la división del plano en seis sectores, centrados en los propios vectores de tensión del convertidor. Esta división facilitará el diseño de la tabla óptima de conmutación. En la formulación basada en las tensiones, esta división en sectores será distinta, como se verá en la sección 4.2.2. No obstante, las tablas obtenidas serán iguales gracias a la distinta nomenclatura de los sectores en cada caso.

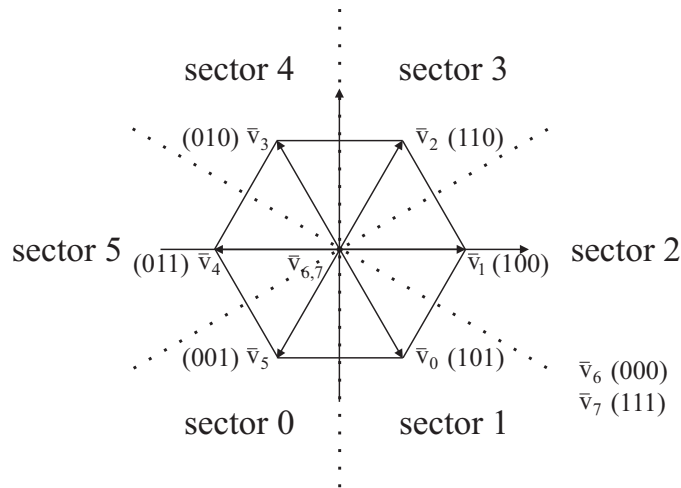


Figura 4.2: Vectores de tensión de un convertidor de dos niveles.

4.2.1. Formulación basada en flujos

En la figura 4.3 se muestra el circuito equivalente de un convertidor conectado a la red a través de un filtro inductivo. La ecuación de caída de tensión del circuito es

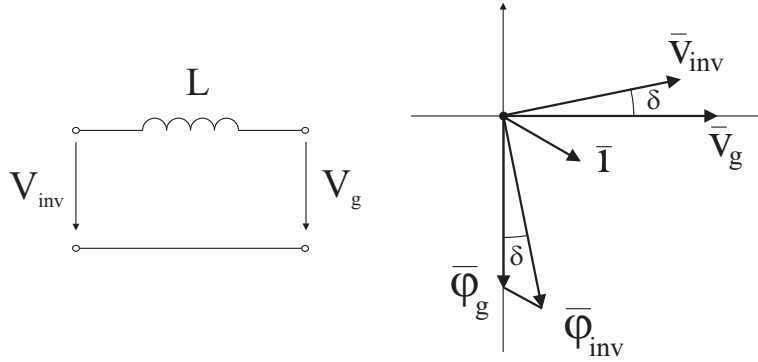


Figura 4.3: Circuito equivalente y diagrama fasorial.

$$\bar{v}_{inv} = L \frac{d\bar{i}}{dt} + \bar{v}_g. \quad (4.1)$$

Si definimos ahora unos flujos virtuales [18] tanto para la tensión de la red como para la tensión del inversor

$$\begin{aligned} \bar{\varphi}_g &= \int \bar{v}_g dt \\ \bar{\varphi}_{inv} &= \int \bar{v}_{inv} dt, \end{aligned} \quad (4.2)$$

e integramos (4.1) se obtiene

$$\bar{\varphi}_{inv} = L\bar{i} + \bar{\varphi}_g. \quad (4.3)$$

Estos flujos virtuales están desfasados $\frac{\pi}{2}$ radianes respecto de las tensiones, como se muestra en la figura 4.3, ya que, de (4.2), se deduce que $\bar{v}_g = j\omega_1 \bar{\varphi}_g$ y $\bar{v}_{inv} = j\omega_1 \bar{\varphi}_{inv}$. Despejando la intensidad de (4.3), la potencia aparente se puede expresar, en función de los flujos, como

$$S = \bar{v}_g \bar{i}^* = j\omega_1 \bar{\varphi}_g \left(\frac{\bar{\varphi}_{inv} - \bar{\varphi}_g}{L} \right)^*. \quad (4.4)$$

Tomando como referencia $\bar{\varphi}_g$, la nueva expresión de las potencias en función de los flujos resulta

$$\begin{aligned} P &= \frac{\omega_1 \varphi_g}{L} \varphi_{inv} \sin \delta \\ Q &= \frac{\omega_1 \varphi_g}{L} (\varphi_{inv} \cos \delta - \varphi_g), \end{aligned} \quad (4.5)$$

en la que δ es el ángulo que forman $\bar{\varphi}_g$ y $\bar{\varphi}_{inv}$. La ecuación (4.5) es totalmente análoga a la clásica expresión de las potencias en función de las tensiones en régimen permanente sinusoidal, como se va a mostrar. Efectivamente, la expresión fasorial de (4.1) resulta

$$\bar{V}_{inv} = jX\bar{I} + \bar{V}_g, \quad (4.6)$$

en la que X es la reactancia del filtro, $\bar{V}_{inv} = V_{inv}e^{j(\omega_1 t + \delta)}$, $\bar{V}_g = V_g e^{j(\omega_1 t)}$ e $\bar{I} = I e^{j(\omega_1 t + \phi)}$. Despejando la intensidad de (4.6), la potencia aparente se puede expresar como

$$S = \bar{V}_g \bar{I}^* = \bar{V}_g \left(\frac{\bar{V}_{inv} - \bar{V}_g}{jX} \right)^* \quad (4.7)$$

Tomando ahora \bar{V}_g como referencia y considerando que \bar{V}_{inv} la adelanta en un ángulo δ , como se muestra en la figura 4.3, las potencias activa y reactiva resultan

$$\begin{aligned} P &= \frac{V_g V_{inv}}{X} \sin \delta \\ Q &= \frac{V_g V_{inv}}{X} \cos \delta - \frac{V_g^2}{X}. \end{aligned} \quad (4.8)$$

Consideremos ahora la relación entre los flujos y los cambios en las potencias.

En la figura 4.4(a) se representa un cambio en la potencia activa, mediante el incremento de la intensidad entre $\bar{i}^{(1)}$ e $\bar{i}^{(2)}$. Según (4.3), el flujo del inversor pasa a ser $\bar{\varphi}_{inv}^{(2)}$. Se observa cómo la proyección sobre $\bar{\varphi}_g$ no se ha modificado. Es decir, el término $\varphi_{inv} \cos \delta$ permanece constante. Sin embargo, el ángulo δ ha aumentado, con el consiguiente incremento de la

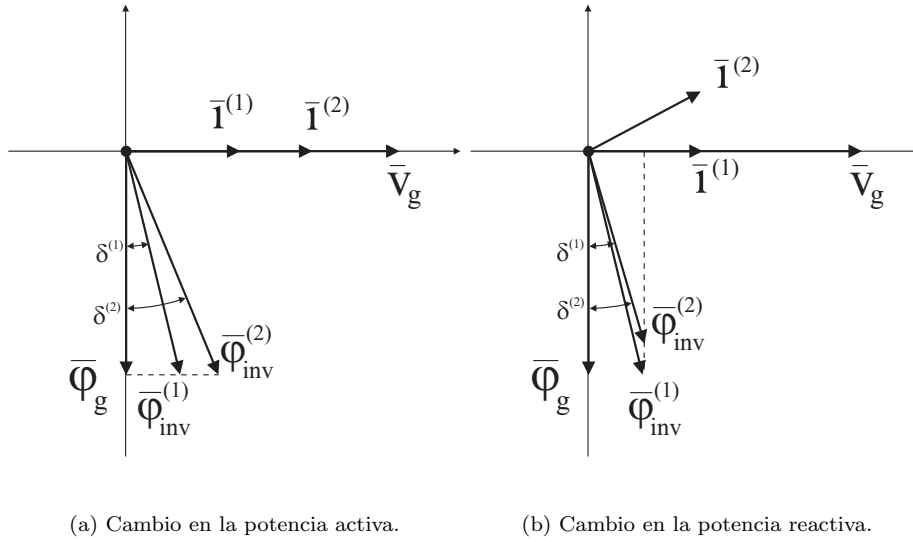


Figura 4.4: Diagramas fasoriales de los cambios en P y Q .

componente $\varphi_{inv} \sin \delta$. De la ecuación (4.5) se deduce que la potencia activa aumenta y la potencia reactiva no se ve modificada.

Igualmente, en la figura 4.4(b) se representa un cambio en la potencia reactiva. En este caso, la proyección sobre el eje perpendicular a $\bar{\varphi}_g$ se mantiene constante, mientras que el módulo de $\bar{\varphi}_{inv}$ ha disminuido, reduciéndose por tanto la componente $\varphi_{inv} \cos \delta$. De nuevo, de (4.5) se deduce que la potencia activa no se modifica y la potencia reactiva disminuye.

Se concluye, por tanto, que las variaciones de P y Q están directamente ligadas a las variaciones de δ y del módulo del flujo del inversor respectivamente. Además, de la definición del flujo virtual del inversor en (4.2) se deduce que sus variaciones vendrán dadas, aproximadamente, por

$$\Delta \bar{\varphi}_{inv} \approx \bar{v}_{inv} T_s, \quad (4.9)$$

en la que T_s es el tiempo de ciclo del algoritmo. Así, en función de la posición de $\bar{\varphi}_g$, la aplicación de un determinado vector de tensión del inversor conllevará unos cambios

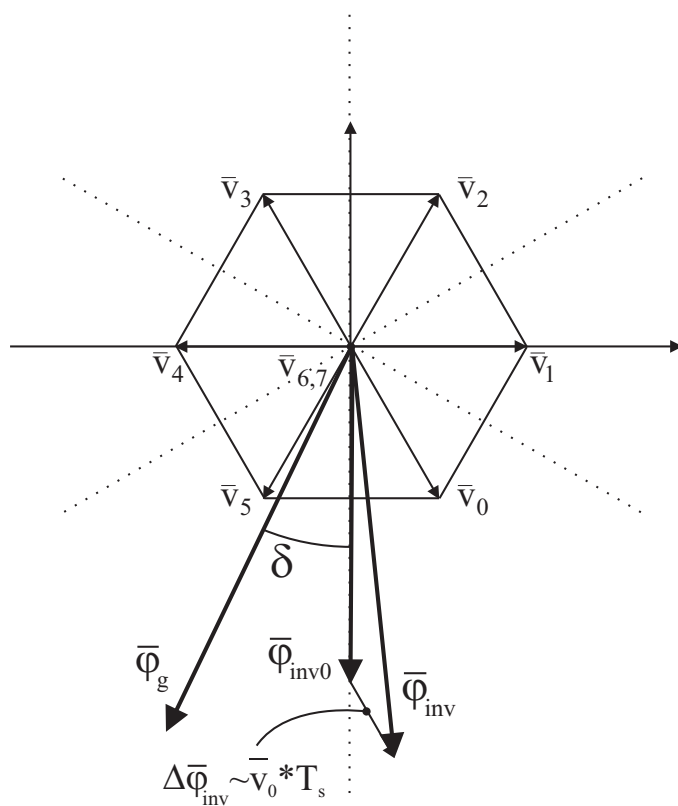


Figura 4.6: Modificación del flujo por la aplicación de \bar{v}_0 en el sector 0.

En la siguiente sección se obtendrá la tabla de conmutación óptima, pero en función de las tensiones en lugar de los flujos. Se comprobará que ambas formulaciones producen el mismo resultado.

4.2.2. Formulación basada en tensiones

Las expresiones de las potencias activa y reactiva en magnitudes por unidad son

$$\begin{aligned}
 P &= v_d i_d + v_q i_q \\
 Q &= v_q i_d - v_d i_q.
 \end{aligned}
 \tag{4.10}$$

Tabla 4.1: Vectores de tensión del convertidor que cumplen los requisitos de control de potencia.

ΔP	ΔQ	vector de tensión del convertidor			
1	1	$\bar{v}_{f(k)}$			
1	0	$\bar{v}_{f(k+1)}$			
0	1	$\bar{v}_{f(k-1)}$	$\bar{v}_{f(k-1)}$	$\bar{v}_{f(k-2)}$	$\bar{v}_{f(k-2)}$
0	0	$\bar{v}_{f(k+2)}$	$\bar{v}_{f(k+3)}$	$\bar{v}_{f(k+2)}$	$\bar{v}_{f(k+3)}$

Tabla 4.2: Tabla de conmutación óptima para CDP de convertidores de dos niveles.

ΔP	ΔQ	vector de tensión del convertidor
1	1	$\bar{v}_{f(k)}$
1	0	$\bar{v}_{f(k+1)}$
0	1	$\bar{v}_{f(k-2)}$
0	0	$\bar{v}_{f(k+2)}$

Si expresamos (4.10) en un sistema de referencia ligado al fasor de la tensión de la red, esto es, $v_q = 0$, se observa que P y Q son proporcionales a las componentes directa i_d y de cuadratura i_q del fasor de intensidad, respectivamente

$$P = v_d i_d \quad (4.11)$$

$$Q = -v_d i_q.$$

Por tanto, para producir un cambio en la potencia basta con modificar dichas componentes de intensidad. Expresando \bar{v}_{inv} como una función del estado de conmutación del convertidor en la ecuación (4.1), el incremento de intensidad en un tiempo de ciclo T_s resulta

$$\Delta \bar{i} \approx \frac{1}{L} \int_0^{T_s} (\bar{v}_{inv}(S_a, S_b, S_c) - \bar{v}_g) dt. \quad (4.12)$$

Suponiendo que la diferencia entre los vectores de tensión de la red y del convertidor es constante durante T_s , la ecuación (4.12) se puede expresar como

$$\Delta \bar{i} \approx \frac{T_s}{L} (\bar{v}_{inv}(S_a, S_b, S_c) - \bar{v}_g) = \frac{T_s}{L} \Delta \bar{v}. \quad (4.13)$$

De la anterior ecuación se deduce que el vector variación de intensidad $\Delta \bar{i}$ es colineal con el vector variación de tensión $\Delta \bar{v}$. Sus proyecciones sobre el vector tensión de la red, \bar{v}_g , determinarán las componentes d y q de los incrementos de intensidad, que a su vez serán proporcionales a los cambios en las potencias activa y reactiva respectivamente. Calculando los términos de variación de potencia entre dos instantes consecutivos, n y $n + 1$, a partir de la ecuación (4.11), se tiene

$$\Delta P = P[n + 1] - P[n] = v_d[n + 1] i_d[n + 1] - v_d[n] i_d[n] \quad (4.14)$$

$$\Delta Q = Q[n + 1] - Q[n] = -v_d[n + 1] i_q[n + 1] - (-v_d[n] i_q[n])$$

que, considerando que la tensión se mantiene constante e igual a su valor nominal (lo que ocurre siempre que la red no sufra perturbaciones), esto es, considerando $v_d[n + 1] = v_d[n] = v_d = 1pu$, resulta

$$\Delta P = i_d[n+1] - i_d[n] = \Delta i_d \quad (4.15)$$

$$\Delta Q = -(i_q[n+1] - i_q[n]) = -\Delta i_q$$

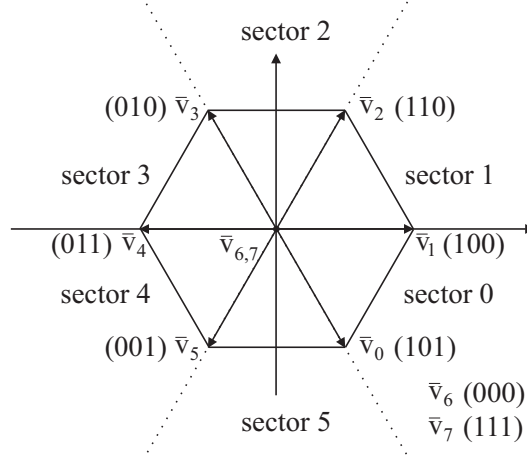


Figura 4.7: Sectores para la formulación basada en las tensiones.

El signo de estos incrementos depende de la posición relativa de los vectores \bar{v}_g y \bar{v}_{inv} . Para ello, se divide el plano $\alpha - \beta$ en seis sectores. En este caso, a diferencia de la división que se utilizó para la formulación basada en los flujos de la sección 4.2.1, los sectores son los que se muestran en la figura 4.7. Esta división es una rotación de 90° respecto a la división de la figura 4.2, ya que ahora la referencia es \bar{v}_g , que adelanta 90° al flujo $\bar{\varphi}_g$. Así, los sectores están ahora delimitados por los propios vectores de tensión del convertidor. En la figura 4.8 se muestra un ejemplo de aplicación del vector \bar{v}_1 .

Dadas unas consignas de variación de P y Q , resultantes de los reguladores de histéresis, habrá que determinar el vector de tensión del convertidor que habrá que aplicar para obtener dichos cambios. Mediante el análisis de las proyecciones de $\Delta \bar{v}$ sobre el vector de tensión de la red se puede determinar si las variaciones de las componentes directa y de cuadratura de $\Delta \bar{i}$, Δi_d y Δi_q , implican un aumento o una disminución de P y Q . En la tabla 4.3 se muestra la influencia sobre los cambios en P y Q de la aplicación de cada uno de los vectores

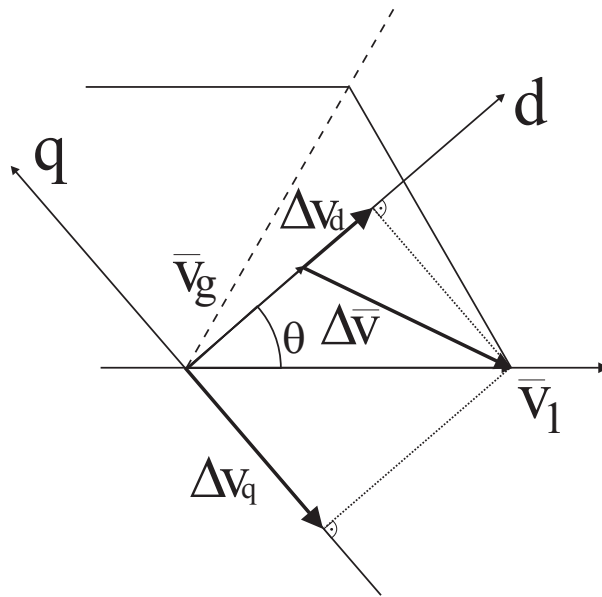


Figura 4.8: Ejemplo de aplicación del vector \bar{v}_1

de tensión del convertidor, en función del sector en el que se encuentre \bar{v}_g , $k \in (0, 5)$. El signo + representa un incremento en la potencia, el signo - un decremento y el 0 que no hay modificación.

Los vectores nulos ($\bar{v}_{6,7}$) no se aplican puesto que no implican cambio alguno en la potencia reactiva y un decremento de la potencia activa se puede conseguir mediante otros vectores. Además, su inclusión supondría el uso de un comparador de tres niveles para el regulador de reactiva, además de poder dar lugar a situaciones en las que no se cumplirían los requisitos de control, como sería el caso de $\Delta P = 1$ y $\Delta Q = 0$ (incremento de la potencia activa y que la reactiva no se modificase).

De nuevo, tal y como se hizo en la sección anterior, analizando las distintas posibilidades en todos los sectores se obtiene la tabla de conmutación óptima, tabla 4.4.

Se comprueba que esta tabla es idéntica a la obtenida mediante la formulación basada en los flujos, como cabía esperar.

Tabla 4.3: Signo de los cambios en P y Q en función del vector de tensión del convertidor aplicado y del sector k .

	$\bar{v}_{f(k-2)}$	$\bar{v}_{f(k-1)}$	$\bar{v}_{f(k)}$	$\bar{v}_{f(k+1)}$	$\bar{v}_{f(k+2)}$	$\bar{v}_{f(k+3)}$	$\bar{v}_{6,7}$
ΔP	-	-	+	+	-	-	-
ΔQ	+	+	+	-	-	-	0

Tabla 4.4: Tabla de conmutación óptima para CDP de convertidores de dos niveles.

ΔP	ΔQ	vector de tensión del convertidor
1	1	$\bar{v}_{f(k)}$
1	0	$\bar{v}_{f(k+1)}$
0	1	$\bar{v}_{f(k-2)}$
0	0	$\bar{v}_{f(k+2)}$

4.3. CDP aplicado a convertidores de dos niveles

Una vez obtenida la tabla óptima de conmutación, el Control Directo de Potencia se puede aplicar a convertidores con dos niveles de tensión. Para ello habrá que calcular el sector k y las potencias. El cálculo del sector se hace a partir de las componentes $\alpha - \beta$ de las tensiones de la red. Para calcularlas, se miden las tensiones compuestas v_{ab} y v_{ca} . Se puede comprobar que la relación entre las tensiones simples y compuestas es

$$\begin{aligned} v_a &= \frac{1}{3}(v_{ab} - v_{ca}) \\ v_b &= -\frac{1}{3}(2v_{ab} + v_{ca}). \end{aligned} \quad (4.16)$$

De la definición de fasor espacial de (2.2) se puede deducir que

$$\begin{aligned} v_\alpha &= \frac{3}{2}v_a \\ v_\beta &= \frac{\sqrt{3}}{2}(v_a + 2v_b), \end{aligned} \quad (4.17)$$

que, expresado en función de las tensiones compuestas medidas resulta

$$\begin{aligned} v_\alpha &= \frac{1}{2}(v_{ab} - v_{ca}) \\ v_\beta &= -\frac{\sqrt{3}}{2}(v_{ab} + v_{ca}). \end{aligned} \quad (4.18)$$

Con v_α y v_β se calcula el ángulo del vector de tensión,

$$\theta = \arctan\left(\frac{v_\beta}{v_\alpha}\right). \quad (4.19)$$

A partir de θ , el cálculo del sector resulta de la función

$$k = \begin{cases} 0 & \text{si } -\frac{\pi}{3} < \theta \leq 0 \\ 1 & \text{si } 0 < \theta \leq \frac{\pi}{3} \\ 2 & \text{si } \frac{\pi}{3} < \theta \leq \frac{2\pi}{3} \\ 3 & \text{si } \frac{2\pi}{3} < \theta \leq \pi \\ 4 & \text{si } \pi < \theta \leq \frac{4\pi}{3} \\ 5 & \text{si } \frac{4\pi}{3} < \theta \leq \frac{5\pi}{3}. \end{cases} \quad (4.20)$$

En este caso, k representa los sectores de la formulación en tensiones. Para trabajar con los flujos el cálculo del sector sería similar, pero con un desfase de $\frac{\pi}{2}$ radianes.

Por último, transformando las medidas de intensidad a ejes $\alpha - \beta$ según

$$\begin{aligned} i_\alpha &= \frac{3}{2}i_a \\ i_\beta &= \frac{\sqrt{3}}{2}(i_a + 2i_b), \end{aligned} \quad (4.21)$$

se obtienen las potencias

$$\begin{aligned} P &= \frac{2}{3}(v_\alpha i_\alpha + v_\beta i_\beta) \\ Q &= \frac{2}{3}(v_\beta i_\alpha - v_\alpha i_\beta). \end{aligned} \quad (4.22)$$

Como resumen, a continuación se enumeran los pasos necesarios para el CDP:

- medida de V_{ab} , V_{ca} , i_a , i_b y V_{dc} .
- cálculo del sector k a partir de V_{ab} y V_{ca} .
- cálculo de las potencias a partir de V_{ab} , V_{ca} , i_a e i_b .
- entrada a los reguladores de V_{dc} , P y Q .
- entrada a la tabla óptima de ΔP , ΔQ y k .
- obtención del vector de tensión del convertidor a aplicar.

4.3.1. Resultados de simulación y experimentales

El algoritmo del Control Directo de Potencia ha sido simulado usando *MATLAB/Simulink* y la herramienta *SimPowerSystems*. Los resultados obtenidos muestran su buen funcionamiento, tanto con tiempos de ciclo pequeños como con tiempos de ciclo mayores, comparables a los utilizados en la implementación en tiempo real en el laboratorio. Los resultados experimentales se obtuvieron conectando a la red un convertidor de dos niveles. El control se implementó en la tarjeta ds1102 de dSPACE. Las características de todo el sistema se detallan en el apéndice A.

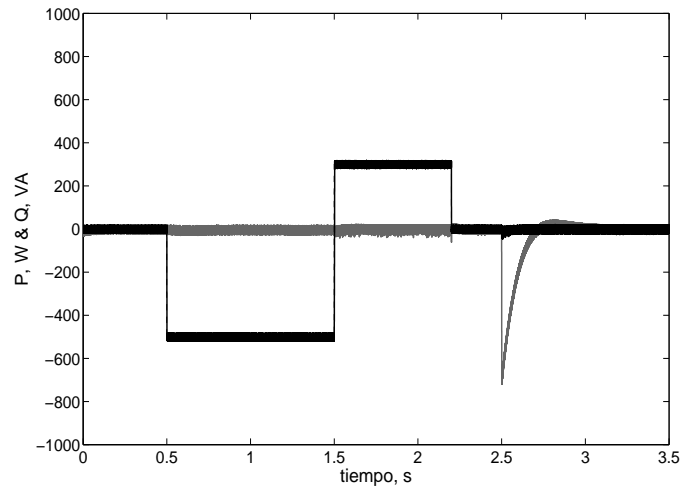
Se han simulado cambios en Q y en V_{dc} . En $t = 0,5s$ se produce un cambio en la consigna de Q entre 0VA y -500VA; en $t = 1,5s$, se pasa a 300VA, y en $t = 2,2s$ se vuelve a 0VA. El cambio en la consigna de V_{dc} , entre 400V y 450V, se produce en $t = 2.5s$.

En primer lugar se muestran los resultados de simulación obtenidos con un tiempo de ciclo de $10\mu s$ y un método de Euler de primer orden. La figura 4.9(a) muestra los cambios en las potencias activa (en gris) y reactiva (en negro). La figura 4.9(b) muestra el cambio en la tensión del enlace de continua. Se observa el desacoplo entre los cambios en P y Q , así como la influencia del regulador proporcional-integral (PI) en la respuesta de V_{dc} y, por tanto, en la respuesta de la potencia activa.

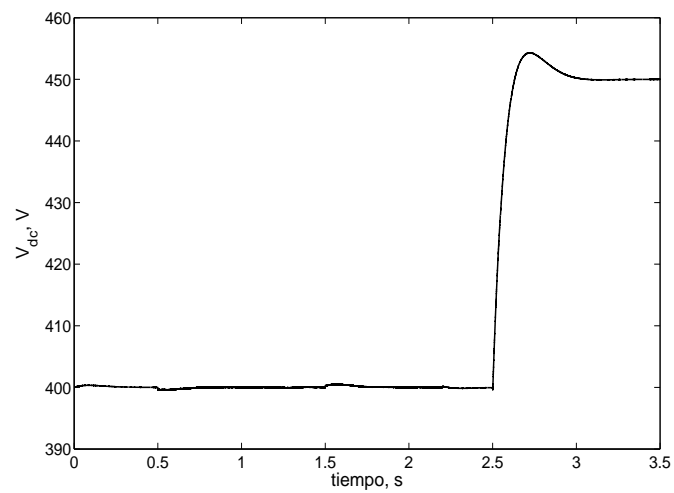
En la figura 4.10 se muestran las intensidades y las tensiones en la red para cada uno de los cambios descritos. Las tensiones han sido divididas por un factor de 40 para poder incluirlas en la misma gráfica que las intensidades. La figura 4.10(a) muestra el cambio de potencia reactiva de 0 a -500VA; la figura 4.10(b), el cambio de -500VA a 300VA, y la figura 4.10(c), el cambio en la consigna V_{dc} de 400V a 450V.

Los mismos cambios en las consignas se han simulado con un tiempo de ciclo de $100\mu s$, de forma que los resultados obtenidos fuesen comparables a los resultados experimentales obtenidos de la implantación del CDP en tiempo real en el laboratorio. Las figuras 4.11 y 4.12 muestran los resultados de simulación y los experimentales, de forma que se puede apreciar la gran concordancia entre la simulación y la implementación en tiempo real. Cabe destacar que el regulador PI de la tensión del enlace de continua difiere un poco de la simulación a la implementación en tiempo real debido a las consideraciones a la hora del diseño del

regulador, que no tienen mayor influencia en el algoritmo de CDP. Las figuras 4.11(b), 4.12(d) y 4.12(f) son tomas directas del osciloscopio. Las sondas de tensión tienen una relación de transformación de 100V:1V, y las de intensidad, de 1A:1V. Nótese que el canal de la intensidad, canal 2, tiene una escala de 2V.

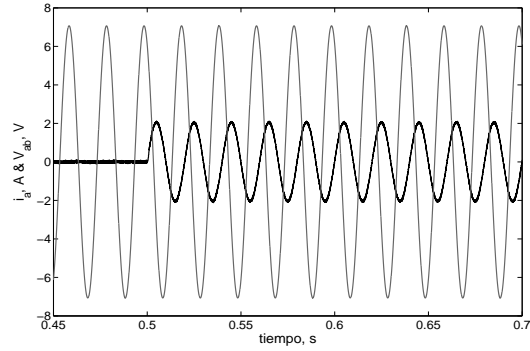
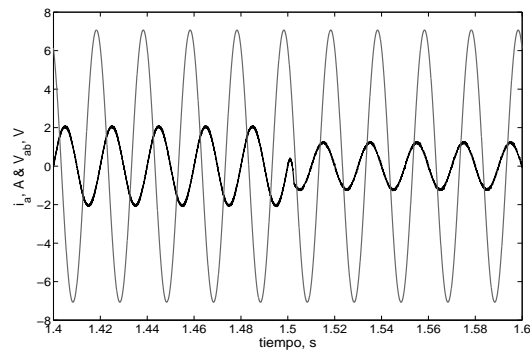
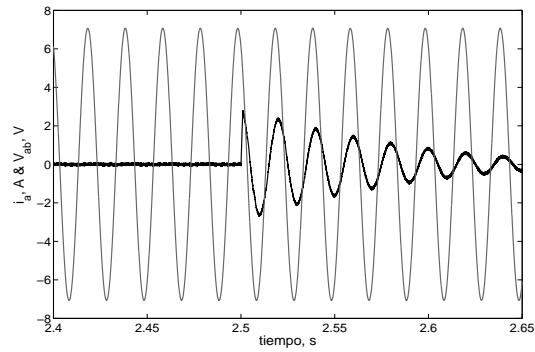


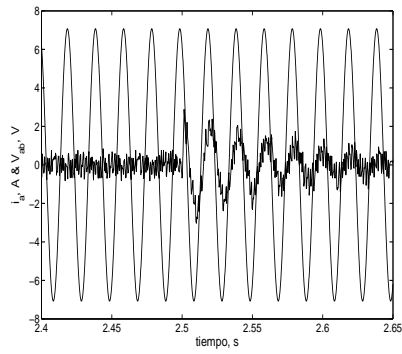
(a) Potencias activa y reactiva.



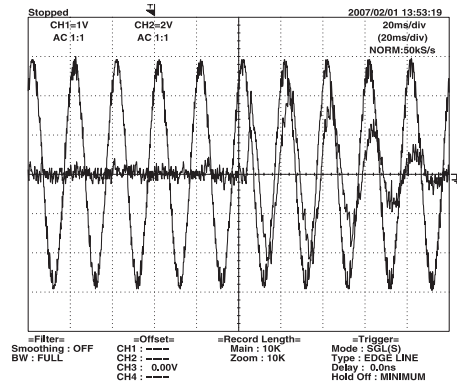
(b) Tensión del enlace de continua.

Figura 4.9: Resultados de simulación con $T_s = 10\mu s$. Potencias y tensión del enlace de continua.

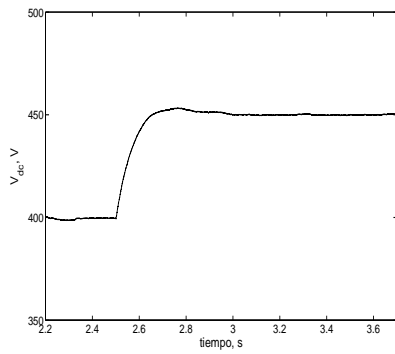
(a) Cambio de $Q = 0VA$ a $Q = -500VA$.(b) Cambio de $Q = -500VA$ a $Q = 300VA$.(c) Cambio de $V_{dc} = 400V$ a $V_{dc} = 450V$.Figura 4.10: Resultados de simulación con $T_s = 10\mu s$. Tensiones e intensidades.



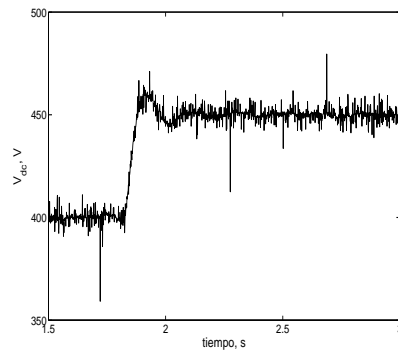
(a) Tensión e intensidad de la red.



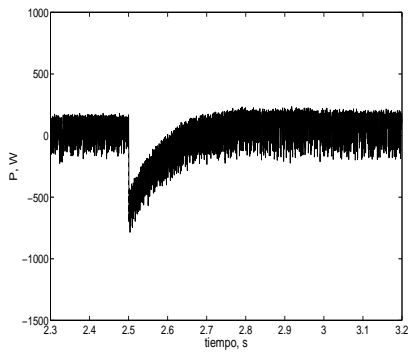
(b) Tensión e intensidad de la red.



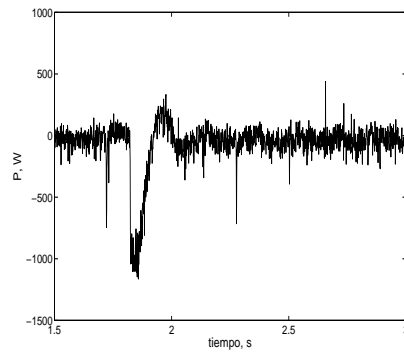
(c) Tensión del enlace de continua.



(d) Tensión del enlace de continua.

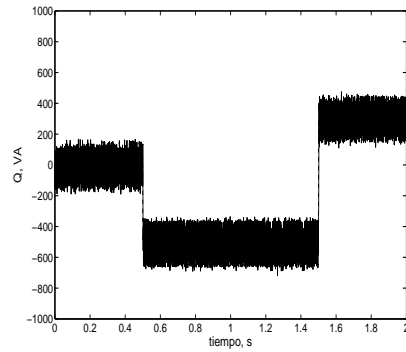


(e) Potencia activa.

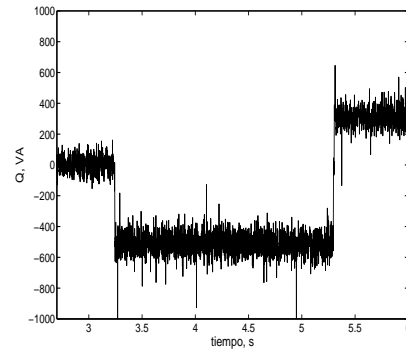


(f) Potencia activa.

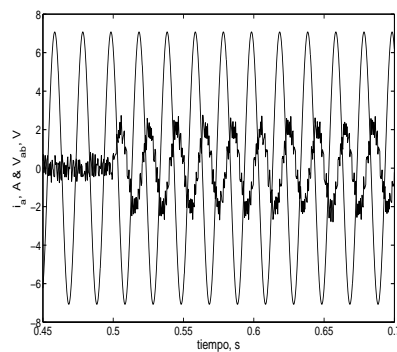
Figura 4.11: Resultados simulados (columna izquierda) y experimentales (columna derecha) del CDP ante un cambio en V_{dc} .



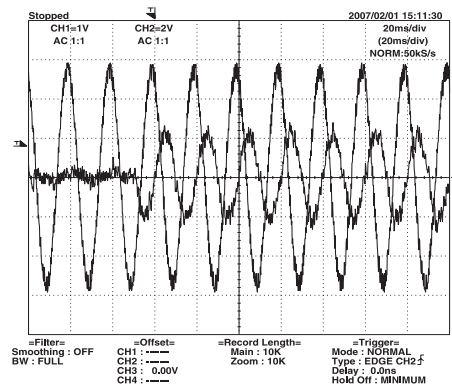
(a) Potencia reactiva.



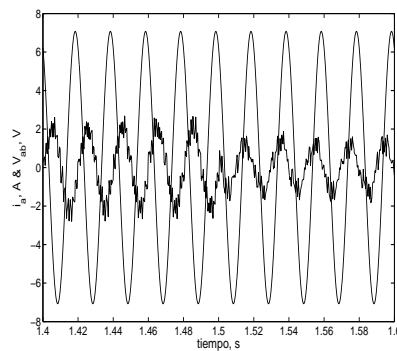
(b) Potencia reactiva.



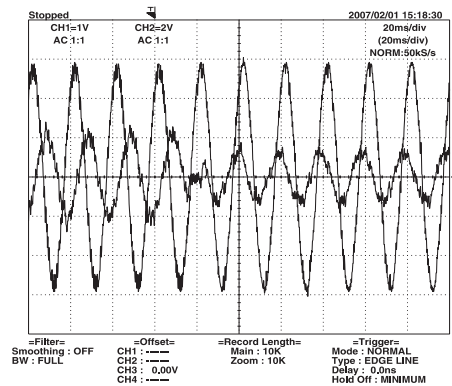
(c) Tensión e intensidad de la red para el cambio de $Q = 0\text{VA}$ a $Q = -500\text{VA}$.



(d) Tensión e intensidad de la red para el cambio de $Q = 0\text{VA}$ a $Q = -500\text{VA}$.



(e) Tensión e intensidad de la red para el cambio de $Q = -500\text{VA}$ a $Q = 300\text{VA}$.



(f) Tensión e intensidad de la red para el cambio de $Q = -500\text{VA}$ a $Q = 300\text{VA}$.

Figura 4.12: Resultados simulados (columna izquierda) y experimentales (columna derecha) del CDP ante cambios en Q .

4.4. CDP aplicado a convertidores multinivel

En esta sección se describe un nuevo algoritmo de control directo de potencia para convertidores multinivel llamado Control Directo de Potencia Extendido (CDPE). El CDPE mantiene la filosofía del control directo pero supone un cambio en la metodología, que ya no se basa en tablas sino en algoritmos de decisión a partir de conceptos geométricos. Además, el CDPE es válido para convertidores con un número cualquiera de niveles de tensión continua tan sólo con incluir las restricciones propias para los puntos intermedios del enlace de continua. Se evita así la generación de nuevas tablas, de dimensiones menos manejables a medida que aumentan los niveles, para cada convertidor con un número diferente de niveles de tensión.

4.4.1. Introducción

La idea fundamental del control directo es encontrar el vector de tensión del convertidor que cumpla con los requisitos de control. Hemos visto que, para un convertidor de dos niveles, la solución se encuentra en una sencilla tabla, función de la posición del vector de tensión de la red. Para ello, se divide el plano $\alpha - \beta$ en seis sectores, uno por cada vector activo del convertidor. Los vectores nulos, en caso de que se apliquen, no requieren distinción entre sectores pues su efecto es siempre el mismo.

En los convertidores multinivel, el número de vectores activos n_a aumenta cúbicamente según la expresión

$$n_a = n^3 - n, \quad (4.23)$$

en la que n es el número de niveles del convertidor. Así, para un convertidor de tres niveles se tienen 27 vectores de tensión posibles, de los que veinticuatro son activos y tres nulos. Para un convertidor de cuatro niveles el número de vectores activos es sesenta. Esto da una muestra del tamaño de las tablas que habría que utilizar para el CDP si se siguiera la misma metodología que la explicada para convertidores de dos niveles.

El algoritmo que se presenta, el Control Directo de Potencia Extendido, se basa en

consideraciones geométricas para la deducción del vector de tensión del convertidor a aplicar en cada caso. Además, utiliza el mismo principio de control directo para la regulación de la tensión en los puntos intermedios del enlace de continua. El CDPE calcula unos lugares geométricos por cada vector del convertidor en los que su aplicación no produce cambios en la potencia activa o en la potencia reactiva ($\delta P = 0$ y $\delta Q = 0$). De esta forma, se elimina la división en sectores y se calculan unas regiones de incremento o decremento de potencia. A modo de ejemplo, si el vector de tensión de la red se encuentra dentro de la región de incremento de potencia del vector k , \bar{v}_k , entonces su aplicación producirá un aumento de la potencia de salida.

Por lo tanto, para cada posición del vector de tensión de la red se podrá calcular la influencia de cada uno de los vectores de tensión del convertidor. Sólo aquellos que cumplan con los requisitos de control se podrán aplicar. Para los casos en los que haya más de un vector que cumpla con los requisitos de control, un algoritmo de decisión determina qué vector se aplicará finalmente. Los criterios de este algoritmo dependerán de los objetivos de control prioritarios, como se verá más adelante.

La metodología que se ha seguido para la deducción de estos lugares geométricos ha sido considerar que los vectores de tensión del convertidor están fijos en el plano $\alpha - \beta$, mientras que el vector de tensión de la red gira a la frecuencia fundamental de la red. Así, para cada vector de tensión del convertidor, sólo en dos instantes determinados, puntos A y B en la figura 4.13, sus proyecciones sobre \bar{v}_g , eje directo, serán nulas. Estos puntos determinarán el límite entre el incremento y el decremento de potencia activa, ya que, como se vio en las ecuaciones (4.13) y (4.15), dichas proyecciones modifican directamente las potencias activa y reactiva. De la misma manera ocurre para las proyecciones sobre el eje de cuadratura, que determinará la región límite para los cambios en la potencia reactiva.

En la figura 4.13 se muestra un ejemplo de cálculo de los puntos en los que la potencia activa no cambia para el vector \bar{v}_1 , puntos A y B. Para cada vector del convertidor se trata, por tanto, de hallar los pares ángulo-módulo de \bar{v}_g tales que Δi_d y Δi_q sean nulas.

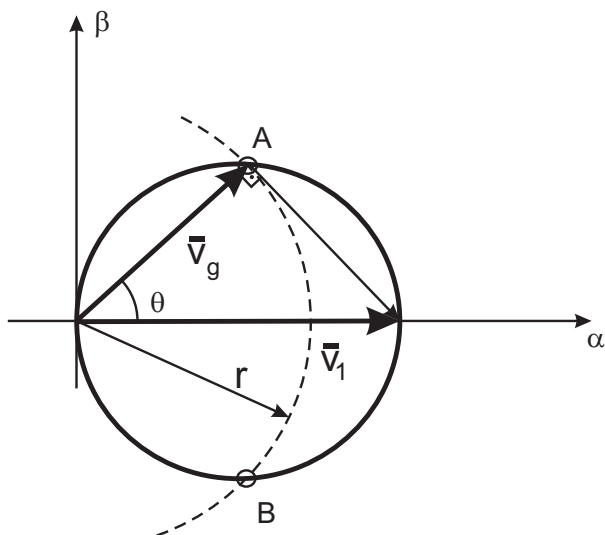


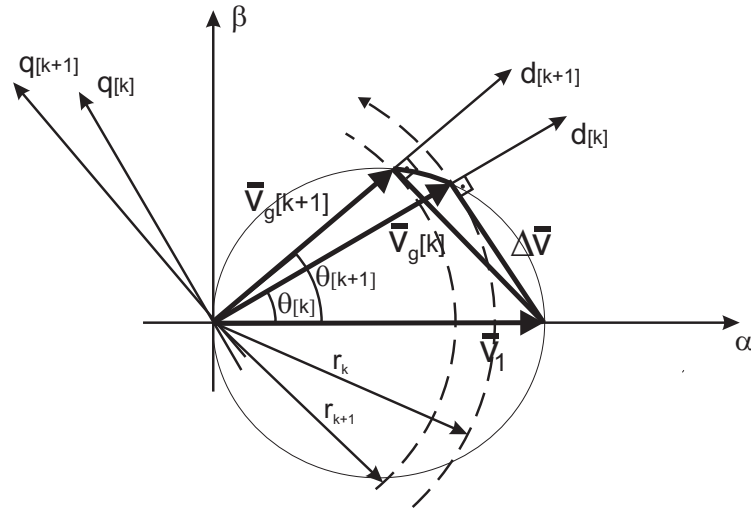
Figura 4.13: Determinación de los puntos en los que la aplicación de \bar{v}_1 no implica cambio en la potencia activa.

4.4.2. Lugares geométricos de cambio nulo en la potencia activa ($\delta P = 0$)

La condición para que no se modifique la potencia activa es que la proyección sobre el eje directo de $\Delta\bar{v}$ sea nula, esto es, que los vectores \bar{v}_g y $\Delta\bar{v}$ sean perpendiculares. Consideremos en primer lugar el vector \bar{v}_1 . Dado un ángulo $\theta[k]$ del vector de tensión de la red \bar{v}_g en un instante k , habrá un único valor de su módulo, $r_k = |\bar{v}_g|$, que dé lugar a que $\Delta\bar{v}$ sea perpendicular a \bar{v}_g . Si consideramos ahora otro valor del ángulo de \bar{v}_g , es decir, un instante de tiempo distinto $k + 1$, el valor de r_{k+1} será distinto y también único (figura 4.14).

Conectando todos los puntos (θ, r) en el plano que cumplen $\delta P = 0$, para el rango de $\theta \in (0, 2\pi)$, se obtiene una circunferencia, tal y como se va a demostrar a continuación. Esta circunferencia es el lugar geométrico $\delta P = 0$ para \bar{v}_1 .

Para probar que el lugar geométrico mencionado anteriormente es una circunferencia, partimos de las proyecciones de la ecuación (4.13) sobre los ejes $\alpha - \beta$

Figura 4.14: Cálculo de $\delta P = 0$ para \bar{v}_1 .

$$r \cos \theta + |\Delta \bar{v}| \sin \theta = |\bar{v}_1| \quad (4.24)$$

$$r \sin \theta - |\Delta \bar{v}| \cos \theta = 0.$$

Resolviendo r en función del ángulo de la tensión de red θ resulta

$$r = |\bar{v}_1| \cos \theta, \quad (4.25)$$

que es la ecuación de una circunferencia en coordenadas polares centrada en $\frac{\bar{v}_1}{2}$ y con radio $\frac{|\bar{v}_1|}{2}$.

Si ahora generalizamos la deducción para un vector de tensión del convertidor genérico $\bar{v}_{m\gamma}$, de módulo m y ángulo γ , entonces (4.24) resulta

$$r \cos \theta + \sqrt{m^2 - r^2} \sin \theta = m \cos \gamma \quad (4.26)$$

$$r \sin \theta - \sqrt{m^2 - r^2} \cos \theta = m \sin \gamma,$$

en la que el módulo de $\Delta \bar{v}$ se ha expresado en función de r y m . Si multiplicamos la primera ecuación de (4.26) por $\cos \theta$ y la segunda por $\sin \theta$ y las sumamos, se obtiene la expresión general

$$r = m \cos(\theta - \gamma). \quad (4.27)$$

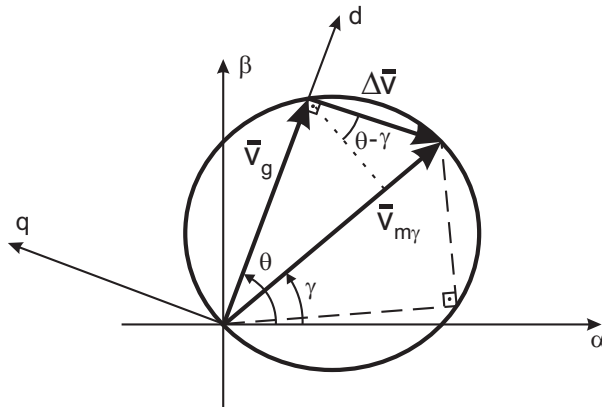


Figura 4.15: Cálculo de $\delta P = 0$ para $\bar{v}_{m\gamma}$.

En (4.27), se tuvo en cuenta que $\cos(a - b) = \cos a \cos b + \sin a \sin b$. Nuevamente se obtiene la ecuación de una circunferencia centrada en el punto medio del vector de tensión $\bar{v}_{m\gamma}$, en este caso, y de radio $\frac{m}{2}$, tal y como se muestra en la figura 4.15. Para demostrar que la ecuación (4.27) es una circunferencia partimos de sus proyecciones en los ejes $\alpha - \beta$

$$\begin{aligned} x &= r \cos \theta = m \cos(\theta - \gamma) \cos \theta \\ y &= r \sin \theta = m \cos(\theta - \gamma) \sin \theta. \end{aligned} \quad (4.28)$$

Elevando estas componentes al cuadrado y sumándolas se tiene:

$$\begin{aligned}
x^2 + y^2 &= m^2 \cos^2(\theta - \gamma) = m^2(\cos^2 \theta \cos^2 \gamma + \\
&+ 2 \cos \theta \cos \gamma \sin \theta \sin \gamma + \sin^2 \theta \sin^2 \gamma) = \\
&= m^2[\cos \theta \cos \gamma \cos(\theta - \gamma) \\
&+ \sin \theta \sin \gamma \cos(\theta - \gamma)] = \\
&= m^2 \left(\cos \gamma \frac{x}{m} + \sin \gamma \frac{y}{m} \right) = \\
&= xm \cos \gamma + ym \sin \gamma,
\end{aligned} \tag{4.29}$$

que, reordenando términos, es la ecuación de una circunferencia:

$$\begin{aligned}
x^2 - xm \cos \gamma + y^2 - ym \sin \gamma &= 0 \\
\left(x - \frac{m}{2} \cos \gamma\right)^2 + \left(y - \frac{m}{2} \sin \gamma\right)^2 &= \left(\frac{m}{2}\right)^2.
\end{aligned} \tag{4.30}$$

Se demuestra así que el lugar geométrico de los puntos del plano en los que la aplicación de un vector de tensión del convertidor no produce cambios en la potencia activa es una circunferencia centrada en el punto medio de dicho vector y de radio igual a la mitad del módulo del vector. Por lo tanto, todas las circunferencias pasarán por el origen del plano $\alpha - \beta$ y por el afijo del vector del convertidor correspondiente.

Estos lugares geométricos dividen el plano en dos regiones. Si el vector de tensión en la red está dentro del interior del círculo asociado a un determinado vector de tensión del convertidor $\bar{v}_{m\gamma}$, entonces la aplicación de dicho vector provocará un incremento de la potencia activa. Por el contrario, si \bar{v}_g está fuera del círculo, la aplicación de $\bar{v}_{m\gamma}$ conllevará una disminución de la potencia activa. Esto se puede comprobar simplemente analizando el signo de las proyecciones sobre \bar{v}_g de $\Delta\bar{v}$.

4.4.3. Lugares geométricos de cambio nulo en la potencia reactiva ($\delta Q = 0$)

La condición para que no se modifique la potencia reactiva es que la proyección sobre el eje de cuadratura de $\Delta\bar{v}$ sea nula, esto es, que los vectores \bar{v}_g y $\Delta\bar{v}$ sean colineales, lo que

implica que \bar{v}_g tenga el mismo ángulo que el vector de tensión del convertidor a aplicar. En este caso, la expresión matemática del lugar geométrico $\delta Q = 0$ será una recta coincidente con el propio vector de tensión del convertidor. Su ecuación en las coordenadas cartesianas del plano $\alpha - \beta$ (x e y) es

$$y = \tan(\gamma)x, \quad (4.31)$$

en la que γ es el ángulo del vector de tensión del convertidor.

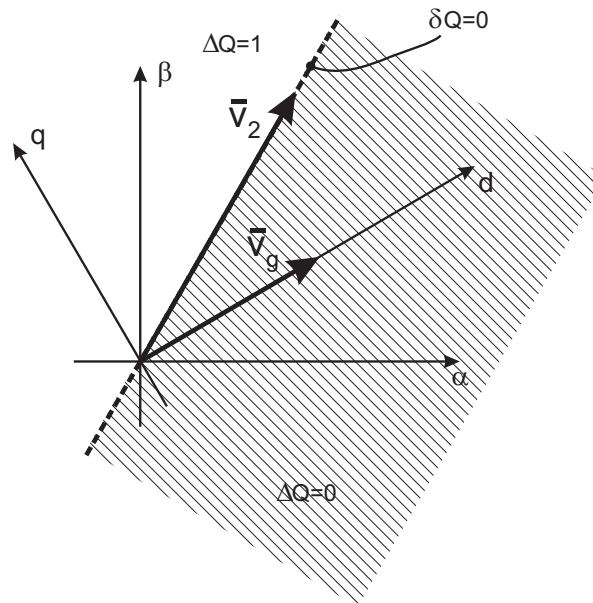


Figura 4.16: Cálculo de $\delta Q = 0$ para \bar{v}_2 .

El plano queda así dividido en dos regiones, al igual que ocurría para los cambios en la potencia activa. Si \bar{v}_g está en el semiplano positivo de un determinado vector de tensión del convertidor $\bar{v}_{m\gamma}$, entonces la aplicación de dicho vector del convertidor supondrá un incremento en la potencia reactiva. Por el contrario, si \bar{v}_g está en el semiplano negativo, la aplicación del vector del convertidor provocará una disminución de la potencia reactiva. Hay que tener en cuenta que los cambios en la potencia reactiva tienen signo opuesto a los cambios

en la componente de cuadratura de la intensidad Δi_q , según se vio en la ecuación (4.15). La figura 4.16 muestra el lugar geométrico $\delta Q = 0$ para el vector \bar{v}_2 .

4.4.4. Control de la tensión en los puntos intermedios del enlace de continua

Debido a la topología del convertidor de tres niveles con enclavamiento por diodos del punto medio, figura 4.17, la tensión en el punto medio del enlace de continua puede variar. Esta variación desequilibra la tensión entre los condensadores de la parte superior e inferior, dando lugar a un mal funcionamiento del control. Lo mismo ocurre para convertidores con un número mayor de niveles, aunque el desarrollo se va a centrar en el caso de un convertidor con tres niveles de tensión.

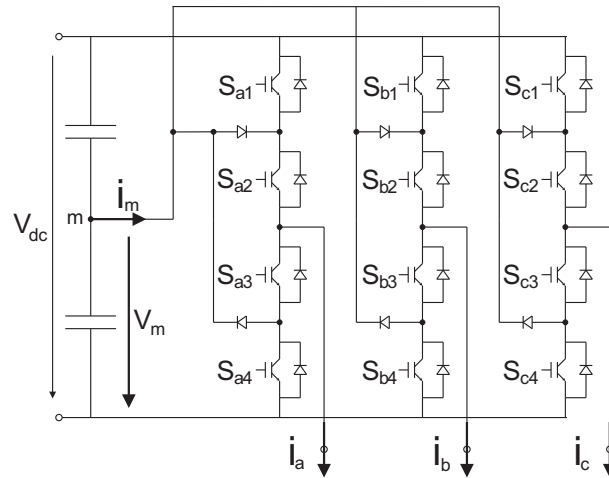


Figura 4.17: Topología de un convertidor de tres niveles con enclavamiento por diodos del punto medio.

Este problema ya ha sido abordado en numerosas ocasiones y se han establecido diferentes algoritmos para el control de las tensiones en los puntos intermedios del enlace de continua. Generalmente se han propuesto estrategias basadas en dos criterios:

1. la duración de los estados de conmutación que afectan a las tensiones del enlace de

continua. Se analiza la influencia de cada estado de conmutación sobre las variaciones en las tensiones del enlace de continua y se calculan los tiempos de aplicación requeridos para el control de dichas tensiones [22, 23, 24]. En algunos casos se ha hecho uso de un circuito auxiliar para controlar la carga y descarga de los condensadores [25, 26]. En [23] se define un índice de modulación de la intensidad de los puntos intermedios, que es la duración relativa entre dos estados de conmutación que dan lugar a la misma salida de tensión del convertidor (vectores \bar{v}_{8-13}) y se aplica esta estrategia de control.

2. la redundancia inherente a ciertos estados de conmutación de los convertidores multi-nivel. Como se verá en la tabla 4.5, los vectores \bar{v}_{8-13} y \bar{v}_{20-25} dan lugar a las mismas tensiones de salida, pero con estados de conmutación diferentes. Además, cada par $(\bar{v}_8, \bar{v}_{20})$, $(\bar{v}_9, \bar{v}_{21})$, \dots , $(\bar{v}_{13}, \bar{v}_{25})$ produce variaciones opuestas en las tensiones del enlace de continua. Ejemplos de esta estrategia se encuentran en [27, 28], en las que su aplicación está restringida por la frecuencia de conmutación obtenida.

Más recientemente se han propuesto otras estrategias. En [29] se diseña un controlador óptimo basado en el criterio de mínima energía del enlace de continua. Se demuestra que la energía de un banco de condensadores de igual capacidad es mínima si sus tensiones son iguales. El algoritmo de control minimiza la función de energía del enlace de continua y proporciona el vector tensión del convertidor a aplicar. Por otro lado, en [30], se presenta una nueva estrategia de modulación PWM con rotación de las portadoras que produce un menor rizado en las tensiones de continua.

En el caso de CDPE se ha usado una estrategia de control directo, tal y como se utilizó para las potencias. Así, se utiliza un regulador de histéresis de tres niveles para el control de la tensión en el punto medio V_m . Su salida indicará si dicha tensión debe aumentar (1), disminuir (-1) o permanecer igual (0). A partir de esta señal de control el algoritmo debe calcular qué vectores de tensión del convertidor cumplen con los requisitos de control y, de entre ellos, aplicar el óptimo según un algoritmo de decisión posterior. Con esto se completa el CDPE. Su diagrama de bloques se muestra en la figura 4.18. Al igual que en el caso de CDP para convertidores de dos niveles, la tensión de continua se regula mediante un lazo

externo de control PI.

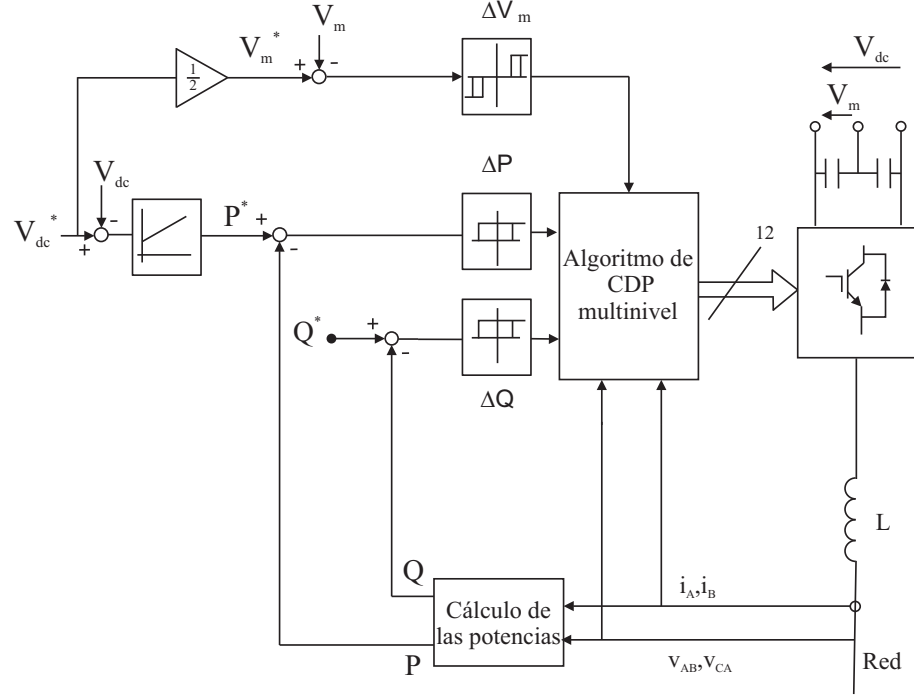


Figura 4.18: Diagrama de bloques del CDPE.

La intensidad que circula por los diodos de enclavamiento, i_m , provoca cambios en la tensión V_m . Tal y como se muestra en la figura 4.17, si $i_m > 0$, V_m disminuye; si $i_m < 0$, V_m aumenta, y si $i_m = 0$ entonces V_m no se modifica. Por este motivo se escogió un comparador de tres niveles para el regulador de histéresis de V_m . Su salida, ΔV_m , viene definida por la función

$$\Delta V_m = \begin{cases} 1 & \text{si } V_m^* - V_m > h \\ 0 & \text{si } -h \leq V_m^* - V_m \leq h \\ -1 & \text{si } V_m^* - V_m < -h, \end{cases} \quad (4.32)$$

en la que h es el ancho de la banda de histéresis y V_m^* el valor de referencia para la tensión del punto medio, que, por supuesto, debe ser la mitad del valor de referencia para V_{dc} .

La intensidad que circula por los diodos de enclavamiento del punto medio se puede expresar como una función del estado de conmutación del convertidor según la ecuación

$$i_m = S_{a2}S_{a3}i_a + S_{b2}S_{b3}i_b + S_{c2}S_{c3}i_c. \quad (4.33)$$

Como se puede apreciar en la figura 4.17, sólo los interruptores centrales influyen en i_m .

Los distintos estados de conmutación del convertidor se muestran en la tabla 4.5, en la que, para cada rama x del convertidor, el valor 2 representa el estado de conmutación ($S_{x1} = 1, S_{x2} = 1, S_{x3} = 0, S_{x4} = 0$), el valor 1 ($S_{x1} = 0, S_{x2} = 1, S_{x3} = 1, S_{x4} = 0$) y el 0 ($S_{x1} = 0, S_{x2} = 0, S_{x3} = 1, S_{x4} = 1$). De los 27 estados posibles, el vector nulo \bar{v}_7 se puede lograr mediante tres estados de conmutación distintos y los vectores del \bar{v}_8 al \bar{v}_{13} , mediante dos. La representación de estos vectores en el plano $\alpha - \beta$ se muestra en la figura 4.19. En esta misma tabla también se muestra tanto el valor de i_m para los distintos estados de conmutación como los cambios consecuentes en V_m .

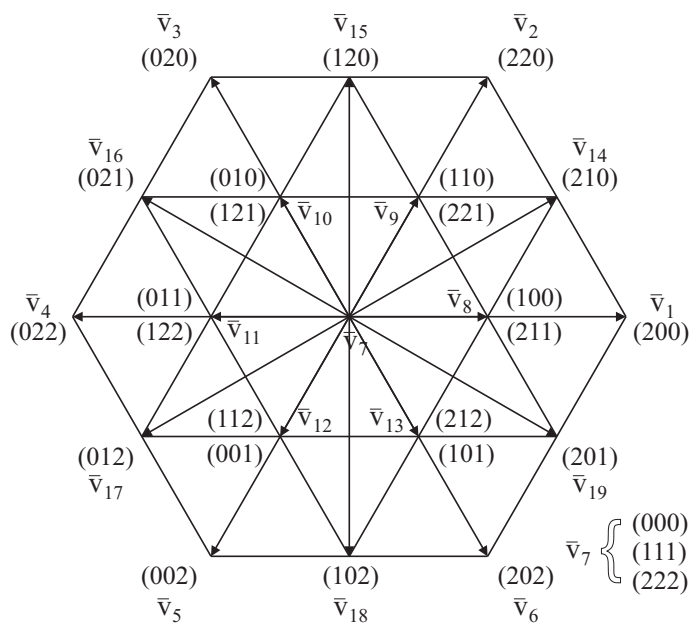


Figura 4.19: Vectores de tensión de un convertidor de tres niveles.

Tabla 4.5: Valores de i_m en función del estado de conmutación del convertidor.

$\bar{v}_{m\gamma}$	(a,b,c)	i_m	ΔV_m
\bar{v}_1	(2,0,0)	0	0
\bar{v}_2	(2,2,0)	0	0
\bar{v}_3	(0,2,0)	0	0
\bar{v}_4	(0,2,2)	0	0
\bar{v}_5	(0,0,2)	0	0
\bar{v}_6	(2,0,2)	0	0
$\bar{v}_{7(26,27)}$ (triple)	(2,2,2) ó (1,1,1) ó (0,0,0)	0	0
$\bar{v}_{8(20)}$ (doble)	(1,0,0) ó (2,1,1)	$\pm i_a$	$\mp \text{sign}(i_a)$
$\bar{v}_{9(21)}$ (doble)	(1,1,0) ó (2,2,1)	$\pm(i_a + i_b)$	$\mp \text{sign}(i_a + i_b)$
$\bar{v}_{10(22)}$ (doble)	(0,1,0) ó (1,2,1)	$\pm i_b$	$\mp \text{sign}(i_b)$
$\bar{v}_{11(23)}$ (doble)	(0,1,1) ó (1,2,2)	$\mp i_a$	$\pm \text{sign}(-i_a)$
$\bar{v}_{12(24)}$ (doble)	(0,0,1) ó (1,1,2)	$\pm(-i_a - i_b)$	$\mp \text{sign}(-i_a - i_b)$
$\bar{v}_{13(25)}$ (doble)	(1,0,1) ó (2,1,2)	$\mp i_b$	$\pm \text{sign}(-i_b)$
\bar{v}_{14}	(2,1,0)	i_b	$-\text{sign}(i_b)$
\bar{v}_{15}	(1,2,0)	i_a	$-\text{sign}(i_a)$
\bar{v}_{16}	(0,2,1)	$-i_a - i_b$	$-\text{sign}(-i_a - i_b)$
\bar{v}_{17}	(0,1,2)	i_b	$-\text{sign}(i_b)$
\bar{v}_{18}	(1,0,2)	i_a	$-\text{sign}(i_a)$
\bar{v}_{19}	(2,0,1)	$-i_a - i_b$	$-\text{sign}(-i_a - i_b)$

A partir de la ecuación (4.32) y de la tabla 4.5, teniendo en cuenta que los cambios en V_m e i_m son opuestos en signo, la definición de ΔV_m resulta

$$\Delta V_m = -\text{sign}(i_m), \quad (4.34)$$

en la que se ha hecho uso de la función signo, que devuelve un 1 en caso de una entrada positiva, un -1 en caso de una entrada negativa y un 0 en caso de una entrada nula.

De la tabla 4.5 se deduce que siempre se puede encontrar un vector de tensión del convertidor que cumpla con los requisitos del regulador de V_m , ya que también hay siempre valores positivos, negativos y cero (salvo en el caso de que las tres intensidades sean nulas). Más aún, para los vectores \bar{v}_8 a \bar{v}_{13} existen dos posibles estados de conmutación, como ya se comentó. Esta multiplicidad de estados introduce un grado de libertad, pues mientras que para un estado de conmutación la intensidad por el punto medio i_m tiene un sentido, para el otro, i_m tendrá el sentido opuesto. Por ejemplo, para el vector \bar{v}_{11} , si se obtiene mediante el estado de conmutación (0,1,1), la intensidad del punto medio será $-i_a$. Sin embargo, si se obtiene mediante el estado de conmutación (1,2,2), $i_m = i_a$. Consecuentemente, el cambio en V_m dependerá del estado de conmutación escogido. Esto será de especial importancia para el algoritmo de decisión en el caso en el que no se encuentre ningún vector que cumpla en primera instancia con los tres requisitos de control ΔP , ΔQ y ΔV_m simultáneamente, ya que se duplican las posibilidades de encontrar un vector solución sin necesidad de relajar los requisitos de control, como se verá en la siguiente sección. Por ejemplo, si \bar{v}_{10} cumpliera los requisitos $\Delta P = \Delta Q = 1$ e $i_b > 0$, el estado de conmutación (0,1,0) se podría usar en el caso de $\Delta V_m = -1$ y el estado (1,2,1) en el caso de $\Delta V_m = 1$. Incluso si $\Delta V_m = 0$, el vector de tensión colineal (en este caso el \bar{v}_3) se podría usar automáticamente, ya que su circunferencia asociada envuelve completamente a la del vector \bar{v}_{10} y el lugar geométrico para la potencia reactiva es el mismo (la recta colineal a ambos vectores). La figura 4.20 muestra los estados de conmutación junto con los requisitos de control de V_m para este ejemplo.

No obstante, la tendencia del algoritmo es utilizar los vectores \bar{v}_1 a \bar{v}_6 . Así ocurre al alcanzarse el régimen permanente, ya que cuando $\Delta V_m = 0$, independientemente de cómo cambien ΔP y ΔQ , los vectores aplicables sólo podrán ser \bar{v}_{1-7} . Esto supone un desaprovechamiento

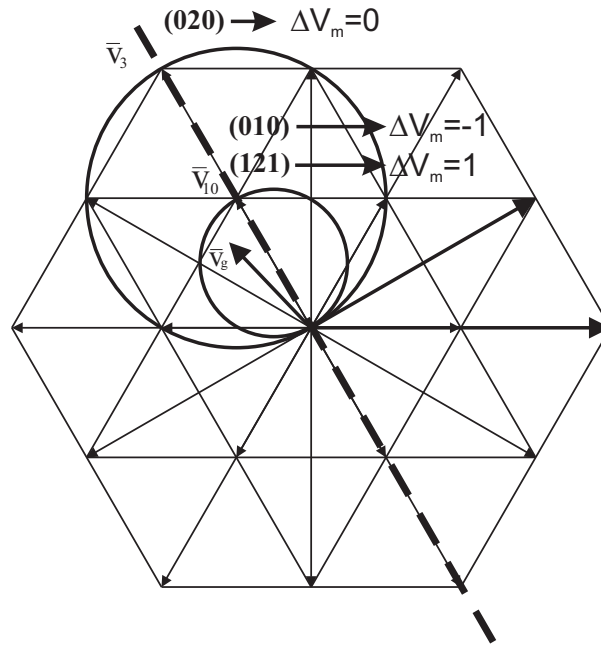


Figura 4.20: Ejemplo de la multiplicidad del vector \bar{v}_{10} .

del convertidor, ya que se utilizan sólo dos niveles de tensión, con lo que no se obtienen las ventajas de los convertidores multinivel (menor rizado, menor distorsión armónica, etcétera).

Para aprovechar toda la capacidad del convertidor, se modifica la acción de control para $\Delta V_m = 0$. En esas circunstancias, en lugar de restringir los vectores de \bar{v}_1 a \bar{v}_7 para que V_m no se modifique, se permite la libre evolución de V_m , consecuencia de la aplicación de cualquier vector que cumpla los requisitos ΔP y ΔQ . Cuando V_m llegue al límite de la banda de regulación h , los vectores que se apliquen deberán cumplir ΔP , ΔQ y $\Delta V_m = \pm 1$. Respecto a este criterio, cabe mencionar que los cambios en V_m están directamente relacionados con los signos de las intensidades para una posición determinada del vector de tensión de la red o, con otras palabras, del desfase entre las tensiones y las intensidades de línea. Por tanto, el factor de potencia va a influir en los cambios de V_m . No obstante, debido a la naturaleza constantemente cambiante del control directo (ΔP y ΔQ), el requisito de ΔV_m se podrá satisfacer con bastante frecuencia, haciendo posible este tipo de control de V_m ,

como se podrá comprobar en los resultados obtenidos.

Con esta condición se hace uso de toda la capacidad del convertidor, sin implicación para la regulación de la tensión del punto medio, que queda confinada en una banda definida, h , de control.

Sin embargo, en determinadas circunstancias puede ser necesario relajar los requisitos de control para poder cumplirlos con un determinado vector. En esos casos será necesario tomar una decisión a partir de una determinada estrategia de control, como se verá a continuación.

4.4.5. Algoritmo de decisión

Una vez que el algoritmo de Control Directo de Potencia Extendido ha calculado los vectores de tensión del convertidor que cumplen todos los requisitos de control, el algoritmo de decisión escoge, de entre los posibles, el óptimo según un determinado criterio. En la figura 4.21 se muestra el diagrama de flujo del algoritmo de decisión. \vec{P} , \vec{Q} y \vec{V}_m son vectores columna que contienen los vectores de tensión del convertidor que cumplen los requisitos de control ΔP , ΔQ y ΔV_m respectivamente. La primera condición que se revisa es ΔV_m . Si $\Delta V_m = 0$, no se tiene en cuenta el control de V_m y se busca el vector óptimo que cumpla ΔP y ΔQ . Si hay más de un vector que cumpla los requisitos hay que recurrir a un criterio de optimización para decidir qué vector aplicar. En esta tesis se ha seguido el criterio de distancia mínima, por el que se elige el vector más cercano al vector de tensión de la red. Esto es debido a que el vector más cercano es el que produce un cambio menor en la magnitud de las potencias (cambio mínimo en $\Delta \bar{v}$). La razón es que, en régimen permanente, cuanto menos cambien las potencias respecto a la referencia, mejor.

Aunque este criterio no sea óptimo respecto a los cambios bruscos en las referencias de potencia, estas situaciones suelen ser hechos aislados que ocurren sólo en ciertos instantes de tiempo y ante determinadas contingencias en el sistema, pero no continuamente. Para el autor, el criterio de distancia mínima es el que mejor se adapta a la naturaleza continuamente cambiante del control directo. Además, la respuesta dinámica ante cambios bruscos sigue siendo muy buena y presenta una dependencia mayor del tiempo de ciclo utilizado que del vector aplicado (recuérdese lo mencionado en la sección 4.3 al respecto).

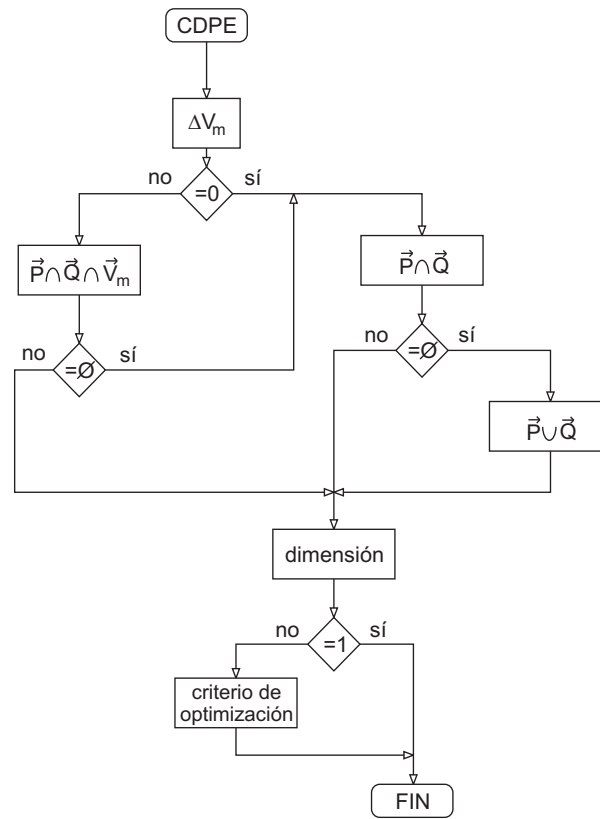


Figura 4.21: Diagrama de flujo del algoritmo de decisión.

Si $\Delta V_m \neq 0$, se aplicará el vector óptimo de entre los que cumplan las condiciones, si $\dim(\vec{P} \cap \vec{Q} \cap \vec{V}_m) \geq 1$.

Método de relajación

En el caso en el que ningún vector de tensión del convertidor cumpla con los tres requisitos de control simultáneamente, es decir, $\vec{P} \cap \vec{Q} \cap \vec{V}_m = \emptyset$, el algoritmo de decisión debe ser relajado mediante la modificación de alguno de los requisitos de control. El primer paso del método de relajación afecta al control de la tensión en el punto medio, V_m . Si $\vec{P} \cap \vec{Q} \cap \vec{V}_m = \emptyset$, se fuerza $\Delta V_m = 0$ y se actúa como se describió anteriormente, dejando evolucionar

Tabla 4.6: Resultados del EDPC para $\Delta P = \Delta Q = \Delta V_m = 1$ con un vector de tensión de la red de módulo 0,6pu y ángulo 50° .

condición	vectores del convertidor
\vec{P}	$\bar{v}_1, \bar{v}_2, \bar{v}_{14}, \bar{v}_{15}$
\vec{Q}	$\bar{v}_1, \bar{v}_{5-8}, \bar{v}_{12-14}, \bar{v}_{18}, \bar{v}_{19}$
\vec{V}_m	$\bar{v}_{8-13}, \bar{v}_{15}, \bar{v}_{16}, \bar{v}_{18}, \bar{v}_{19}$

libremente V_m .

Finalmente, si el control simultáneo de P y Q no es posible, entonces sólo uno de los requisitos de control se seguirá, dependiendo del criterio de optimización utilizado. La figura 4.21 muestra todos los pasos de relajación del algoritmo de decisión.

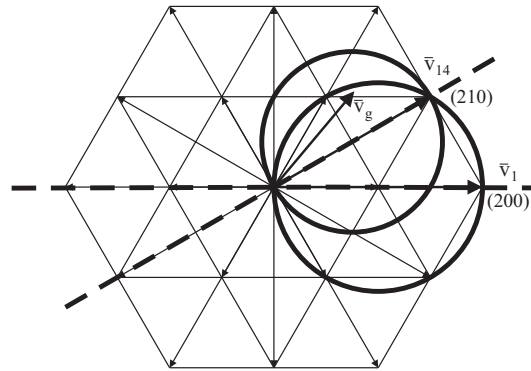


Figura 4.22: Ejemplo del método de relajación.

A modo de ejemplo, supongamos que el vector de tensión de la red tiene un módulo de 0,6pu y un ángulo de 50° , que $i_b > 0$ y que $\Delta P = \Delta Q = \Delta V_m = 1$, esto es, que todas las variables deben aumentar. La situación descrita se presenta en la figura 4.22 y los resultados del algoritmo se muestran en la tabla 4.6.

Sólo los vectores \bar{v}_1 y \bar{v}_{14} satisfacen las condiciones de ΔP y ΔQ , pero no hay ningún

vector que cumpla los tres requisitos. En este caso, tras la aplicación del primer paso de relajación, se encuentra la solución: \bar{v}_1 . Del mismo modo, si fuese $\Delta V_m = -1$, la solución habría sido \bar{v}_{14} , ya que sería el único vector que cumpliría los tres requisitos.

4.4.6. Ampliación del algoritmo para convertidores con n niveles de tensión

Como ya se comentó al principio de esta sección, el CDPE es un algoritmo válido para convertidores multinivel de cualquier número de niveles de tensión. Sin embargo, el desarrollo se ha hecho a partir de un convertidor de tres niveles. A continuación se generalizarán las ecuaciones necesarias para un número n de niveles.

Respecto a las potencias activa y reactiva, los lugares geométricos calculados en las secciones 4.4.2 y 4.4.3 son completamente válidos, puesto que se calcularon para un vector genérico, sin tener en cuenta el número de niveles de tensión continua. Sin embargo, el control de la tensión del punto medio sí se concretó para un convertidor de tres niveles. Vamos entonces a generalizar, para un convertidor de n niveles, las expresiones obtenidas para un convertidor con tres niveles.

En un convertidor con n niveles de tensión hay $n - 2$ puntos intermedios en el enlace de continua y $2(n - 1)$ interruptores. La nomenclatura que se va a utilizar respecto a los interruptores de cada rama se muestra en la figura 4.23. El interruptor S_{x1} será el más cercano a la parte superior del enlace de continua (conecta con V_{dc}). El interruptor $S_{x(2n-2)}$ será el más cercano a la parte inferior del enlace de continua. La salida de cada fase estará siempre entre $S_{x(n-1)}$ y S_{xn} y el punto intermedio genérico V_{m_j} se conecta con $S_{x(j+1)}$ y $S_{x(j+n-1)}$. Así, las ecuaciones de la intensidad que circula por estos puntos intermedios serán análogas a (4.33), pero intervendrán los interruptores correspondientes al punto intermedio de que se trate, resultando

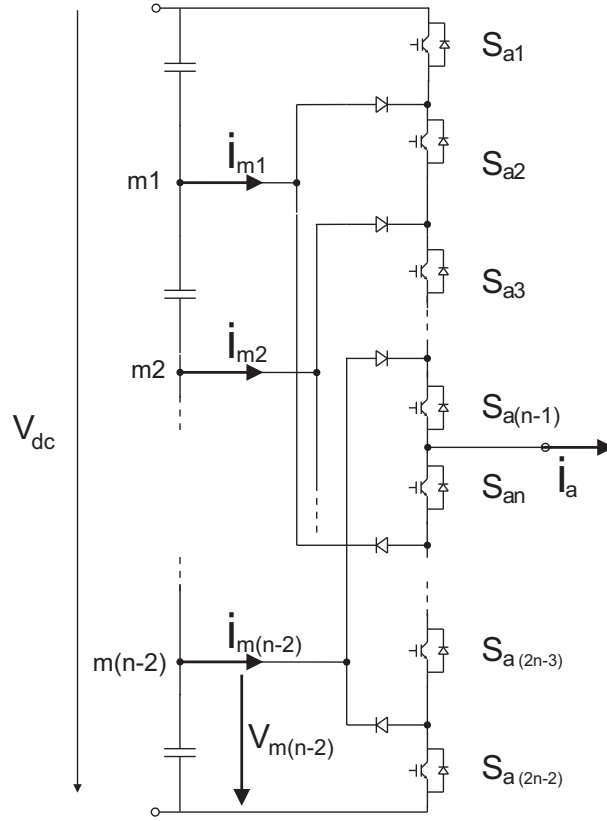


Figura 4.23: Esquema de una fase de un convertidor con enclavamiento por diodos con n niveles de tensión.

$$\begin{aligned}
 i_{m1} &= \sum_{x=a}^c (S_{x2} S_{x3} \cdots S_{xn}) i_x & (4.35) \\
 i_{m2} &= \sum_{x=a}^c (S_{x3} S_{x4} \cdots S_{x(n+1)}) i_x \\
 &\vdots \\
 i_{m(n-2)} &= \sum_{x=a}^c (S_{x(n-1)} S_{xn} \cdots S_{x(2n-3)}) i_x.
 \end{aligned}$$

Los reguladores para cada punto intermedio $V_{m1}, V_{m2}, \dots, V_{m(n-2)}$, tendrán la misma

forma que en las ecuaciones (4.32) y (4.34) y la tabla será análoga a la tabla 4.5. En este caso habrá que tener en cuenta la mayor multiplicidad de estados, que podrá llegar hasta vectores de multiplicidad $(n-1)$, por lo que el control de $V_{m1}, V_{m2}, \dots, V_{m(n-2)}$ se hace aún más flexible.

Para el algoritmo de decisión habrá que considerar $\vec{V}_{m1}, \vec{V}_{m2}, \dots, \vec{V}_{m(n-2)}$. En el improbable caso de que $\vec{P} \cap \vec{Q} \cap \vec{V}_{m1} \dots \cap \vec{V}_{m(n-2)} = \emptyset$, habría que considerar la relajación del método sacrificando el control de los puntos intermedios. Si la situación persistiera durante varios instantes consecutivos, habría que escoger puntos V_{mj} distintos a los no controlados anteriormente.

En cualquier caso, la metodología del CDPE es válida si se incluyen las nuevas restricciones dependientes del número n de niveles de tensión.

4.5. CDPE de un convertidor de tres niveles con enclavamiento por diodos

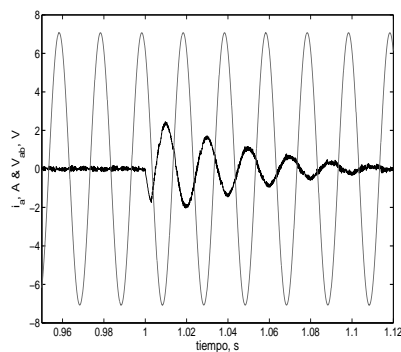
El Control Directo de Potencia Extendido ha sido aplicado a un convertidor de tres niveles de tensión con enclavamiento por diodos del punto medio conectado a la red. La descripción del convertidor junto con las restantes partes del sistema se encuentra en el apéndice A. Las simulaciones se han llevado a cabo en *MATLAB/Simulink* con la herramienta *SimPowerSystems*. El tiempo de ciclo ha sido de $20\mu s$. Los resultados experimentales se han llevado a cabo con un tiempo de ciclo de $220\mu s$ debido a las limitaciones físicas de la tarjeta de control utilizada, ds1102 de dSPACE. Los mismos comentarios que ya se hicieron en la sección 4.3.1 se pueden tener en cuenta en este caso. Cabe mencionar también que, entre otros motivos, al tener que controlar un número mayor de interruptores, el tiempo de ciclo se ha visto incrementado respecto del CDP, que trabajaba a $100\mu s$. Este incremento afecta al rizado de las intensidades obtenidas, si bien no modifica el funcionamiento del algoritmo ni afecta al control de las potencias ni de la tensión del punto medio del enlace de continua, como se puede apreciar en los resultados experimentales.

En la figura 4.24 se muestran los resultados de simulación (columna de la izquierda)

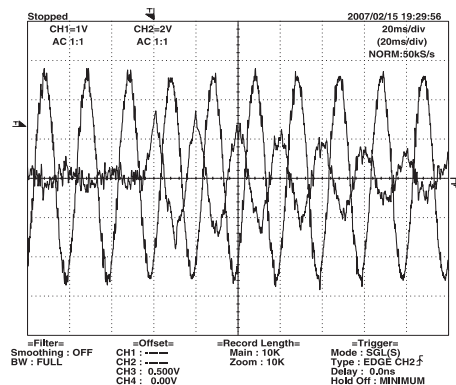
y experimentales (columna de la derecha) del CDPE ante un cambio en la consigna de la tensión del enlace de continua. Se puede observar la respuesta tanto de V_{dc} como de V_m . En ambas, la dinámica está influida por el regulador PI, si bien la respuesta de V_m depende también de la salida del algoritmo CDPE. La figura 4.24(d) está tomada directamente del osciloscopio. Para poder observar mejor los cambios en la tensión se han tomado distintas escalas en V_{dc} (100V por división) y en V_m (50V por división) y se ha desplazado esta última señal 50V hacia abajo (obsérvese el valor del *offset*). Por este motivo se presentan los resultados de simulación tal y como se muestra en la figura 4.24(c), en la que la escala se corresponde con los valores de V_{dc} y la señal V_m está desplazada 50V y multiplicada por un factor de 2. Cabe mencionar que, a pesar de la gran diferencia entre los tiempos de ciclo de la simulación y de la implementación experimental, la concordancia entre los resultados es satisfactoria. De esta forma se valida el método presentado para el control de la tensión del punto medio integrado dentro del algoritmo de Control Directo de Potencia Extendido.

En la figura 4.25 se muestran los resultados de simulación (columna de la izquierda) y experimentales (columna de la derecha) del CDPE ante un cambio en la consigna de potencia reactiva. Nuevamente se observa que las respuestas tanto de simulación como experimentales son muy similares a pesar de los diferentes tiempos de ciclo utilizados.

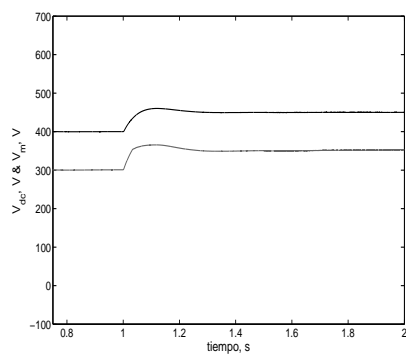
Con estos resultados se prueba el buen funcionamiento del CDPE como un método novedoso de control genérico para convertidores multinivel que, no sólo equipara su funcionamiento al del CDP para convertidores de dos niveles, sino que incluye además el control de la tensión en los puntos intermedios del enlace de continua de forma directa. Así, se eliminan los reguladores para dichos puntos, evitándose su diseño y ajuste y obteniéndose un sistema más simple y robusto.



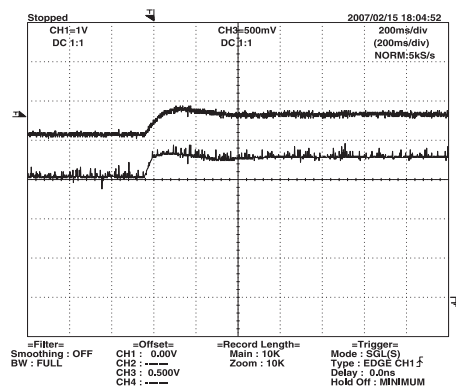
(a) Tensión e intensidad de la red.



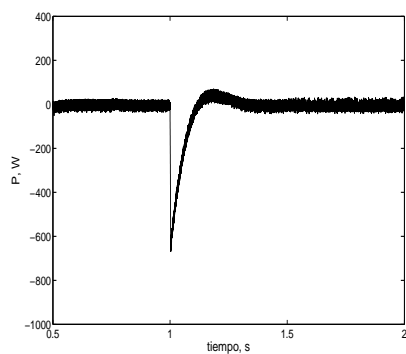
(b) Tensión e intensidad de la red.



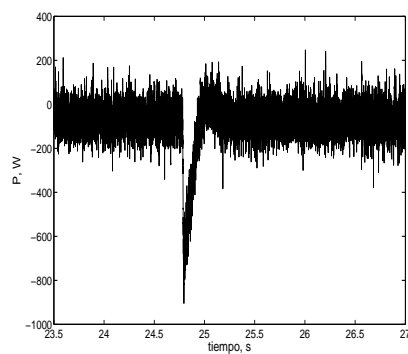
(c) Tensión del enlace de continua.



(d) Tensión del enlace de continua.

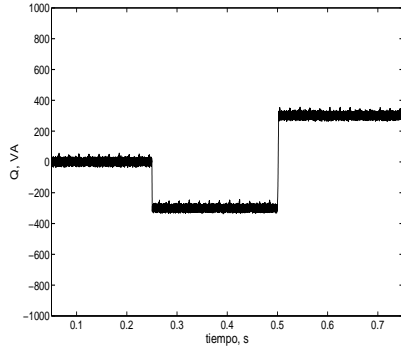


(e) Potencia activa.

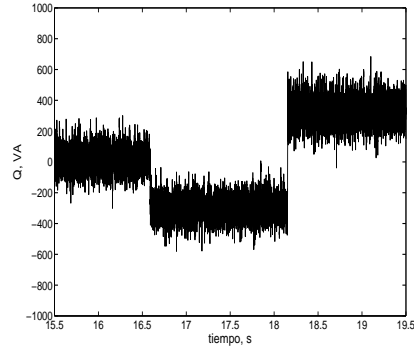


(f) Potencia activa.

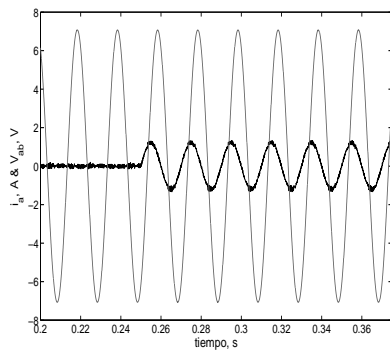
Figura 4.24: Resultados simulados (columna izquierda) y experimentales (columna derecha) del CDPE ante un cambio en V_{dc} .



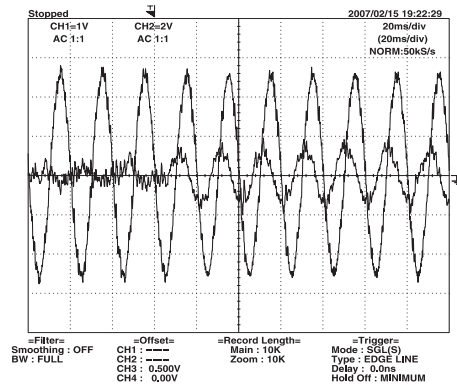
(a) Potencia reactiva.



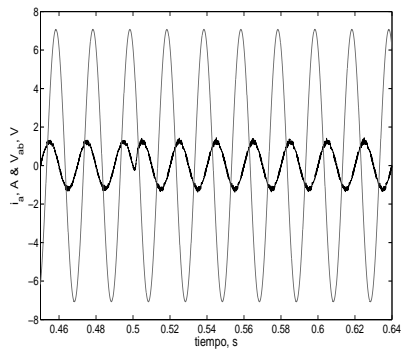
(b) Potencia reactiva.



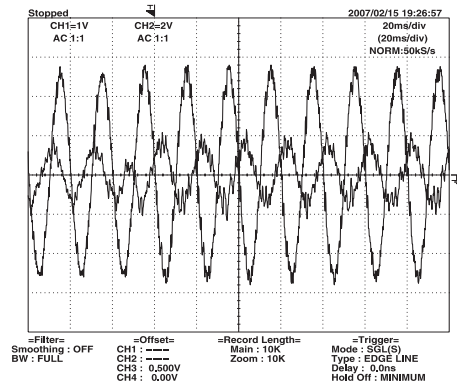
(c) Tensión e intensidad de la red para el cambio de $Q = 0\text{VA}$ a $Q = -300\text{VA}$.



(d) Tensión e intensidad de la red para el cambio de $Q = 0\text{VA}$ a $Q = -300\text{VA}$.



(e) Tensión e intensidad de la red para el cambio de $Q = -300\text{VA}$ a $Q = 300\text{VA}$.



(f) Tensión e intensidad de la red para el cambio de $Q = -300\text{VA}$ a $Q = 300\text{VA}$.

Figura 4.25: Resultados simulados (columna izquierda) y experimentales (columna derecha) del CDPE ante cambios en Q .

Capítulo 5

Comportamiento del sistema ante desequilibrios en la red eléctrica

Hasta ahora, tanto para la descripción del sistema como para la deducción de las distintas técnicas de control en los capítulos precedentes, se ha considerado que el sistema funcionaba en condiciones normales, esto es, la red eléctrica se consideraba como un sistema trifásico equilibrado. Esto implica que los fasores de las variables del sistema describan circunferencias alrededor del origen del plano $\alpha - \beta$ a la frecuencia de la red. Sin embargo, esta situación ideal de funcionamiento se ve alterada circunstancialmente por fallos en el sistema eléctrico. La respuesta del algoritmo de control ya no es la esperada y, dependiendo del tipo de fallo y de su magnitud, dicha respuesta puede no ser admisible por el sistema.

En este capítulo se presenta una modificación del CDP que permite cumplir los requisitos del operador del sistema en condiciones de desequilibrio de las tensiones de la red. Esta modificación mantiene la filosofía de control directo y regula indirectamente las intensidades en la red mediante los términos de potencia, que son las variables de control del CDP.

5.1. Introducción

Los principales problemas del sistema eléctrico, tanto para las cargas como para los generadores, son las variaciones de la tensión en la red [31]. Estas perturbaciones pueden provocar el mal funcionamiento de los dispositivos así como la desconexión de plantas generadoras, con el consecuente riesgo de inestabilidad para todo el sistema. Un ejemplo claro se encuentra en los parques eólicos. El incremento de la potencia de origen eólico generada hace al sistema más sensible a la desconexión no programada de estos sistemas de generación. Esto exige un incremento en sus requisitos de conexión, ya que la pérdida de la potencia eólica en la red supone un porcentaje suficientemente elevado como para inestabilizar el sistema. A este respecto se han aprobado nuevos procedimientos de operación que incrementan los requisitos de los parques eólicos para mantenerse conectados ante fallos en la red [32]. En cualquier caso, el convertidor electrónico, como los que se emplean en los modernos aerogeneradores de velocidad variable, puede ser usado para mitigar los efectos de las faltas en la red, ya que introduce la flexibilidad necesaria entre el sistema y la planta de generación (o la carga).

En la actualidad hay numerosas estrategias de control del convertidor para afrontar los problemas en la red. Generalmente tratan de eliminar la oscilación en la tensión del enlace de continua [33, 34] que se produce a causa de la secuencia inversa de tensión, como se verá más adelante. Estas oscilaciones de la tensión continua afectan al funcionamiento del convertidor y se deben reducir. No obstante, este es un problema para el convertidor y no para la red. Desde el punto de vista del sistema eléctrico el convertidor se puede considerar como una fuente de intensidad, de forma que el principal requisito será una alta calidad de la intensidad (sinusoidal y equilibrada), independientemente de la tensión del enlace de continua. Muchos autores han utilizado técnicas de control vectorial con orientación al fasor de tensión (VOC, del inglés *Voltage Oriented Control*) o con orientación al fasor de un flujo virtual (VFOC, del inglés *Virtual Flux Oriented Control*) para controlar las intensidades, bien directamente [35, 36], bien separando la intensidad en sus componentes de secuencia directa e inversa y aplicando un control dual de ambas [37, 38, 39].

También ha habido propuestas de control directo de potencia ante perturbaciones en la

red. En [40] se propone un Control Directo de Potencia aplicado a un convertidor utilizado como un DSTATCOM para mitigar el efecto de *flicker* (variación lenta del módulo de la tensión) en la red debido a un horno de arco eléctrico, lográndose así una potencia instantánea constante en la red. Para generar la referencia de potencia se utiliza un filtro paso-bajo para eliminar las oscilaciones debidas a la carga no lineal. Otra propuesta se encuentra en [41], donde se presenta un CDP a frecuencia constante aplicado a un rectificador con modulación del ancho del pulso (PWM). Los controladores utilizados son del tipo proporcional-integral (PI), lo que rompe con la filosofía de control directo. Nuevamente se usa un filtro paso-bajo para calcular las referencias ante desequilibrios en la tensión de la red. Veremos que estas propuestas se alejan de los objetivos y de los métodos empleados en esta tesis y que se presentan en este capítulo.

En la sección 5.2 se describen brevemente las perturbaciones más comunes de la red eléctrica y las consecuencias que tienen sobre las variables del sistema. En la sección 5.3 se presentan los métodos utilizados para la determinación de la posición del fasor de tensión de la red y la extracción de las secuencias directa e inversa. En la sección 5.4 se desarrolla la estrategia de control utilizada y, finalmente, en la sección 5.5 se muestran los resultados de simulación y experimentales obtenidos al aplicar la nueva estrategia de CDP frente a desequilibrios en la red.

5.2. Perturbaciones en la red eléctrica

Desde hace ya unas décadas, cuando se habla de perturbaciones en la red eléctrica se hace referencia al término *Power Quality*, que se refiere a la calidad de la energía en el sistema eléctrico. Esta calidad de la energía se refiere al carácter sinusoidal puro de las ondas de tensión e intensidad que circulan por la red. La red eléctrica sólo es responsable de mantener la calidad exigida en la tensión, pero no tiene control sobre la intensidad que absorban las cargas conectadas al sistema eléctrico. Sin embargo, estas intensidades, si se alejan de las características requeridas por el sistema (carácter sinusoidal, equilibrio, frecuencia, etcétera), pueden provocar perturbaciones en las tensiones tales como [42]:

- huecos debidos a cortocircuitos.
- picos de tensión debidos al impacto de descargas atmosféricas.
- distorsión en la tensión debida a cargas no lineales que producen armónicos en la intensidad.

En general, las perturbaciones se suelen clasificar en función de su duración en:

1. transitorias: duración en el rango de microsegundos a milisegundos.
2. variaciones de duración corta, de duración de hasta 1 minuto:
 - 2.1 interrupciones.
 - 2.2 huecos (*sag*).
 - 2.3 incrementos de tensión (*swell*).
3. variaciones de duración larga, de duración mayor a 1 minuto:
 - 3.1 interrupciones mantenidas.
 - 3.2 sobretensiones (*overvoltage*).
 - 3.3 tensiones bajas (*undervoltage*).
4. permanentes:
 - 4.1 desequilibrios.
 - 4.2 distorsión de la forma de la onda.
 - 4.3 fluctuaciones de tensión.

La causa más común de fallos en la red son los cortocircuitos. Éstos dan lugar a huecos de tensión, que son disminuciones de corta duración del valor eficaz de la tensión. Los huecos de tensión son uno de los principales problemas en el sistema eléctrico [42]. Se clasifican en cuatro tipos en función del tipo de falta que los provoque [43]: tipo A, causado por faltas trifásicas; tipo B, causado por faltas monofásicas, y tipos C y D, causados por faltas bifásicas.

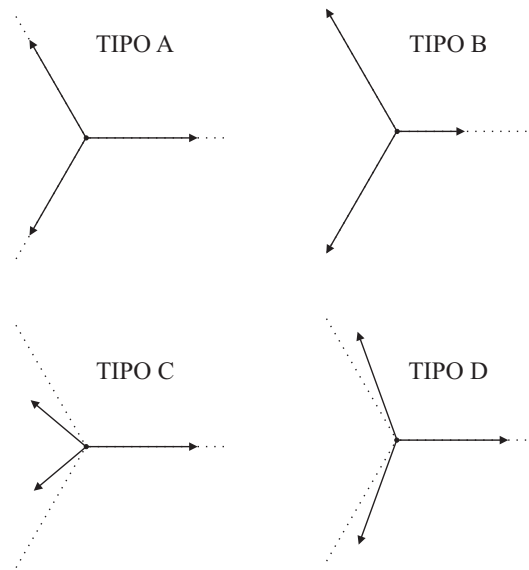


Figura 5.1: Clasificación de los distintos tipos de huecos.

Los fasores del sistema trifásico de tensiones para cada uno de estos tipos se muestran en la figura 5.1.

Aunque, en general, los más severos son los trifásicos, los más comunes son los tipos B, C y D que, además, causan desequilibrio de las tensiones. Este desequilibrio es analizado generalmente por medio de la descomposición en redes de secuencia [44].

Esta es la descripción general de los efectos de los desequilibrios en la red. En las siguientes secciones veremos las consecuencias que tiene sobre el control y la solución adoptada para el caso del CDP.

5.3. Descomposición en redes de secuencia

En la sección anterior se hizo un resumen de las perturbaciones más comunes en la red eléctrica. Las faltas monofásicas o entre fases son las más comunes y producen desequilibrio en las tensiones de la red. Este desequilibrio suele ser tratado mediante la descomposición en redes de secuencia (directa e inversa). Además, también es necesario calcular el ángulo de

la componente directa de la tensión de la red para realizar el control. Este cálculo se realiza con un PLL (del inglés *Phase Locked Loop*), que es una técnica de seguimiento de la fase de una señal. Para la descomposición en redes de secuencia se encuentran varios algoritmos en la literatura técnica. En esta tesis se propone, además, un nuevo algoritmo muy simple y muy efectivo para su aplicación en tiempo real.

5.3.1. Componentes simétricas

En 1918, C. L. Fortescue probó que un sistema desequilibrado de n fasores se puede descomponer en n sistemas equilibrados llamados componentes simétricas [45]. Para el caso de un sistema trifásico desequilibrado, la descomposición da lugar a las llamadas secuencias directa, inversa y homopolar. La secuencia directa \bar{v}_P está formada por fasores de la misma amplitud, desfasados 120° y con la misma secuencia de fases que el sistema original. La secuencia inversa \bar{v}_N está formada por fasores de la misma amplitud (aunque en general distinta a la de la secuencia directa), desfasados 120° y con una secuencia de fases opuesta a la de los fasores originales. La secuencia homopolar \bar{v}_H está formada por fasores de la misma amplitud y en fase. Así, haciendo uso del operador $\bar{a} = e^{j\frac{2\pi}{3}}$, se puede descomponer un sistema trifásico desequilibrado según

$$\begin{pmatrix} \bar{v}_H \\ \bar{v}_P \\ \bar{v}_N \end{pmatrix} = \frac{1}{3} \begin{pmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 1 & \bar{a} & \bar{a}^2 \\ 1 & \bar{a}^2 & \bar{a} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{pmatrix}. \quad (5.1)$$

En general, los sistemas (máquinas eléctricas o la red) a los que se conectan los convertidores tienen el neutro aislado. Esto implica que $i_a + i_b + i_c = 0$, que da lugar a que también se cumpla que $v_a + v_b + v_c = 0$. Así, según (5.1), no habrá secuencia homopolar en las tensiones, aun en caso de desequilibrio [8]. En la figura 5.2 se representa la descomposición de un sistema desequilibrado en sus componentes simétricas, sin componentes homopolares.

Como las tensiones medidas serán tensiones compuestas, vamos a expresar las ecuaciones de \bar{v}_P y \bar{v}_N en función de v_{ab} y v_{ca} . A partir de (5.1) se obtiene

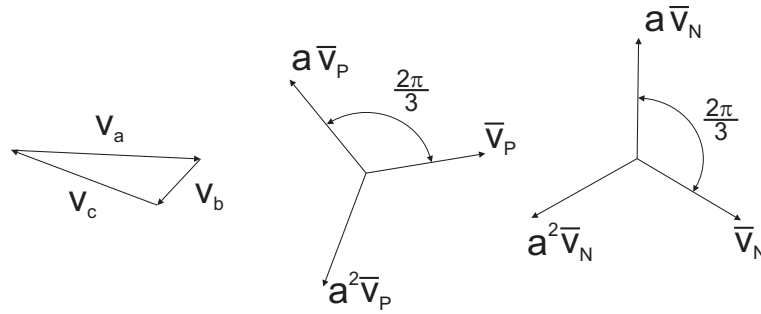


Figura 5.2: Descomposición de un sistema trifásico desequilibrado en sus componentes simétricas.

$$\bar{v}_P = \frac{1}{3}(v_a + \bar{a}v_b + \bar{a}^2v_c), \quad (5.2)$$

que se puede expresar como

$$\bar{v}_P = \frac{1}{3}[v_a(1 + \bar{a} + \bar{a}^2) - \bar{a}(v_a - v_b) + \bar{a}^2(v_c - v_a)]. \quad (5.3)$$

Como $1 + \bar{a} + \bar{a}^2 = 0$ y $v_{ab} = v_a - v_b$ y $v_{ca} = v_c - v_a$, resulta

$$\bar{v}_P = \frac{1}{3}(\bar{a}^2v_{ca} - \bar{a}v_{ab}). \quad (5.4)$$

Igualmente, para \bar{v}_N se obtiene

$$\bar{v}_N = \frac{1}{3}(\bar{a}v_{ca} - \bar{a}^2v_{ab}). \quad (5.5)$$

Si expresamos el fasor de la tensión en función de sus componentes simétricas resulta

$$\bar{v}_g = \bar{v}_P e^{j\omega_1 t} + \bar{v}_N^* e^{-j\omega_1 t}, \quad (5.6)$$

en la que ω_1 es la frecuencia fundamental de la red. Este resultado se puede interpretar como la superposición de dos vectores \bar{v}_1 y \bar{v}_2 de amplitud constante girando a la misma velocidad angular ω_1 en sentidos opuestos. Por lo tanto, la trayectoria de \bar{v}_g , suma de ambas trayectorias circulares, será una elipse, como se muestra en la figura 5.3.

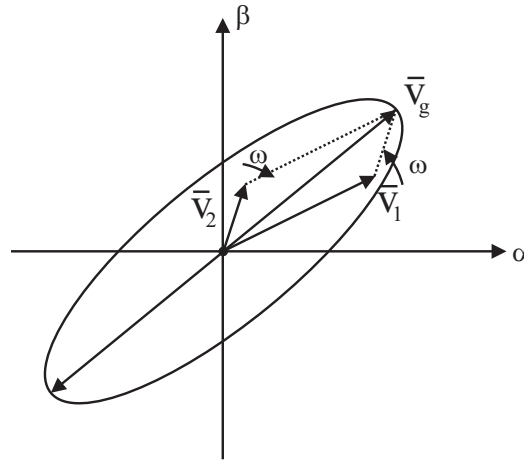


Figura 5.3: Trayectoria de los fasores de las secuencias directa e inversa.

5.3.2. Seguimiento de la fase

Las técnicas de seguimiento de fase nacen en el campo de la electrónica y las telecomunicaciones, para captar señales de una frecuencia determinada, como por ejemplo las frecuencias de emisión de la radio o la televisión. Estas técnicas se han extrapolado al campo de la ingeniería eléctrica, para la sincronización de los sistemas de control con determinadas frecuencias fundamentales, como la frecuencia de las tensiones de la red. El principio de funcionamiento es el mismo, si bien su aplicación es algo distinta. En la figura 5.4 se representa el diagrama de bloques genérico de un PLL. Consta de un detector de fase, un filtro y un oscilador. El detector de fase calcula la diferencia entre las señales de referencia y de salida. Esa diferencia es procesada por el filtro, cuya salida es la referencia para el oscilador, que producirá una salida sincronizada con la señal de referencia.

En el caso de los sistemas eléctricos, este diagrama se ve modificado en función de la

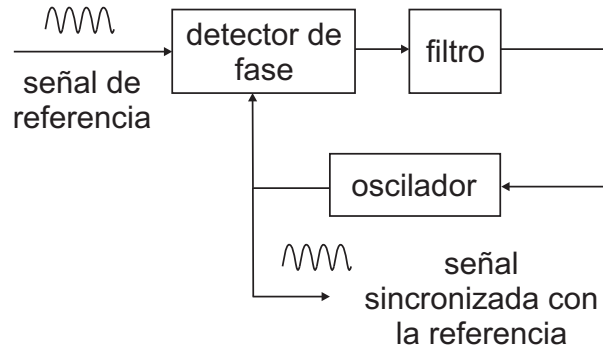


Figura 5.4: Diagrama de bloques genérico de un PLL.

aplicación. En concreto, en esta tesis, el PLL utilizado para sincronizar el control con la secuencia directa de la tensión de la red tiene la estructura que se muestra en la figura 5.5.

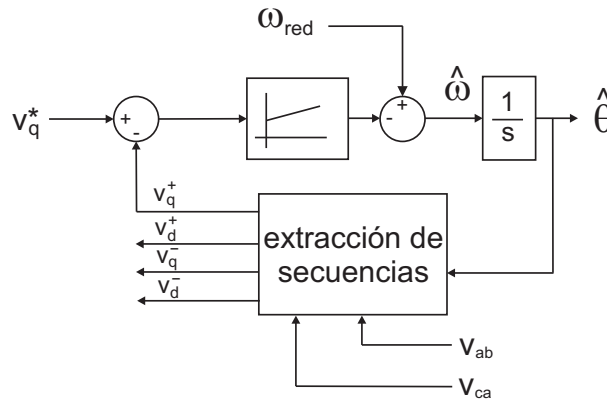


Figura 5.5: Diagrama de bloques del algoritmo de seguimiento de fase.

Se basa en las componentes dq del vector de tensión de la red [46, 47]. Estas componentes son valores constantes en condiciones equilibradas de operación, ya que el fasor de tensión de la red gira a la frecuencia fundamental con una amplitud constante, describiendo una circunferencia. Sin embargo, en caso de desequilibrio, el fasor de tensión ya no describe una circunferencia, sino que su trayectoria pasa a ser una elipse. Esta elipse se puede descomponer en la suma de dos circunferencias, descritas por los vectores de las componentes directa e

inversa del vector de tensión de la red. La componente directa girará en sentido contrario a las agujas del reloj a la frecuencia fundamental de la red, mientras que la componente inversa lo hará a la misma frecuencia en sentido opuesto. La magnitud de ambas componentes vendrá determinada por la magnitud del desequilibrio. En la figura 5.6 se muestra el cambio en la trayectoria del vector de tensión de la red cuando se produce un desequilibrio brusco. Se muestran también las trayectorias de las componentes directa e inversa. Inicialmente, antes de la perturbación, la componente inversa es nula y la directa coincide con el vector de tensión de la red. Cuando se produce el desequilibrio, la componente inversa deja de ser nula y pasa a describir la circunferencia que se indica en la figura 5.6. Lo mismo ocurre con la trayectoria de la componente directa, que pasa a describir una nueva circunferencia de radio menor. La suma de ambas dará lugar a la elipse, que es la trayectoria del vector de tensión de la red en caso de desequilibrios.

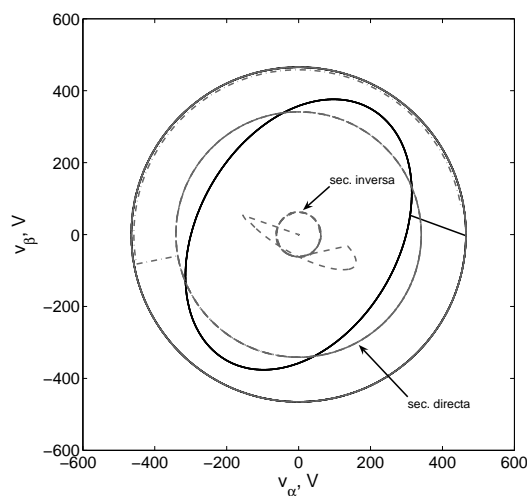


Figura 5.6: Trayectorias de las secuencias directa e inversa.

Esto mismo se puede apreciar en la figura 5.7, en la que se muestran las componentes $\alpha\beta$ de las secuencias directa e inversa. Tras un transitorio de $10ms$ se llega al nuevo régimen permanente desequilibrado.

Para una correcta orientación de los ejes con el fasor de la secuencia directa de la tensión

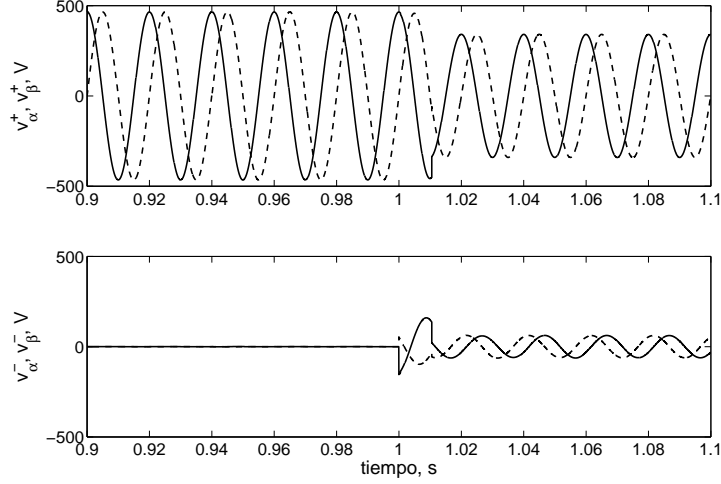


Figura 5.7: Componentes $\alpha\beta$ de las secuencias directa e inversa.

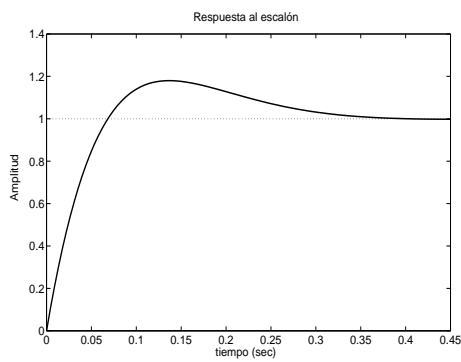
de la red, su componente de cuadratura v_q^+ debe ser nula. Esta es la consigna del PLL, que se compara con la salida del algoritmo de extracción de las secuencias directa e inversa. El regulador PI producirá una salida de frecuencia que tenderá a sincronizar los ejes con el fasor de la secuencia directa. Para el ajuste del PI se ha utilizado la función de transferencia lineal que se presenta en [47],

$$H(s) = \frac{2\omega_n\zeta s + \omega_n^2}{s^2 + 2\omega_n\zeta s + \omega_n^2}, \quad (5.7)$$

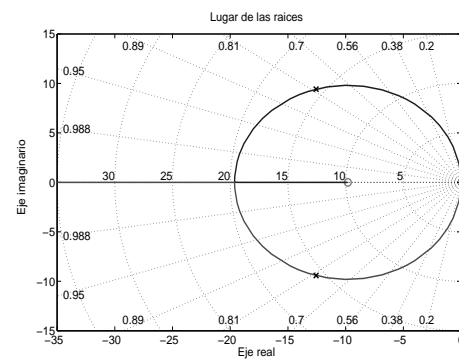
donde $\omega_n = \sqrt{\frac{K_p K_U}{\tau}}$ es la frecuencia natural de la función de transferencia en lazo cerrado, $\zeta = \frac{K_p K_U}{2\omega_n}$ es el amortiguamiento, K_p y τ son las constantes proporcional y de tiempo del regulador PI y K_U es el valor máximo de la tensión simple de la red. En las figuras 5.8(a) y 5.8(b) se muestran, respectivamente, la respuesta del sistema al escalón unitario y el lugar de las raíces, para un amortiguamiento de 0,8 y una frecuencia natural de $15,7 \frac{rad}{s}$.

La salida del regulador del PLL con estos valores de diseño se muestra en la figura 5.8(c). Cabe mencionar que esta respuesta tiene poca importancia por sí misma, ya que la desviación de la frecuencia fundamental es bastante pequeña. Además, el comportamiento del PLL se

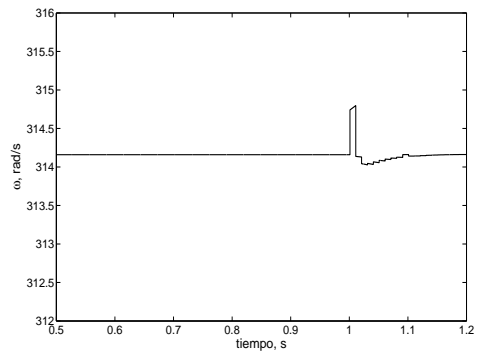
ha de analizar conjuntamente con el comportamiento del algoritmo de extracción de las secuencias. Para los valores escogidos, $\zeta = 0,8$ y $\omega_n = 15,7 \frac{rad}{s}$, el tiempo de establecimiento es de 239ms, mientras que, si redujéramos este tiempo de respuesta a 12ms, el sistema se volvería inestable, como se muestra en la figura 5.8(d).



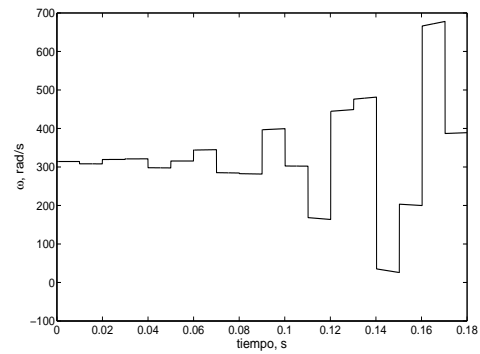
(a) Respuesta del PLL al escalón unitario.



(b) Lugar de las raíces del PLL.



(c) Respuesta estable del PLL.



(d) Respuesta inestable del PLL.

Figura 5.8: Resultados de simulación del comportamiento del PLL.

5.3.3. Extracción de las secuencias directa e inversa

En la figura 5.9 se muestran las componentes de eje directo y de cuadratura del fasor de tensión de la red proyectadas sobre el propio fasor de tensión (gráfica superior) y sobre el fasor de la componente directa (gráfica inferior). Se observa que la componente q es constantemente nula cuando se proyecta sobre su propio vector, como es necesario, mientras que la proyección sobre el fasor de secuencia directa presenta una oscilación en ambas componentes d y q . Dicha oscilación tiene una frecuencia doble de la fundamental de la red, como se verá a continuación.

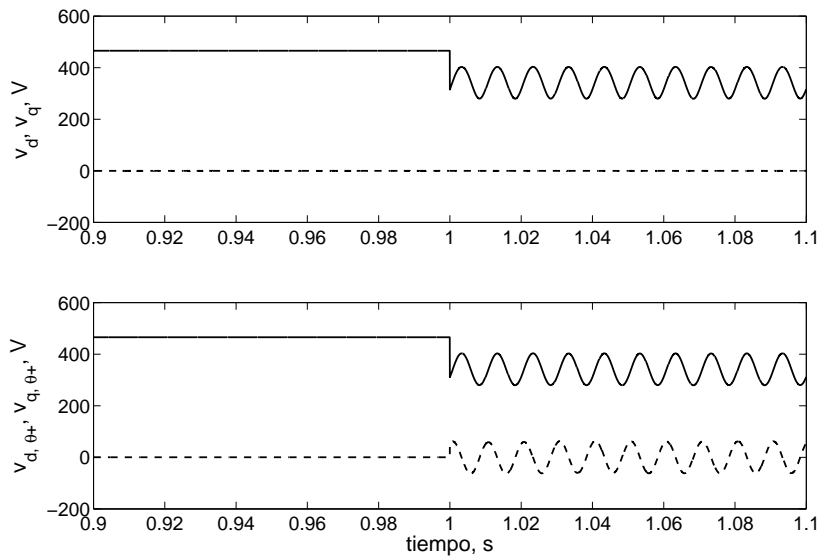


Figura 5.9: Proyección de \bar{v}_g sobre sí mismo y sobre los ejes de secuencia directa.

Efectivamente, proyectando (5.6) sobre un sistema de referencia ligado al vector de secuencia directa, es decir, a un sistema de referencia que gira a ω_1 , resulta

$$\bar{v}_g e^{-j\omega_1 t} = \bar{v}_P + \bar{v}_N^* e^{-j(2\omega_1)t} = \bar{v}_{dq}^+ + \bar{v}_{dq}^-, \quad (5.8)$$

que se puede interpretar como la suma de un valor constante (componentes dq de la secuencia

directa, \bar{v}_{dq}^+) y de una oscilación superpuesta de frecuencia doble de la frecuencia fundamental de la red (componentes dq de la secuencia inversa, \bar{v}_{dq}^-), como se muestra en la figura 5.9.

Para la extracción de las secuencias se utilizan, básicamente, dos tipos de métodos. En el primero, conocido como DSC (del inglés *Delayed Signal Cancellation*), se desplazan las componentes $\alpha\beta$ del vector un cuarto del periodo fundamental y se restan en cuadratura para obtener la secuencia inversa, como se muestra en la ecuación (5.9)

$$\bar{v}_{\alpha\beta}^- = \frac{1}{2} \left(\bar{v}_{\alpha\beta}(t) - j\bar{v}_{\alpha\beta}(t - \frac{T}{4}) \right), \quad (5.9)$$

en la que $T = \frac{2\pi}{\omega_1}$. Para obtener la secuencia directa basta restar $\bar{v}_{\alpha\beta}^-$ de la tensión total, que da lugar a

$$\bar{v}_{\alpha\beta}^+ = \frac{1}{2} \left(\bar{v}_{\alpha\beta}(t) + j\bar{v}_{\alpha\beta}(t - \frac{T}{4}) \right). \quad (5.10)$$

El diagrama de bloques del algoritmo se muestra en la figura 5.10(a). El fundamento de este método está en la descomposición de la intensidad en sus componentes activa, reactiva e inversa, tal y como se presentó en [48]. El autor descompone la intensidad en tres componentes: i_W , i_Q e i_g . La componente activa i_W da lugar a la potencia activa $P_W = v_\alpha i_{W\alpha} + v_\beta i_{W\beta}$. De igual manera, la componente reactiva de la intensidad i_Q tendrá la misma amplitud que i_W y un retraso de un cuarto del periodo ($\frac{\pi}{2}$ radianes), de forma tal que se cumple que $v_\alpha i_{Q\alpha} + v_\beta i_{Q\beta} = 0$. Así, las relaciones entre las componentes del vector intensidad y del vector intensidad retrasado un cuarto del periodo quedan, como se puede deducir de la figura 5.10(b),

$$\begin{aligned} i_{W\alpha} &= -i_{Q\beta} = -i_{W\beta}^{\frac{T}{4}} = -i_{Q\alpha}^{\frac{T}{4}} = I \cos(\theta) \\ i_{W\beta} &= i_{Q\alpha} = i_{W\alpha}^{\frac{T}{4}} = -i_{Q\beta}^{\frac{T}{4}} = I \sin(\theta), \end{aligned} \quad (5.11)$$

donde I es el módulo de i_W , habiéndose hecho uso de que $\sin(\frac{\pi}{2} - \theta) = \cos(\theta)$ y $\cos(\frac{\pi}{2} - \theta) = \sin(\theta)$. Para la componente inversa de la intensidad, i_g , se tienen las expresiones

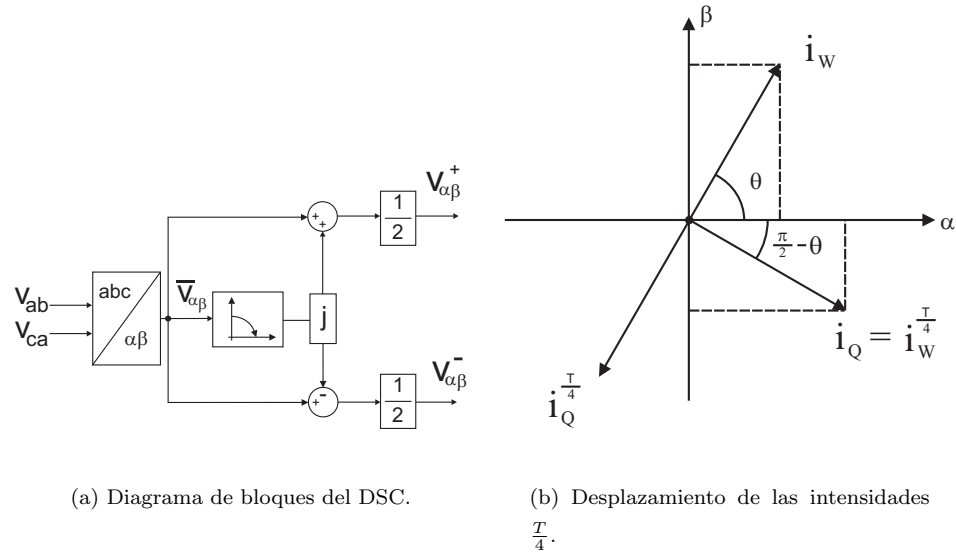


Figura 5.10: Algoritmo del DSC.

$$i_{g\alpha} = I_g \cos(\omega_1 t + \phi_g) \quad (5.12)$$

$$i_{g\beta} = -I_g \sin(\omega_1 t + \phi_g),$$

siendo I_g el valor máximo de la componente inversa de la intensidad y ϕ_g su desfase respecto de la tensión. Las relaciones entre dichas componentes y las del vector desplazado $\frac{T}{4}$ son

$$i_{g\alpha}^{\frac{T}{4}} = -i_{g\beta} \quad (5.13)$$

$$i_{g\beta}^{\frac{T}{4}} = i_{g\alpha}.$$

Entonces, teniendo en cuenta que

$$i_\alpha = i_{W\alpha} + i_{Q\alpha} + i_{g\alpha} \quad (5.14)$$

$$i_\beta = i_{W\beta} + i_{Q\beta} + i_{g\beta},$$

y sustituyendo las ecuaciones (5.11) y (5.13) en (5.14), se obtienen las ecuaciones (5.9) y (5.10) para la determinación de las secuencias directa e inversa por el método de DSC.

El otro tipo de método se basa en el empleo de filtros, generalmente paso-bajo, aunque también se han utilizado filtros paso-banda y banda eliminada [49]. En esta tesis se ha implementado un filtro paso-bajo mediante un integrador, como se muestra en la figura 5.11. El tiempo de respuesta es de un ciclo de la frecuencia de la oscilación que, como se comentó anteriormente, es el doble de la frecuencia fundamental ω_1 .

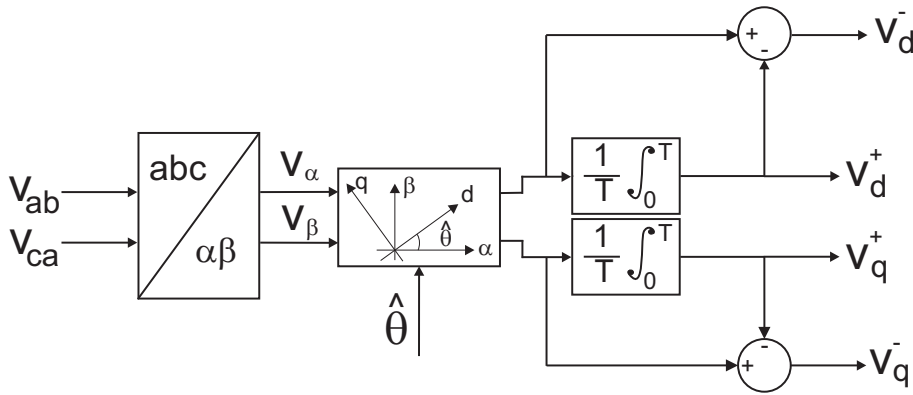


Figura 5.11: Filtro paso-bajo para la extracción de las secuencias.

Método de valor medio para la extracción de las secuencias directa e inversa

En esta tesis se presenta un método de cálculo de las secuencias directa e inversa muy simple y muy apropiado para su implementación en tiempo real, tanto por su tiempo de respuesta como por su bajo coste computacional, que prácticamente no incrementa el tiempo de trabajo del algoritmo.

Se basa en detectar el máximo y el mínimo de las componentes dq sobre los ejes de referencia de la secuencia directa del vector de tensión y determinar su valor medio, que será el valor de la componente de secuencia directa. La oscilación superpuesta a este valor será la componente de secuencia inversa. El diagrama de bloques del método del valor medio se presenta en la figura 5.12.

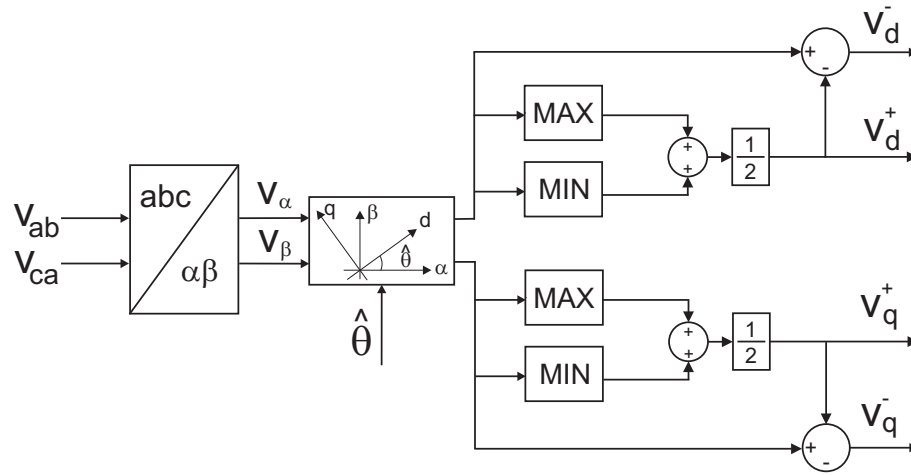


Figura 5.12: Diagrama de bloques del algoritmo del valor medio para la extracción de las secuencias directa e inversa.

Para el cálculo de los valores máximo y mínimo de una señal oscilatoria se utiliza una comparación de los valores instantáneos que se refresca cada ciclo de la señal. Así, el algoritmo detecta un posible cambio en la amplitud de la oscilación con un retardo máximo de un ciclo (10ms en el caso de una frecuencia de 100Hz, doble de la fundamental de la red de 50Hz). El diagrama de bloques de la detección del máximo se muestra en la figura 5.13. Se puede observar que cuando se detecta un nuevo valor máximo se memoriza el instante de tiempo en el que ocurre y se compara con el periodo T , de forma que, ante una disminución de la amplitud de la oscilación en el transcurso de ese nuevo periodo, el valor máximo es registrado de nuevo. Con esto se asegura que el algoritmo no sólo detecte incrementos en la amplitud de las oscilaciones, sino también decrementos. El cálculo del valor mínimo se realiza de forma análoga.

En la figura 5.14 se muestran los resultados de la extracción de secuencias ante un hueco bifásico del 60 % en una red de 380V. La secuencia directa proyectada sobre su propio sistema de referencia se muestra en la figura 5.14(b). La línea a trazos representa la respuesta con el método del filtro paso-bajo. La línea continua representa la respuesta obtenida con el método del valor medio. Se observa que ambas tienen prácticamente el mismo tiempo de

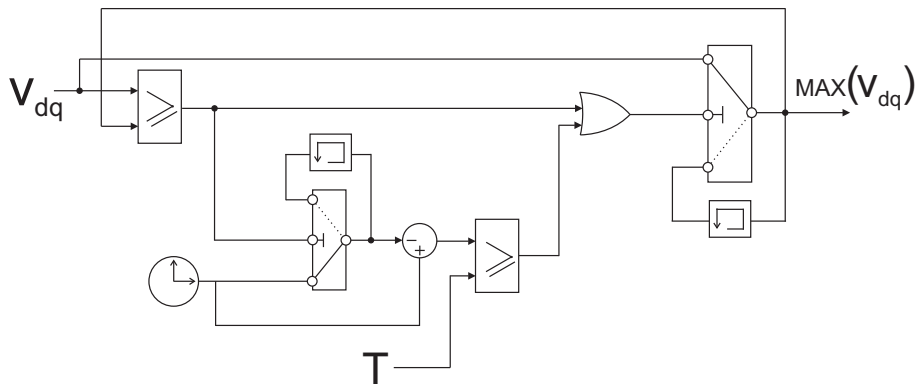
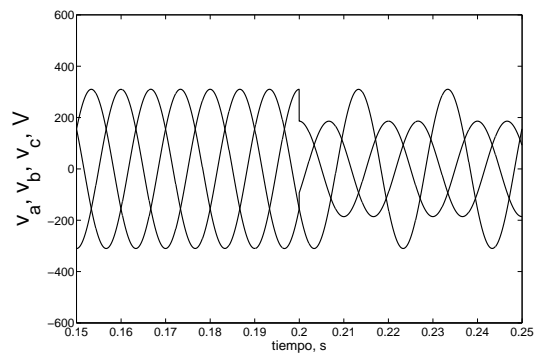


Figura 5.13: Diagrama de bloques del algoritmo para la detección del valor máximo de las oscilaciones de \bar{v}_{dq} .

respuesta y convergen al mismo valor. Para la secuencia inversa, figura 5.14(c), se observa el mismo tipo de respuesta. Una vez se alcanza el régimen permanente desequilibrado, la secuencia inversa proyectada sobre un sistema de referencia ligado a la secuencia directa presenta una oscilación de 100Hz, doble de la frecuencia fundamental.

Se concluye, por tanto, que la separación del vector de tensión de la red en sus secuencias directa e inversa es posible mediante el uso de cualquiera de los algoritmos presentados. A su vez, se usa un PLL para la sincronización del sistema con la secuencia directa, que permitirá realizar un control versátil del inversor ante desequilibrios en la red, como se expone en la siguiente sección.



(a) Tensiones de la red.

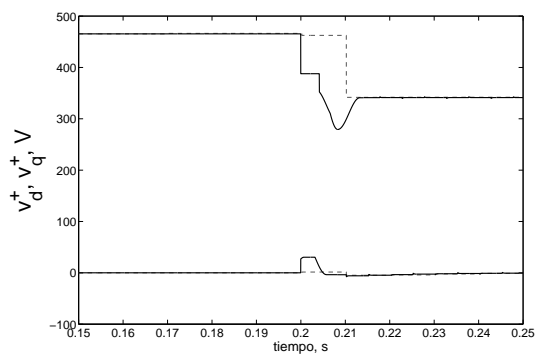
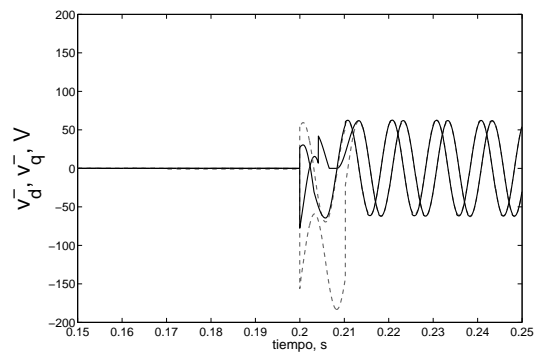
(b) Componentes dq de la secuencia directa.(c) Componentes dq de la secuencia inversa.

Figura 5.14: Resultados de la extracción de secuencias.

5.4. Estrategias de Control Directo de Potencia ante perturbaciones en la red eléctrica

Como hemos visto en las secciones anteriores, en condiciones de desequilibrio en la red se producen oscilaciones de 100Hz en las variables del sistema que afectan al control. En estos casos, el requisito del operador de la red eléctrica es inyectar intensidades sinusoidales para evitar un desequilibrio mayor en las tensiones. En el CDP, si las consignas de potencia son constantes y el control es aún posible, dependiendo de la magnitud del desequilibrio, las intensidades inyectadas a la red no serán sinusoidales, sino que presentarán una distorsión dependiente del tipo y de la magnitud del desequilibrio, principalmente un tercer armónico [50]. En la sección 5.5 se muestran los resultados del CDP con referencias constantes de potencia ante desequilibrios en la red.

La estrategia de control que se propone tiene el objetivo de obtener intensidades sinusoidales a la salida del inversor, cumpliendo así los requisitos del sistema. Para ello, se hace un control indirecto de la intensidad mediante el control directo de la potencia, a través de unos términos de compensación de las referencias de potencia que eliminen la secuencia inversa de la intensidad a pesar del desequilibrio en la tensión. Estos términos de compensación son los términos de potencia oscilatorios debidos al desequilibrio, como se verá más adelante. La compensación del desequilibrio se podrá activar o no en función de los objetivos de control. Por un lado, si se quiere mantener la potencia constante, la compensación se desactiva y las intensidades resultantes estarán distorsionadas. Por otro lado, si se quieren obtener intensidades sinusoidales habrá que activar la compensación y los términos de potencia empezarán a oscilar.

Los términos de potencia oscilatorios debidos al desequilibrio se pueden obtener a partir de la expresión de las potencias activa y reactiva en ejes dq :

$$\begin{aligned} P &= \frac{2}{3}(v_d i_d + v_q i_q) \\ Q &= \frac{2}{3}(v_q i_d - v_d i_q). \end{aligned} \tag{5.15}$$

Si descomponemos los vectores de tensión e intensidad en sus componentes directa e inversa, $\bar{v}_{dq} = \bar{v}_{dq}^+ + \bar{v}_{dq}^-$ y $\bar{i}_{dq} = \bar{i}_{dq}^+ + \bar{i}_{dq}^-$, y sustituimos en (5.15) resulta

$$\begin{aligned} P &= \frac{2}{3}(v_d^+ i_d^+ + v_q^+ i_q^+ + v_d^- i_d^- + v_q^- i_q^- + \\ &+ v_d^+ i_d^- + v_q^+ i_q^- + v_d^- i_d^+ + v_q^- i_q^+) \\ Q &= \frac{2}{3}(v_q^+ i_d^+ - v_d^+ i_q^+ + v_q^- i_d^- - v_d^- i_q^- \\ &+ v_q^+ i_d^- - v_d^+ i_q^- + v_q^- i_d^+ - v_d^- i_q^+), \end{aligned} \quad (5.16)$$

donde los superíndices + y - representan las componentes de secuencia directa e inversa respectivamente.

Para obtener intensidades sinusoidales en el inversor, la componente inversa del vector intensidad debe ser nula. La sustitución de $\bar{i}_d^- = \bar{i}_q^- = 0$ en (5.16) da lugar a

$$\begin{aligned} P &= \frac{2}{3}(v_d^+ i_d^+ + v_q^+ i_q^+ + v_d^- i_d^+ + v_q^- i_q^+) \\ Q &= \frac{2}{3}(v_q^+ i_d^+ - v_d^+ i_q^+ + v_q^- i_d^+ - v_d^- i_q^+). \end{aligned} \quad (5.17)$$

Si comparamos estas ecuaciones con las expresiones de la potencia en un sistema equilibrado, $\bar{v}_{dq}^- = 0$,

$$\begin{aligned} P &= \frac{2}{3}(v_d^+ i_d^+ + v_q^+ i_q^+) \\ Q &= \frac{2}{3}(v_q^+ i_d^+ - v_d^+ i_q^+), \end{aligned} \quad (5.18)$$

resulta que los términos de compensación que eliminan la secuencia inversa en la intensidad son

$$\begin{aligned} P_{comp} &= \frac{2}{3}(v_d^- i_d^+ + v_q^- i_q^+) \\ Q_{comp} &= \frac{2}{3}(v_q^- i_d^+ - v_d^- i_q^+), \end{aligned} \quad (5.19)$$

con lo que las nuevas referencias de potencia para el CDP, \hat{P}^* y \hat{Q}^* , resultan

$$\begin{aligned}\hat{P}^* &= P^* + P_{comp} \\ \hat{Q}^* &= Q^* + Q_{comp}.\end{aligned}\tag{5.20}$$

Con esta nueva estrategia de control se obtienen intensidades sinusoidales a expensas de una oscilación de la tensión en el enlace de continua. La amplitud de esta oscilación es pequeña normalmente y se puede reducir incrementando el valor de los condensadores del enlace de continua. Además, los resultados tanto de simulación como experimentales reflejan que esta oscilación no afecta al funcionamiento del control.

5.5. Resultados de simulación y experimentales

La estrategia de control propuesta para el Control Directo de Potencia del inversor ante desequilibrios en la red se ha simulado con *MATLAB/Simulink* y la herramienta *SimPowerSystems*. Los resultados de simulación han sido verificados en el laboratorio, donde se ha implementado la estrategia de control propuesta en tiempo real mediante la tarjeta de control ds1102. Los resultados obtenidos confirman la validez de la nueva estrategia de CDP ante desequilibrios.

El esquema de la implementación física en el laboratorio se muestra en la figura 5.15. El desequilibrio en las tensiones de la red se consigue mediante un autotransformador. Las fases *a* y *b* están conectadas a la salida del autotransformador, mientras que la fase *c* está conectada directamente a la red. Así, cuando la relación de transformación del autotransformador baje, la tensión de las fases *a* y *b* bajará, pero la tensión de la fase *c* se mantendrá igual a la tensión de red, dando lugar al desequilibrio.

La tensión de red es 380V y el desequilibrio en las fases *a* y *b* es del 40 %. Los condensadores del enlace de continua se mantienen a 550V, y durante todo el ensayo la consigna de potencia reactiva es de 1kVA. Con estas condiciones, las simulaciones se han llevado a cabo a $20\mu s$ y la implementación en tiempo real a $200\mu s$, ya que el tiempo de ciclo del

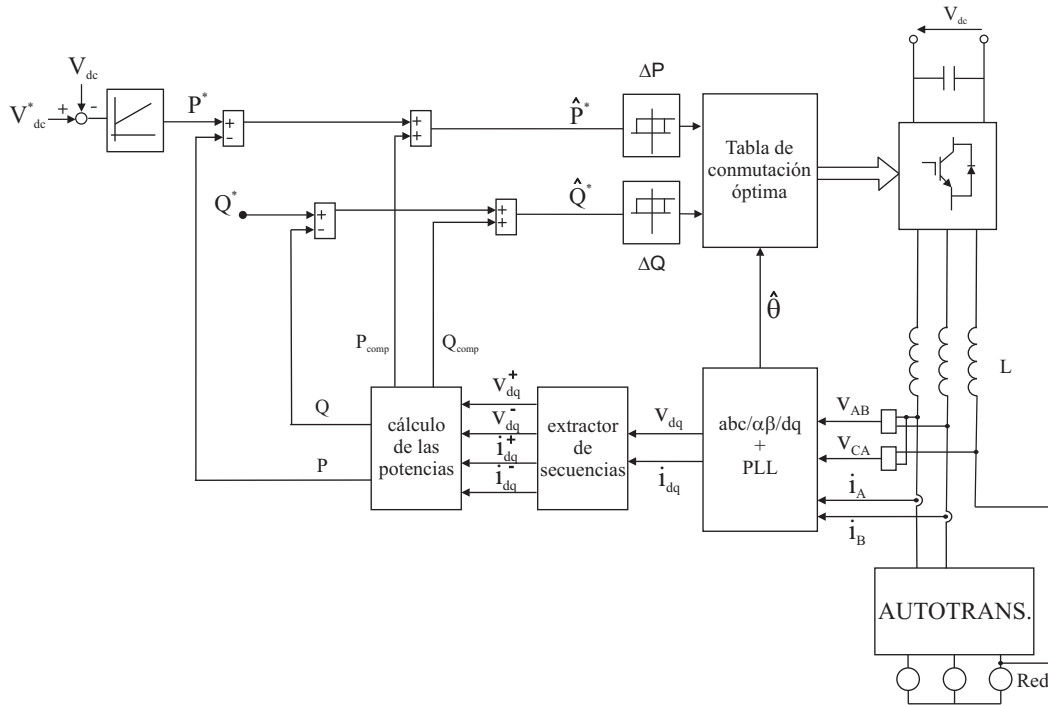


Figura 5.15: Esquema de la implementación experimental en el laboratorio.

algoritmo completo rondaba los $165\mu s$. Esto tendrá cierta influencia en la distorsión de las intensidades. No obstante, su análisis armónico confirmará la validez de los resultados experimentales frente a los obtenidos por simulación.

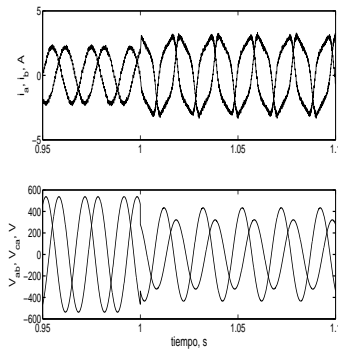
La figura 5.16 muestra los resultados con la estrategia de potencia constante, para la simulación (columna izquierda) y para el ensayo experimental (columna derecha). Se observa claramente la distorsión en las intensidades, que se confirma con el espectro armónico obtenido mediante la transformada rápida de Fourier (FFT, del inglés *Fast Fourier Transformation*). La figura 5.16(d) muestra la intensidad de la fase *a* junto con su análisis armónico realizado por el propio osciloscopio, en la que se puede observar perfectamente la componente de 150Hz debida al desequilibrio. En las figuras 5.16(e) y 5.16(f) se puede apreciar la distorsión del ángulo del vector tensión de la red y el ángulo de la secuencia directa calculado

por el PLL. En la figura 5.17 se muestran las potencias activa y reactiva, así como la tensión del enlace de continua. Las potencias permanecen constantes, respondiendo a la estrategia escogida para el CDP. La tensión del enlace de continua presenta la oscilación propia del desequilibrio, si bien en la medida experimental esta oscilación apenas sí es apreciable, tanto por su propia magnitud como por el ruido de las sondas de medida y la multiplexación de los canales analógico-digitales, que actúan de filtro para dichas oscilaciones.

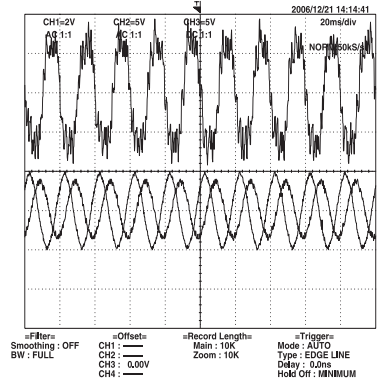
Los resultados al utilizar la nueva estrategia de control planteada se muestran en la figura 5.18. Nuevamente se provoca un desequilibrio del 40 % en las fases *a* y *b*. Sin embargo, las intensidades resultan ahora sinusoidales, según se confirma por el espectro armónico de las figuras 5.18(c) y 5.18(d). De nuevo, la FFT de los datos experimentales que se muestra en la figura 5.18(d) ha sido realizada por el osciloscopio. La componente de 150Hz ha desaparecido, quedando una única componente de magnitud apreciable en 50Hz. Las potencias se presentan en la figura 5.19. Se observa que tanto la potencia activa como la reactiva tienen una oscilación de 100Hz debida a los términos de compensación. De nuevo, la tensión del enlace de continua tiene una oscilación de pequeña amplitud que, como se adelantó en la sección anterior, no afecta al funcionamiento del CDP.

Por último, la figura 5.20 muestra las componentes directa e inversa de la intensidad para las dos estrategias de control presentadas. Se puede observar cómo, con la estrategia de CDP ante desequilibrios, la secuencia inversa de las intensidades permanece igual a cero aun en caso de desequilibrio en la red (figura 5.20(d)).

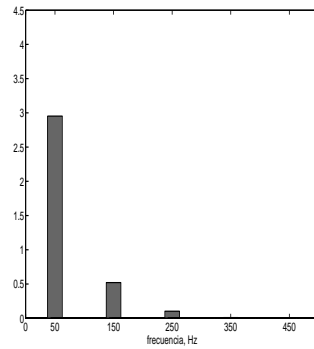
Con esta nueva estrategia de control se mejora el funcionamiento del CDP, que se adapta mejor a los nuevos requisitos de conexión a la red, como por ejemplo para el caso de los parques eólicos [32].



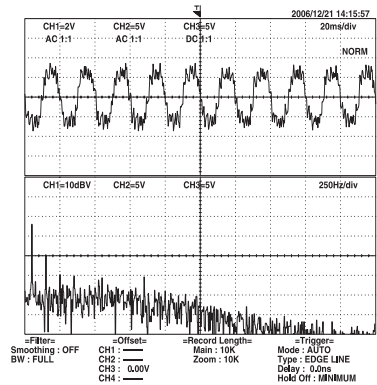
(a) Tensiones e intensidades de la red.



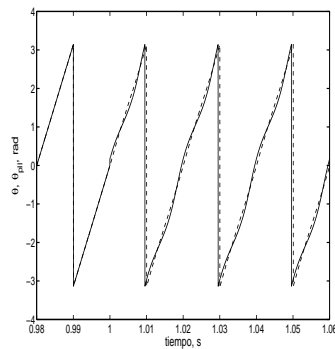
(b) Tensiones e intensidades de la red.



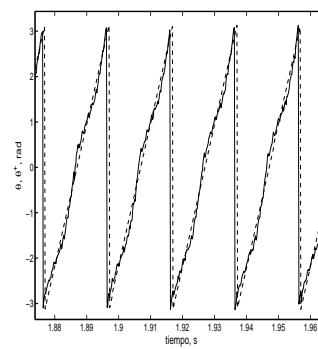
(c) Espectro armónico.



(d) Espectro armónico.



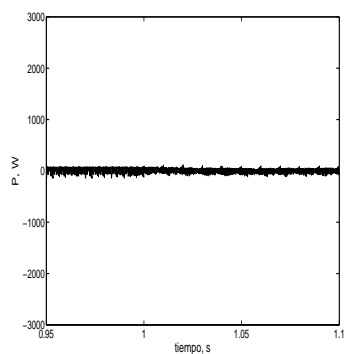
(e) Ángulo de la tensión de la red.



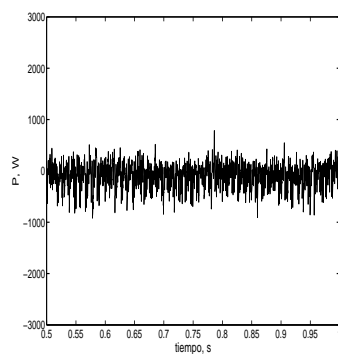
(f) Ángulo de la tensión de la red.

Figura 5.16: Resultados de simulación y experimentales sin compensación del desequilibrio.

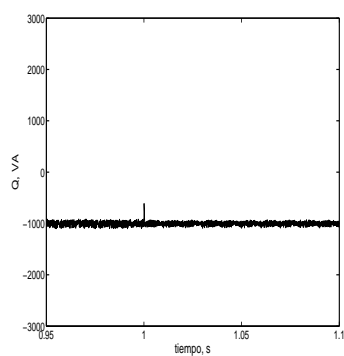
(a), (c) y (e) resultados de simulación. (b), (d) y (f) resultados experimentales.



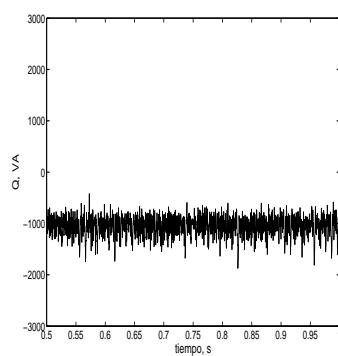
(a) Potencia activa.



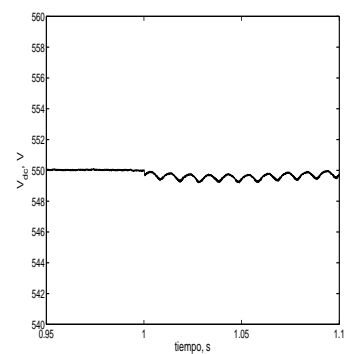
(b) Potencia activa.



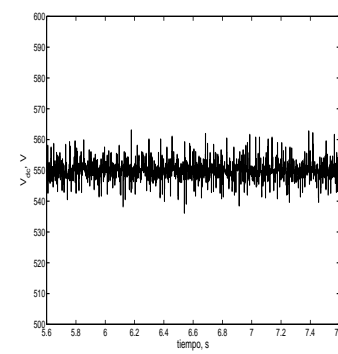
(c) Potencia reactiva.



(d) Potencia reactiva.



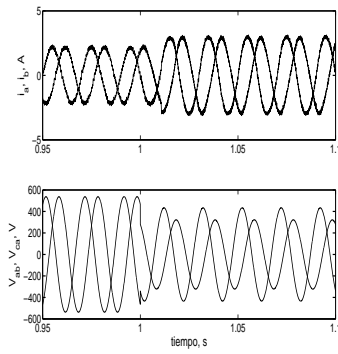
(e) Tensión del enlace de continua.



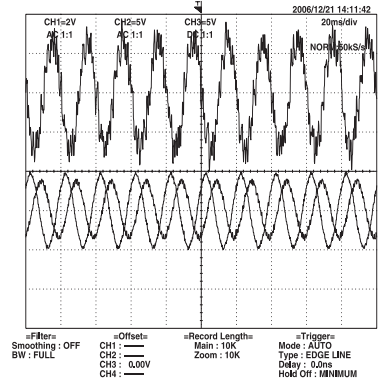
(f) Tensión del enlace de continua.

Figura 5.17: Resultados de simulación y experimentales sin compensación del desequilibrio.

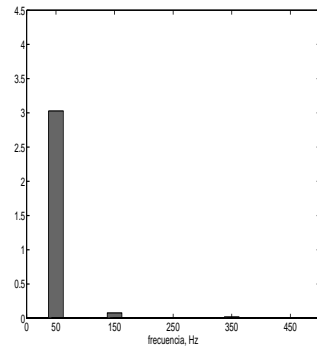
(a), (c) y (e) resultados de simulación. (b), (d) y (f) resultados experimentales.



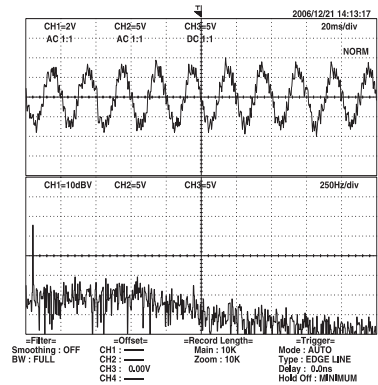
(a) Tensiones e intensidades de la red.



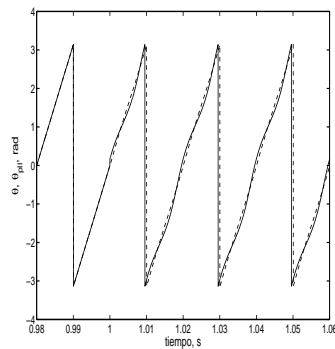
(b) Tensiones e intensidades de la red.



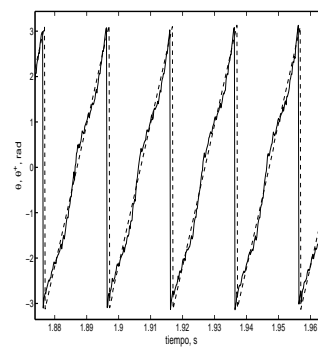
(c) Espectro armónico.



(d) Espectro armónico.



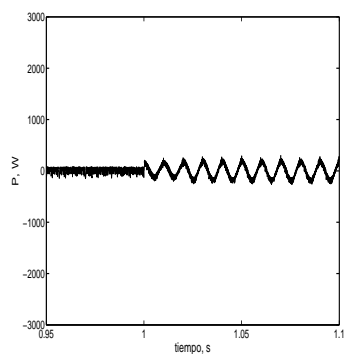
(e) Ángulo de la tensión de la red



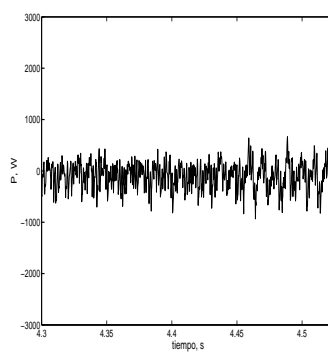
(f) Ángulo de la tensión de la red

Figura 5.18: Resultados de simulación y experimentales con compensación del desequilibrio.

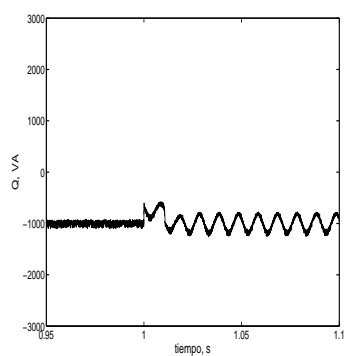
(a), (c) y (e) resultados de simulación. (b), (d) y (f) resultados experimentales.



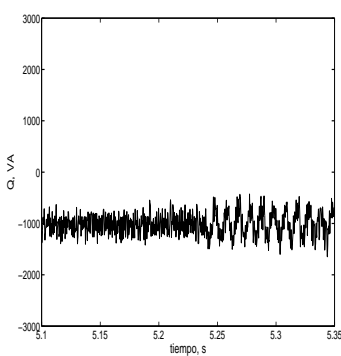
(a) Potencia activa.



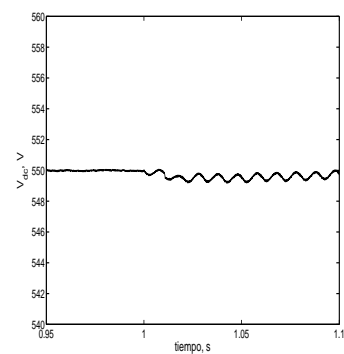
(b) Potencia activa.



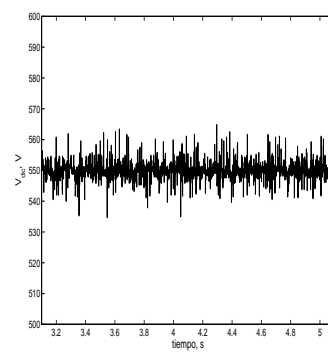
(c) Potencia reactiva.



(d) Potencia reactiva.



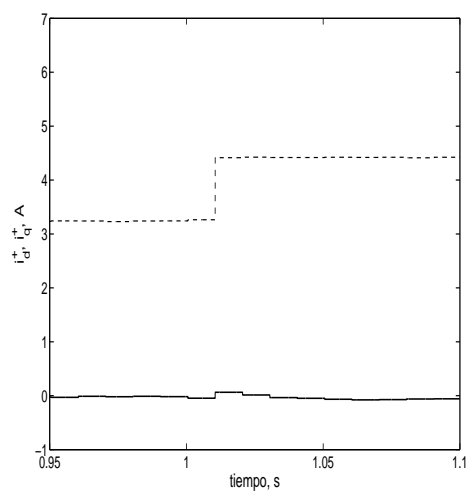
(e) Tensión del enlace de continua.



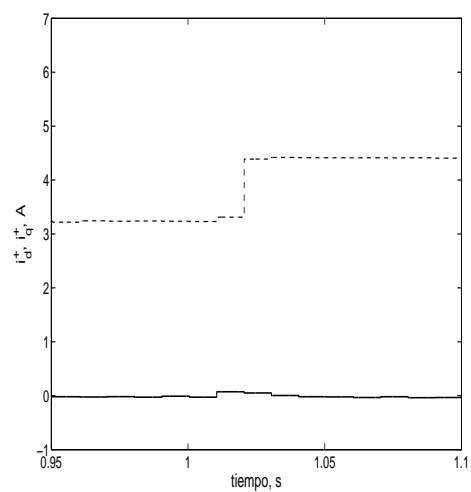
(f) Tensión del enlace de continua.

Figura 5.19: Resultados de simulación y experimentales con compensación del desequilibrio.

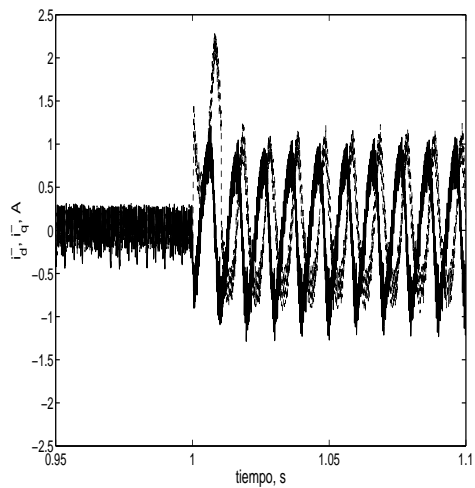
(a), (c) y (e) resultados de simulación. (b), (d) y (f) resultados experimentales.



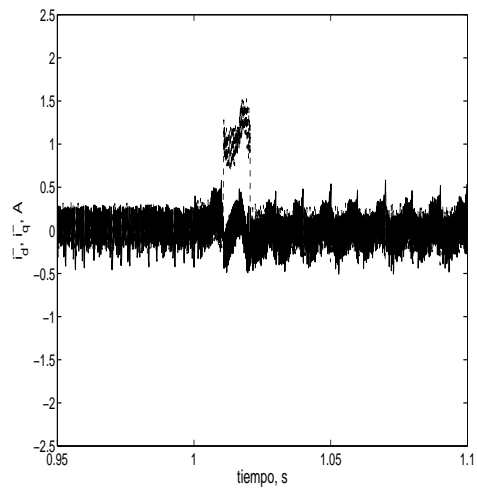
(a) Secuencia directa sin compensación.



(b) Secuencia directa con compensación.



(c) Secuencia inversa sin compensación.



(d) Secuencia inversa con compensación.

Figura 5.20: Componentes de secuencia directa e inversa de la intensidad.

Capítulo 6

Conclusiones y aportaciones originales

En este capítulo se presentan las principales conclusiones obtenidas durante el desarrollo de esta tesis así como las posibles futuras líneas de trabajo. Además, se destacan las aportaciones originales conseguidas.

6.1. Conclusiones

En esta tesis se ha descrito el control directo de potencia de inversores conectados a la red eléctrica. Para ello, se ha modelado el sistema formado por el inversor, el filtro y la red, tanto en tiempo continuo como en tiempo discreto. Estos modelos han revelado la necesidad de separar las variables de estado del sistema, intensidades de salida del inversor y tensión del enlace de continua, en dos grupos: variables con una respuesta dinámica rápida (intensidades) y variables con una respuesta dinámica más lenta (tensión del enlace de continua). Se ha comprobado que si la respuesta dinámica de todas las variables es del mismo orden, la respuesta del sistema se vuelve inestable.

A partir de los modelos del sistema, se han estudiado técnicas convencionales de control

tales como el control de intensidad por banda de histéresis, el control vectorial de la intensidad orientado a la tensión de la red y técnicas en tiempo discreto, con respuesta *Dead-Beat* y por modos deslizantes. Respecto a las técnicas de control en tiempo continuo, por banda de histéresis y por orientación a la tensión de la red, ha resultado que la respuesta dinámica del control por banda de histéresis es mejor que la del control por orientación a la tensión de la red, que además depende del tipo y del ajuste de los reguladores utilizados. El acoplamiento entre las componentes d y q es también mayor en el control por orientación a la tensión de la red. Sin embargo, el rizado de las intensidades de salida es menor gracias a la modulación. En el control por banda de histéresis, al igual que en el control directo de potencia, este rizado va a depender tanto del ancho de la banda como del tiempo de ciclo utilizado. Su efecto es mucho más notable en la aplicación experimental, ya que los tiempos de ciclo se deben incrementar para poder implementar los códigos en tiempo real.

Junto con los controladores en tiempo discreto se definieron unas circunferencias límite de funcionamiento del inversor, que ayudaron a entender el comportamiento del sistema en caso de saturación y a definir nuevas estrategias de control en esta situación. Estas estrategias modificaban los estados transitorios por los que pasa el sistema en función de los requisitos, siempre dentro del rango permitido. Así, se pueden obtener transiciones que sigan la misma trayectoria que la original, pero truncada al valor máximo aplicable o bien trayectorias que se desvíen de la original pero que garanticen un intercambio nulo de potencia reactiva durante la saturación.

En el capítulo 4 se describió el Control Directo de Potencia. Los resultados de simulación y experimentales han sido muy similares, validando así el método. Se puso énfasis, de nuevo, en la gran influencia del tiempo de ciclo sobre la distorsión en las intensidades. Al mismo tiempo, el tamaño del filtro de conexión a la red utilizado también está relacionado con la distorsión en la intensidad y con el tiempo de ciclo, ya que el valor de la inductancia L marca la respuesta dinámica del sistema. Así, se llega a un compromiso entre capacidad de intercambiar potencia entre el inversor y la red y la distorsión permitida para un tiempo de ciclo determinado. Esto ha dado lugar, en general, a filtros de mayor tamaño que los usados comúnmente con otras técnicas de control con modulación.

También se ha estudiado el comportamiento del Control Directo de Potencia ante desequilibrios en la red eléctrica. Se ha observado que el desequilibrio provoca oscilaciones en las variables del sistema. Estas oscilaciones distorsionan las intensidades inyectadas a la red. Se ha propuesto un algoritmo para obtener intensidades sinusoidales a pesar del desequilibrio en las tensiones de la red. Este algoritmo mantiene la filosofía del Control Directo de Potencia, no siendo necesaria la inclusión de reguladores adicionales para las intensidades, como era habitual. El algoritmo ha sido comprobado experimentalmente con resultados muy satisfactorios, con lo que se incrementa la robustez del Control Directo de Potencia.

6.1.1. Trabajos futuros

Como futuras líneas de trabajo se proponen las siguientes:

- implementar la estrategia de CDP ante desequilibrios en el Control Directo de Potencia Extendido y estudiar la influencia de los desequilibrios en la red sobre la tensión en las distintas etapas del enlace de continua de convertidores multinivel.
- modificar el CDPE para adaptarlo a otras topologías de convertidor multinivel.
- el estudio de la conexión de convertidores multinivel a la red a través de filtros LCL con CDPE.
- la aplicación del CDPE a sistemas de generación eólica y fotovoltaica.
- la extensión de los algoritmos presentados a otros sistemas dinámicos, como las máquinas eléctricas.

6.2. Aportaciones originales

Las aportaciones originales de esta tesis son:

- el desarrollo de un nuevo algoritmo para el control directo de la potencia en convertidores multinivel con enclavamiento por diodos, el Control Directo de Potencia

Extendido. El CDPE incluye además un nuevo método de control de la tensión en los puntos intermedios del enlace de continua. Este método ha sido comprobado experimentalmente, siendo capaz de equilibrar la tensión entre las distintas etapas del enlace de continua con tiempos de trabajo de hasta $220\mu s$.

- el desarrollo de una nueva estrategia de Control Directo de Potencia ante desequilibrios en las tensiones de la red. Esta nueva estrategia de control mantiene la filosofía del control directo, modificando las referencias de potencia para obtener intensidades sinusoidales en la red. Los resultados experimentales han validado el método con desequilibrios de hasta el 40% en dos de las fases.
- el desarrollo de un nuevo algoritmo para la extracción de las secuencias directa e inversa de un sistema desequilibrado. Este nuevo algoritmo, basado en la detección de los máximos y los mínimos de una señal oscilatoria, es simple, robusto y muy adecuado para su implementación en tiempo real. Los resultados experimentales han confirmado su buen funcionamiento.
- el desarrollo de nuevas estrategias para el control en tiempo discreto durante la saturación de los reguladores mediante las circunferencias límite de intensidad y tensión, tanto en régimen permanente como transitorio.
- el desarrollo de un banco de ensayos en el que realizar las pruebas a los algoritmos presentados. Se han diseñado y desarrollado las tarjetas necesarias para la adaptación de las señales de la tarjeta de control en tiempo real a los *drivers* de los inversores, tanto de dos niveles como de tres niveles. Además, se han diseñado y desarrollado todas las tarjetas necesarias para la adaptación de las medidas de intensidad y tensión.

6.3. Publicaciones derivadas de esta tesis

Los trabajos realizados en esta tesis han dado lugar a las siguientes publicaciones:

1. J. Eloy-García, S. Arnaltes and J.L. Rodríguez-Amenedo, "Extended Direct Power

- Control for Multilevel Inverters Including DC Link Middle Point Voltage Control”, aceptado en IEE Proc.-Electr. Power Appl. (en imprenta).
2. J. Eloy-García, S. Arnaltes and J.L. Rodríguez-Amenedo, ”Direct Power Control of Voltage Source Inverters with Unbalanced Grid Voltages”, aceptado con revisiones en IEE Proc.-Electr. Power Appl. (en la segunda fase de revisiones).
 3. J. Eloy-García, S. Poullain and A. Benchaib, ”Discrete-Time Sliding-Mode Control of a STATCOM Including Voltage and Current Limitations for Wind Farm Applications”, 12th International Power Electronics and Motion Control Conference, Portoroz, Slovenia, August, 2006.
 4. J. Eloy-García, S. Poullain and A. Benchaib, ”Discrete-Time Dead-Beat Control of a VSC Transmission Scheme Including Voltage and Current Limitations for Wind Farm Connection”, 12th International Power Electronics and Motion Control Conference, Portoroz, Slovenia, August, 2006.
 5. J. Eloy-García and R. Alves, ”DSP-based Direct Power Control of a VSC with Voltage Angle Estimation”, IEEE Power Electronics Society T&D Conference and Exhibition, Caracas, Venezuela, August, 2006.

Apéndice A

Desarrollo de un banco de ensayos en el laboratorio

En esta tesis se ha desarrollado un banco de ensayos en el laboratorio de investigación de la Universidad Carlos III de Madrid. El objetivo es implementar físicamente los métodos de control estudiados para comprobar que su aplicación en tiempo real es factible y que los resultados obtenidos son los esperados teóricamente y concuerdan con los obtenidos mediante simulación.

A.1. Descripción del banco de ensayos

El banco de ensayos está compuesto por el convertidor, el filtro inductivo, el autotransformador de acoplamiento a la red y la tarjeta de control ds1102 de dSPACE, como se muestra en la figura A.1. Además, ha sido necesario desarrollar todas las tarjetas para la adaptación de las distintas señales de control y medida. Todos los componentes han sido agrupados en un armario de control, como se muestra en la figura A.2. En la parte superior se puede observar el convertidor de dos niveles, cerca de los ventiladores de extracción de calor por la cubierta superior. En la zona central del armario se encuentran, por orden descendente,

el ordenador, las sondas de tensión, las sondas de intensidad, las tarjetas de adaptación y la alimentación de todo el armario. En el suelo del armario están la caja de expansión de dSPACE y las tarjetas de control.

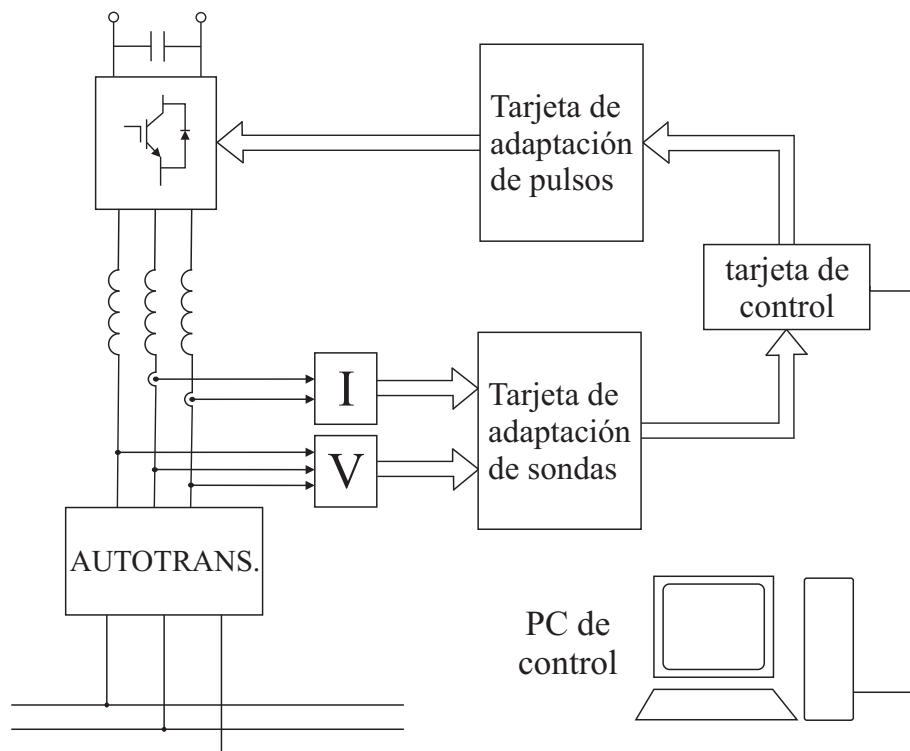


Figura A.1: Esquema del banco de ensayos del laboratorio.

El convertidor de tres niveles ha sido ubicado en una estructura móvil independiente debido a su tamaño. Las bobinas del filtro están en módulos externos que conectan la salida del convertidor con el autotransformador.

A.1.1. El convertidor

Los convertidores, tanto el de dos niveles (A.3(a)) como el de tres niveles (A.3(b)), son de la marca SEMIKRON. Las características de estos convertidores se muestran en la tabla A.1. El montaje incluye los distintos componentes, como los IGBT, los diodos, los

condensadores del enlace de continua, los *drivers* para el disparo de los interruptores, el disipador, el ventilador y todo el cableado necesario para su conexión, en función de la topología. Sin embargo, debido a las características de la tarjeta ds1102 y de los *drivers*, las señales digitales de salida de la tarjeta ds1102 tienen que ser adaptadas, con varios objetivos:

1. adaptación del nivel lógico de las señales de salida de la tarjeta ds1102 (TTL) a las entradas de los *drivers* (CMOS).
2. aislamiento galvánico entre la tarjeta ds1102 y los *drivers*, mediante el uso de optoacopladores.
3. inclusión de circuitos lógicos para las señales de disparo de los interruptores, liberando a la tarjeta de control de estas tareas, con el consiguiente incremento en la velocidad de ejecución de los algoritmos. Asimismo, estos circuitos lógicos permiten introducir un retraso controlado en las señales de disparo de los interruptores de una misma rama para evitar el cortocircuito del enlace de continua en alguna transición de estados.

Tabla A.1: Características de los convertidores utilizados.

	convertidor de dos niveles	convertidor de tres niveles
Interruptores	IGBT SKM50GB123D	IGBT SKM100GB123
Tensión	1.200 V	1.200V
Intensidad	50 A	100A
Driver	SKHI22	SKHI10
Tiempo muerto	3,25 μ s	3 μ s
Etapa de continua	450V (C C) + 450V (C C)	450V (C C) + 450V (C C)
Condensadores	2.200 μ F	2.200 μ F

En la sección A.2 se dará una descripción completa de las tarjetas desarrolladas.

A.1.2. El filtro inductivo

El filtro se calcula como una solución de compromiso entre la potencia a transmitir y la distorsión armónica permitida para las intensidades. Es común utilizar un filtro con una reactancia de valor 0,15 p.u. Este valor está basado en la experiencia y en la aplicación de normas tales como IEC 61000-3-2, IEC 61000-3-4 e IEEE-519-1992. Dichas normas, que contienen los requisitos y las recomendaciones para el control de los armónicos en los sistemas de potencia, dan siempre valores referidos a la distorsión armónica de la intensidad. No se encuentran valores especificados para las reactancias de conexión a red. Además, tampoco se tiene en cuenta la viabilidad del control digital, principalmente relacionada con el tiempo de ciclo utilizado, como se ha venido mencionando durante toda la tesis. Así pues, para los métodos de control directo presentados en esta tesis, la distorsión de la intensidad no sólo va a depender del nivel de potencia transmitido y del valor de la inductancia del filtro, sino también del tiempo de ciclo del algoritmo en tiempo real. Esto da lugar a filtros de tamaño algo mayor que los utilizados con métodos de control que incluyen algoritmos de modulación.

El cálculo de la inductancia se puede realizar como se muestra a continuación. Dados unos valores base de potencia S_b y tensión V_b , la impedancia base se calcula según

$$Z_b = \frac{V_b^2}{S_b}, \quad (\text{A.1})$$

con la que se puede obtener el valor de la reactancia del filtro en función de su magnitud por unidad como

$$X = Z_b X_{pu}, \quad (\text{A.2})$$

en la que X_{pu} es el valor de la reactancia por unidad. En la tabla A.2 se muestran los parámetros utilizados en los distintos ensayos de laboratorio presentados en esta tesis. El valor de la inductancia utilizada es de 50mH. Este valor da lugar a distintos valores de X_{pu} , en función de los valores base considerados en cada ensayo. Para V_b , el valor escogido se corresponde con el valor eficaz de la tensión compuesta del secundario del autotransformador.

Tabla A.2: Parámetros de los ensayos de laboratorio.

ensayo	V_b	S_b	X_{pu}
Control Directo de Potencia	200V	500VA	0.19
Control Directo de Potencia Extendido	200V	300VA	0.12
CDP ante desequilibrios	380V	1.200VA	0.13

A.1.3. El autotransformador

El acoplamiento a la red eléctrica de la universidad se ha hecho mediante un autotransformador, que permite regular el nivel de tensión en la parte de corriente alterna del convertidor para adaptarlo a los ensayos realizados en función de la potencia transmitida. Al mismo tiempo, también permite una precarga suave de los condensadores del enlace de continua. Esta precarga se realiza a través de los diodos en antiparalelo del convertidor y permite prescindir de las resistencias de precarga, así como de los contactores necesarios y de su control, evitando dichas tareas a la tarjeta de control. El incremento de la tensión del secundario del autotransformador se realiza mediante un motor asíncrono controlado manualmente.

Por otro lado, con el autotransformador, se ha generado un sistema trifásico desequilibrado de tensiones a la salida del convertidor, que ha permitido probar en el laboratorio el método de control descrito en el capítulo 5. Como se comenta en la sección 5.5, el desequilibrio se consigue conectando dos de las fases a la salida del autotransformador y la restante a la entrada, de forma que cuando la relación de transformación sea del 100% no exista desequilibrio, mientras que si dicha relación de transformación disminuyera, se produciría un desequilibrio bifásico de la magnitud de la relación de transformación. Las conexiones realizadas para este ensayo se muestran en la figura A.4.

A.1.4. La tarjeta de control

La tarjeta de control utilizada es la ds1102 de dSPACE. Sus características se muestran en la tabla A.3. Una de las principales limitaciones de esta tarjeta es que sólo dispone de cuatro canales de conversión analógico-digitales (A/D). Dos de ellos han sido utilizados para medir tensiones y los otros dos para medir intensidades. Sin embargo, como los métodos de control empleados requieren medidas de, al menos, tres tensiones, ha sido necesario multiplexar los canales A/D. Esta multiplexación está gobernada por el bit 15 de las salidas digitales. El periodo de multiplexación se controla mediante el programa.

Tabla A.3: Características de la tarjeta ds1102, de dSPACE.

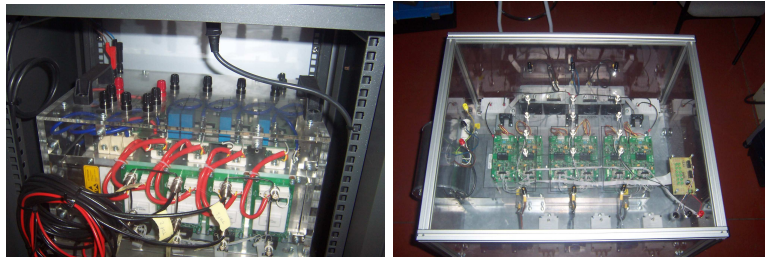
Procesador	DSP TMS320C31 aritmética de punto flotante reloj de 60 MHz 2 temporizadores de 32 bits
Memoria	128K × 32 bit
ADC	2 × 16 bit, 4 μ s de tiempo de conversión 2 × 12 bit, 1,25 μ s de tiempo de conversión rango ± 10 V
DAC	4 × 12 bit, 4 μ s de tiempo de conversión rango ± 10 V
DSP esclavo	TMS320P14 reloj de 25 MHz puerto de E/S de 16 bits seleccionables 6 salidas PWM

Esta tarjeta permite la generación de seis señales PWM, mediante los registros de comparación y captura. Estas señales tienen un nivel lógico TTL de 5V. Como se comentó anteriormente, las entradas de los *drivers* de los convertidores tienen un nivel lógico CMOS

de 15V. Por este motivo, además de para aislar galvánicamente la tarjeta de control del convertidor, se desarrollaron unas tarjetas específicas para la adaptación de las señales entre la tarjeta ds1102 y el convertidor. Igualmente, se desarrolló una tarjeta de adaptación entre los sensores de medida y los canales A/D de la tarjeta ds1102, cuyo rango es de $\pm 10V$. La multiplexación se implementó mediante un multiplexor analógico de ocho canales de entrada y cuatro de salida. Como se comentó anteriormente, el control del multiplexor se realiza mediante el bit 15 de las salidas digitales de la tarjeta ds1102.



Figura A.2: Parte trasera del armario de control.



(a) Convertidor de dos niveles.

(b) Convertidor de tres niveles.

Figura A.3: Convertidores.

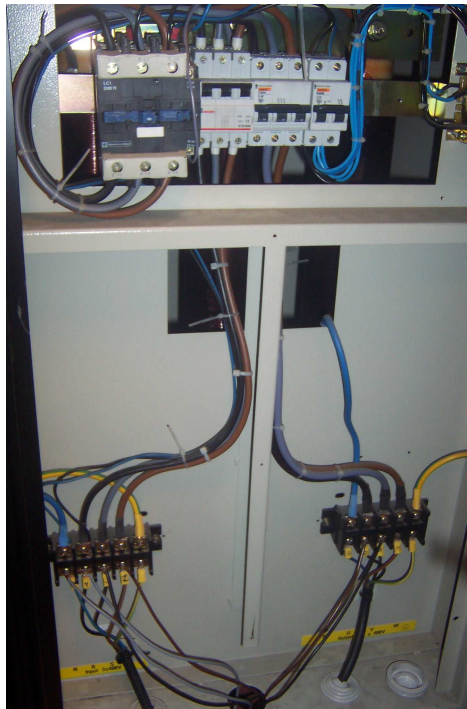


Figura A.4: Conexión del autotransformador para el ensayo con desequilibrio.

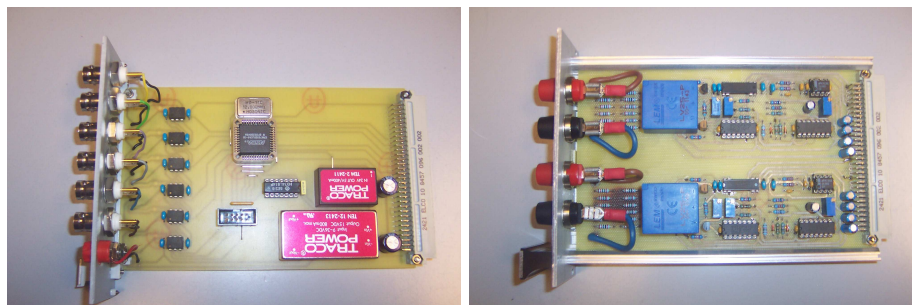
A.2. Desarrollo de las tarjetas de adaptación de señales

A.2.1. Adaptación entre la tarjeta de control y los *drivers*

Como se ha comentado en las secciones precedentes, es necesario diseñar una tarjeta intermedia de adaptación de las señales entre la tarjeta de control ds1102 y los *drivers* del convertidor. Las funciones de la tarjeta de adaptación de las señales de disparo son:

- aislar galvánicamente el convertidor y la tarjeta de control.
- adaptar los niveles de tensión de los *drivers*, CMOS de 15V, a los de la tarjeta ds1102, TTL de 5V.
- introducir circuitos lógicos para la generación de los pulsos de disparo del convertidor:
 - convertidor de dos niveles: tiene 6 interruptores, por lo que sólo se necesitan 3 señales de disparo, una por rama. Las otras tres serán sus negadas. En el caso del convertidor de dos niveles utilizado, los *drivers* SKHI22A, que disparan los dos interruptores de una misma rama, garantizan un tiempo muerto de 3, 25 μ s.
 - convertidor de tres niveles: tiene 12 interruptores, por lo que necesita 6 señales de disparo, dos por rama. Con esas dos señales se pueden generar los cuatro estados de conmutación posibles en cada rama, como se describe en el capítulo 4. En este caso, a diferencia del convertidor de dos niveles, los *drivers* SKHI10 sólo controlan el disparo de un único interruptor. Habrá cuatro por cada rama. Por lo tanto, habrá que incluir un circuito de retardo para garantizar un tiempo muerto en los cambios de estado del convertidor.

El aislamiento galvánico y la adaptación de los niveles de tensión se llevan a cabo mediante el optoacoplador 74OL6000, de *Fairchild*. Este dispositivo introduce un retardo aproximado de 160ns, muy por debajo de los órdenes de magnitud de los tiempos muertos requeridos. El cambio en los niveles de tensión se produce porque su entrada tiene lógica TTL de 5V y su salida, CMOS de 15V. Por lo tanto, para alimentar los optoacopladores habrá que



(a) Tarjeta de adaptación de las señales PWM para el convertidor de dos niveles.

(b) Tarjeta de adaptación para los convertidores A/D.

Figura A.5: Tarjetas de adaptación de las señales PWM y de las medidas.

utilizar dos fuentes conmutadas de 5V y 15V respectivamente, como se puede observar en la figura A.5(a).

En esta misma figura, correspondiente a la tarjeta para el convertidor de dos niveles, el circuito lógico para la generación de pulsos se ha implementado en un PLD (*Programmable Logic Device*), configurable desde el ordenador. El esquema eléctrico de la tarjeta se muestra en la figura A.6. En el caso del convertidor de tres niveles, el circuito lógico necesario se ha implementado con puertas OR CD4071B de *Texas Instruments*. El tiempo muerto se diseñó como un retardo a la conexión y se implementó mediante una puerta *Schmitt trigger*, también de *Texas Instruments*. Respecto a las tarjetas relacionadas con el convertidor de tres niveles, toda la información necesaria se puede encontrar en [51].

A.2.2. Adaptación entre la tarjeta de control y los sensores

Al igual que se ha hecho para las señales de control, también hay que adaptar los niveles de tensión de los sensores de medida a los rangos adecuados para los canales A/D de la tarjeta ds1102, de $\pm 10V$. Los rangos escogidos han sido 600V:10V para la tensión y 25A:10V para la intensidad. Hay que tener en cuenta estas relaciones de transformación durante la

programación, para obtener los valores correctos de las medidas.

Las sondas utilizadas son de efecto *Hall*, con salidas en intensidad. Se ha utilizado una resistencia para obtener una señal de tensión proporcional a la medida y un amplificador operacional para ajustar su nivel al rango de la tarjeta ds1102. Su aspecto final se muestra en la figura A.5(b). En la figura A.7 se presenta un detalle del esquema eléctrico de esta tarjeta.

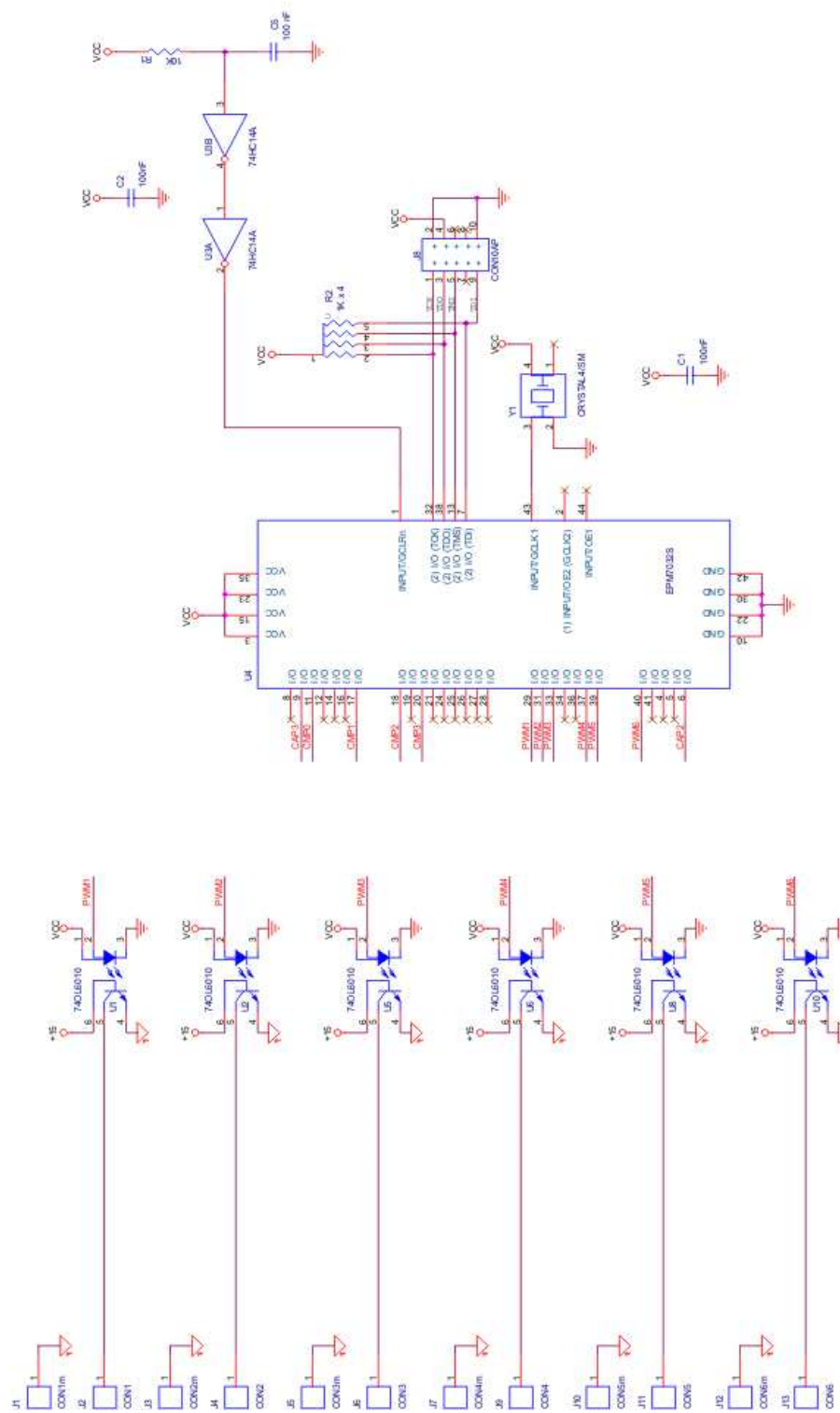


Figura A.6: Esquema eléctrico de la tarjeta de adaptación de las señales PWM.

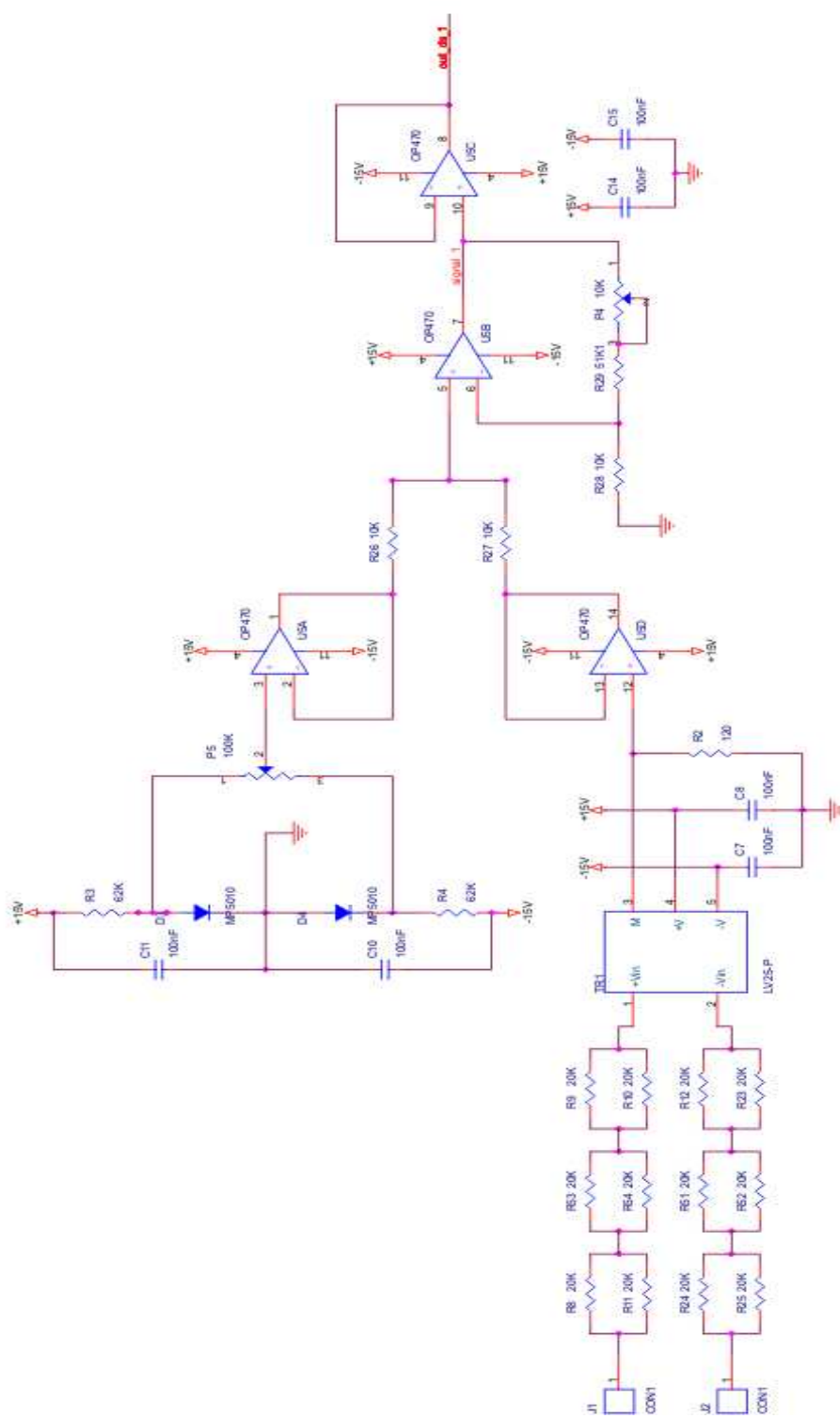


Figura A.7: Detalle del esquema eléctrico de la tarjeta de adaptación de las señales de medida.

Bibliografía

- [1] N. Mohan, T. Undeland, and W. Robins, *Power electronics: converters, applications and design*, 2nd ed. John Wiley & Sons, 1995.
- [2] P. Vas, *Sensorless vector and direct torque control*, 1st ed., ser. Monographs in electrical and electronic engineering. Oxford Science Publications, 1998.
- [3] J. Rodríguez, J. S. Lai, and F. Z. Peng, “Multilevel inverters: a survey of topologies, controls and applications,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 49, no. 4, pp. 724–738, 2002.
- [4] J. L. Rodríguez-Amenedo, “Dynamical analysis and control system design of variable speed wind turbines with doubly-fed asynchronous generators,” Ph.D. dissertation, Univ. Carlos III de Madrid, Leganés, Spain, 2000.
- [5] K. Ogata, *Discrete-time control systems*. Englewood Cliffs, New Jersey 07632: Prentice Hall International, 1995.
- [6] J.-L. Thomas and S. Poullain, “Discrete-time field-oriented control for induction motors,” in *IEEE Power Electronics Specialist Conference*, vol. 1, 18-23 july 2000, pp. 427–434.
- [7] D. G. Holmes and T. A. Lipo, *Pulse Width Modulation for Power Converters*, 1st ed., ser. IEEE series on Power Engineering, M. E. El-Hawary, Ed. Wiley-Interscience, 2003.

-
- [8] W. Leonhard, *Control of electrical drives*, 2nd ed., ser. Electrical engineering. Springer-Verlag, 1996.
- [9] V. Blasko and V. Kaura, “A New Mathematical Model and Control of a Three-Phase ac-dc Voltage Source Converter,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 12, no. 1, pp. 116–123, 1997.
- [10] E. Bueno Peña, “Optimización del comportamiento de un convertidor de tres niveles npc conectado a la red eléctrica,” Ph.D. dissertation, Universidad de Alcalá, Alcalá de Henares, España, 2005.
- [11] M. Chinchilla Sánchez, “Control de un sistema de generación eólica de velocidad variable con generador síncrono multipolar de imanes permanentes acoplado a red,” Ph.D. dissertation, Univ. Carlos III de Madrid, Leganés, España, 2001.
- [12] V. Utkin, J. Guldner, and J. Shi, *Sliding mode control in electromechanical systems*, 1st ed., ser. Systems and control. Taylor and Francis, 1999.
- [13] A. Benchaib, S. Poullain, J.-L. Thomas, and J. Alacoque, “Discrete-Time Field-Oriented Control for SM-PMSM Including Voltage and Current Constraints,” in *IEEE Electrical Machines and Drives Conference*, vol. 2, 1-4 june 2003, pp. 999–1005.
- [14] I. Takahashi and T. Noguchi, “A new quick-response and high efficiency control strategy of an induction machine,” *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, vol. 22, no. 5, pp. 820–827, 1986.
- [15] M. Depenbrock, “Direct Self-Control (DSC) of inverter-fed induction machine,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 3, no. 4, pp. 420–429, 1988.
- [16] K. Hyosung and A. Hirofumi, “The instantaneous power theory on the rotating p-q-r reference frames,” in *IEEE International Conference on Power Electronics and Drive Systems, PEDS’99*, vol. 1, Hong Kong, 27-29 july 1999, pp. 422–427.
- [17] T. Noguchi, H. Tomiki, S. Kondo, and I. Takahashi, “Direct power control of PWM converter without power-source voltage sensors,” *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, vol. 34, no. 3, pp. 473–479, 1998.

- [18] M. Malinowski, M. P. Kazmierowski, and A. Trzynadlowski, "Direct Power Control with virtual flux estimation for three-phase PWM rectifiers," in *IEEE International Symposium on Industrial Electronics, ISIE-2000*, vol. 2, Puebla, Mexico, 4-8 december 2000, pp. 442–447.
- [19] M. Malinowski, M. P. Kazmierowski, S. Hansen, F. Blaabjerg, and G. D. Marques, "Virtual-Flux Based Direct Power Control of Three-Phase PWM Rectifiers," *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, vol. 37, no. 4, pp. 1019–1027, 2001.
- [20] M. Malinowski and M. P. Kazmierowski, "Direct Power Control of three-phase PWM rectifier using space vector modulation - simulation study," in *IEEE International Symposium on Industrial Electronics, ISIE-2002*, vol. 4, L'Aquila, Italy, 8-11 july 2002, pp. 1114–1118.
- [21] N. G. Hingorani and L. Gyugyi, *Understanding FACTS*. 445 Hoes Lane, Piscataway, NJ: IEEE Press, 2000.
- [22] A. M. Walczynna and R. J. Hill, "Space vector PWM strategy for 3-level inverters with Direct Self-Control," in *PEMC'93*, Brighton, England, Sept.13–16 1993, pp. 152–157.
- [23] N. Celanovic and D. Boroyevich, "A Comprehensive Study of Neutral-Point Voltage Balancing Problem in Three-Level Neutral-Point-Clamped Voltage Source PWM Inverters," vol. 15, no. 2, pp. 242–249, 2000.
- [24] G. Sinha and T. A. Lipo, "A new modulation strategy for improved dc bus utilisation in hard and soft switched multilevel inverters," in *IECON'97*, vol. 2, Nov.9–14 1997, pp. 670–675.
- [25] R. Rojas, T. Onishi, and T. Suzuki, "PWM control method for a four-level inverter," in *IEE Proc.-Electr. Power Appl.*, vol. 142, no. 6, 1995, pp. 390–396.
- [26] C. Newton and M. Sumner, "Novel technique for maintaining balanced internal dc link voltages in diode clamped five-level inverters," in *IEE Proc.-Electr. Power Appl.*, vol. 146, no. 3, May 1999, pp. 341–349.

-
- [27] F. Springmeier and J. Steinke, "Control of dc link neutral potential of a three-level GTO inverter as a part of the Direct Self Control (DSC)," in *PEMC'90*, vol. 2, Oct.1-3 1990, pp. 479-483.
- [28] M. Marchesoni, M. Mazzucchelli, and P. Tenca, "About the dc link capacitors voltage balance in multi-point clamped converters," in *IEEE Proc. IECON'98*, vol. 1, 31 aug.-4 sept. 1998, pp. 548-553.
- [29] M. Marchesoni and P. Tenca, "Diode-Clamped Multilevel Converters: A Practicable Way to Balance DC-Link Voltages," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 49, no. 4, pp. 752-765, 2002.
- [30] D.-W. Kang, W.-K. Lee, and D.-S. Hyun, "Carrier-rotation strategy for voltage balancing in flying capacitor multilevel inverter," in *IEE Proc.-Electr. Power Appl.*, vol. 151, no. 2, Mar. 2004, pp. 239-248.
- [31] M. H. J. Bollen, *Understanding Power Quality Problems: Voltage Sags and Interruptions*. 445 Hoes Lane, Piscataway, NJ: IEEE Press, 1999.
- [32] "P.O. 12.3. Wind farm response requirements during voltage sags," *BOE*, no. 254, pp. 37 017-37 019, 2006.
- [33] M. Chomat and L. Schreier, "Control Method for DC-link Voltage Ripple Cancellation in Voltage Source Inverter Under Unbalanced Three-phase Voltage Supply Conditions," in *IEE Proc.-Electr. Power Appl.*, vol. 152, no. 3, May 2005, pp. 494-500.
- [34] A. V. Stankovic and T. A. Lipo, "A Novel Control Method for Input Output Harmonic Elimination of the PWM Boost Type Rectifier Under Unbalanced Operating Conditions," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 16, no. 5, pp. 603-611, 2001.
- [35] J.-K. Kang and S.-K. Sul, "Control of Unbalanced Voltage PWM Converter Using Instantaneous Ripple Power Feedback," in *IEEE PESC'97*, vol. 1, 22-27 june 1997, pp. 503-508.

-
- [36] Y. Liu and F. L. Luo, "Trinary hybrid multilevel inverter used in STATCOM with unbalanced voltages," in *IEE Proc.-Electr. Power Appl.*, vol. 152, no. 5, Sept. 2005, pp. 1203–1222.
- [37] H. Awad, J. Svensson, and M. Bollen, "Mitigation of Unbalanced Voltage Dips Using Static Series Compensator," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 19, no. 3, pp. 837–846, 2004.
- [38] C. Hochgraf and R. H. Lasseter, "Statcom Controls for Operation with Unbalanced Voltages," *IEEE Trans. Power Delivery*, vol. 13, no. 2, pp. 538–544, 1998.
- [39] H. Song and K. Nam, "Dual Current Control Scheme for PWM Converter Under Unbalanced Input Voltage Conditions," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 46, no. 5, pp. 953–959, 1999.
- [40] S. Chen and G. Joós, "Direct Power Control of DSTATCOMs for Voltage Flicker Mitigation," in *IEEE IAS'01*, vol. 4, 30 sep-04 oct 2001, pp. 2683–2690.
- [41] M. Malinowski, G. D. Marques, M. Cichowlas, and M. P. Kazmierkowski, "New Direct Power Control of Three-Phase PWM Boost Rectifiers Under Distorted and Imbalanced Line Voltage Conditions," in *IEEE ISIE'03*, vol. 1, 9-12 june 2003, pp. 438–443.
- [42] R. C. Dugan, M. MacGranaghan, and H. W. Beaty, *Electrical power systems quality*, 1st ed. McGraw-Hill, 1996.
- [43] M. H. J. Bollen, "Characterisation of voltage sags experienced by three-phase adjustable-speed drives," *IEEE Trans. Power Delivery*, vol. 12, no. 4, pp. 1666–1671, 1997.
- [44] W. D. Stevenson, *Elements of power system analysis*, 4th ed., ser. Electrical and electronic engineering. McGraw-Hill, 1982.
- [45] C. L. Fortescue, "Method of Symmetrical Coordinates Applied to the Solution of Polyphase Networks," *Transactions AIEE*, vol. 37, pp. 1027–1140, 1918.

-
- [46] V. Kaura and V. Blasko, "Operation of a Phase Locked Loop System Under Distorted Utility Conditions," *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, vol. 33, no. 1, pp. 58–63, 1997.
- [47] S.-K. Chung, "Phase-locked Loop for Grid-connected Three-phase Power Conversion Systems," in *IEE Proc.-Electr. Power Appl.*, vol. 147, no. 3, May 2000, pp. 213–219.
- [48] T.-N. Le, "Kompensation Schnell Veränderlicher Blindströme Eines Drehstromverbrauchers," *Archiv für Elektrotechnik*, vol. 11, no. 8, pp. 249–253, 1989.
- [49] F. Saccomanno, *Electric power systems : analysis and control*, 1st ed., ser. IEEE series on Power Engineering. Wiley-Interscience, 2003.
- [50] W. G. 38-01, *Static VAR Compensators*, 1st ed., I. A. Erinmez, Ed. CIGRE, International Conference on Large High Voltage Electric Systems, 1986.
- [51] J. L. Venero, *PFC: Estudio y desarrollo de las tarjetas de adaptación de señal de un convertidor multinivel*. Dpto. Ingeniería Eléctrica, Univ. Carlos III de Madrid, 2006.