

Conclusiones, aportaciones y trabajos futuros

En este trabajo de Tesis, se han abordado diferentes aspectos clave relacionados con el diseño y control de acondicionadores de corriente en derivación para redes trifásicas de cuatro hilos, habiéndose prestado una especial atención al estudio de soluciones que garanticen el correcto funcionamiento de estos sistemas cuando las condiciones de contorno resultan desfavorables.

Los estudios llevados a cabo en los diferentes apartados, han permitido obtener unas conclusiones particulares para cada uno de los aspectos tratados. Sobre la base del conocimiento adquirido en esos estudios, en este Capítulo se exponen una serie de conclusiones generales que sumarizan el trabajo realizado en esta Tesis.

El estudio detallado de cada uno de los temas que constituyen esta Tesis, y la revisión minuciosa del estado del arte en cada materia, ha permitido delimitar ciertos aspectos del acondicionamiento activo de corriente en los que las técnicas convencionales eran susceptibles de mejora.

El empleo de nuevos puntos de vista a la hora de abordar los problemas detectados, y la depuración de las soluciones propuestas, han conducido a una serie de aportaciones que han sido validadas teórica y experimentalmente. En este Capítulo se detallan esas aportaciones, enumerándose los diferentes foros y revistas científicas donde dichas contribuciones han sido presentadas y publicadas.

En la búsqueda de soluciones y mejoras a las diferentes cuestiones planteadas, han surgido nuevas ideas e inquietudes que, bien sea por que alteraban la planificación del trabajo a realizar, o porque podían dispersar excesivamente la temática tratada, no han sido exploradas con profundidad. Estos temas de trabajo constituyen la semilla de las nuevas líneas de investigación que se desarrollarán a partir de la Tesis aquí presentada. Estos trabajos futuros se describen de forma resumida al final de este Capítulo.

7.1. Conclusiones generales de la Tesis

En el Capítulo 2, el estudio de diferentes teorías de potencia instantánea en régimen no sinusoidal, y la evaluación de su utilidad en el acondicionamiento de corriente en sistemas eléctricos, evidenció la existencia de dos enfoques fundamentales en este área.

Uno de estos enfoques se ve materializado en el método *FBD* propuesto por *Depenbrock*, el cual es una continuación natural de los postulados realizados con anterioridad por *Buchholz* y *Fryze* en lo referente a la descomposición de las corrientes en sistemas que trabajan en régimen permanente armónico. La formulación propuesta en el método *FBD* resulta del análisis circuital de un sistema multi-conductor genérico, compuesto por un número cualquiera de fases, y en el que se supone que todos los conductores tienen la misma capacidad de transmisión de energía.

El otro enfoque dominante en el estudio de la potencia instantánea en el campo temporal encuentra su principal exponente en la teoría *p-q* propuesta por *Akagi*. Esta teoría nace de la formulación de las relaciones de potencia existentes en un sistema trifásico de tres conductores utilizando una notación vectorial de las variables de tensión y corriente del mismo. Mediante esta formulación, *Akagi* introdujo el concepto revolucionario de la *potencia imaginaria instantánea*.

Cuando la teoría *p-q* se aplica a sistemas trifásicos de cuatro conductores, aparecen una serie de incongruencias que dieron lugar a la aparición de nuevas formulaciones, claramente emparentadas con la propuesta original de *Akagi*, y entre las que se pueden destacar, entre otras, las propuestas de *Willems*, *Nabae*, *Peng* o *Kim*. En estas últimas formulaciones, el sistema trifásico de cuatro conductores se interpreta, en realidad, como un sistema de tres conductores activos (fases) más un cuarto de retorno (neutro). Cuando estas teorías de potencia instantánea se aplican al filtrado activo de corriente, la composición final de las corrientes activas en el lado de fuente depende de la capacidad de conducción de corriente que se le otorgue a la línea de neutro. Esta discrepancia en el papel desempeñado por el conductor de neutro en un sistema de cuatro hilos es la que origina las diferencias existentes entre las corrientes activas calculadas mediante el método *FBD*, mediante la teoría *p-q* original, o mediante el resto de formulaciones anteriormente mencionadas.

La teoría de potencia instantánea propuesta en esta Tesis se apoya en el sistema de coordenadas *d-q-z*, el cual, respecto a otros sistemas de referencia, otorga un mayor significado físico a las variables transformadas. El desarrollo de esta teoría nace de un análisis circuital del sistema trifásico de cuatro hilos, lo cual supone una ventaja respecto a ciertas teorías precedentes, en las que la formulación final surge de un mero planteamiento algebraico de las relaciones de potencia mediante el uso de diferentes sistemas de representación. Gracias a este análisis circuital, es posible otorgar un significado físico concreto a la potencia imaginaria instantánea en los sistemas trifásicos de cuatro hilos. De esta manera, se puede postular que, en sistemas trifásicos de cuatro hilos, existen dos tipos de intercambios de energía que no contribuyen a la potencia activa instantánea consumida por la carga. Una de estas

transferencias de energía es la que otorga significado físico a la potencia imaginaria presentada por *Akagi*, y consiste en el intercambio de energía entre las fases del subsistema de secuencia positiva y negativa. El otro intercambio, que se justifica mediante la formulación presentada en el Capítulo 2, corresponde al intercambio de energía entre los subsistemas de secuencia positiva y negativa, y el subsistema de secuencia homopolar.

En el estudio realizado, la introducción del concepto de *sistema trifásico equivalente* da lugar a un algoritmo de compensación en el dominio $d-q-z$, que resulta totalmente general, y en el cual, existe un parámetro que permite determinar el papel que desempeñará el conductor de neutro en el sistema trifásico acondicionado. La versatilidad de la formulación presentada en este trabajo para el cálculo de las corrientes activas, convierte al resto de formulaciones convencionales en casos particulares de la misma.

En el Capítulo 2, se evidenció que la estrategia de control del SAPF que da lugar a corrientes sinusoidales y equilibradas en el lado de fuente ofrece buenos resultados en lo referente a la eficiencia de la transmisión de energía, y además, según lo estipulado en diferentes normativas, favorece el funcionamiento compatible de los diferentes equipos y sistemas que constituyen el sistema eléctrico. Para la obtención de estas corrientes sinusoidales en el lado de fuente, es preciso que el sistema de control del SAPF disponga de un mecanismo de detección de la componente de frecuencia fundamental y secuencia positiva de las tensiones de red.

En esta Tesis, el sistema de detección de la componente fundamental de la tensión de red se basa en el empleo de múltiples sistemas de referencia síncronos que giran con diferentes secuencias y frecuencias (MSRF-PLL). En el Capítulo 3, se ha estudiado este sistema de detección, y se ha evaluado su comportamiento ante condiciones desfavorables de red. La comparación de los resultados obtenidos, respecto a los ofrecidos por otras propuestas existentes en este campo, permite afirmar que el MSRF-PLL, o su versión reducida, el DSRF-PLL, resulta ideal como sistema de sincronización de sistemas electrónicos de potencia que trabajan conectados a la red eléctrica, ofreciendo una excelente respuesta dinámica, y una elevada precisión en la detección, incluso cuando las tensiones de red se encuentren fuertemente distorsionadas o desequilibradas.

El estudio de las topologías de los inversores en fuente de tensión que se utilizan normalmente en los SAPF para redes de cuatro hilos permite llegar a dos conclusiones fundamentales. Tras una prospección, tanto del mercado como de las publicaciones técnicas en la materia, la primera conclusión revela que el inversor de tres ramas y condensador repartido (TLSC) encuentra una gran aceptación entre fabricantes e investigadores gracias a su facilidad de control. Sin embargo, como ha quedado demostrado en este trabajo, en el inversor TLSC es necesario sobredimensionar los condensadores de su bus de continua para evitar que aparezcan problemas cuando el SAPF inyecta corrientes de secuencia homopolar en la red. La segunda conclusión a la que se llega después del estudio anteriormente mencionado, revela que el inversor de cuatro ramas en puente completo (FLFB) ofrece unas excelentes prestaciones en aplicaciones de acondicionamiento de corriente en redes

de cuatro hilos, sin embargo, un correcto aprovechamiento de los recursos de tensión en el bus de continua de este inversor hace necesario el uso de técnicas de modulación vectorial, no existiendo demasiados trabajos que aborden esta materia.

En el Capítulo 4 de este trabajo, como solución a los problemas planteados por el inversor TLSC, se propone el uso de una topología de inversor de cuatro ramas y condensador repartido (FLSC). El inversor FLSC, al tener el punto medio de su bus de continua referenciado al neutro de la red, no consigue un aprovechamiento óptimo de los recursos de tensión de dicho bus, sin embargo, sí presenta la misma facilidad de control que el inversor TLSC, y la cuarta rama del mismo permite acabar con los problemas de desequilibrio de tensión en los condensadores del bus de continua. Por estos motivos, el inversor FLSC se convierte en un excelente candidato para ser utilizado por los fabricantes de filtros activos en aplicaciones de baja y media potencia en redes de cuatro hilos.

La modulación vectorial del inversor FLFB se ha abordado en el Capítulo 5 de este trabajo, habiéndose adoptado una visión tridimensional en el enfoque de esta materia. El estudio llevado a cabo, permite desvelar la estrecha relación existente entre la técnica de modulación vectorial (SVM) y la técnica de inyección de señales de secuencia homopolar en la modulación estándar basada en portadora (ZSS-PWM).

En el estudio del inversor de tres ramas en puente completo (TLFB), el enfoque tridimensional facilita llegar a la conclusión de que la modulación SVM se consigue cuando la contribución neta de los vectores generadores nulos (vectores homopolares cuando se utiliza un enfoque tridimensional) es nula. La técnica de modulación propuesta en esta Tesis, 3D-SVM, resulta de una elegante formulación algebraica, y concluye en un algoritmo sumamente eficiente que puede ser implementado en un procesador de señal de bajo coste.

La principal ventaja del enfoque tridimensional utilizado en este estudio, es que la modulación del inversor de cuatro ramas, FLFB, se consigue mediante una extensión, natural e intuitiva, de la técnica empleada en la modulación del inversor de tres ramas. En relación con otras técnicas de modulación del inversor FLFB, la modulación 3D-SVM aporta interesantes ventajas, tanto en el ámbito técnico como conceptual, convirtiéndose en una herramienta sumamente interesante para fabricantes e investigadores.

Una búsqueda bibliográfica, revela que la gran mayoría de las estrategias existentes para la generación de las corrientes de referencia de un SAPF utilizaban dos bucles de control, el primero de ellos se destina a la obtención de las componentes distorsionantes de la corriente de carga que deben ser compensadas, mientras que el segundo, se destina a mantener la tensión media del bus de continua en torno a un valor establecido como referencia. Generalmente, la acción combinada de estos dos lazos de control da lugar a un sistema no lineal de difícil análisis, siendo complicada la determinación de su respuesta transitoria.

En el Capítulo 6 de este trabajo, se ha propuesto un controlador energético para la obtención de las referencias de corriente del SAPF, el cual, al relacionar términos de

potencia y energía, da lugar a funciones de transferencia lineales. Este controlador basa su funcionamiento en el mantenimiento del valor medio de la energía almacenada en el bus de continua. La facilidad de análisis de las funciones de transferencia lineales que caracterizan el controlador energético, permite la determinación analítica de la respuesta transitoria del sistema, por lo que los condensadores del bus de continua pueden ser convenientemente dimensionados teniendo en cuenta la respuesta dinámica de dicho controlador.

Mediante el controlador energético, la energía almacenada en el bus de continua queda perfectamente controlada, lo que hace posible su utilización no sólo en aplicaciones de filtrado activo, sino también en aplicaciones de rectificación activa (mediante rectificadores *boost*) en las que, suplementariamente, se puede conseguir la funcionalidad de acondicionamiento de corriente en la línea de potencia donde se encuentre conectado dicho rectificador.

7.2. Aportaciones

Seguidamente se detallan, divididas por capítulos, las aportaciones más relevantes realizadas en este trabajo de Tesis. Así mismo, en cada una de las materias expuestas, se enumeran las contribuciones realizadas en congresos y revistas técnicas.

En el Capítulo 2, destinado al estudio de la potencia instantánea en sistemas trifásicos de cuatro hilos, las principales aportaciones han sido las siguientes:

- i)* Revisión conceptual y estudio crítico de las teorías de potencia instantánea aplicables a sistemas trifásicos de cuatro hilos.
- ii)* Postulación de la teoría de potencia instantánea en el dominio $d-q-z$, definiéndose nuevas componentes de la potencia imaginaria instantánea y justificándose su significado físico.
- iii)* Definición del sistema trifásico equivalente en el dominio $d-q-z$ y reformulación de las componentes activas de la corriente en sistemas trifásicos de cuatro hilos en función del valor de la resistencia particular del conductor de neutro.
- iv)* Diseño de un sistema de control del SAPF, basado en la teoría de potencia instantánea en el dominio $d-q-z$, en el que se tienen en cuenta las características particulares del conductor de neutro. Este sistema de control resulta fácilmente parametrizable, y mediante él se puede hacer que las corrientes circulantes en el lado de fuente coincidan con las que resultarían de la aplicación de cualquiera de las teorías y métodos considerados como convencionales.

A pesar de que el Capítulo 2 sea una de las primeras secciones de esta Tesis, el desarrollo de la teoría de potencia instantánea en el dominio $d-q-z$ no se ha llevado a cabo hasta el final de la misma. Por este motivo, aún no se han realizado

publicaciones acerca de esta teoría en los diferentes foros científicos, y sólo existen trabajos publicados en lo referente al estudio de cuestiones generales de las teorías convencionales [7.1][7.2].

En el Capítulo 3, destinado al diseño de un sistema de detección de la componente de frecuencia fundamental y secuencia positiva de la tensión de red, las aportaciones realizadas son las siguientes:

- v) Diseño de un sistema de detección basado en un lazo de enganche de fase que se apoya en un doble sistema de referencia síncrono (DSRF-PLL).
- vi) Diseño de un sistema de detección basado en un lazo de enganche de fase que se apoya en un sistema de referencia síncrono constituido por múltiples ejes rotativos (MSRF-PLL).

El detector basado en un DSRF-PLL (o MSRF-PLL) resulta de utilidad en todas aquellas aplicaciones en las que sea necesario enlazar un convertidor estático de potencia a la red eléctrica. Esto ha permitido su utilización en diferentes sistemas de acondicionamiento, y ha dado lugar a varias publicaciones en congresos y revista, véase [7.3] a [7.8].

En el Capítulo 4, destinado al estudio del convertidor estático del SAPF, se han realizado las siguientes aportaciones:

- vii) Diseño de una topología alternativa de inversor (FLSC) para su aplicación en un SAPF que trabaje en una red trifásica de cuatro hilos.
- viii) Elaboración de un modelo promediado en espacio de estado del SAPF, que recoge las diferentes topologías de inversor, y que resulta aplicable a redes tanto de tres como de cuatro hilos.
- ix) Obtención de un sistema de control de la corriente inyectada por el inversor FLSC, que consigue una frecuencia de conmutación constante mediante el uso de una banda de histéresis adaptativa.
- x) Diseño del sistema de control de la tensión diferencial del bus de continua en el inversor FLSC.

Los estudios específicos de la estructura y control del inversor que constituye el SAPF han dado lugar a las publicaciones enumeradas de [7.9] a [7.14], mientras que el modelo promediado del mismo ha sido expuesto en [7.15] y [7.16].

El desequilibrio de las tensiones de los condensadores en el bus de continua, cobra un especial interés en los inversores multinivel con diodos de fijación a neutro. El estudio del equilibrado de las tensiones de los condensadores del bus de continua ha dado lugar a las publicaciones enumeradas de [7.17] a [7.19].

En el Capítulo 5, destinado a la modulación vectorial tridimensional de inversores en puente completo, las aportaciones realizadas han sido las siguientes:

- xi)* Determinación de las expresiones analíticas que rigen el comportamiento del inversor en la región de trabajo de sobremodulación, y diseño de los correspondientes algoritmos de sobremodulación linealizada.
- xii)* Propuesta de la técnica de modulación 3D-SVM, la cual se basa en una verdadera interpretación tridimensional de la síntesis de las tensiones de salida del inversor, y que da lugar a un algoritmo sumamente simple y eficiente que puede ser implementado en un procesador de bajo coste.
- xiii)* Extensión de la técnica 3D-SVM para la modulación vectorial del inversor de cuatro ramas en puente completo (FLFB).
- xiv)* Diseño de técnicas de modulación discontinua en el inversor FLFB.

Los trabajos realizados en el área de la modulación del inversor han dado lugar a las publicaciones enumeradas de [7.20] a [7.22].

En el Capítulo 6, destinado al control de la energía del bus de continua del inversor, se han realizado las siguientes aportaciones:

- xv)* Diseño de un controlador energético que extrae las referencias de corriente para el SAPF a partir de la evolución de la energía almacenada en el bus de continua del inversor.
- xvi)* Diseño de un sistema de protección que asegura el mantenimiento de unas condiciones adecuadas de funcionamiento en el SAPF, incluso cuando las condiciones de contorno experimenten bruscas variaciones.

Los trabajos realizados para el desarrollo de este controlador energético dieron lugar a las publicaciones enumeradas de [7.23] a [7.26]. Así mismo, dicho controlador energético ha sido objeto de una solicitud de patente (Nº Reg: P200302531. Oct, 2003).

7.3. Trabajos futuros

Un trabajo de investigación como el que aquí se presenta, destinado a ofrecer aportaciones sobre una materia concreta, podría no tener fin, ya que cualquiera de los aspectos constituyentes de la citada materia siempre podría ser susceptible a un estudio de mejora.

En este trabajo, los esfuerzos de investigación se han concentrado determinadas cuestiones específicas, habiéndose reservado para trabajos futuros una serie de aspectos que se comentan seguidamente.

La concepción tridimensional de la modulación vectorial de inversores abre la puerta a nuevos planteamientos que deben permitir la obtención de algoritmos de modulación cada vez más sencillos y eficientes. La aplicación del enfoque tridimensional (n-dimensional) en el proceso de modulación de inversores multinivel y matriciales será una de las futuras líneas de trabajo.

En esta Tesis, el método utilizado para el estudio de la región de sobremodulación del inversor da pie al diseño de nuevos sistemas de sobremodulación linealizada que consigan mejorar la calidad de la onda ofrecida finalmente a la carga.

En las aplicaciones de acondicionamiento activo, destinadas a la mejora de la calidad de potencia en los sistemas eléctricos, se recurre a la inyección de corrientes o tensiones en la red con el objetivo de conformar adecuadamente las variables del sistema. Teniendo en cuenta que uno de los elementos más comunes de cualquier sistema eléctrico es el transformador, se plantea, como trabajo futuro, el diseño de sistemas de acondicionamiento basados en la modificación de los transformadores convencionales mediante la inclusión de sistemas electrónicos de potencia que trabajen sobre devanados especiales de los mismos. El transformador-acondicionador resultante de estos diseños, enlaza de manera directa con la filosofía de los FACTS. Un estudio particular que se pretende llevar a cabo con este transformador-acondicionador será la evaluación de su uso en sistemas de generación distribuida.

El controlador energético de inversores permite el diseño de aplicaciones en las que un rectificador activo puede presentar, adicionalmente, la funcionalidad de filtrado activo. Según esto, en los sistemas de generación distribuida, por ejemplo en los parques eólicos, debe resultar factible la inclusión de esta funcionalidad de filtrado en los convertidores *back-to-back* que enlazan la turbina eólica y la red, consiguiéndose así un sistema de generación interactivo con la línea de distribución que tenderá a aumentar la calidad de potencia y la estabilidad en esta última. El estudio de la cuestión aquí planteada constituye otra de las líneas futuras de investigación.

Estos trabajos de investigación se enmarcarán dentro del proyecto coordinado de investigación que lleva por título: “*Topologías avanzadas de convertidores de energía para la mejora del rendimiento y calidad de potencia en la integración de la energía eólica en la red eléctrica, ENE2004-07881-C03-00*”, y más concretamente, en el subproyecto titulado: “*Control de topologías avanzadas para la mejora del rendimiento y calidad de potencia de convertidores estáticos en generadores eólicos asíncronos doblemente alimentados, ENE2004-07881-C03-02*”, que será llevado a cabo por el grupo de investigación del cual el Autor forma parte, *QuPER (Qualitat de Potencia i Energies Renovables)* de la *Universitat Politècnica de Catalunya*.

7.4. Referencias del Capítulo 7

- [7.1] P. Rodríguez, E. Aldabas, D. Bedford, and J.L. García, "Potencia instantánea en sistemas trifásicos," in *Proc. Jorn. Hispano-Lusas en Ing. Elect.*, 1997, pp. 1561-1568.
- [7.2] J. Balcells, E. Aldabas, P. Rodríguez, J.L. Romeral, "Power factor compensation techniques in three phase four wire systems: The use of the abc or $\alpha\beta 0$ references axes," in *Proc. Eur. Conf. on Power Electron. and Applicat. (EPE'99)*, Sep. 1999, pp. 715-721.
- [7.3] P. Rodríguez, J. Bergas, and J.I. Candela, "Nueva estructura de PLL aplicada al control de un acondicionador dinámico de tensión," in *Proc. Reunión de Grupos Invest. Ing. Elect. (XIRGIIE)*, 2002, CD Ref. P325.
- [7.4] P. Rodríguez, J. Bergas and L. Sainz, "New PLL approach considering unbalanced line voltage condition," in *Proc. Eur. Power Energy Syst. Conf. (EuroPES'02)*, 2002, pp. 329-334.
- [7.5] P. Rodríguez, J. Bergas and J.A. Gallardo, "A new positive sequence detector for unbalanced power systems," in *Proc. IEEE Int. Power Electron. Motion Control Conf. (EPE-PMEC'02)*, 2002, CD Ref. T6-015.
- [7.6] P. Rodríguez, L. Sainz and J. Bergas, "Synchronous double reference frame PLL applied to unified power quality conditioner," in *Proc. IEEE Int. Conf. Harm. Quality Power (ICHQP'02)*, 2002, pp. 614-619.
- [7.7] M. Cichowlas, M. Malinowski, D.L. Sobczuk, M.P. Kazmierkowski, P. Rodríguez, and J. Pou, "Active filtering function of the three-phase boost rectifier under different line voltage conditions," *paper accepted for publication in IEEE Transactions on Industrial Electronics, (Special Issue on Modern Rectifiers)*, 2005.
- [7.8] P. Rodríguez, J. Pou, I. Candela, J. Bergas, and D. Boroyevich, "Double synchronous reference frame PLL for power converters control," *sent to IEEE Power Electron. Spec. Conf. (PESC'05)*, 2005. (under revision).
- [7.9] J. Montaña, P. Rodríguez, J.I. Candela, and R. Horta, "Implementación de un filtro activo de potencia monofásico basado en un DSP TMS320F240," in *Proc. Reunión de Grupos Invest. Ing. Elect. (XIRGIIE)*, 2001, CD Ref. 32a.
- [7.10] J. Montaña, P. Rodríguez, and J.I. Candela, "Implementación de un filtro activo de potencia monofásico basado en un DSP TMS320F240," in *Proc. Jorn. Hispano-Lusas en Ing. Elect.*, 2001.
- [7.11] P. Rodríguez, J. Montaña, J.I. Candela, and R. Horta, "Filtro activo monofásico basado en un inversor en fuente de tensión realimentado trabajando con conmutación unipolar," in *Proc. Reunión de Grupos Invest. Ing. Elect. (XIRGIIE)*, 2001, CD Ref. 30.
- [7.12] P. Rodríguez, J.I. Candela, and R. Horta, "Filtro activo monofásico basado en un inversor en fuente de tensión realimentado trabajando con conmutación unipolar," in *Proc. Jorn. Hispano-Lusas en Ing. Elect.*, 2001.
- [7.13] P. Rodríguez, R. Pindado, J. Bergas, "Alternative topology for three-phase four-wire PWM converters applied to a shunt active power filter," in *Proc. IEEE Int. Conf. Ind. Electron. (IECON 2002)*, 2002, pp. 2939-2944.
- [7.14] I. Candela, P. Rodríguez, J. Bergas, "Harmonic currents filtering with shunt hybrid filter," in *Proc. Portuguese-Spanish Congress Elect. Eng.*, 2003, pp. 4.71-4.76
- [7.15] P. Rodríguez, J.I. Candela and J.R. Hermoso, "Average model of unified power quality conditioner for three-phase four-wire networks," in *Proc. Int. Symp. Power Quality (SICEL'01)*, 2001.
- [7.16] P. Rodríguez, J.I. Candela, R. Pindado, "State-space average model of three-phase four-wire shunt active power filter based on current-controlled VSI," in *Proc. Int. Conf. Renewable Energies Power Quality (ICREPO'03)*, 2003, CD Ref. C2-423.
- [7.17] R. Pindado, P. Rodríguez, and J. Pou, "Loading imbalances effects on three-phase SPWM inverters with three and four wires," in *Proc. Reunión de Grupos Invest. Ing. Elect. (XIRGIIE)*, 2003.
- [7.18] J. Pou, R. Pindado, D. Boroyevich, P. Rodríguez, "Evaluation of the low-frequency neutral-point voltage oscillations in the three-level inverter," in *Proc. IEEE Int. Conf. Ind. Electron. (IECON'03)*, 2003, pp. 2179-2184.
- [7.19] J. Pou, R. Pindado, D. Boroyevich, and P. Rodríguez, "Limits of the neutral-point balance in back-to-back-connected three-level Converters," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 19, pp. 722-731, May 2004.

- [7.20] P. Rodríguez, J. Pou, R. Pindado, M. Malinowski, D. Boroyevich and M. P. Kazmierkowski, "Carrier-based three-dimensional space-vector modulation algorithm for three-phase inverters," *sent to IEEE Trans. Power Electron.* (under revision).
- [7.21] P. Rodríguez, J. Pou, I. Candela, J. Bergas, and D. Boroyevich, "An alternative approach on three-dimensional space-vector modulation of three-phase inverters," *sent to IEEE Power Electron. Spec. Conf. (PESC'05)*, 2005. (under revision).
- [7.22] J. Pou, P. Rodríguez, J. Zaragoza, C. Jaén, and D. Boroyevich, "Enhancement of carrier-based modulation strategies for multilevel converters," *sent to IEEE Power Electron. Spec. Conf. (PESC'05)*, 2005. (under revision).
- [7.23] P. Rodríguez, J. Balcells, R. Pindado, M. Lamich, "Power terms involved in the control of shunt active power filters under nonsinusoidal and unbalanced conditions," in *Proc. Int. Work. Power Def. and Meas.*, 2003, pp. 147-152.
- [7.24] P. Rodríguez, R. Pindado, J. Pou, "Energy control of three-phase four-wire active power filter," in *Proc. IEEE Int. Conf. Ind. Electron. (IECON'03)*, 2003, pp. 1061-1066. (This paper received a Best Presentation Award).
- [7.25] P. Rodríguez, R. Pindado and J. Pou, "New control strategy to current active conditioners," in *Proc. Jornades de Conferències d'Enginyeria Electrònica (JCEE'02)*, Dec. 2003.
- [7.26] R. Pindado, P. Rodríguez, J. Pou, and I. Candela, "A controller for three-phase four-wire shunt active power filter by dc-bus energy regulation," in *Proc. Int. Conf. Renewable Energies Power Quality (ICREPO'04)*, 2004, paper no 287.

Figura 1.1.	Distorsión de tensión debida al flujo de armónicos de corriente.....	18
Figura 1.2.	Cargas no lineales en fuente de corriente y tensión.	23
Figura 1.3.	Tensiones, corrientes de las cargas no lineales.	24
Figura 1.4.	Clasificación de equipos con $I \leq 16A$ según IEC 61000-3-2	25
Figura 1.5.	Composición de cargas en un situación genérica.	33
Figura 1.6.	Tensiones, corrientes de las tres cargas distorsionantes monofásicas.	34
Figura 1.7.	Inserción de una inductancia limitadora en el lado de alterna.....	34
Figura 1.8.	Tensiones, corrientes cuando se insertan inductancias limitadoras.	35
Figura 1.9.	Inserción de un transformador Δ -Y.	35
Figura 1.10.	Tensiones, corrientes con transformador Δ -Y.	36
Figura 1.11.	Inserción de una reactancia en zig-zag en paralelo con la carga.	37
Figura 1.12.	Tensiones, corrientes con reactancia en zig-zag.....	37
Figura 1.13.	Circuito equivalente por fase de conexión del filtro de armónicos.	38
Figura 1.14.	Inserción de un filtro pasivo paralelo.	39
Figura 1.15.	Respuesta frecuencial de la red con el filtro pasivo paralelo.	40
Figura 1.16.	Tensiones, corrientes usando un filtro pasivo paralelo sintonizado al 5° y 7° armónico.	41
Figura 1.17.	Efecto del filtro pasivo paralelo sobre la corriente absorbida por el rectificador con elevada capacidad en el lado de continua.....	41
Figura 1.18.	Inserción de un filtro pasivo serie.	42
Figura 1.19.	Respuesta frecuencial de la red con el filtro pasivo serie.....	42
Figura 1.20.	Tensiones, corrientes usando un filtro pasivo serie sintonizado a los armónicos 5°, 7° y 9° (pasa-bajas).....	43
Figura 1.21.	Circuito equivalente por fase de varios filtros híbridos.....	45
Figura 1.22.	Respuesta frecuencial del filtro híbrido con $v_F = k \cdot i_{Sh}$	47
Figura 1.23.	Respuesta frecuencial del filtro híbrido con $i_F = k \cdot i_{Sh}$	48
Figura 1.24.	Utilización de un filtro híbrido paralelo con $v_F = k \cdot i_{Sh}$	49
Figura 1.25.	Tensiones, corrientes usando un filtro híbrido paralelo con el tanque resonante sintonizado al 7° armónico y una ganancia $k=40$	49

Figura 1.26.	Circuito equivalente por fase de filtros activos.	51
Figura 1.27.	Utilización de un filtro activo en derivación (SAPF).	52
Figura 1.28.	Tensiones, corrientes usando un filtro activo en derivación.	52
Figura 1.29.	Circuito equivalente por fase de acondicionadores activos universales.	53
Figura 1.30.	Esquema simplificado del UPFC.	55
Figura 2.1.	Sistemas de coordenadas $\alpha\text{-}\beta\text{-}\gamma$ y $d\text{-}q\text{-}z$	70
Figura 2.2.	Sistemas de coordenadas $\alpha\text{-}\beta\text{-}\gamma$, $d\text{-}q\text{-}z$ y $p\text{-}q\text{-}r$	79
Figura 2.3.	Sistema trifásico de cuatro hilos.	82
Figura 2.4.	Corrientes activas considerando el efecto de la tensión homopolar.	89
Figura 2.5.	Detalle de una fase de un sistema trifásico de cuatro hilos.	96
Figura 2.6.	Sistema de coordenadas $d\text{-}q\text{-}z$ y plano de tensión.	102
Figura 2.7.	Sistemas de coordenadas $d\text{-}q\text{-}z$ y $p\text{-}q\text{-}r$	108
Figura 2.8.	Flujo de potencia en el sistema transformado al dominio $d\text{-}q\text{-}z$	110
Figura 2.9.	Sistema de acondicionamiento de corriente basado en la teoría $d\text{-}q\text{-}z$	115
Figura 2.10.	Tensiones, corrientes y potencias en una situación genérica.	116
Figura 2.11.	Posición del vector de corriente cuando $q_{Sq} = 0$	117
Figura 2.12.	Tensiones, corrientes y potencias con $q_{Sq} = 0$	117
Figura 2.13.	Posición del vector de corriente activa ($q_{Sq} = 0$ y $q_{Sz} = 0$).	118
Figura 2.14.	Tensiones, corrientes y potencias con $q_{Sq} = 0$ y $q_{Sz} = 0$	119
Figura 2.15.	Posición del vector de corriente cuando $q_{Sq} = 0$ e $i_{Sz} = 0$	120
Figura 2.16.	Tensiones, corrientes y potencias con $q_{Sq}^* = q_{Sq} = 0$, $q_{Sz}^* = 0$ y $v_{Sz}^* = 0$	121
Figura 2.17.	Bloque de obtención de referencias de corriente en el lado de fuente cuando se utilizan estrategias de compensación promediadas.	124
Figura 2.18.	Tensiones, corrientes y potencias con $v_d^* = v_d$, $v_z^* = v_z$, y $p_{S3\phi}^* = \bar{p}_{L3\phi}$	124
Figura 2.19.	Tensiones, corrientes y potencias con $v_d^* = v_d$, $v_z^* = 0$, y $p_{S3\phi}^* = \bar{p}_{L3\phi}$	126
Figura 2.20.	Tensiones, corrientes y potencias con $v_d^* = v_d^{+1}$, $v_z^* = 0$, y $p_{S3\phi}^* = \bar{p}_{L3\phi}$	129
Figura 2.21.	Valor colectivo trifásico de corriente para las diferentes estrategias de compensación.	130
Figura 2.22.	Valor eficaz colectivo trifásico de corriente para las diferentes estrategias de compensación.	131
Figura 2.23.	Consideración de las pérdidas de transmisión en el sistema trifásico transformado al dominio $d\text{-}q\text{-}z$	133
Figura 2.24.	Influencia del conductor de neutro en la posición del vector de corriente activa.	135
Figura 2.25.	Sistema trifásico equivalente transformado al dominio $d\text{-}q\text{-}z$	137

Figura 2.26.	Vectores reales y equivalentes de tensión y corriente.....	138
Figura 2.27.	Sistema trifásico equivalente.....	140
Figura 2.28.	Circulación de corrientes activas en el sistema trifásico equivalente.....	142
Figura 2.29.	Circulación de corrientes activas en el sistema trifásico.....	144
Figura 2.30.	Sistema trifásico referenciado al nodo (r).....	145
Figura 2.31.	Compensación de corriente teniendo en cuenta las pérdidas en los conductores.....	146
Figura 2.32.	Carga acondicionada cuando $\alpha = 0$	148
Figura 2.33.	Carga acondicionada cuando $\alpha = \infty$	148
Figura 2.34.	Carga acondicionada cuando $\alpha = 1$	149
Figura 2.35.	Carga acondicionada cuando $\alpha = \lambda$	150
Figura 2.36.	Sistema de acondicionamiento de corriente en el dominio $d-q-z$ considerando la influencia del conductor de neutro.....	151
Figura 2.37.	Tensiones, corrientes y potencias de la carga no acondicionada.....	155
Figura 2.38.	Tensiones, corrientes y potencias de la carga acondicionada con $q_{L' aq}^* = 0$, $q_{L' az}^* = 0$ y $\alpha = 0$	155
Figura 2.39.	Tensiones, corrientes y potencias de la carga acondicionada con $q_{L' aq}^* = 0$, $q_{L' az}^* = 0$ y $\alpha = 1$	156
Figura 2.40.	Tensiones, corrientes y potencias de la carga acondicionada con $q_{L' aq}^* = 0$, $q_{L' az}^* = 0$ y $\alpha = 3$	157
Figura 2.41.	Tensiones, corrientes y potencias de la carga acondicionada con $q_{L' aq}^* = 0$, $q_{L' az}^* = 0$ y $v_{Lez}^* = 0$	158
Figura 2.42.	Tensiones, corrientes y potencias de la carga acondicionada con $p_{L' 3\phi}^* = \overline{p_{L3\phi}}$, $q_{L' aq}^* = 0$, $q_{L' az}^* = 0$ y $\alpha = 0$	159
Figura 2.43.	Tensiones, corrientes y potencias de la carga acondicionada con $p_{L' 3\phi}^* = \overline{p_{L3\phi}}$, $q_{L' aq}^* = 0$, $q_{L' az}^* = 0$ y $\alpha = 1$	160
Figura 2.44.	Tensiones, corrientes y potencias de la carga acondicionada con $p_{L' 3\phi}^* = \overline{p_{L3\phi}}$, $q_{L' aq}^* = 0$, $q_{L' az}^* = 0$ y $\alpha = 3$	160
Figura 2.45.	Tensiones, corrientes y potencias la carga acondicionada con $p_{L' 3\phi}^* = \overline{p_{L3\phi}}$, $q_{L' aq}^* = 0$, $q_{L' az}^* = 0$ y $v_{Lez}^* = 0$	161
Figura 2.46.	Tensiones, corrientes y potencias de la carga acondicionada con $p_{L' 3\phi}^* = \overline{p_{L3\phi}}$, $q_{L' aq}^* = 0$, $q_{L' az}^* = 0$, $v_{Led}^* = v_{Led}^{+1}$ y $v_{Lez}^* = 0$	162
Figura 2.47.	Valor colectivo ponderado de corriente para las diferentes estrategias de compensación actualizadas.....	163
Figura 2.48.	Valor eficaz colectivo ponderado de corriente para las diferentes estrategias de compensación actualizadas.....	163
Figura 3.1.	Lugar geométrico del vector de tensión. (a) $V_S^{-1} = 0,3 \cdot V_S^{+1}$, (b) $V_S^{-5} = 0,3 \cdot V_S^{+1}$	174
Figura 3.2.	Vector de tensión expresado sobre un sistema de referencia síncrono.....	175
Figura 3.3.	Diagrama de control del SRF-PLL convencional.....	177

Figura 3.4.	Formas de onda del SRF-PLL con un elevado ancho de banda en el lazo de control y $V_s^{-1} = 0.3 \cdot V_s^{+1} = 30V$	178
Figura 3.5.	Diagrama de control linealizado del SRF-PLL convencional.	179
Figura 3.6.	Formas de onda del SRF-PLL con un reducido ancho de banda en el lazo de control ($\omega_c = \omega/2,5$, $\xi = 1/\sqrt{2}$) y $V_s^{-1} = 0.3 \cdot V_s^{+1} = 30V$	181
Figura 3.7.	Vectores de tensión y ejes del DSRF.....	183
Figura 3.8.	Red que desacopla el sistema $d^x - q^x$ de los efectos del vector \vec{V}_s^y	185
Figura 3.9.	Sistema de desacoplo entre las señales de los ejes $d^n - q^n$ y $d^m - q^m$	186
Figura 3.10.	Señal de salida teórica para $\bar{v}_{Sd^{+1}} \equiv V_s'^{+1}$ en el sistema de desacoplo entre $d^{+1} - q^{+1}$ y $d^{-1} - q^{-1}$ considerando que $V_s^{+1} = 100V$, $V_s^{-1} = 30V$, $\omega = 2\pi 50 \text{ rad/s}$ y diferentes valores de k	188
Figura 3.11.	Diagrama de control del DSRF-PLL.....	189
Figura 3.12.	Formas de onda del DSRF-PLL con $\omega_c = \omega/2$, $\xi = 1/\sqrt{2}$, $\omega_f = \omega/\sqrt{2}$ y $V_s^{-1} = 0.3 \cdot V_s^{+1} = 30V$	190
Figura 3.13.	Respuesta del DSRF-PLL ante variación de frecuencia.....	192
Figura 3.14.	Respuesta del DSRF-PLL frente a armónicos de orden superior.	193
Figura 3.15.	Distribución armónica de la salida del DSRF-PLL cuando: (a) $V_s^{+1} = 100V$, $V_s^{-1} = 30V$, $V_s^{+5} = 30V$, $V_s^{-5} = 50V$, y se usan filtros <i>Butterworth</i> de segundo orden con $\omega_f = 2\pi 50 \text{ rad/s}$. (b) $V_s^{+1} = 100V$, $V_s^{-1} = 30V$, $V_s^{-5} = 10V$, y se usan filtros de primer orden con $\omega_f = 2\pi 50 \text{ rad/s}$	194
Figura 3.16.	Representación fasorial de huecos trifásicos desequilibrados.....	195
Figura 3.17.	Respuesta del DSRF-PLL ante un hueco de tipo D ($\vec{V} = 0,6 \angle -20^\circ$ y $\vec{F} = 0,9 \angle -10^\circ$) con $\omega_c = \omega/2$, $\xi = 1/\sqrt{2}$ y $\omega_f = \omega/2$	197
Figura 3.18.	Diagrama de control del MSRF-PLL utilizando los sistemas de referencia $d^{+1} - q^{+1}$, $d^{-1} - q^{-1}$, $d^{+5} - q^{+5}$ y $d^{-5} - q^{-5}$	200
Figura 3.19.	Respuesta del MSRF-PLL ante desequilibrio y distorsión en la red.	201
Figura 4.1.	Convertidor estático del SAPF para redes trifásicas de tres hilos. (a) Inversor en fuente de tensión (VSI). (b) Inversor en fuente de corriente (CSI).....	209
Figura 4.2.	Estructura de un SAPF con un inversor TLSC.....	210
Figura 4.3.	Estructura de un SAPF con un inversor FLFB.	212
Figura 4.4.	Estructura de un SAPF con un inversor TBFW.	214
Figura 4.5.	Formas de onda del inversor TLSC inyectado 7º armónico en la red.	215
Figura 4.6.	Formas de onda del inversor FLFB inyectado 7º armónico en la red.	217

Figura 4.7.	Formas de onda del inversor TLSC inyectado 3 ^{er} y 7 ^o armónico de corriente en la red.	219
Figura 4.8.	Formas de onda del inversor FLFB inyectado 3 ^{er} y 7 ^o armónico de corriente en la red.	221
Figura 4.9.	Estructura de un SAPF con un inversor FLSC.	227
Figura 4.10.	Desequilibrio de tensiones en el bus DC del inversor TLSC cuando inyecta corriente de secuencia homopolar.	228
Figura 4.11.	Equilibrado de las tensiones del bus DC del inversor FLSC cuando inyecta corrientes de secuencia homopolar.	229
Figura 4.12.	Rama genérica de convertidores bidireccionales de corriente.	231
Figura 4.13.	Interruptor genérico S	231
Figura 4.14.	Rama genérica de conmutación representada mediante un conmutador de simple polo y doble vía.	232
Figura 4.15.	PWM de la rama de conmutación y sus correspondientes corrientes y tensiones.	233
Figura 4.16.	Modelo promediado de una rama de conmutación en función de la variable de control c_i	234
Figura 4.17.	Modelo promediado general del SAPF.	236
Figura 4.18.	Modelo promediado del inversor del SAPF para Simulink®/MATLAB®.	237
Figura 4.19.	Controlador lineal de la corriente inyectada por una rama.	239
Figura 4.20.	Formas de onda de tensión y corriente de los modelos conmutado y promediado del SAPF.	243
Figura 4.21.	Corriente inyectada por una rama del inversor FLSC controlada por histéresis.	245
Figura 4.22.	Corriente inyectada por la rama a del inversor FLSC utilizando banda de histéresis fija y banda de histéresis adaptativa.	248
Figura 4.23.	Espectro del rizado de la corriente inyectada por el inversor FLSC utilizando banda de histéresis fija y banda de histéresis adaptativa.	249
Figura 4.24.	Tensiones y corrientes en el bus de continua del inversor FLSC.	250
Figura 4.25.	Diagrama de control de la tensión diferencial del bus de continua.	252
Figura 4.26.	Controlador de la tensión diferencial del bus DC en el inversor FLSC.	253
Figura 4.27.	Respuesta en frecuencia del controlador proporcional de la tensión diferencial del bus DC del inversor FLSC.	256
Figura 4.28.	Respuesta temporal teórica del controlador proporcional de la tensión diferencial en el bus DC ante un escalón de entrada de 10A.	257
Figura 4.29.	Respuesta en frecuencia del controlador proporcional-integral de la tensión diferencial del bus DC del inversor FLSC.	258

Figura 4.30.	Respuesta temporal teórica controlador proporcional-integral de la tensión diferencial en el bus DC ante un escalón de entrada de 10A.	259
Figura 4.31.	Respuesta a un escalón de 10A cuando los controladores de la tensión diferencial del bus DC trabajan en modo lineal.	260
Figura 4.32.	Respuesta a un escalón de 20A que provoca que los controladores de la tensión diferencial del bus DC trabajen en modo no lineal.	261
Figura 4.33.	Respuesta a un escalón de 10A de los controladores de la tensión diferencial del bus DC cuando la rama d recibe la consigna adecuada.	262
Figura 5.1.	Diagrama de bloques de PWM basado en portadora (CB-PWM).	273
Figura 5.2.	Diagrama de bloques de la técnica ZSS-PWM.	274
Figura 5.3.	Formas de onda de PWM continuo (CPWM) para $m=1,154$	275
Figura 5.4.	Formas de onda de PWM discontinuo (DPWM) para $m=0,9$	277
Figura 5.5.	Representación vectorial de las tensiones del inversor TLFB.	281
Figura 5.6.	Diagrama de bloques de SVM.	281
Figura 5.7.	Tensiones sintetizadas mediante SVM, normalizadas a $v_{dc}/2$, en un periodo de modulación para diferentes repartos de los vectores nulos.	284
Figura 5.8.	Región de sobremodulación en la representación vectorial.	286
Figura 5.9.	División de la región de sobremodulación.	287
Figura 5.10.	Sobremodulación en <i>Modo I</i> ($1,154 < m^*_I < 1,211$).	288
Figura 5.11.	Corrección del ciclo de trabajo en el <i>Modo I</i> de sobremodulación.	291
Figura 5.12.	Formas de onda en <i>Modo I</i> de sobremodulación.	291
Figura 5.13.	Sobremodulación en <i>Modo II</i> ($1,211 < m^*_{II} < 1,273$).	293
Figura 5.14.	Determinación de α_h en el <i>Modo II</i> de sobremodulación.	295
Figura 5.15.	Formas de onda de <i>Modo II</i> de sobremodulación.	296
Figura 5.16.	Inversor TLFB trabajando sobre una carga genérica.	300
Figura 5.17.	Vectores normalizados de la tensión de las ramas del inversor TLFB.	301
Figura 5.18.	Vectores de la tensión de salida del inversor TLFB cuando la componente homopolar de la tensión de la carga es nula.	302
Figura 5.19.	Vectores de tensión de las ramas del inversor TLFB y plano $\alpha\text{-}\beta$	303
Figura 5.20.	Vectores de la tensión de las ramas del inversor TLFB expresados en el marco de referencia $\alpha\text{-}\beta\text{-}\gamma$	305
Figura 5.21.	Diagrama de flujo de la técnica 3D-SVM sobre el marco de referencia natural.	306
Figura 5.22.	Subespacios básicos de 3D-SVM.	307
Figura 5.23.	Delimitación de las bases generadoras en el inversor TLFB.	308
Figura 5.24.	Diagrama del algoritmo de 3D-SVM aplicado al convertidor TLFB.	312

Figura 5.25.	Diagrama alternativo del algoritmo de 3D-SVM.	313
Figura 5.26.	Trayectoria del vector de referencia usando SPWM ($m^* = 1,154$).	314
Figura 5.27.	Trayectoria del vector de referencia usando 3D-SVM ($m^* = 1,154$).	315
Figura 5.28.	Tensión sintetizada por las ramas del inversor (trazo grueso); Tensión de salida (trazo fino); Tensión de flotación del bus de continua (trazo discontinuo).	316
Figura 5.29.	Formas de onda de la aplicación de 3D-SVM sobre el inversor TLFB utilizando un modulador PWM estándar.	317
Figura 5.30.	Inersor FLFB trabajando sobre una carga genérica.	318
Figura 5.31.	Vectores normalizados de la tensión de salida del inversor FLFB.	320
Figura 5.32.	Posiciones extremas del VCC en el inversor FLFB.	321
Figura 5.33.	Desplazamiento del VCC a lo largo del eje homopolar.	322
Figura 5.34.	Diagrama del algoritmo de 3D-SVM aplicado al inversor FLFB. ...	323
Figura 5.35.	Formas de onda de la aplicación de 3D-SVM sobre el inversor FLFB utilizando un modulador PWM estándar.	324
Figura 5.36.	Secuencias de conmutación en la aplicación de 3D-SVM sobre el inversor FLFB para diferentes repartos de los vectores nulos.	325
Figura 5.37.	Diagrama de DPWM aplicado al inversor FLFB.	326
Figura 5.38.	Formas de onda de DPWM en el inversor FLFB.	327
Figura 5.39.	Formas de onda de DPWM4 en el inversor FLFB.	328
Figura 5.40.	Inversor FLFB en un SAPF.	329
Figura 5.41.	Control de corriente en el inversor FLFB utilizando 3D-SVM.	329
Figura 5.42.	Formas de onda del inversor FLFB trabajando como SAPF.	331
Figura 6.1.	Tensión en el bus DC de un inversor TLSC cuando se inyecta corriente constante en el nodo intermedio de dicho bus.	343
Figura 6.2.	Modelo energético del SAPF.	344
Figura 6.3.	Corrientes suministradas por el SAPF bajo la estrategia de corriente sinusoidal en el lado de fuente ($S6$).	347
Figura 6.4.	Potencia activa instantánea desarrollada por el SAPF bajo la estrategia de corriente sinusoidal en el lado de fuente.	349
Figura 6.5.	Control convencional del SAPF basado en el cálculo de la potencia activa instantánea de la carga.	351
Figura 6.6.	Referencia de potencia activa instantánea para el SAPF.	352
Figura 6.7.	Diagrama simplificado de la sollicitación energética sobre el SAPF.	352
Figura 6.8.	Diagramas de Bode de la función de transferencia de lazo abierto de $p_{L3\phi}$ a $[p_{F3\phi}^*, \Delta w_{dc}]$	353
Figura 6.9.	Respuesta temporal del sistema en lazo abierto ante un escalón de potencia unitario en la potencia consumida por la carga, $p_{L3\phi}$...	354

Figura 6.10.	Controlador proporcional de la variación de energía en el bus de continua.	354
Figura 6.11.	Diagramas de Bode de la función de transferencia de lazo cerrado de $p_{L3\phi}$ a $[p_{F3\phi}^*, \Delta w_{dc}]$	355
Figura 6.12.	Respuesta temporal del sistema en lazo cerrado ante un escalón unitario en la potencia activa consumida por la carga, $p_{L3\phi}$	356
Figura 6.13.	Controlador de la variación de energía en el bus de continua incluyendo el compensador de fase a 100Hz.	357
Figura 6.14.	Diagramas de Bode de la función de transferencia de lazo cerrado de $p_{L3\phi}$ a $[p_{F3\phi}^*, \Delta w_{dc}]$ incluyendo el compensador de fase a 100Hz.	358
Figura 6.15.	Detalle de la corrección de fase mediante $H(s)$	358
Figura 6.16.	Respuesta temporal del sistema incluyendo $H(s)$ ante un escalón de potencia unitario en la potencia consumida por la carga, $p_{L3\phi}$	359
Figura 6.17.	Controlador de la variación de energía en el bus de continua incluyendo un doble lazo de control.	361
Figura 6.18.	Estructura real del controlador de la variación de energía en el bus de continua incluyendo un doble lazo de control.	363
Figura 6.19.	Estructura final del controlador energético del SAPF.	364
Figura 6.20.	Implementación del controlador energético del SAPF.	364
Figura 6.21.	Corrientes, variación de energía y tensiones con carga distorsionada y desequilibrada, y red desequilibrada.	366
Figura 6.22.	Potencias en el lado de fuente y de carga con carga distorsionada y desequilibrada, y red desequilibrada.	368
Figura 6.23.	Corrientes, variación de energía y tensiones con cargas conectadas a la red y al bus de continua.	370
Figura 6.24.	Potencias en el lado de fuente y de carga con cargas conectadas a la red y al bus de continua.	372
Figura 6.25.	Controlador de la máxima variación de energía en el bus DC.	375
Figura 6.26.	Corrientes, variación de energía y tensiones cuando la ganancia correctora del lazo de control es constante.	376
Figura 6.27.	Potencias en el lado de fuente y de carga cuando la ganancia correctora del lazo de control es constante.	378
Figura 6.28.	Evolución de la variación de energía para diferentes escalones de carga cuando la ganancia del lazo de control es $k=k_f=\omega_f=2\pi 10$ W/J.	380
Figura 6.29.	Evolución del observador del valor medio instantáneo de la potencia desarrollada por el bus de continua para $k=k_f=\omega_f=2\pi 10$ W/J.	381
Figura 6.30.	Detalle de la evolución de la variación de energía.	382
Figura 6.31.	Detalle de la evolución del observador del valor medio de potencia desarrollada por el bus de continua.	382
Figura 6.32.	Valor del observador de la potencia media desarrollada por el bus de continua cuando $ \Delta w_{dc} = \Delta w_{dc(lim)} = 20$ J.	383

Figura 6.33. Amplitud estimada del escalón de potencia activa en carga partiendo del valor del observador de la potencia media desarrollada por el bus de continua cuando $ \Delta w_{dc} = \Delta w_{dc(lim)} = 20 \text{ J}$	384
Figura 6.34. Característica del sistema de estimación de la amplitud del escalón de potencia activa en carga.....	385
Figura 6.35. Variación de energía en el bus de continua ante un escalón de potencia en carga de 10kW considerando diferentes valores de ganancia correctora.....	386
Figura 6.36. Variación de energía en el bus de continua ante diferentes escalones de potencia en carga con diferentes valores de ganancia correctora.....	387
Figura 6.37. Controlador predictivo de la máxima variación de energía en el bus DC.....	387
Figura 6.38. Corrientes, variación de energía y tensiones cuando la ganancia correctora del lazo de control es variable.....	388
Figura 6.39. Potencias en el lado de fuente y de carga cuando la ganancia correctora del lazo de control es variable.....	390

Tabla 1.1.	Referencias al término “ <i>power quality</i> ” en el <i>IEEE Xplore</i>	12
Tabla 1.2.	Límites de emisión de corrientes armónicas para equipos de Clase A.....	26
Tabla 1.3.	Límites de emisión de corrientes armónicas para equipos de Clase C.....	26
Tabla 1.4.	Límites de emisión de corrientes armónicas para equipos de Clase D.....	26
Tabla 1.5.	Límites de emisión para equipos de la <i>Etapa 1</i> ($S_{equ} \leq S_{sc}/33$).....	28
Tabla 1.6.	Límites de emisión para equipos de la <i>Etapa 2</i> conectados entre fase y neutro, entre fase y fase, y trifásicos desequilibrados ($R_{sce} \geq 33$).....	29
Tabla 1.7.	Límites de emisión para equipos de la <i>Etapa 2</i> con conexión trifásica equilibrada ($R_{sce} \geq 33$).....	29
Tabla 1.8.	Bases para la limitación de corrientes armónicas en IEEE 519-1992.....	31
Tabla 1.9.	Límites de inyección de corriente armónica según la IEEE 519-1992.....	31
Tabla 4.1.	Topologías del modelo del SAPF en función de sw_1 y sw_2	235
Tabla 4.2.	Funciones de transferencia para los controladores (<i>P</i> y <i>PI</i>) de la tensión diferencial del bus DC.....	253
Tabla 5.1.	Vectores de tensión del inversor TLFB normalizados respecto a $v_{dc}/2$	279
Tabla 5.2.	Identificación de la base generadora.....	309

