

ADVERTIMENT. La consulta d'aquesta tesi queda condicionada a l'acceptació de les següents condicions d'ús: La difusió d'aquesta tesi per mitjà del servei TDX (www.tesisenxarxa.net) ha estat autoritzada pels titulars dels drets de propietat intel·lectual únicament per a usos privats emmarcats en activitats d'investigació i docència. No s'autoritza la seva reproducció amb finalitats de lucre ni la seva difusió i posada a disposició des d'un lloc aliè al servei TDX. No s'autoritza la presentació del seu contingut en una finestra o marc aliè a TDX (framing). Aquesta reserva de drets afecta tant al resum de presentació de la tesi com als seus continguts. En la utilització o cita de parts de la tesi és obligat indicar el nom de la persona autora.

ADVERTENCIA. La consulta de esta tesis queda condicionada a la aceptación de las siguientes condiciones de uso: La difusión de esta tesis por medio del servicio TDR (www.tesisenred.net) ha sido autorizada por los titulares de los derechos de propiedad intelectual únicamente para usos privados enmarcados en actividades de investigación y docencia. No se autoriza su reproducción con finalidades de lucro ni su difusión y puesta a disposición desde un sitio ajeno al servicio TDR. No se autoriza la presentación de su contenido en una ventana o marco ajeno a TDR (framing). Esta reserva de derechos afecta tanto al resumen de presentación de la tesis como a sus contenidos. En la utilización o cita de partes de la tesis es obligado indicar el nombre de la persona autora.

WARNING. On having consulted this thesis you're accepting the following use conditions: Spreading this thesis by the TDX (www.tesisenxarxa.net) service has been authorized by the titular of the intellectual property rights only for private uses placed in investigation and teaching activities. Reproduction with lucrative aims is not authorized neither its spreading and availability from a site foreign to the TDX service. Introducing its content in a window or frame foreign to the TDX service is not authorized (framing). This rights affect to the presentation summary of the thesis as well as to its contents. In the using or citation of parts of the thesis it's obliged to indicate the name of the author



UNIVERSITAT POLITÈCNICA
DE CATALUNYA

Tesis doctoral

Aportaciones al filtrado híbrido paralelo en redes trifásicas de cuatro hilos

José Ignacio Candela García

Barcelona, junio del 2009



Aportaciones al filtrado híbrido paralelo en redes trifásicas de cuatro hilos

José Ignacio Candela García

Documento remitido a la Universitat Politècnica de Catalunya
en cumplimiento parcial de los requisitos para la obtención de
grado de Doctor por la
UNIVERSITAT POLITÈCNICA DE CATALUNYA

Departamento de Ingeniería Eléctrica

Grupo de investigación en
Sistemas Eléctricos de Energía Renovable

JUNIO 2009



Aportaciones al filtrado híbrido paralelo en redes trifásicas de cuatro hilos

Proyecto de investigación: ENE2008-06841-C02-01/ALT y PHD2006-0074-PC

Copyright © José Ignacio Candela García, 2009

Impreso en Catalunya por el DEE-UPC

Junio 2009

ISBN: _ _ - _ _ _ _ _ - _ _ - _

UNIVERSITAT POLITÈCNICA DE CATALUNYA (UPC)

Departamento de Ingeniería Eléctrica (DEE)

Grupo de investigación en

Sistemas Eléctricos de Energía Renovable (SEER)

Colom, 1

08222 Terrassa-Barcelona, España.

Teléfono: 0034-93739.8156

Fax: 0034-93739.8236

Web: <http://www.dee.upc.edu>

<u>1</u>	<u>OBJETIVOS Y PLANTEAMIENTO DE LA TESIS</u>	1
1.1	MOTIVACIÓN	1
1.2	OBJETIVOS	4
1.3	ORGANIZACIÓN DE LA TESIS.....	5
<u>2</u>	<u>INTRODUCCIÓN AL PROBLEMA DE LOS ARMÓNICOS DE CORRIENTE</u>	7
2.1	CALIDAD DE SUMINISTRO DE ENERGÍA ELÉCTRICA.....	7
2.1.1	INTRODUCCIÓN	7
2.1.2	CLASIFICACIÓN DE LOS PROBLEMAS EN LA CALIDAD DE SUMINISTRO	9
2.1.3	ELEMENTOS GENERADORES DE ARMÓNICOS.....	11
2.1.4	EFFECTOS DE LOS ARMÓNICOS SOBRE EL SISTEMA DE POTENCIA	13
2.1.5	ELEMENTOS PARA LA MITIGACIÓN DE ARMÓNICOS	14
2.1.6	TIPOS DE CARGAS PRODUCTORAS DE ARMÓNICOS	17
2.2	TEORÍA DE LA POTENCIA ACTIVA Y REACTIVA INSTANTÁNEA	22
2.2.1	INTRODUCCIÓN TEÓRICA.....	22
2.2.2	INTERPRETACIÓN FÍSICA.....	28
2.2.3	APLICACIÓN DE LA TEORÍA DE POTENCIA INSTANTÁNEA AL FILTRADO	34
2.3	CONCLUSIONES.....	46
<u>3</u>	<u>FILTROS DE POTENCIA</u>	48
3.1	INTRODUCCIÓN	48
3.2	FILTROS PASIVOS.....	53
3.2.1	FILTRO PASIVO PARALELO.....	53
3.2.2	FILTROS PASIVOS SERIE	62
3.2.3	FILTROS PASIVOS SERIE - PARALELO	63

3.3	FILTROS ACTIVOS	63
3.3.1	ANÁLISIS DE DISEÑO DE UN FILTRO ACTIVO PARALELO	69
3.4	FILTROS HÍBRIDOS.....	74
3.4.1	INTRODUCCIÓN	74
3.4.2	FILTROS HÍBRIDOS PARALELO	75
3.4.3	ANÁLISIS COMPARATIVO DE FILTROS HÍBRIDOS PARALELO	77
3.4.4	FILTROS HÍBRIDOS SERIE	97
3.5	CONCLUSIONES.....	98
<u>4</u>	<u>ELEMENTOS PASIVOS</u>	<u>100</u>
4.1	INTRODUCCIÓN.....	100
4.2	ESTADO DEL ARTE	106
4.2.1	TRANSFORMADORES DE BAJA IMPEDANCIA HOMOPOLAR	107
4.2.2	FILTRO LC PARA ARMÓNICOS HOMOPOLARES.....	113
4.2.3	DISPOSITIVOS MAGNÉTICOS ESPECIALES	114
4.3	INDUCTANCIA DE DOBLE SINTONIZACIÓN.....	116
4.3.1	DESCRIPCIÓN DE LA INDUCTANCIA.....	116
4.3.2	MODELIZACIÓN DE LA INDUCTANCIA	121
4.3.3	DIMENSIONADO DE LA INDUCTANCIA.....	127
4.3.4	RESULTADOS DE FILTRADO	133
4.4	FILTRO PASIVO DE DOBLE SINTONIZACIÓN	136
4.4.1	DESCRIPCIÓN DEL FILTRO.....	136
4.4.2	INDUCTANCIA DE CINCO COLUMNAS	140
4.4.3	FILTRO PARA COMPONENTES HOMOPOLARES	145
4.4.4	EVALUACIÓN DE LA CARACTERÍSTICA DE FILTRADO	146
4.5	CONCLUSIONES.....	150
<u>5</u>	<u>CONVERTIDORES ESTÁTICOS PARA FILTROS HÍBRIDOS.....</u>	<u>152</u>

5.1	TOPOLOGÍAS DE CONVERTIDORES ESTÁTICOS	154
5.2	MODELO PROMEDIADO DE LOS INVERSORES.....	165
5.3	CONCLUSIONES.....	179
6	<u>CONTROL DEL FILTRO HÍBRIDO</u>	<u>183</u>
6.1	ESTRATEGIAS DE CONTROL.....	183
6.1.1	CONTROL POR TENSIÓN DEL FILTRO ACTIVO FUNCIÓN DE LA CORRIENTE DE FUENTES	187
6.1.2	CONTROL POR TENSIÓN DEL FILTRO ACTIVO EN FUNCIÓN DE LA CORRIENTE DE CARGA	192
6.1.3	CONTROL POR TENSIÓN DEL FILTRO ACTIVO EN FUNCIÓN DE LA TENSIÓN EN EL PUNTO DE ACOPLAMIENTO	195
6.2	ESTUDIO DE ESTABILIDAD DEL SISTEMA.....	197
6.3	CONTROL SELECTIVO DE ARMÓNICOS.....	205
6.3.1	MÉTODOS DE DETECCIÓN DE ARMÓNICOS	206
6.3.2	CONTROL EN COORDENADAS GIRATORIAS O CON CONTROLADORES RESONANTES	214
6.4	APLICACIÓN DE LOS CONTROLADORES RESONANTES A FILTROS HÍBRIDOS	220
6.4.1	MEJORA DE LA RESPUESTA DEL FILTRO HÍBRIDO A BAJAS GANANCIAS	224
6.5	CONTROLES AUXILIARES.....	230
6.5.1	CONTROL DE LA TENSIÓN DEL BUS DE CONTINUA.....	230
6.5.2	CONTROL DE LA CORRIENTE DEL FILTRO	237
6.6	CONCLUSIONES.....	244
7	<u>SIMULACIONES DE FILTROS HÍBRIDOS</u>	<u>246</u>
7.1	ENSAYOS DEL FILTRO HÍBRIDO DE CUATRO HILOS.....	246
7.2	ENSAYOS DE OTRAS TOPOLOGÍAS DE FILTROS HÍBRIDOS.....	266
7.3	CONCLUSIONES.....	277

<u>8</u>	<u>IMPLEMENTACIÓN Y RESULTADOS EXPERIMENTALES.....</u>	<u>279</u>
8.1	CIRCUITO PASIVO	279
8.2	HARDWARE DE POTENCIA Y CONTROL	281
8.2.1	CONVERTIDOR DE POTENCIA	282
8.2.2	SISTEMA DE CONTROL DIGITAL	286
8.3	PROGRAMA DE CONTROL	289
8.4	EVALUACIÓN EXPERIMENTAL DEL FILTRO HÍBRIDO DE DOBLE SINTONIZACIÓN.....	295
8.5	EVALUACIÓN EXPERIMENTAL DEL FILTRO HÍBRIDO PARA COMPONENTES HOMOPOLARES	305
8.6	CONCLUSIONES.....	309
<u>9</u>	<u>CONCLUSIONES Y APORTACIONES.....</u>	<u>310</u>
9.1	CONCLUSIONES.....	310
9.2	APORTACIONES.....	312
9.3	TRABAJOS FUTUROS	314
	<u>REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS.....</u>	<u>316</u>

Resumen

Este trabajo se dedica a analizar los diferentes elementos y estructuras de los filtros híbridos paralelo, aplicados a redes trifásicas de potencia. Y dentro de este campo, se concentra en el desarrollo de filtros híbridos a cuatro hilos que además de las corrientes de secuencia directa e inversa, puedan eliminar las corrientes homopolares.

El estudio de la calidad de la energía eléctrica, y dentro de esta, la problemática de los armónicos ha alcanzado gran interés en los últimos años debido al gran aumento de cargas no lineales conectadas a la red. En redes de baja tensión con neutro, este problema todavía se agrava más a causa de las cargas distorsionantes monofásicas, cuyas corrientes homopolares se suman en el conductor de retorno. En este trabajo se estudian las posibles soluciones a este problema y se ofrecen nuevas soluciones en el campo de los filtros híbridos de potencia.

Se estudian las estructuras de filtros híbridos más destacadas en la bibliografía. Como resultado de este estudio se discrimina cuales de ellas son realmente competitivas frente a las demás. Se elige para el posterior desarrollo en la Tesis el filtro híbrido paralelo formado por un filtro pasivo serie LC, conectado en paralelo con la red. Y en serie con este un elemento activo que permite controlar y mejorar las prestaciones del filtro pasivo.

Se presentan dos nuevas estructuras de filtros pasivos de cuatro hilos, con la particularidad que presentan dos frecuencias de resonancia distintas, una para las componentes de secuencia directa e inversa, y otra para las componentes de secuencia homopolar. Estos nuevos filtros permiten eliminar simultáneamente los armónicos característicos de secuencia directa/ inversa y los de secuencia homopolar. Esta nueva estructura de filtro pasivo de cuatro hilos también se puede incorporar a un filtro híbrido, haciendo que este pueda actuar también sobre las corrientes homopolares.

Se analizan las diferentes topologías de inversores que pueden ser usados en filtros híbridos de cuatro hilos: de cuatro ramas, de condensador repartido y con conexión asimétrica del bus de continua a neutro. Se opta por este último tipo de inversor por ser una derivación del más usado industrialmente y no presenta problemas en el control de la tensión del bus de continua.

Para el control del filtro se utiliza realimentación a partir de la corriente medida en el lado de red, aguas arriba del filtro. Dentro del lazo de control se hace control selectivo de armónicos en base a controladores resonantes. Gracias a este tipo de controladores se mejora la estabilidad del sistema y se mejora el grado de filtrado. Para el control de la tensión del bus de continua del inversor se recurre a una resistencia virtual que solo actúa sobre la corriente de frecuencia fundamental.

La Tesis presenta sobre simulación toda una serie de pruebas realizadas sobre el modelo del filtro híbrido, como pueden ser: comprobación del grado de filtrado; respuesta a transitorios de conexión o cambios de carga; respuesta del filtro conectado en redes débiles y fuertes; conexión de filtros en serie a lo largo de una instalación; y conexión del filtros en paralelo en un punto de la instalación.

Por último se presentan dos prototipos experimentales de filtro. El primero a cuatro hilos para filtrado simultaneo de corrientes de secuencia directa, inversa y homopolar. Y el segundo, con inversor de una rama, para el filtrado exclusivo de corrientes homopolares. Los resultados obtenidos en ambos prototipos validan las propuestas realizadas a lo largo de la Tesis.

Agradecimientos

La inspiración que ha dado lugar a esta Tesis doctoral comenzó en el año 2003 con una visita a esta universidad del profesor Dr. Akagi. La sencillez con que expuso la idea de un filtro híbrido para aplicaciones en media tensión, a pesar de la complejidad matemática que tiene su análisis en profundidad, me animó a desarrollar el tema durante estos años de estudio.

Quiero expresar mi especial gratitud al director de esta Tesis y compañero de despacho durante algunos años, el Dr. Pedro Rodríguez Cortés. Gracias a su orientación y planificación de la Tesis ésta ha podido ver la luz definitivamente. Pero aparte de su actuación como director de Tesis, ha sido más importante su función de compañero, con el que hablar del tema tranquilamente, que te alienta en este largo proceso, y que a veces también te empuja para que sigas funcionando.

Mi más sincero agradecimiento a todos los compañeros del grupo de investigación, departamento y universidad, que en un momento u otro han participado de forma directa o indirecta en que pudiera seguir avanzando.

Por último agradecer a mi padre que me inculcara la pasión hacia la electricidad. Por todos los conocimientos que con los años me fue transfiriendo y que han formado la base de mi conocimiento en el tema.

J. Ignacio Candela
Terrassa, junio de 2009

"Verdaderamente, lo que más placer proporciona no es el saber, sino el estudiar; no la posesión, sino la conquista; no el estar aquí, sino el llegar allá."

Carl Friedrich Gauss

1 Objetivos y planteamiento de la Tesis

1.1 Motivación

La motivación de esta Tesis se va a exponer a través de un conjunto de razones que han llevado a la elección del tema, a su desarrollo y a la confianza en los resultados obtenidos. El primer motivo para la realización de la Tesis Doctoral está relacionado con el deseo de progresar en mi carrera docente dentro de la Universidad Politécnica de Catalunya (UPC). Otro motivo es la necesidad de especialización dentro del Departamento de Ingeniería Eléctrica, que en la actualidad está más relacionada con las asignaturas en las que imparto docencia, que con mis gustos o en los temas de mis lecturas técnicas habituales.

El primer paso en el desarrollo de esta Tesis Doctoral, supongo que el más importante, fue elegir el tema de estudio. El trabajo a desarrollar debía cumplir varios de los requisitos que considero deseables en una Tesis Doctoral, estos son:

- Mostrar un interés particular por el tema de estudio.
- Disponer de conocimientos previos aceptables acerca del tema de estudio y de su entorno.
- Encontrar un director de Tesis idóneo, relacionado con el tema de estudio.
- Disfrutar de un fácil acceso a la bibliografía referente al tema de estudio.
- Encontrar un tema de estudio de relativa actualidad técnica
- Poder desarrollar experimentalmente el tema de estudio.

A pesar de la claridad en los requisitos del trabajo a desarrollar, la elección y desarrollo del tema de estudio no resulta un tema sencillo. Los cursos de doctorado me aportaron valiosos conocimientos técnicos, sin embargo no me permitieron definir con exactitud el tema de estudio.

El control de velocidad y posición de los motores de inducción sin sensores se encontraba entre los temas técnicos de mis lecturas habituales. Estuve buscando información y desarrollando trabajos en este campo. Diseñé y construí una bancada de ensayo de motores, con una potente instrumentación y un moderno sistema de

control. Sin embargo, al profundizar en este tema de estudio encontré dos problemas no deseables: el primero fue descubrir que se trataba de un tema de estudio sumamente trabajado, por lo que resultaría difícil encontrar un tópico de estudio realmente original; el segundo problema surgió tras una detallada revisión del estado del arte en este campo, llegándose a la conclusión de que sería difícil encontrar soluciones óptimas que realmente pudieran ser consideradas como aportaciones destacables respecto a otras soluciones técnicas existentes.

Otro campo a explorar en relación al tema de Tesis a desarrollar, surge como consecuencia del ambiente existente en parte del Departamento de Ingeniería Eléctrica en la sección de Terrassa. El Dr. Pedro Rodríguez, mi compañero de despacho estuvo años desarrollando su Tesis Doctoral sobre filtros activos. Esto hizo que conociera bastante bien la teoría de la potencia activa y reactiva instantánea y las ideas fundamentales de los filtros activos. Otro compañero del departamento, el Dr. Juan Montaña, también desarrolló de forma práctica un filtro activo paralelo monofásico basado en un convertidor en H controlado por un DSP. Otros compañeros de la sección de Barcelona, encabezados por el Dr. Joaquin Pedra y el Dr. Luis Sainz, trabajan en temas relacionados con los huecos de tensión y los armónicos, respectivamente.

Este ambiente en el Departamento de Ingeniería Eléctrica de la UPC me incitó a buscar temas de estudio en el campo de la calidad de suministro. En noviembre de 2002, hubo un acontecimiento singular que decidió la elección del tema de estudio de esta Tesis Doctoral. Este acontecimiento fue una breve conferencia impartida por el profesor Dr. Hirofumi Akagi en Terrassa aprovechando su participación en un tribunal de evaluación de una Tesis Doctoral. El tema de dicha conferencia era “Los Nuevos Dispositivos Electrónicos de Potencia”. Al final de la charla, el profesor Dr. Akagi comentó su último artículo, el cual sería publicado posteriormente con el título “A medium-voltage transformerless AC/DC power conversion system consisting of a diode rectifier and a shunt hybrid filter” [Akagi2003]. La presentación del profesor Dr. Akagi acerca de su trabajo con filtros híbridos me resultó muy comprensible, sencilla e interesante. Y en mi posterior búsqueda de información bibliográfica, comprobé que este tema de estudio no estaba excesivamente trabajado, lo que me inclinó a considerarlo como un tópico con un gran futuro.

Además, el estudio de filtros híbridos resultó atractivo para algunas empresas, las cuales podrían estar interesadas en los desarrollos realizados. Estas empresas

ofrecieron una perspectiva más real y práctica acerca del problema de los armónicos. La experiencia práctica de estas empresas permitió identificar problemas específicos tales como la dificultad de suprimir armónicos de corriente mediante el uso de filtro pasivos o la dificultad de instalación de dichos filtros pasivos en función de las características del sistema eléctrico en el que se encuentran conectados (impedancia de cortocircuito, tensiones armónicas preexistentes,...).

Una ventaja adicional consistía en poder disponer de materiales y equipos adecuados para el trabajo con acondicionadores de potencia: instrumentación especializada para medir armónicos y perturbaciones, fuentes de armónicos o cargas generadoras de armónicos, pequeños convertidores y sistemas de control basados en DSP desarrollados en la sección de Terrassa, sistemas de control y convertidores de potencia basados en el entorno DSpace, programable en Matlab/Simulink.

Según lo expuesto, el tema central de esta Tesis Doctoral es el estudio de los filtros híbridos paralelo de potencia.

A continuación se enumeran las ventajas esperadas del filtro híbrido paralelo desarrollado en esta Tesis respecto a los sistemas convencionales basados en filtros pasivos o activos paralelo en lo referente a la supresión del flujo de corrientes armónicas.

Ventajas del filtro híbrido paralelo sobre el filtro pasivo paralelo sintonizado:

- El grado de filtrado es independiente de la impedancia de red.
- Es inmune a los armónicos de tensión existentes en la red.
- Es inmune a la deriva de los componentes pasivos.
- Elimina las resonancias del filtro sintonizado con la inductancia de red o con otros elementos del sistema eléctrico.
- No funciona como un simple divisor de corriente. Para corrientes pequeñas, el filtro híbrido puede absorber toda la corriente armónica. Para corrientes mayores que la nominal del filtro híbrido, éste sólo absorbe dicha corriente.
- Amplia el ancho de banda de los filtros sintonizados, pudiendo eliminar más de un armónico con un solo filtro pasivo.

Ventajas del filtro híbrido paralelo sobre el filtro activo paralelo:

- La potencia del inversor necesaria es mucho más pequeña en el caso de un filtro híbrido, del orden del 10 % de la necesaria para un filtro activo.
- Es posible el uso de MOSFETs de potencia de baja tensión, con lo que se consiguen menores pérdidas del convertidor, mayor frecuencia de conmutación y menor coste.
- La amplitud de rizado en la corriente inyectada en la red es menor a igualdad de bobina de filtrado, debido a la menor tensión del bus de continua.
- El filtro híbrido requiere un menor número de sensores de corriente (3 en vez de 6) y presenta una mayor sencillez de instalación de los mismos.
- La extrapolación de filtros híbridos a redes de media tensión resulta más sencilla que en el caso de filtros activos.

1.2 Objetivos

En el desarrollo de este trabajo doctoral se han establecido los siguientes objetivos:

- Estudio de los armónicos de corriente y de tensión, de la interacción entre ambos y de la influencia de la impedancia de red.
- Estudio de las cargas distorsionantes que actúan como fuente de corriente y como fuentes de tensión, así como el tipo filtro más conveniente para cada tipo de carga.
- Estudio de la problemática del diseño y la instalación de filtros pasivos.
- Estudio del principio de funcionamiento de los filtros activos paralelo.
- Estudio de las diferentes topologías de filtros híbridos.
- Desarrollo de nuevas topologías de elementos de filtrado.
- Diseño de un modelo de filtro híbrido paralelo a 4 hilos.
- Estudio de las diferentes topologías de inversores disponibles para filtros híbridos de 4 hilos.

- Estudio de las diferentes estrategias de control de filtros híbridos paralelo, resaltando la problemática de cada una y analizando posibles combinaciones.
- Estudio de estabilidad de los lazos de control del filtro híbrido.
- Mejora del lazo de control y de la compensación selectiva de armónicos.
- Optimización de los parámetros del filtro híbrido y estudio de las relaciones que existen entre dichos parámetros.
- Estudio de la conexión en paralelo de varios filtros híbridos y del reparto de carga entre ellos.
- Diseño de modelos de filtros híbridos específicos para tercer armónico homopolar.
- Diseño e implementación de un filtro híbrido experimental para la validación del estudio realizado.

Cabe decir que el trabajo de investigación desarrollado ha cubierto todos los objetivos planteados. En el presente documentos de Tesis Doctoral se muestran los resultados obtenidos y las conclusiones resultantes de la investigación realizada.

1.3 Organización de la Tesis

La presente Tesis Doctoral estructura su contenido en 9 capítulos, los cuales se resumen a continuación.

En este primer Capítulo, el Capítulo 1, se realiza el planteamiento general de la Tesis Doctoral.

En el Capítulo 2, se realiza un estudio del problema de los armónicos, su generación, sus efectos y las técnicas de mitigación. También se hace una introducción al concepto de la potencia activa y reactiva instantánea.

En el Capítulo 3, se presentan los tres elementos básicos de filtrado: los filtros pasivos, los activos y los híbridos, indicando las ventajas e inconvenientes de cada uno de ellos. En este Capítulo se realiza un estudio comparativo de diferentes topologías de filtros híbridos, para determinar cuál de las topologías es superior en prestaciones a las otras y en qué puntos. Como consecuencia de este estudio, se elige la topología a desarrollar en la presente Tesis Doctoral.

En el Capítulo 4, primero se caracterizan las propiedades que debe tener el elemento pasivo que forma parte de un filtro híbrido paralelo. Se presenta el estado del arte actual de elementos pasivos específicos para redes de cuatro hilos. Este Capítulo finaliza con el desarrollo de dos nuevos modelos de filtros pasivos específicos para la compensación de armónicos de secuencia directa-inversa y homopolar, adaptables para su uso en filtros híbridos.

En el Capítulo 5, se analizan las topologías de inversores aptas para trabajar en redes trifásicas de cuatro hilos. En este Capítulo también se analizarán los modelos promediados de estos inversores que se han utilizado durante las simulaciones. El estudio de estos modelos ayudará a elegir los componentes pasivos y los niveles de tensión deseable.

El Capítulo 6 estudia el control del filtro híbrido. Primero se comentan las diferentes estrategias de control y se selecciona la más adecuada. Seguidamente, se procede a estudiar la estabilidad del filtro híbrido con dicha estrategia de control. En este Capítulo, se incorporan filtros resonantes al control para mejorar las prestaciones de filtrado. Por último, se justifican los controles auxiliares necesarios en el filtro híbrido paralelo.

El Capítulo 7 muestra las simulaciones realizadas con el modelo de filtro híbrido desarrollado en esta Tesis Doctoral. En primer lugar se estudia su versión estándar de cuatro hilos, en condiciones cambiantes de funcionamiento. Posteriormente, se muestran posibles variantes del filtro híbrido paralelo de cuatro hilos que se han considerado interesantes.

El Capítulo 8 expone los resultados obtenidos en la fase experimental sobre un prototipo desarrollado en el laboratorio. En este Capítulo también se presentan las estructuras de hardware y software utilizadas.

Finalmente, el Capítulo 9 recoge las principales conclusiones obtenidas del trabajo de investigación llevado a cabo en esta Tesis Doctoral. En este Capítulo se exponen las aportaciones más relevantes y se plantean las futuras líneas de investigación que surgen a raíz de este trabajo realizado.

2 Introducción al problema de los armónicos de corriente

El presente Capítulo está dividido en dos partes. La primera parte es una rápida introducción a la problemática de la calidad de suministro, centrándose progresivamente en el tema de los armónicos, estudiando quién los genera, qué problemas producen en la red y cómo se pueden combatir. La segunda parte se centra en explicar la teoría de la potencia activa y reactiva instantánea y su aplicación al filtrado de corrientes en redes de potencia por medio de filtros activos paralelo.

2.1 Calidad de suministro de energía eléctrica

2.1.1 Introducción

La calidad del suministro de energía eléctrica se está convirtiendo en una cuestión estratégica para las compañías productoras, para los responsables del control, mantenimiento y gestión de instalaciones industriales y públicas, y para los fabricantes de equipos. Los principales motivos por los cuales la calidad de energía eléctrica cobra una importancia crucial dentro de estos colectivos se pueden resumir como:

- Las perturbaciones en el suministro de energía en instalaciones industriales (interrupciones, huecos de tensión, armónicos y desequilibrios, sobretensiones y subtensiones, etc) tienen una traducción directa, como un coste adicional, en el balance económico del proceso productivo. En estos costes se debe de tener en cuenta las pérdidas de producción, la ruptura en la cadena de suministro de materias primas, el esfuerzo económico soportado para recuperar la capacidad productiva, la bajada en la calidad global de la producción y los retardos de entrega de producto.
- En instalaciones públicas y privadas, el funcionamiento incorrecto de equipos importantes de control entraña un grave peligro que atenta contra la seguridad de las personas. En el caso de instalaciones tales como hospitales, aeropuertos, rascacielos, etc., se soporta un coste elevado, tanto en medios materiales como humanos, para asegurar en todo momento la calidad del suministro de energía.

- Los fabricantes de equipos eléctricos deben considerar en sus diseños la influencia de las perturbaciones eléctricas sobre éstos, incrementando su complejidad para asegurar un correcto funcionamiento, incluso ante situaciones de alimentación no óptimas. Así mismo, estos fabricantes tienen la responsabilidad de asegurar que sus equipos no interferirán en la calidad de la energía eléctrica de la red en que se encuentren conectados. Hay que pensar que la parada de un equipo individual de control puede detener la capacidad total de operación de una empresa o servicio. En este sentido, la IEC (International Electrotechnical Commission) establece estrictos estándares y recomendaciones (limitaciones en los niveles de emisión de armónicos, fluctuaciones, parpadeos, etc.) para asegurar en todo momento el correcto funcionamiento de los sistemas.
- Un suministro eléctrico de baja calidad disminuye la eficiencia de la instalación global de distribución de energía, esto da lugar a unos mayores costes finales. Así mismo, la sobrecarga de las instalaciones causan un envejecimiento prematuro de las mismas y un incremento en el riesgo de ruptura, dando lugar a la necesidad de sobredimensionar los equipos de distribución.
- El amplio incremento del uso de equipos, que conjuntan sofisticados sistemas de control y dispositivos electrónicos de potencia, ha originado una serie de solicitaciones a la red de alimentación que obligan a los sistemas de suministro a incrementar sus prestaciones en términos de calidad y continuidad de suministro.
- La liberalización del mercado de la energía eléctrica abre las puertas a la competencia entre las diferentes compañías de producción y distribución. De esta manera, los grandes consumidores de electricidad tienen la oportunidad de elegir el suministrador de dicha energía. Por tanto, la calidad del suministro de energía eléctrica se convierte en un factor diferenciador entre las distintas compañías.

Conseguir una calidad de suministro de energía óptima implica actuar en diferentes frentes, que abarcan desde la concepción correcta de los sistemas de generación, distribución y consumo, a la adopción de medidas mitigadoras. Estas medidas mitigadoras deben actuar en dos direcciones: por un lado deben conseguir que las perturbaciones inevitables existentes en la red no afecten a los equipos conectados; y

por otro, deben aislar a la red de los efectos causados por aquellos equipos que actúan como fuentes de perturbación.

2.1.2 Clasificación de los problemas en la calidad de suministro

Una clasificación típica de las perturbaciones en los sistemas eléctricos de potencia sería [Santoso2002]:

1. Transitorios
 - a. Impulsivos, desde unos nanosegundos a algunos milisegundos. El rayo como ejemplo típico.
 - b. Oscilatorios, típicamente de duración desde el microsegundo hasta algunos ciclos y frecuencias que pueden oscilar entre ligeramente superiores a la de red hasta el megahertzio.
2. Variaciones de corta duración
 - a. Interrupciones, cuando la tensión baja por debajo del 10% de la tensión nominal y la duración del fenómeno no excede del minuto. El ejemplo típico sería una desconexión en una línea de distribución seguida de un rearme automático rápido.
 - b. Huecos (dips o sags), cuando la tensión baja entre el 90% y el 10%, por un tiempo comprendido entre 0,5 ciclos y 1 minuto. Típicamente sería el producido por un cortocircuito cercano, hasta que es eliminado por las protecciones.
 - c. Sobretensión momentánea (swells), cuando la tensión sube entre el 110% y el 180% por un tiempo comprendido entre 0,5 ciclos y 1 minuto. Se daría, por ejemplo, en las fases sanas de un sistema con puesta a tierra de alta impedancia en caso de falla con puesta a tierra de una fase.
3. Variaciones de larga duración
 - a. Sobretensiones, más del 110% de la tensión nominal durante más de 1 minuto. Debido a la desconexión de grandes cargas o fallos en la regulación.

-
- b. Subtensiones, menos del 90% de la tensión nominal durante más de 1 minuto. Al contrario que en el caso anterior, pueden ser debidas a la conexión de grandes cargas.
 - c. Interrupciones de larga duración, cuando la falta de suministro se extiende durante más de 1 minuto. Normalmente, se dan cuando el disparo de una protección requiere una acción humana para su reposición o una reparación.
 4. Desbalanceo del sistema trifásico.
 5. Distorsión periódica de la forma de onda
 - a. Armónicos, cuando a la tensión o corriente senoidal de frecuencia fundamental se le suman otras componentes, también senoidales, de frecuencia múltiplo de la fundamental.
 - b. Interarmónicos, cuando la tensión o la corriente presentan componentes de frecuencia no múltiplo de la fundamental.
 - c. Microcortes (notching), debidos a las conmutaciones periódicas de los equipos electrónicos de potencia, que conllevan un hueco en la tensión de menos de medio ciclo.
 - d. Presencia de componentes continuas en tensión o corriente, que normalmente aparecen como consecuencia de una asimetría de componentes electrónicos y que pueden provocar la saturación de los núcleos de los transformadores.
 - e. Ruido de alta frecuencia, de hasta 200 kHz, en la tensión o en la corriente, causado normalmente por los equipos electrónicos de potencia.
 6. Fluctuaciones de baja frecuencia en el valor eficaz de la tensión de forma periódica o aleatoria, normalmente debido a cargas de variación rápida. Este fenómeno es también conocido como flicker.
 7. Variaciones de la frecuencia fundamental del sistema respecto a su valor nominal, normalmente son debidas a desequilibrios bruscos entre producción y carga, siendo más importantes en sistemas pequeños o aislados.

Aunque todas las perturbaciones de la calidad de suministro anteriormente descritas son importantes, en adelante este trabajo se centrará en el estudio de los armónicos en tensión y en corriente. En los últimos años, estas perturbaciones han experimentado un fuerte incremento en ciertas industrias, oficinas y locales comerciales con la aparición de gran cantidad de cargas electrónicas y de lámparas de descarga. Los efectos indeseables de dichas perturbaciones armónicas han despertado un creciente interés por el estudio de posibles soluciones al respecto.

2.1.3 Elementos generadores de armónicos

La distorsión armónica está causada por cargas no lineales dentro del sistema eléctrico [Arrillaga2003]. Una tensión senoidal perfecta aplicada sobre una carga no lineal provocaría una corriente no senoidal, distorsionada, pero periódica, la cual se puede descomponer en una componente fundamental y en diferentes armónicos múltiplos de ésta. Si, como es habitual, entre la fuente y la carga generadora de armónicos existe una impedancia de línea, la circulación de la intensidad distorsionada provoca una caída de tensión no senoidal en dicha línea y por tanto, la tensión que aparece en bornes de la carga no lineal, y en las otras cargas que compartan el mismo punto de conexión, no es perfectamente senoidal. Por tanto, la circulación de armónicos de corriente acaba provocando la aparición de armónicos en la tensión que alimenta las cargas.

Los elementos generadores de armónicos más habituales son:

1. Los transformadores a través de sus corrientes magnetizantes. Al tener un núcleo ferromagnético no lineal, para inducir tensiones sinusoidales es necesario que absorba corrientes no sinusoidales, principalmente con tercer armónico y algo de 5º y 7º. Este fenómeno se ve agravado con el grado de saturación que presente el núcleo o si la carga presenta algo de componente continua. En modo transitorio, este fenómeno se ve muy incrementado durante la conexión del transformador.
2. Las máquinas rotativas también pueden generar armónicos, aunque normalmente en una cuantía muy inferior a los transformadores. Un estudio en detalle de las causas de la generación de armónicos en máquinas se sale de la pequeña reseña que se desea hacer aquí, pero se pueden mencionar como causas: las variaciones periódicas de velocidad o carga, la saturación de la máquina, los armónicos producidos por los bobinados o por las ranuras,

armónicos producidos por imperfecciones de los polos de las máquinas síncronas, etc.

3. Armónicos causados por las lámparas de descarga. El arco que se genera en el interior de las lámparas de descarga presenta una característica tensión corriente altamente no lineal. La gran concentración de estas lámparas en determinados espacios, generalmente conectadas entre fase y neutro, produce una gran amplitud de tercer armónico, el cual se multiplica por tres en el conductor de neutro.
4. Los hornos de arco son otra importante carga no lineal. La distribución y amplitud de los armónicos generados por un horno de arco es muy variable en el tiempo y depende del estado de fusión del material, del refinado de éste, y de la longitud del arco dentro del horno. Por tanto, no es posible hablar de una distribución armónica concreta, sino que se utilizan valores probabilísticos de la magnitud y distribución de dichos armónicos.
5. Los rectificadores monofásicos son unos claros y conocidos generadores de armónicos y dentro de ellos se podrían identificar dos tipos de generadores de armónicos fundamentales. El primer tipo consiste en un único rectificador monofásico de gran potencia, para tracción eléctrica por ejemplo, donde además de los problemas de armónicos se tiene el problema del desequilibrio de red. Y el segundo tipo consiste en muchos rectificadores monofásicos pequeños repartidos por las fases, con diferentes potencias y estados de carga. Esta población de rectificadores genera una gran cantidad de armónicos y afecta también al conductor de neutro.
6. Recortadores de onda por tiristores o triacs. Sus usos principales son en bancos de bobinas para compensar reactiva con control suave, en arrancadores suaves de motores asíncronos, y en pequeños reguladores de tensión para iluminación. Estos rectificadores controlados generan armónicos de corriente variables en función del ángulo de control.
7. Puentes rectificadores polifásicos. Este tipo de rectificador resulta muy habitual en la etapa de entrada de equipos controladores de velocidad de motores de alterna. En éstos, los armónicos característicos dependen de la impedancia en el lado de alterna y del tipo de filtrado existente en el lado de continua (con bobina, con condensador o con una combinación de ambos).

Para disminuir los armónicos producidos en equipos de gran potencia se sustituyen los rectificadores sencillos por rectificadores de 12 ó más pulsos.

8. Puentes rectificadores controlados y semicontrolados. Utilizados habitualmente como etapa de entrada a los controladores de velocidad para motores de continua. La gran inductancia del motor en el lado de continua provoca unas formas de intensidad características y unas distribuciones de armónicos típicas, que a su vez varían con el ángulo del control del rectificador.

2.1.4 Efectos de los armónicos sobre el sistema de potencia

Los efectos más importantes de los armónicos sobre el sistema eléctrico de potencia son:

1. Resonancias serie y paralelo, entre baterías de condensadores o filtros pasivos que tenga el sistema y la impedancia propia del sistema, normalmente la inductancia del transformador de alimentación. Estas resonancias pueden dar lugar a la aparición de tensiones armónicas elevadas en el punto común de acoplamiento o a la circulación de importantes corrientes armónicas por las baterías de condensadores.
2. Circulación de corrientes armónicas en los bancos de condensadores por la presencia en red de tensiones armónicas de orden relativamente elevado. Aunque no aparezca resonancia, estas tensiones armónicas dan lugar a la circulación de una corriente armónica excesiva, superpuesta a la corriente fundamental para la que los bancos de condensadores están calculados.
3. En las líneas de transportes los armónicos de corriente significan un incremento de pérdidas por efecto Joule. Los armónicos de corriente producen también unas caídas de tensión armónicas a lo largo de las líneas, lo que implicará la aparición de tensiones armónicas en los puntos finales de distribución.
4. En los transformadores, la presencia de armónicos de tensión hace que aumenten las pérdidas en el hierro. Y los armónicos de corriente hacen que aumenten las pérdidas en el cobre. En muchos casos esto puede llevar a una reducción de la potencia nominal de uso del transformador.

5. En las máquinas rotativas, al igual que en el transformador, los armónicos de tensión y corriente aumentan las pérdidas de la máquina. Además, la presencia de armónicos induce la aparición de pares parásitos en las máquinas.
6. Interferencias en los sistemas de comunicaciones, que dependerán del grado de acoplamiento entre el sistema de potencia y el de comunicaciones, del espectro de frecuencias de los armónicos y de la susceptibilidad del circuito de comunicaciones.
7. Efectos indeseables sobre los equipos de protección, provocando disparos intempestivos o retardos en dichos disparos.
8. Efectos indeseables sobre equipos electrónicos industriales y domésticos. Desde dificultades de sincronización de los equipos convertidores que detectan los pasos por cero, hasta variaciones en el brillo de las imágenes de televisión.
9. Errores en los equipos de medida y contadores. Algunos equipos de medida están pensados para ondas de tensión y corriente prácticamente senoidales o con un espectro de frecuencias limitado. Los contadores electromecánicos de discos no miden con precisión las potencias debidas a armónicos y para una medida de esta más correcta se tendría que utilizar contadores electrónicos.

2.1.5 Elementos para la mitigación de armónicos

A la hora de mitigar los efectos de los armónicos hay que distinguir dos casos diferentes. El primer caso resulta de aislar un dispositivo lo mejor posible de las perturbaciones armónicas existentes en red, normalmente armónicos de tensión en el punto común de conexión con otras cargas. El segundo caso resulta de limitar los efectos sobre el sistema eléctrico de los armónicos generados por una determinada carga. Este trabajo, se centrará en el estudio de este segundo caso.

Aunque en un sistema eléctrico siempre hay una pequeña cantidad de armónicos, el control de dichos armónicos solo se lleva a cabo cuando éstos causan problemas a consecuencia de alguna de las tres causas siguientes:

- La generación de armónicos es demasiado grande.

- El camino por el que fluyen dichos armónicos es muy largo. Esto ocurre cuando el punto común de acoplamiento de la carga generadora de armónicos está lejano y la impedancia de línea aguas arriba es demasiado elevada, lo que da lugar a perturbaciones de tensión e interferencia en las comunicaciones.
- La respuesta del sistema eléctrico a uno o más armónicos es indeseable. Un ejemplo claro son las resonancias con baterías de condensadores.

Cada problema tiene su solución parcial, pero normalmente se combinan diferentes técnicas de mitigación, pues una acción particular puede repercutir negativamente en otro problema.

Una primera medida para paliar el efecto de los armónicos de corriente en las redes eléctricas sería la limitación de los armónicos generados por las cargas. Muchas veces, esta es la solución más sencilla y barata. Aunque esta solución requiere un estudio detallado de cada problema, a continuación se enumeran los métodos más habituales para limitar la inyección armónica:

- Colocación de una inductancia de alisamiento en el lado de alterna en aquellos equipos basados en un rectificador con filtrado por condensador en el lado de continua (este es el caso de muchos variadores de velocidad). Con esto se puede conseguir reducciones de más del 50 % en los armónicos de corriente generados [Santoso2002].
- Cambio de las tomas de un determinado transformador para que no trabaje excesivamente saturado o dimensionarlo correctamente el elegirlo.
- Utilizar transformadores con conexión en triángulo para eliminar los armónicos característicos múltiplos de tres.

Para modificar la respuesta del sistema eléctrico y así evitar resonancias indeseadas, las acciones habituales son:

- Añadir reactancias en serie con los condensadores de los bancos de compensación de reactiva para evitar la resonancia con otros elementos.
- Cambiar la capacidad de los condensadores de los bancos de reactiva.

- Mover la batería de condensadores a otro punto donde la impedancia del sistema sea diferente o exista mayor atenuación.
- Añadir un filtro paralelo para cambiar la respuesta del sistema. En sistemas complejos esto puede dar más problemas de los que elimina.
- Eliminar algunas baterías de condensadores y simplemente admitir el incremento de coste y pérdidas a cambio de eliminar el problema de las resonancias armónicas.

Perfilando el tema de estudio de esta Tesis Doctoral, otra forma de mitigar el problema de los armónicos de corriente es absorber dichos armónicos por diferentes métodos. Entre estos métodos destacan:

- Transformadores desfasados que alimenten a dos cargas generadoras de armónicos y que en primario anulan principalmente los armónicos 5° y 7°. La efectividad de esta medida depende de que las dos cargas sean iguales (reparto de corrientes al 50%), generando el mismo espectro de frecuencias.
- Transformadores en zigzag conectados en paralelo con la red, los cuales presentan una baja impedancia a las corrientes homopolares y permiten reducir la circulación de tercer armónico por la red,. La efectividad de esta medida depende del punto de conexión y de la impedancia que haya aguas arriba de dicho punto.
- Filtros pasivos en paralelo con la red, para la absorción de los armónicos. Estos filtros pueden ser filtro sintonizados LC, filtros pasa altos primer y segundo orden, o filtros C. El más habitual es el filtro sintonizado LC . Este tipo de filtro se instala aprovechando la necesidad de tener también una batería de condensadores para compensar reactiva. Presentan el inconveniente que su efectividad depende de la impedancia de red y que normalmente aparece una frecuencia de resonancia entre el filtro y la impedancia de red a una frecuencia inferior a la de sintonización.
- Filtros pasivos serie, los cuales están pensados para presentar una alta impedancia a los armónicos seleccionados y bloquear así el paso de éstos hacia la red. Estos filtros tienen que estar diseñados para soportar la corriente nominal del sistema y para soportar los cortocircuitos. Generalmente, los filtros serie son mucho menos habituales que los filtros paralelo, aunque se

pueden encontrar para bloquear la circulación del tercer armónico por neutro [Jaakkola2001].

- Filtros activos paralelo, los cuales funcionan como una fuente de corriente que absorbe todos los armónicos generados por la carga y además pueden compensar la reactiva del sistema. El coste de los filtros activos es aún alto y están indicados para cargas que actúan como fuentes de corriente.
- Filtros activos serie, los cuales se comportan como una fuente de tensión que simula una alta impedancia que impide el paso de las corrientes armónicas seleccionadas. Los filtros activos serie también pueden hacer las funciones de estabilizadores de la tensión en carga, El coste de estos filtros es aún elevado y no están apenas desarrollados comercialmente.
- Filtros híbridos, los cuales resultan de la mezcla de un filtro activo y un pasivo. Existen diferentes topologías de filtros híbridos, que se comentan en detalle más adelante, particularizando al caso del filtro híbrido paralelo, cabe destacar que está formado por un filtro pasivo sintonizado y un filtro activo, conectados entre ellos en serie y el conjunto conectado en paralelo con la red. En general, el objetivo de los filtros híbridos es sólo la compensación de los armónicos. Por tanto, cubren la misma función que los filtros pasivos, pero sin los inconvenientes de éstos, y utilizando un filtro activo de baja potencia y coste.

2.1.6 Tipos de cargas productoras de armónicos

Cuando se habla de cargas generadoras de armónicos, hay que diferenciar en primer lugar entre cargas identificables y no identificables. Las cargas identificables son aquellas ya estudiadas, con un rango de armónicos característico. En estas cargas identificables se puede saber qué nivel de corriente armónica se generara en el punto de conexión para un determinado rango de frecuencias. Esto permite hacer un estudio previo de sus consecuencias y de las posibles medidas a tomar. Este sería el caso de grandes rectificadores o de cicloconvertidores.

En el segundo caso se encuentran las cargas no identificables, las cuales resultan de la acción conjunta de múltiples cargas individuales conocidas, como pueden ser rectificadores monofásicos de pequeña potencia o lámparas alógenas con regulación por recorte de onda. Aunque, individualmente, cada una de estas cargas genera una pequeña cantidad de corriente armónica con un espectro conocido, la acción

conjunta sobre un punto de acoplamiento de un gran número de estos elementos, con diferentes condiciones de operación, inyecta en el sistema elevados niveles armónicos de corriente, con una distribución armónica que varía a lo largo del tiempo. Esto dificulta la realización de estudios sobre este tipo de carga. En su conjunto, la mayoría de cargas distorsionantes de una industria son del tipo no identificable.

Otro importante aspecto a tener en cuenta a la hora de caracterizar una carga generadora de armónicos es saber si ésta se comporta como una fuente de corriente armónica o como una fuente de tensión armónica. La identificación de las cargas distorsionantes como fuentes de tensión o de corriente armónica, aunque no es perfecta, es de extrema importancia en la elección del filtro a aplicar y en la efectividad del mismo en la cancelación armónica.

El caso más típico de una carga equivalente a una fuente de corriente sería un puente rectificador de diodos con una bobina de alisamiento de corriente en el bus de continua, L_L . En este caso, si la impedancia del lado de continua es mucho más grande que la inductancia de la red, L_S , la carga se puede considerar como una fuente de corriente armónica en el estudio de los armónicos inyectados en la red.

$$\sqrt{R_L^2 + (\omega_h L_L)^2} \gg \omega_h L_S \quad \text{si } R_L \approx 0 \Rightarrow L_L \gg L_S \quad (2.1)$$

En este caso, la magnitud de los armónicos de corriente que circulan por la red es prácticamente independiente de las variaciones de la inductancia de red, L_S , y el circuito equivalente resultante sería el de la **Figura 2.1(b)**.

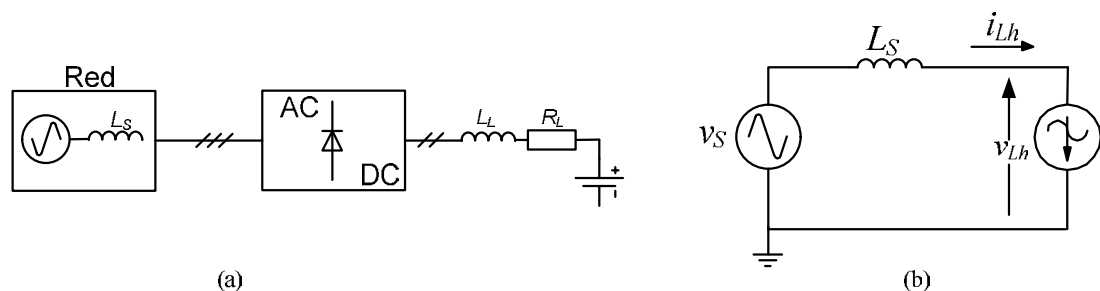


Figura 2.1 Ejemplo de circuito que actúa como fuente de corriente.

Para ilustrar el comportamiento de una carga distorsionante en fuente de corriente se considerará un circuito típico, como es un rectificador trifásico con una bobina de alisamiento como el mostrado en la **Figura 2.1(a)**. En ese circuito, la red es una

fuente de tensión ideal con una impedancia serie que representa la impedancia del transformador y de los cables de conexión. En este caso, esta impedancia se ha considerado principalmente inductiva y tomará los siguientes valores: 0,6, 0,3 y 0,06 mH. La carga en el lado de continua es un circuito RLE, con un valor de resistencia bajo y un valor de inductancia de 10 mH. Este circuito del lado de continua podría corresponder a un cargador de batería o a un variador de velocidad para motor de continua. Las señales más significativas resultantes de la simulación de este circuito para los distintos valores de inductancia de red se pueden ver en la **Figura 2.2**.

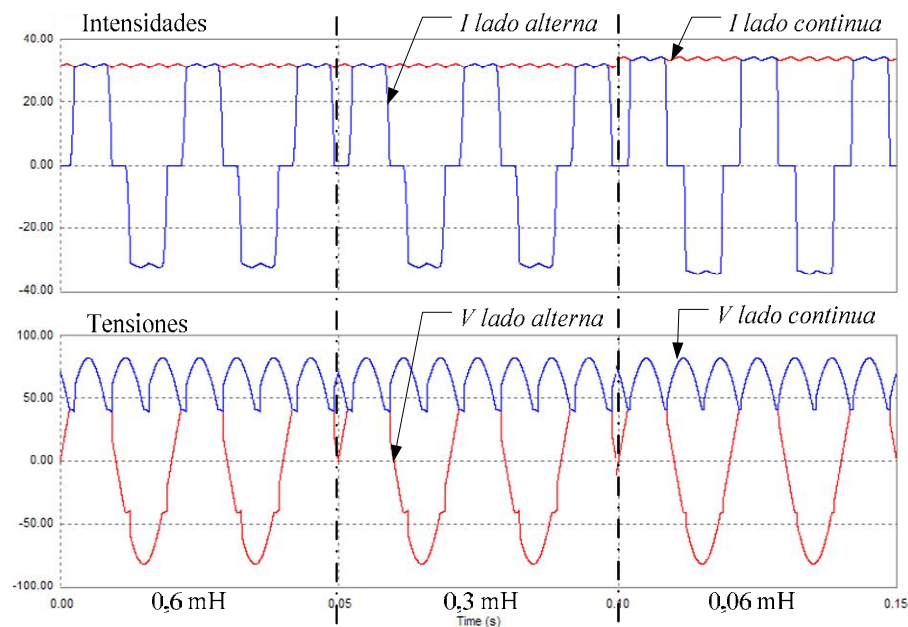


Figura 2.2 Señales de un rectificador trifásico con bobina de alisamiento.

En la **Figura 2.2**, la corriente que circula en el lado de continua mantiene su magnitud y forma, independientemente del valor de la inductancia del lado de red, mientras que la corriente del lado de alterna sólo difiere en el tiempo de solapamiento de conducción entre diodos. A pesar de haber variado la impedancia de red en una relación 1 a 10 se sigue cumpliendo la ecuación (2.1), y por tanto se puede asumir que la carga se comporta como una fuente de corriente. La tensión armónica en el punto conexión del rectificador, debido a los tiempos de conmutación de los diodos, presenta un contenido de armónicos que si depende del valor de inductancia de red. Este tipo de carga, conectada individualmente, se puede considerar como una carga identificable, pues sus armónicos característicos son conocidos.

Este tipo de cargas generadoras de armónicos permite el filtrado con todo tipo de filtros paralelo, los cuales absorberán las corrientes armónicas de la carga y dejarán en el lado de red solo la corriente fundamental. Los filtros paralelo tienden a presentar muy baja impedancia a la circulación de armónicos. Esta baja impedancia permite a los armónicos fluir a través del filtro paralelo, sin embargo los armónicos generados por la carga en fuente de corriente permanecen inalterados. Si se intenta filtrar con un filtro serie un carga en fuente de corriente, como dicho filtro presenta alta impedancia al paso de armónicos, se producirá una fuerte distorsión en las tensiones del lado de carga distorsionante, la cual es normalmente indeseable.

Existen ciertas cargas distorsionantes que se comportan como una fuente de tensión. La figura **Figura 2.3(a)** muestra el caso típico de una carga equivalente a una fuente de tensión, consistente en un puente rectificador de diodos con un condensador de filtrado de tensión en el bus de continua, C_L . En este caso, si la impedancia del lado de continua es mucho más pequeña que la impedancia del lado de red, la carga se puede considerar como una fuente de tensión armónica.

$$\frac{1}{\omega_h C_L} \ll \omega_h L_S \quad (2.2)$$

El circuito equivalente de esta carga se muestra en la **Figura 2.3(b)**. En este caso, la corriente armónica circulante está fuertemente influenciada por el valor de la inductancia de red. Por tanto, el circuito equivalente se puede asumir como dos fuentes de tensión, trabajando en paralelo y unidas mediante la impedancia de red. Este tipo de cargas son comunes en variadores de velocidad para motores de alterna, los cuales necesitan un gran condensador en el bus de continua para mantener constante la tensión que alimenta el inversor.

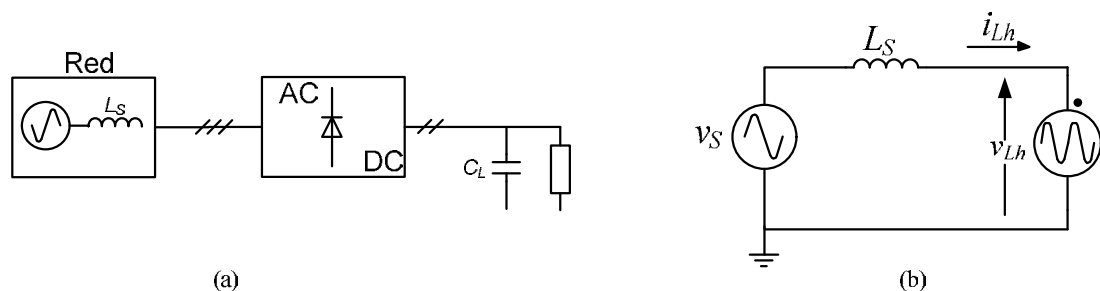


Figura 2.3 Ejemplo de circuito que actúa como fuente de corriente.

La **Figura 2.4** muestra los resultados de simulación de un rectificador de diodos trifásico con un condensador de 10 mF para el filtrado de tensión en la parte de

continua. En esta simulación, la impedancia de red toma los mismos valores que en el ejemplo anterior, es decir, 0,6, 0,3 y 0,06 mH. Como se puede observar en la **Figura 2.4**, una variación de 1 a 10 en la impedancia de red provoca un fuerte aumento en los picos de corriente demandada y por tanto en la cantidad y magnitud de los armónicos de corriente. Debido a la cantidad de armónicos generados por este tipo de cargas cuando la inductancia de red es relativamente pequeña, su conexión al punto común de acoplamiento debe realizarse a través de una inductancia suplementaria, con lo que se consigue limitar la cantidad de armónicos generados.

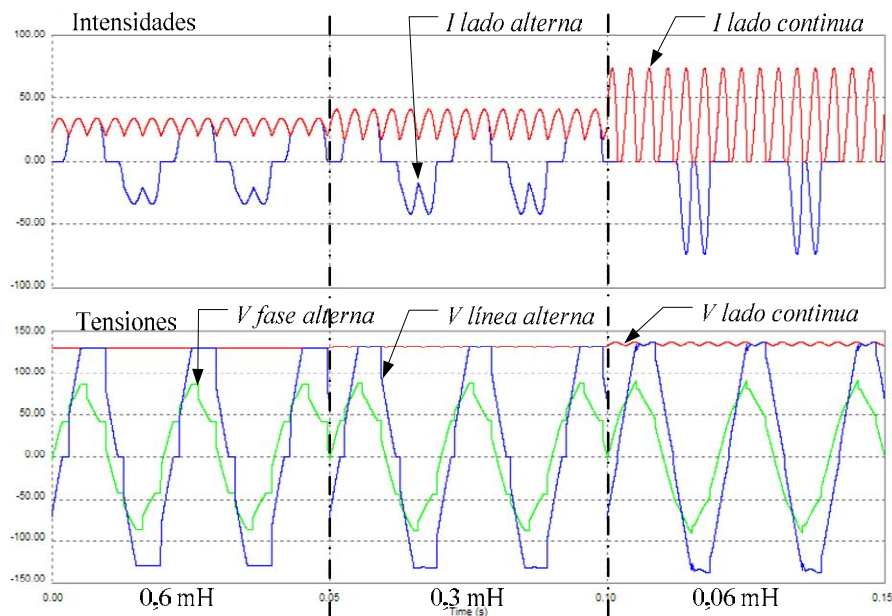


Figura 2.4 Señales de un rectificador trifásico con condensador de filtrado.

Si se conecta un filtro paralelo de cualquier tipo para la atenuación de los armónicos generados por una fuente de tensión se conseguirá un efecto adverso. En este caso, se estará conectando en paralelo con la carga en fuente de tensión una impedancia de pequeño valor al paso de los armónicos. Por tanto, aunque a la red le lleguen menos armónicos, la cantidad de armónicos generados por la carga en fuente de tensión aumentarán, lo que puede ser dañino para dicha carga y para el propio filtro. Los filtros serie, también conocidos como filtros tapón para los armónicos, serán los más indicados para las cargas que actúan como fuentes de tensión. En el caso de utilizar filtros de dos etapas (serie y paralelo) para el acondicionamiento de cargas en fuentes de tensión, la etapa serie debe conectarse en el lado de la carga, mientras que la etapa paralelo se conectará en el lado de red. En el caso de cancelación de armónicos generados por cargas en fuente de corriente, dichas etapas se conectarán

al revés, es decir, la etapa serie en el lado de red de red, y la etapa paralelo en el lado de la carga.

Los ejemplos mostrados anteriormente, aunque realistas en la práctica, son casos ideales. Sin embargo, podrán existir casos en que no se pueda identificar claramente la carga como una fuente de tensión o como una fuente de corriente generadora de armónicos.

2.2 Teoría de la potencia activa y reactiva instantánea

2.2.1 Introducción teórica

En 1984, los profesores Dr. Akagi, Dr. Kanazawa y Dr. Nabae [Akagi1984] publicaron su “teoría generalizada de la potencia reactiva instantánea en circuitos trifásicos”. Esta teoría fue modificada por el profesores Dr. Nabae en 1994 y por el profesores Dr. Peng en 1996 [Peng1996] y es aplicable a sistemas trifásicos con o sin neutro, con distorsión tanto en corrientes como en tensiones. La principal ventaja de esta teoría es que permite definir el concepto de potencia reactiva instantánea, o potencia imaginaria instantánea, para un sistema trifásico independientemente de la frecuencia de la onda de tensión y corriente y de los armónicos que presenten. La teoría de potencia activa y reactiva da un significado físico a las componentes de la potencia instantánea y que permite su aplicación en la compensación de la potencia reactiva sin la necesidad de elementos pasivos almacenadores de energía, baterías de condensadores o filtros pasivos.

Desde que el profesor Dr. Akagi publicó su teoría de potencia han aparecido diferentes modificaciones para facilitar su aplicación a filtros activos [Peng1998], numerosos artículos acerca del tema y una monografía [Akagi2007]. La teoría original es más fácil de aplicar a sistemas trifásicos de 3 hilos, sin neutro [Willems1992]. La teoría modificada se puede aplicar a sistemas trifásicos de 4 hilos, con neutro. El breve desarrollo que se va a hacer a continuación está basado en la teoría modificada. Dicha teoría puede desarrollarse en coordenadas originales de tensión y corriente, $a-b-c$, o en las coordenadas $\alpha-\beta-0$. Para simplificar las explicaciones, a continuación se utilizarán las coordenadas originales, pudiéndose encontrar los desarrollos completos en las referencias antes citadas.

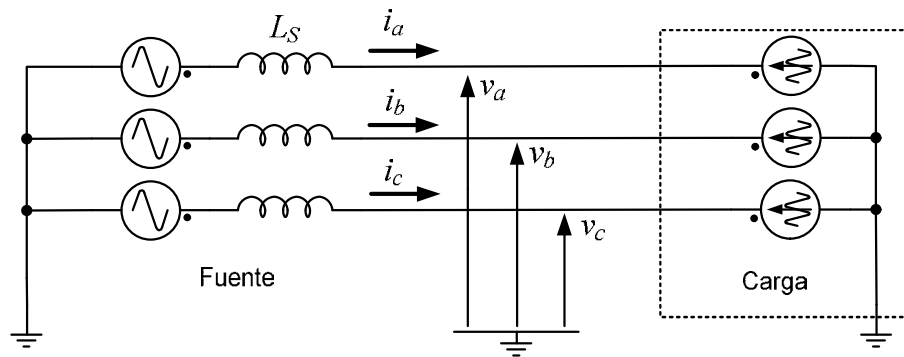


Figura 2.5 Estructura básica de un sistema trifásico.

En un sistema trifásico como el mostrado en la **Figura 2.5**, en el que las tensiones y corrientes instantáneas de cada fase son v_a , v_b , v_c , e i_a , i_b , i_c , respectivamente, dichas tensiones y corrientes se pueden expresar en forma de vectores espaciales, \mathbf{v} e \mathbf{i} , que se definen como:

$$\mathbf{v} = \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} \quad ; \quad \mathbf{i} = \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix}. \quad (2.3)$$

La **Figura 2.6** muestra el sistema de coordenadas a - b - c , que sirve para representar el sistema trifásico como un vector espacial. Los ejes de coordenadas de este sistema son mutuamente ortogonales entre sí. Se muestra también el vector \mathbf{v} , con sus componentes v_a , v_b y v_c . Sobre este sistema de coordenadas se puede representar de la misma forma el vector de corriente \mathbf{i} . Cualquier otro sistema de coordenadas que defina el mismo vector, a partir de alguna transformación, permitirá hacer los mismos cálculos, suposiciones y resultados que se mostrarán a continuación. El sistema de coordenadas en el que se representen los vectores de tensiones o corrientes no tiene que afectar a las operaciones realizadas con éstos, aunque puede simplificar los cálculos o dar una interpretación física diferente.

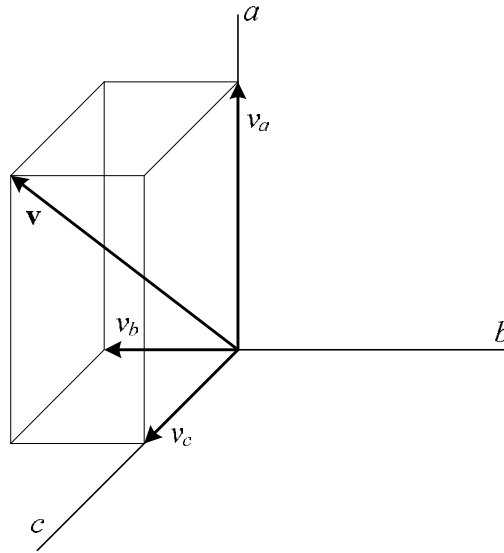


Figura 2.6 Representación del vector espacial de tensión.

En este sistema de coordenadas, la potencia activa instantánea del sistema trifásico, p , queda definida como:

$$p = \mathbf{v} \cdot \mathbf{i}. \quad (2.4)$$

La potencia p es el producto escalar de los vectores \mathbf{v} e \mathbf{i} . Por tanto, desarrollando la expresión de la ecuación anterior, p se puede expresar como:

$$p = v_a i_a + v_b i_b + v_c i_c. \quad (2.5)$$

Utilizando un enfoque vectorial, se puede definir un vector de potencia reactiva instantánea, \mathbf{q} , como:

$$\mathbf{q} = \mathbf{v} \times \mathbf{i}. \quad (2.6)$$

El vector potencia reactiva instantánea \mathbf{q} es el producto vectorial de los vectores \mathbf{v} e \mathbf{i} . Este vector se puede representar en el sistema de coordenadas anteriores, siendo siempre perpendicular al plano que forman los vectores \mathbf{v} e \mathbf{i} . El módulo de este vector \mathbf{q} será la potencia reactiva instantánea q , que se calcula como:

$$q = \|\mathbf{q}\| = \|\mathbf{v} \times \mathbf{i}\|. \quad (2.7)$$

Las ecuaciones anteriores se pueden desarrollar en función de las componentes de los vectores, con lo que el vector de potencia reactiva \mathbf{q} se puede expresar como:

$$\mathbf{q} = \begin{bmatrix} q_a \\ q_b \\ q_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_b & v_c \\ i_b & i_c \\ v_c & v_a \\ i_c & i_a \\ v_a & v_b \\ i_a & i_b \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_b i_c - v_c i_b \\ v_c i_a - v_a i_c \\ v_a i_b - v_b i_a \end{bmatrix}, \quad (2.8)$$

y la potencia reactiva instantánea q se puede calcular como:

$$q = \|\mathbf{q}\| = \sqrt{q_a^2 + q_b^2 + q_c^2} = \sqrt{(v_b i_c - v_c i_b)^2 + (v_c i_a - v_a i_c)^2 + (v_a i_b - v_b i_a)^2}. \quad (2.9)$$

El vector intensidad, \mathbf{i} , se puede representar como $\mathbf{i} = i \underline{\varphi}$, donde φ es el ángulo de desfase entre la tensión y la corriente medido sobre el plano que definen ambos vectores. Este vector intensidad \mathbf{i} , se podía descomponer en una componente activa, $i_p = i \cdot \cos(\varphi)$, que es la parte de la corriente que produce potencia activa, y una componente reactiva, $i_q = i \cdot \sin(\varphi)$, que es la parte de la corriente que produce potencia reactiva. Por tanto, el vector corriente \mathbf{i} se podrá descomponer en dos subvectores, uno que produce potencia activa instantánea \mathbf{i}_p y otro perpendicular a la anterior que produce la potencia reactiva instantánea \mathbf{i}_q . Estas dos subvectores de corriente se pueden calcular a partir de las variables anteriores como:

$$\mathbf{i}_p = \begin{bmatrix} i_{ap} \\ i_{bp} \\ i_{cp} \end{bmatrix} = \frac{P}{\mathbf{v} \times \mathbf{v}} \mathbf{v} = \frac{P}{\|\mathbf{v}\|^2} \mathbf{v} = \frac{P}{v^2} \mathbf{v}, \quad (2.10)$$

$$\mathbf{i}_q = \begin{bmatrix} i_{aq} \\ i_{bq} \\ i_{cq} \end{bmatrix} = \frac{\mathbf{q} \times \mathbf{v}}{\mathbf{v} \times \mathbf{v}} = \frac{\mathbf{q} \times \mathbf{v}}{\|\mathbf{v}\|^2} = \frac{\mathbf{q} \times \mathbf{v}}{v^2}, \quad (2.11)$$

donde v es el módulo instantáneo del vector tensión \mathbf{v} e i es el modulo instantáneo del vector corriente \mathbf{i} .

$$v = \|\mathbf{v}\| = \sqrt{\mathbf{v} \times \mathbf{v}} = \sqrt{v_a^2 + v_b^2 + v_c^2} \quad (2.12)$$

$$i = \|\mathbf{i}\| = \sqrt{\mathbf{i} \times \mathbf{i}} = \sqrt{i_a^2 + i_b^2 + i_c^2} \quad (2.13)$$

A partir de las formulas de \mathbf{i}_p e \mathbf{i}_q , se puede deducir directamente que la componente \mathbf{i}_p debe ser un vector paralelo al vector \mathbf{v} y el vector \mathbf{i}_q debe ser ortogonal a \mathbf{v} .

El vector de corrientes \mathbf{i} siempre se puede descomponer en estas dos componentes \mathbf{i}_p e \mathbf{i}_q , siendo la suma de estos dos vectores es el vector \mathbf{i} .

$$\mathbf{i} = \mathbf{i}_p + \mathbf{i}_q \quad (2.14)$$

La **Figura 2.7** muestra esta descomposición del vector \mathbf{i} en sus dos componentes, la activa y la reactiva, la primera paralela al vector tensión y la segunda en un plano perpendicular al vector tensión.

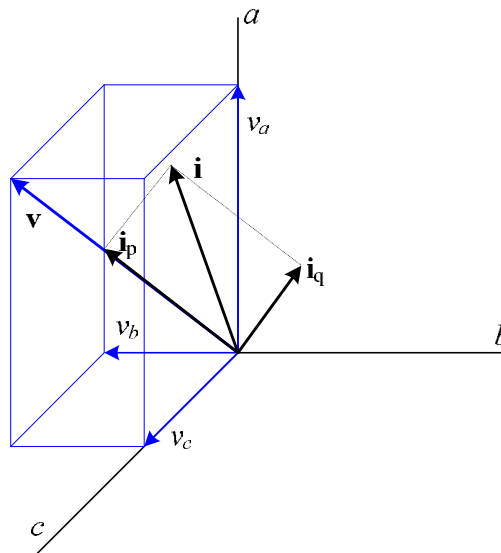


Figura 2.7 Descomposición del vector de corriente en una parte activa y otra reactiva.

Como se ha comentado anteriormente, \mathbf{i}_q es ortogonal a \mathbf{v} , por tanto, esta corriente no puede producir potencia activa instantánea, ya que el producto escalar de dos vectores ortogonales es siempre cero.

$$\mathbf{v} \cdot \mathbf{i}_q = 0 \quad (2.15)$$

Por tanto, si se elimina la corriente \mathbf{i}_q , la potencia activa aportada por la corriente restante, la corriente activa \mathbf{i}_p , sigue siendo la misma.

Además, como el vector \mathbf{i}_p es paralelo al vector tensión \mathbf{v} , este vector de corriente no puede producir potencia reactiva instantánea, ya que el producto vectorial de dos vectores paralelos es siempre cero.

$$\mathbf{v} \times \mathbf{i}_p = 0 \quad (2.16)$$

Por tanto, si se cancela \mathbf{i}_q en la corriente original \mathbf{i} , quedando sólo \mathbf{i}_p , se garantiza que no se genera ninguna potencia reactiva instantánea.

También se puede definir ahora la potencia aparente instantánea s , como:

$$s = v \times i = \|\mathbf{v}\| \|\mathbf{i}\| = \sqrt{v_a^2 + v_b^2 + v_c^2} \times \sqrt{i_a^2 + i_b^2 + i_c^2}. \quad (2.17)$$

La potencia aparente instantánea es el producto de los módulos de los vectores de tensión y de corriente. La potencia aparente instantánea solo será igual a la potencia activa instantánea si los vectores \mathbf{v} e \mathbf{i} son paralelos.

A partir de las definiciones anteriores se pueden demostrar las siguientes igualdades útiles:

$$s^2 = p^2 + q^2 \quad ; \quad i^2 = i_p^2 + i_q^2. \quad (2.18)$$

Por último, el factor de potencia instantáneo se puede definir como:

$$\lambda = \frac{p}{s} = \frac{p}{\sqrt{p^2 + q^2}}. \quad (2.19)$$

El factor de potencia instantáneo tiene un significado similar al factor de potencia clásico en régimen senoidal permanente. Para optimizar la transmisión de energía entre fuente y carga, el valor del factor de potencia debe estar tan próximo a 1 como sea posible. Para conseguir esto, la potencia reactiva instantánea debe ser cero.

Si se analiza cómo conseguir la transmisión de una determinada potencia activa instantánea, p , con el mayor factor de potencia, o lo que es lo mismo, con las menores corrientes, se puede escribir:

$$p = \mathbf{v} \times \mathbf{i} = \mathbf{v} \times (\mathbf{i}_p + \mathbf{i}_q) = \mathbf{v} \times \mathbf{i}_p + \mathbf{v} \times \mathbf{i}_q = \mathbf{v} \times \mathbf{i}_p + 0 = \mathbf{v} \times \mathbf{i}_p. \quad (2.20)$$

Para transmitir una determinada potencia, solo hace falta que circule la componente \mathbf{i}_p , y la componente \mathbf{i}_q se puede eliminar sin que varíe p . El mismo principio se puede aplicar para la potencia reactiva instantánea, escribiendo:

$$q = \|\mathbf{v} \times \mathbf{i}\| = \|\mathbf{v} \times (\mathbf{i}_p + \mathbf{i}_q)\| = \|\mathbf{v} \times \mathbf{i}_p + \mathbf{v} \times \mathbf{i}_q\| = \|\mathbf{0} + \mathbf{v} \times \mathbf{i}_q\| = \|\mathbf{v} \times \mathbf{i}_q\|. \quad (2.21)$$

Se observa como la intensidad activa no participa en la generación de q . Tan sólo con cancelar \mathbf{i}_q en la corriente \mathbf{i} se garantiza que no se generara potencia reactiva instantánea, q . Por tanto, si $\mathbf{i}_q = 0$, entonces $q = 0$ y $\lambda = 1$.

Resumiendo lo anterior y considerando la aplicación práctica que tiene esta teoría para el filtrado en sistemas de potencia, se puede decir que:

- Para transmitir una potencia activa instantánea p solo es imprescindible la componente \mathbf{i}_p . La componente \mathbf{i}_q se puede eliminar pues no contribuye a la potencia activa.
- La potencia reactiva instantánea se puede compensar sin necesidad de almacenar energía, sin transito de p , sin elemento almacenador de energía.
- La corriente activa \mathbf{i}_p es la mínima necesaria para transmitir una determinada potencia activa instantánea p . En estas condiciones de corriente, las pérdidas en la línea serán también mínimas y el factor de potencia instantáneo será igual a 1.

2.2.2 Interpretación física

Si se considera un sistema eléctrico simple, como el descrito en la **Figura 2.5**, con una fuente y una carga, la potencia activa instantánea, p , representa el flujo total de energía por unidad de tiempo entre la fuente y la carga. Esta afirmación se mantendrá con independencia de que las tensiones o corrientes sean senoidales o no y que exista neutro en el sistema o no. El valor medio de p en un periodo coincidirá con el valor clásico de potencia activa, P , en sistemas trifásicos, la cual se define generalmente para condiciones sinusoidales de tensión y corriente.

La potencia reactiva instantánea, q , comprende todas las porciones de potencia instantánea desarrollada por las diferentes fases pero que no contribuyen a la potencia activa instantánea del sistema trifásico. Por tanto, la potencia reactiva instantánea puede asociarse con una potencia que se intercambia entre fases pero que no contribuye al flujo neto de energía entre fuente y carga.

Si se analiza la potencia instantánea desarrollada por cada una de las fases y dicha potencia se divide en una parte de potencia activa y reactiva, se tiene que:

$$\begin{cases} p_a = v_a i_a = v_a (i_{ap} + i_{aq}) = p_{ap} + p_{aq}, \\ p_b = v_b i_b = v_b (i_{bp} + i_{bq}) = p_{bp} + p_{bq}, \\ p_c = v_c i_c = v_c (i_{cp} + i_{cq}) = p_{cp} + p_{cq}. \end{cases} \quad (2.22)$$

Las potencias p_{ap} , p_{bp} y p_{cp} contribuyen a la potencia activa instantánea p , es decir:

$$p_{ap} + p_{bp} + p_{cp} = p. \quad (2.23)$$

Las potencias p_{aq} , p_{bq} y p_{cq} son el origen de la potencia reactiva instantánea, q , pero no contribuyen en la potencia activa instantánea, p , ya que su suma es igual a cero:

$$p_{aq} + p_{bq} + p_{cq} = 0. \quad (2.24)$$

Por tanto, simplemente cancelando estas componentes de potencia en las fases del sistema, se cancelará la potencia reactiva instantánea, o lo que es lo mismo, se cancelará la corriente reactiva en el sistema sin alterar la potencia activa instantánea transferida entre fuente y carga. Por tanto, tras la cancelación de la corriente reactiva, la corriente que circulará por cada fase será mínima y consecuentemente las pérdidas de transmisión también lo serán.

Un ejemplo ilustrativo, independiente de los armónicos existentes y de la secuencia de fases, es suponer tres tensiones y corrientes instantáneas y calcular p y q a partir de ellas. Es decir:

$$\mathbf{v} = \begin{bmatrix} 5 \\ -10 \\ 10 \end{bmatrix}; \quad \mathbf{i} = \begin{bmatrix} 10 \\ -10 \\ 5 \end{bmatrix}; \quad (2.25)$$

$$p = \mathbf{v} \times \mathbf{i} = 200; \quad \mathbf{q} = \mathbf{v} \times \mathbf{i} = \begin{bmatrix} 50 \\ 75 \\ 50 \end{bmatrix}; \quad q = \|\mathbf{q}\| = 103.$$

Si se calculan las potencias instantáneas desarrolladas en cada fase y a su vez éstas se dividen en su componente activa y reactiva, resulta:

$$\begin{cases} p_a = 50 = p_{ap} + p_{aq} = 22,22 + 27,77 \\ p_b = 100 = p_{bp} + p_{bq} = 88,88 + 11,11 \\ p_c = 50 = p_{cp} + p_{cq} = 88,88 - 38,88 \end{cases}; \quad \sum p_p = 200; \quad \sum p_q = 0 \quad (2.26)$$

En estas condiciones, si mediante algún procedimiento, como un acondicionador de potencia, se consumen 27,77 W en la fase a , 11,11 W en la fase b y se entregan 38,88 W en la c , se seguirán entregando 200 W a la carga y se habrá eliminado la potencia reactiva q . Tras el acondicionamiento de potencia, las corrientes de las fases valdrán 4,44, -8,88 y 8,88 A, con lo que habrán reducido su valor respecto a las condiciones iniciales. Si en este sistema se supone, por ejemplo, una resistencia de los cables de conexión de 0,1 Ω , las pérdidas en los cables se reducirán de los 22,5 W originales a los 17,77 W resultantes cuando se elimina q .

Para dar una idea más clara acerca de qué componentes de las tensiones y corrientes producen p y q y de cuál es la relación de éstas con la potencia activa y reactiva clásica en régimen senoidal, es conveniente expresar las tensiones y corrientes del sistema trifásico en función de sus componentes armónicas, senoidales y equilibradas. Para que esta representación sea aplicable para cualquier forma de onda, se considerarán tantos armónicos como sean necesarios, desde $n = 1$, la frecuencia fundamental, hasta $n = \infty$. Para que este análisis también sea aplicable a sistemas desequilibrados, se considerarán sistemas de secuencia directa, inversa y homopolar. Con todo ello, un juego de tensiones periódicas cualquiera de un sistema trifásico se puede expresar como:

$$\begin{cases} v_{an}(t) = \sqrt{2} V_{0n} \text{sen}(\omega_n t + \phi_{0n}) + \sqrt{2} V_{+n} \text{sen}(\omega_n t + \phi_{+n}) + \sqrt{2} V_{-n} \text{sen}(\omega_n t + \phi_{-n}), \\ v_{bn}(t) = \sqrt{2} V_{0n} \text{sen}(\omega_n t + \phi_{0n}) + \sqrt{2} V_{+n} \text{sen}(\omega_n t + \phi_{+n} - 2\pi/3) + \sqrt{2} V_{-n} \text{sen}(\omega_n t + \phi_{-n} + 2\pi/3), \\ v_{cn}(t) = \sqrt{2} V_{0n} \text{sen}(\omega_n t + \phi_{0n}) + \sqrt{2} V_{+n} \text{sen}(\omega_n t + \phi_{+n} + 2\pi/3) + \sqrt{2} V_{-n} \text{sen}(\omega_n t + \phi_{-n} - 2\pi/3). \end{cases} \quad (2.27)$$

De la misma forma, las corrientes del sistema se pueden expresar como:

$$\begin{cases} i_{an}(t) = \sqrt{2} I_{0n} \text{sen}(\omega_n t + \delta_{0n}) + \sqrt{2} I_{+n} \text{sen}(\omega_n t + \delta_{+n}) + \sqrt{2} I_{-n} \text{sen}(\omega_n t + \delta_{-n}), \\ i_{bn}(t) = \sqrt{2} I_{0n} \text{sen}(\omega_n t + \delta_{0n}) + \sqrt{2} I_{+n} \text{sen}(\omega_n t + \delta_{+n} - 2\pi/3) + \sqrt{2} I_{-n} \text{sen}(\omega_n t + \delta_{-n} + 2\pi/3), \\ i_{cn}(t) = \sqrt{2} I_{0n} \text{sen}(\omega_n t + \delta_{0n}) + \sqrt{2} I_{+n} \text{sen}(\omega_n t + \delta_{+n} + 2\pi/3) + \sqrt{2} I_{-n} \text{sen}(\omega_n t + \delta_{-n} - 2\pi/3). \end{cases} \quad (2.28)$$

En las expresiones de las tensiones, V_{0n} representa el valor eficaz del armónico n de la tensión de secuencia homopolar o cero y ϕ_{0n} la fase de dicha tensión; V_{+n} es el valor eficaz del armónico n de la tensión de secuencia positiva y ϕ_{+n} la fase de dicha tensión; V_{-n} es el valor eficaz del armónico n de la tensión de secuencia negativa y ϕ_{-n} la fase de dicha tensión. De la misma forma, para las corrientes, I_{0n} representa el valor eficaz del armónico n de la corriente de secuencia homopolar o cero y δ_{0n} la fase de dicha corriente; I_{+n} es el valor eficaz del armónico n de la corriente de secuencia positiva y δ_{+n} la fase de dicha corriente; I_{-n} es el valor eficaz del armónico n de la corriente de secuencia negativa y δ_{-n} la fase de dicha corriente.

Si, a partir de estas expresiones de tensión y corriente, se opera para calcular p y q , se obtienen unos productos de tensión-corriente con: i) un valor constante de p , que

se simbolizará como \bar{p} y que representa el valor medio de la potencia instantánea; *ii*) un valor oscilante de p , con valor medio nulo, que se simbolizará por \tilde{p} y que representa el valor oscilante de la potencia activa instantánea; *iii*) un valor medio de potencia reactiva, que se simbolizará como \bar{q} y que representa el valor medio de la potencia reactiva instantánea; *iv*) un valor oscilante de potencia reactiva, que se representará como \tilde{q} y que representa el valor oscilante de la potencia reactiva instantánea. Por tanto, se puede escribir que:

$$\begin{aligned} p &= \bar{p} + \tilde{p} \\ q &= \bar{q} + \tilde{q} \end{aligned} \quad (2.29)$$

Si se expresa cada una de estas componentes en función de los correspondientes productos de tensión y corriente [Akagi2007] resulta que:

$$\begin{aligned} \bar{p} &= \sum_{n=1}^{\infty} 3V_{+n} I_{+n} \cos(\phi_{+n} - \delta_{+n}) \\ &+ \sum_{n=1}^{\infty} 3V_{-n} I_{-n} \cos(\phi_{-n} - \delta_{-n}) + \sum_{n=1}^{\infty} 3V_{0n} I_{0n} \cos(\phi_{0n} - \delta_{0n}). \end{aligned} \quad (2.30)$$

Es decir, el valor medio de la potencia instantánea resulta de la suma de los productos de armónicos de tensión y corriente con la misma frecuencia y secuencia, multiplicados por el coseno del ángulo que los separa. En un sistema de secuencia positiva y frecuencia fundamental, la anterior definición del valor medio de la potencia instantánea conduciría a la fórmula clásica de potencia activa, es decir, $P = 3VI \cos(\varphi)$. Esto es también aplicable a un sistema de secuencia inversa u homopolar para cualquier índice armónico. Independientemente del método de cálculo empleado, la \bar{p} siempre representa el ratio medio de transferencia neta de energía por unidad de tiempo entre la fuente y la carga.

El valor oscilante de la potencia activa instantánea se puede desarrollar como:

$$\begin{aligned}
\tilde{p} = & \sum_{m=1}^{\infty} \left[\sum_{\substack{n=1 \\ m \neq n}}^{\infty} 3V_{+m} I_{+n} \cos((\omega_m - \omega_n)t + \phi_{+m} - \delta_{+n}) \right] \\
& + \sum_{m=1}^{\infty} \left[\sum_{\substack{n=1 \\ m \neq n}}^{\infty} 3V_{-m} I_{-n} \cos((\omega_m - \omega_n)t + \phi_{-m} - \delta_{-n}) \right] \\
& + \sum_{m=1}^{\infty} \left[\sum_{n=1}^{\infty} -3V_{+m} I_{-n} \cos((\omega_m + \omega_n)t + \phi_{+m} + \delta_{-n}) \right] \\
& + \sum_{m=1}^{\infty} \left[\sum_{n=1}^{\infty} -3V_{-m} I_{+n} \cos((\omega_m + \omega_n)t + \phi_{-m} + \delta_{+n}) \right] \\
& + \sum_{m=1}^{\infty} \left[\sum_{\substack{n=1 \\ m \neq n}}^{\infty} 3V_{0m} I_{0n} \cos((\omega_m - \omega_n)t + \phi_{0m} - \delta_{0n}) \right] \\
& + \sum_{m=1}^{\infty} \left[\sum_{n=1}^{\infty} -3V_{0m} I_{0n} \cos((\omega_m + \omega_n)t + \phi_{0m} + \delta_{0n}) \right].
\end{aligned} \tag{2.31}$$

Según esta fórmula, las oscilaciones en la potencia activa instantánea resultan de: *i*) la interacción entre armónicos de tensión y corriente de la misma secuencia y diferente frecuencia, *ii*) la interacción entre tensiones y corrientes de secuencia directa e inversa de igual o diferente frecuencia y *iii*) la interacción entre componentes homopolares, las cuales siempre producen oscilación en la potencia activa instantánea, independientemente de si el valor medio de dicha potencia activa instantánea es nulo o no. Sin embargo, estas componentes homopolares no interactúan con las de secuencia directa o inversa para producir cualquier tipo de potencia activa instantánea en el sistema trifásico.

El valor medio de la potencia reactiva instantánea se expresará como:

$$\bar{q}_0 = \sum_{n=1}^{\infty} 3V_{+n} I_{+n} \text{sen}(\phi_{+n} - \delta_{+n}) + \sum_{n=1}^{\infty} -3V_{-n} I_{-n} \text{sen}(\phi_{-n} - \delta_{-n}). \tag{2.32}$$

El valor medio de la potencia instantánea resulta de la suma de los productos de armónicos de tensión y corriente con la misma frecuencia y secuencia, multiplicados por el seno del ángulo que los separa. Por tanto, estos términos de potencia tienen la misma forma de la potencia reactiva clásica en régimen senoidal $Q = 3VI \text{sen}(\varphi)$. El subíndice '0' en \bar{q}_0 indica que esta componente de la potencia reactiva instantánea aparecería solo en el eje homopolar, perpendicular al plano que forman la secuencia directa e inversa. Es importante resaltar que la componente homopolar no contribuye al valor medio de la potencia reactiva instantánea. Independientemente de que exista desfase entre la tensión y corriente de secuencia homopolar, porque esto no conlleva a un intercambio constante de energía entre las

fases de sistema trifásico. Por tanto, la interacción de tensiones y corrientes homopolares, independientemente de su desfase, sólo puede dar lugar a un determinado valor medio de la potencia activa instantánea.

Por último, la parte oscilante de la potencia reactiva instantánea será:

$$\begin{aligned}
\tilde{q}_0 &= \sum_{\substack{m=1 \\ m \neq n}}^{\infty} \left[\sum_{n=1}^{\infty} 3V_{+m} I_{+n} \operatorname{sen}((\omega_m - \omega_n)t + \phi_{+m} - \delta_{+n}) \right] \\
&+ \sum_{\substack{m=1 \\ m \neq n}}^{\infty} \left[\sum_{n=1}^{\infty} -3V_{-m} I_{-n} \operatorname{sen}((\omega_m - \omega_n)t + \phi_{-m} - \delta_{-n}) \right] \\
&+ \sum_{m=1}^{\infty} \left[\sum_{n=1}^{\infty} -3V_{+m} I_{-n} \operatorname{sen}((\omega_m + \omega_n)t + \phi_{+m} + \delta_{-n}) \right] \\
&+ \sum_{\substack{m=1 \\ m \neq n}}^{\infty} \left[\sum_{n=1}^{\infty} 3V_{-m} I_{+n} \operatorname{sen}((\omega_m + \omega_n)t + \phi_{-m} + \delta_{+n}) \right] \\
\tilde{q}_x &= \left\{ \bigcup_{m=1}^{\infty} \left[\bigcup_{n=1}^{\infty} 3\sqrt{2} V_{+m} I_{0n} \operatorname{sen}(\omega_n t + \delta_{0n}) \right], \bigcup_{m=1}^{\infty} \left[\bigcup_{n=1}^{\infty} 3\sqrt{2} V_{-m} I_{0n} \operatorname{sen}(\omega_n t + \delta_{0n}) \right], \right. \\
&\left. \bigcup_{m=1}^{\infty} \left[\bigcup_{n=1}^{\infty} 3\sqrt{2} V_{0m} I_{+n} \operatorname{sen}(\omega_m t + \delta_{0m}) \right], \bigcup_{m=1}^{\infty} \left[\bigcup_{n=1}^{\infty} 3\sqrt{2} V_{0m} I_{-n} \operatorname{sen}(\omega_m t + \delta_{0m}) \right] \right\}.
\end{aligned}
\tag{2.33}$$

La primera componente \tilde{q}_0 es la que aparece en el eje homopolar, resulta de la interacción entre armónicos de tensión y corriente de secuencia directa e inversa de igual o diferente frecuencia. Las últimas componentes de la ecuación, indicadas como \tilde{q}_x , son componentes que aparecen en el plano formado por la secuencia directa e inversa pero no están en un eje específico, giran en dicho plano. Corresponden con la generación de oscilaciones en la potencia reactiva instantánea por la interacción entre componentes homopolares de tensión o corriente con componentes de tensión o corriente de secuencia directa e inversa. Estas componentes reactivas provocan aún hoy cierta discusión y son omitidas en ciertas referencias [Aredes1996]. Sin embargo, su existencia ha sido comprobada experimentalmente.

En el apartado siguiente, para facilitar la comprensión de los conceptos anteriormente expuestos, se muestran algunos ejemplos de aplicación de la teoría de potencia instantánea al control de filtros activos bajo diferentes condiciones de carga. En estos ejemplos se han calculado los distintos términos de la potencia activa y reactiva instantánea que desarrollan los distintos elementos del sistema trifásico.

2.2.3 Aplicación de la teoría de potencia instantánea al filtrado

En la **Figura 2.8**, se muestra el esquema de un filtro activo paralelo. Sobre este circuito, se implementarán las estrategias de control basadas en la teoría de potencia instantánea.

En este circuito se sensorá la tensión en el punto de acoplo común filtro–carga y las corrientes de carga, filtro y red. A partir de estas medidas, también se calculará la potencia activa y reactiva instantánea en el lado de carga y en el lado de red. Este cálculo se repetirá para las diferentes condiciones de carga consideradas.

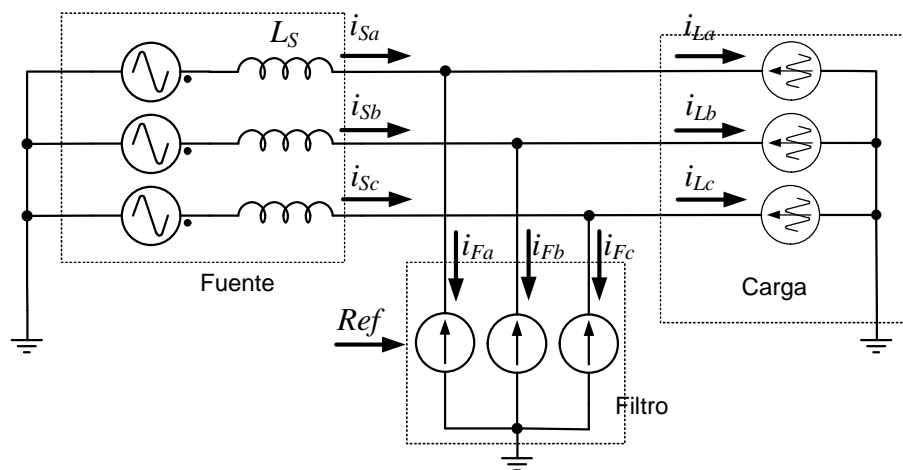


Figura 2.8 Circuito de filtrado activo de prueba.

Para determinar las corrientes que debe inyectar el filtro activo, primeramente se calculará la potencia activa instantánea demandada por la carga, p , y a partir de aquí se calculará la corriente activa, \mathbf{i}_p . Esto es:

$$p = \mathbf{v} \times \mathbf{i} \quad \Rightarrow \quad \mathbf{i}_p = \begin{bmatrix} i_{pa} \\ i_{pb} \\ i_{pc} \end{bmatrix} = \frac{p}{v^2} \mathbf{v}. \quad (2.34)$$

Esta corriente \mathbf{i}_p es la que debe circular en el lado de red para satisfacer la demanda de p por parte de la carga y conseguir un factor de potencia instantáneo igual a 1. El filtro trabaja como fuente de corriente y sus referencias de corriente se calculan como:

$$\mathbf{i}_F = \mathbf{i}_L - \mathbf{i}_p ; \quad \begin{bmatrix} i_{Fa} \\ i_{Fb} \\ i_{Fc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_{La} \\ i_{Lb} \\ i_{Lc} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} i_{pa} \\ i_{pb} \\ i_{pc} \end{bmatrix}. \quad (2.35)$$

Todos los cálculos que realiza esta estrategia de control son instantáneos y por tanto independientes de la frecuencia de la señal o de su forma de onda.

La **Figura 2.9** muestra el resultado de una simulación de un ejemplo muy sencillo, en que la carga es resistiva pura y equilibrada. Las corrientes son senoidales y en fase tanto en el lado de carga como de red. El filtro no actúa. La potencia activa instantánea es constante y la potencia reactiva instantánea vale cero.

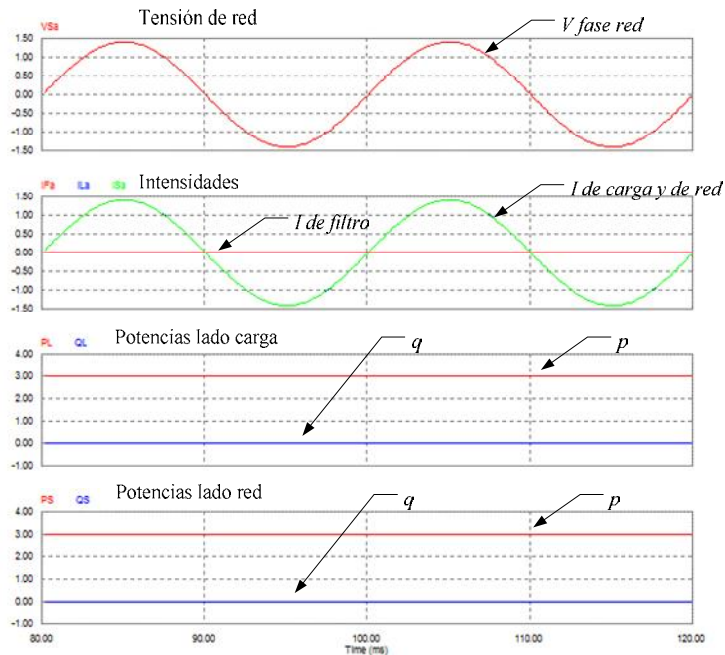


Figura 2.9 Filtro activo con carga resistiva equilibrada.

En la **Figura 2.10** se muestra un caso similar al anterior, pero ahora la carga es resistiva-inductiva. La corriente de carga es senoidal, pero tiene un cierto retraso respecto a la tensión. En el lado de carga, la potencia activa y reactiva instantánea son constantes e iguales al valor calculado de forma clásica. El filtro absorbe la corriente justa para que la corriente que llega a red esté en fase con la tensión. La potencia activa instantánea en el lado de red es la misma que en el lado de carga y la potencia reactiva vale cero. La corriente absorbida por el filtro esta desfasada 90°

con respecto a la tensión; por tanto, no absorbe potencia activa. En este caso, el filtro está actuando como una batería de condensadores para compensar la potencia reactiva de la carga de forma perfecta y autoajutable.

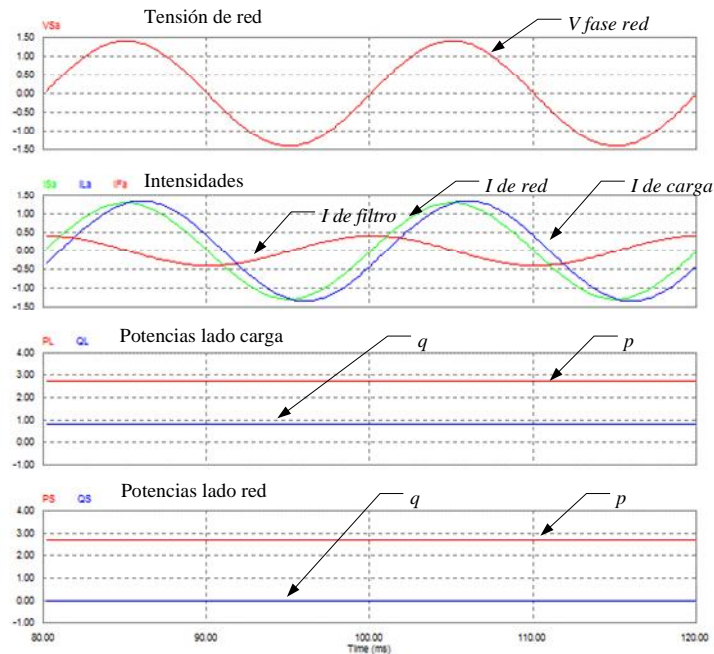


Figura 2.10 Filtro activo con carga resistiva - inductiva.

En la **Figura 2.11**, la carga está constituida por dos resistencias iguales conectadas entre fase y neutro. La tercera fase de la carga está en circuito abierto. En este caso, aunque la tensión de alimentación sea equilibrada de secuencia directa, debido al desequilibrio de la carga, la corriente de carga tiene componentes de secuencia directa, inversa y homopolar. La corriente de carga es senoidal pero no está en fase con la tensión y es diferente en las tres fases. En el lado de carga, se tiene un valor medio de potencia activa instantánea, más una oscilación debida a la componente de secuencia inversa de corriente ($p = \bar{p} + \tilde{p}$). Tras el filtrado, se va a tener la misma potencia activa instantánea en el lado de red. Sin embargo, al existir fluctuaciones de potencia, la corriente del lado de red una vez filtrada no resulta senoidal. En la ecuación (2.10), que determina las corrientes activas en el lado de red, v es constante pero la p fluctúa. Por tanto, las intensidades activas resultantes serán también fluctuantes y la corriente en el lado de red, tras el filtrado, no es senoidal. La

potencia reactiva instantánea en el lado de carga tiene un determinado valor medio acompañado por una oscilación. Estas dos componentes se pueden cancelar totalmente mediante el uso del filtro de corriente. El hecho de que la corriente en el lado de red no sea senoidal, no afecta a la correcta cancelación de la potencia reactiva instantánea.

En el ejemplo anterior, el hecho que p no sea constante provoca distorsión en las corrientes del lado de red. Esta distorsión de corriente puede ser indeseable, pero no se puede eliminar si se mantienen la igualdad entre potencia instantáneas en el lado de red y en el de carga. Si se dispone de elementos almacenadores de energía en el filtro, típicamente condensadores, se puede modificar la estrategia de control del filtro para evitar esta distorsión de corriente.

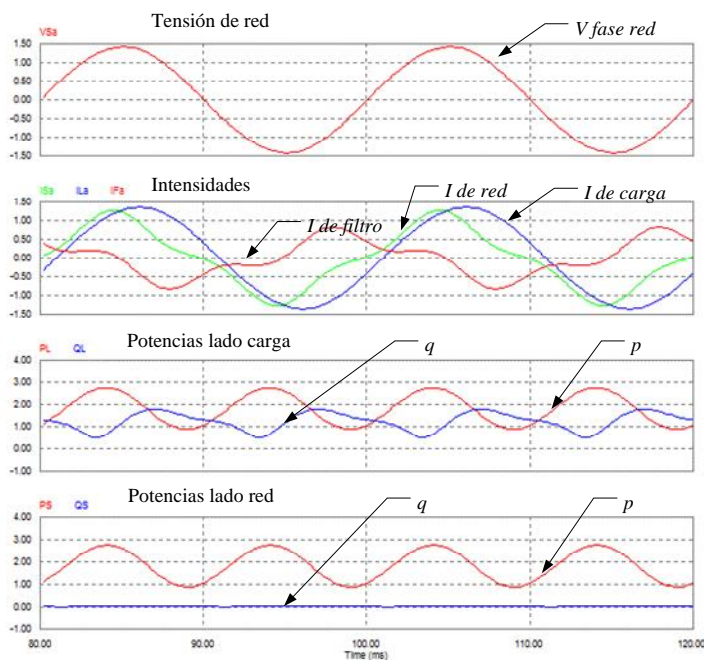


Figura 2.11 Filtro activo con carga bifásica a tierra.

Si en vez de utilizar la ecuación (2.34) para generar las referencias de corriente activa en el lado de red, se utiliza un valor medio de la potencia activa instantánea, se tendrá que:

$$p = \mathbf{v} \times \mathbf{i} \quad \Rightarrow \quad \mathbf{i}_p = \begin{bmatrix} i_{ap} \\ i_{bp} \\ i_{cp} \end{bmatrix} = \frac{\bar{p}}{v^2} \mathbf{v}. \quad (2.36)$$

En este caso, siempre que las tensiones sean senoidales y balanceadas, las corrientes resultantes en el lado de red serán también senoides balanceadas, pues \bar{p} será una constante. En estos ejemplos, no se abordará cómo calcular \bar{p} de una manera óptima, es decir, calculando con precisión el valor medio de la potencia activa instantánea a la vez que se asegura una dinámica adecuada capaz de seguir con rapidez los cambios que experimente la carga. En estos ejemplos, se ha optado por utilizar un sencillo filtro pasa-bajos con una frecuencia de corte de 5 Hz.

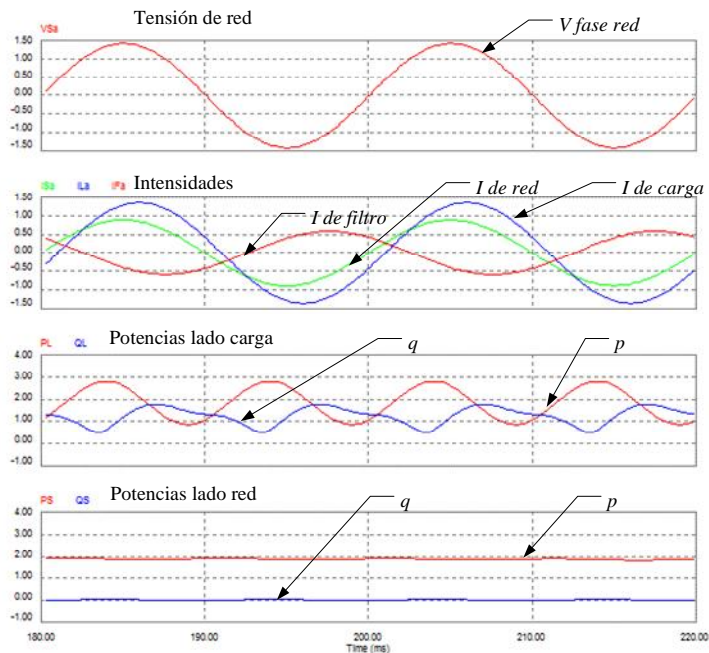


Figura 2.12 Filtro activo con carga bifásica a tierra y control por p media.

La **Figura 2.12** muestra el resultado de la simulación al aplicar la nueva estrategia de control promediada sobre el sistema del ejemplo anterior, con dos fases cargadas con resistencias a neutro. La corriente, la p y la q en el lado de carga son idénticas a las del caso anterior. En este caso, en el lado de red se han eliminado completamente la q y la oscilación de p . La corriente del lado de red esta en fase con la tensión y es

senoidal. En este caso, el filtro está absorbiendo las oscilaciones de potencia activa, lo que obligará a dimensionar adecuadamente el elemento almacenador de energía de forma que las oscilaciones de potencia esperadas no vayan más allá de los límites técnicos aceptables por dicho elemento almacenador.

La **Figura 2.13** muestra las señales de potencia de una red trifásica que alimenta un rectificador trifásico en puente completo con un filtro inductivo de alisado en la parte de continua. La corriente en el lado de carga es rectangular, con un alto contenido de armónicos. Aunque la corriente de carga esté en fase con la tensión, se tiene potencia reactiva instantánea, debido al efecto de los armónicos de corriente. La potencia activa instantánea tiene una pequeña oscilación, pero como esta oscilación es pequeña, se utilizará el primer sistema de control, es decir, se considerará $p_{red} = p_{carga}$, según la ecuación (2.34).

El filtro elimina completamente la q en el lado de red. En los resultados de simulación se aprecia que aparecen unos pequeños picos de q en las conmutaciones de los diodos. Esto es debido a la imposibilidad física de que el filtro activo cambie la consigna de corriente de forma instantánea en dichos instantes. La p en el lado de red y en el lado de carga son idénticas, con una pequeña oscilación. El filtro absorbe una corriente con rápidas variaciones de polaridad, necesarias para que la corriente de red sea casi senoidal. A pesar de todo, esta corriente no es perfectamente senoidal debido a la pequeña oscilación de p . No obstante, se puede considerar que la acción de filtrado es adecuada pues se han eliminado casi totalmente los armónicos de corriente.

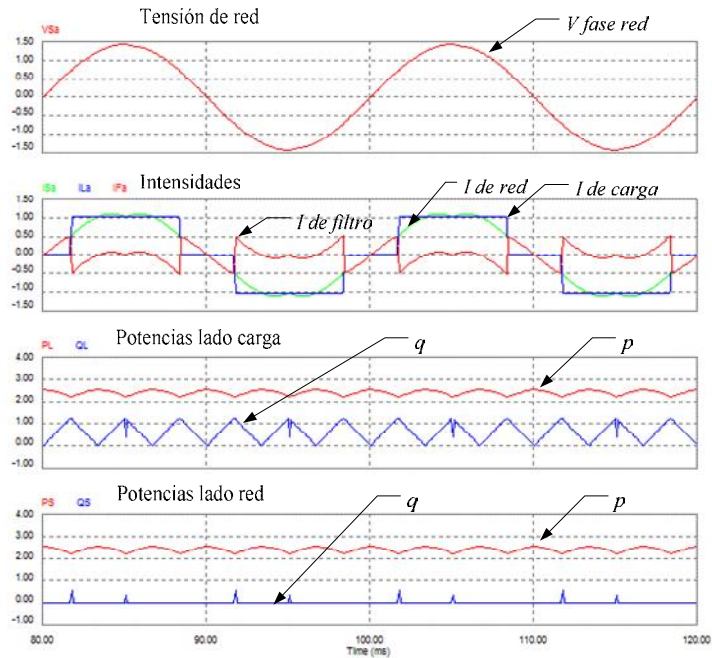


Figura 2.13 Filtro activo con carga de un rectificador con filtro inductivo.

Un caso extremo que hace que la oscilación de p dé como resultado una corriente de red inadmisibles es el mostrado en la **Figura 2.14**. Estos resultados de simulación corresponden al acondicionamiento de la corriente demandada por un puente rectificador de tiristores mediante la acción de un filtro activo gobernado por la estrategia de control en la que $p_{red} = p_{carga}$, según la ecuación (2.34). En este caso, la corriente de carga es rectangular y además desfasada. Se ha utilizado un ángulo de disparo en el puente de tiristores de 45° . Eso hace que tanto p como q , además de ser oscilantes, presenten un cambio brusco de valor. El filtro elimina totalmente q en el lado de red y mantiene el valor de p entre red y carga. Esto hace que la corriente de red, en vez de ser senoidal, presente cambios bruscos, por lo que en el lado de red se siguen teniendo armónicos. La tensión en el punto de acoplamiento común presenta también armónicos debido a las fuertes derivadas en la intensidad consumida de la red. En este caso, se puede decir claramente que la simple eliminación de q no garantiza la eliminación de los armónicos en la corriente de red y por tanto no se consigue una calidad de potencia adecuada.

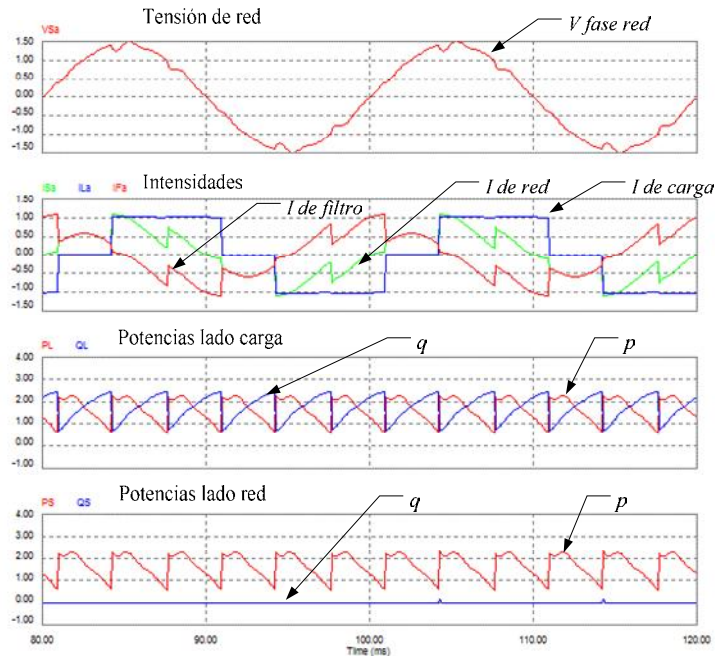


Figura 2.14 Filtro activo con carga de un rectificador controlado.

Si, sobre la misma carga, se aplica el control promediado del filtro activo, en el que se mantiene \bar{p} entre la red y la carga, según indica la ecuación (2.36), se obtienen los resultados mostrados en la **Figura 2.15**. Las potencias activas y reactivas instantáneas del lado de carga, son las mismas que el caso anterior. El filtro cancela completamente la q y absorbe la ondulación de p , lo que da lugar a que la corriente de red sea senoidal y en fase con la tensión. Al no existir armónicos en la corriente de red, las deformaciones de la tensión de red que se tenían en el caso anterior desaparecen.

En este tipo de control, el conjunto carga más filtro, visto desde el lado de red, es equivalente a una carga puramente resistiva y equilibrada que consume una potencia activa instantánea constante de valor \bar{p} . Como se comentó anteriormente, las potencias del lado de red de la **Figura 2.15** presentan algunos picos debido a que el filtro activo sólo puede actualizar las referencias de corriente en instantes discretos, lo cual da lugar a estos errores transitorios. En los sistemas en que se desee que la tensión en el punto de conexión sea claramente senoidal, de frecuencia fundamental y equilibrada, la corriente consumida desde el lado red tendrá que ser también senoidal y equilibrada de la misma frecuencia. Por tanto, la acción de filtrado

conseguirá un resultado correcto a costa de dimensionar adecuadamente el elemento almacenador de energía para poder almacenar las oscilaciones de p sin que dicho elemento almacenador salga de sus márgenes nominales de funcionamiento.

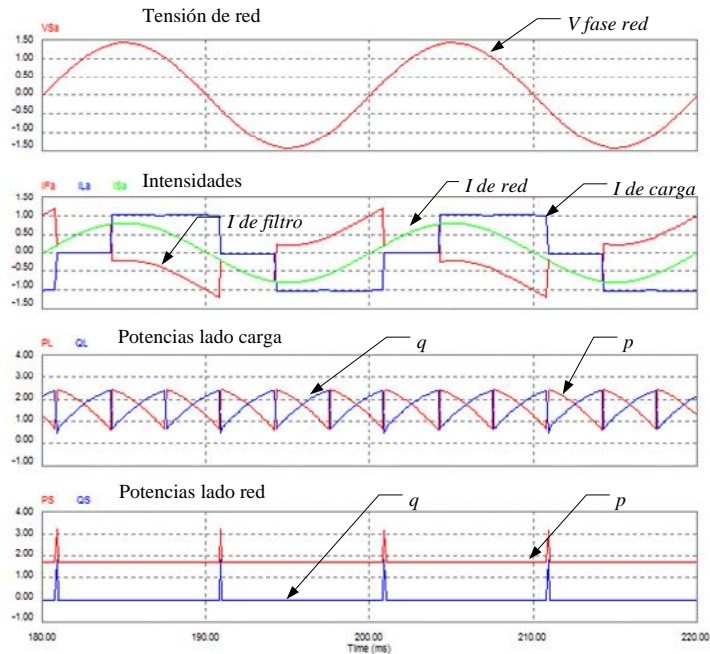


Figura 2.15 Filtro activo con carga de un rectificador controlado con control por \bar{p} .

Un caso más extremo de filtrado puede ser aquél en que la tensión de red presente armónicos o desequilibrio entre fases. En tal caso, aunque el valor de \bar{p} sea prácticamente constante, ni el módulo, ni la velocidad de giro del vector de tensión \mathbf{v} serán constantes. El hecho de que el vector de tensión \mathbf{v} no describa un círculo perfecto hará que las corrientes de consigna calculadas por la ecuación (2.36) no sean senoidales y equilibradas.

La **Figura 2.16** muestra el resultado de simulación de una simple carga RL alimentada por una tensión de red distorsionada por armónicos. En este caso, se utilizará la estrategia de control del filtro activo que mantiene igualadas la p de carga y la de red, según la ecuación (2.34). En este caso, tanto la potencia activa como la reactiva instantánea tienen una oscilación debida a la presencia de armónicos. El módulo de \mathbf{v} también presenta una oscilación por el mismo motivo. El resultado es que la intensidad de referencia para la corriente activa de red tiene una oscilación superpuesta a la corriente de frecuencia fundamental, debida a la oscilación de p y

de v . Una vez filtrada, la corriente en el lado de red es peor que la del lado de carga. A pesar de todo, el filtro cumple su objetivo; es decir, se ha eliminado totalmente la potencia reactiva instantánea en el lado de red.

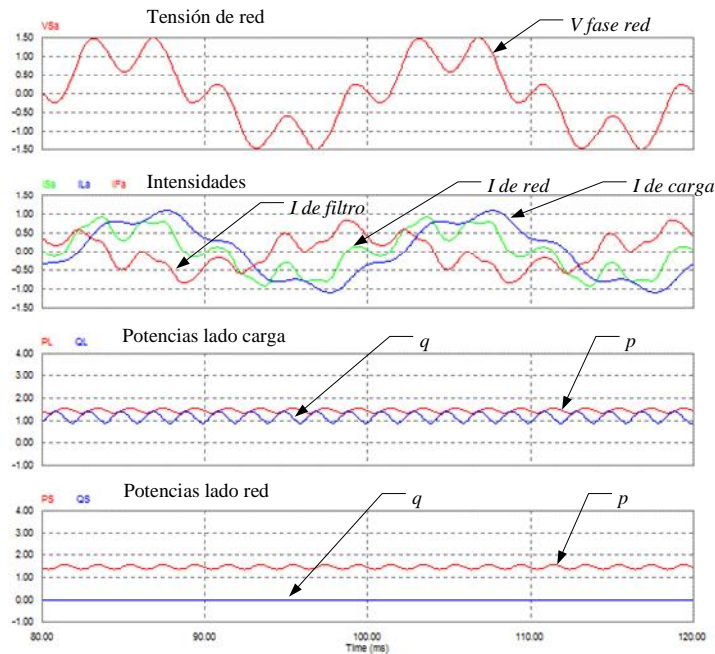


Figura 2.16 Filtro activo con carga RL y tensión de red con armónicos.

En la **Figura 2.17** se muestra otro posible caso de filtrado deficiente. En este caso, se ha utilizado la ecuación de control (2.36), que mantiene igualado el valor medio de p en el lado de red y en el de carga. En este caso, la carga es también un circuito RL y la red presenta un desequilibrio de tensiones como resultado de la presencia de una componente de secuencia inversa de frecuencia fundamental. En la **Figura 2.17** se han representado las tensiones de las tres fases para apreciar el grado de desequilibrio existente. Con la estrategia de control indicada anteriormente, el filtro activo consigue eliminar tanto la q como las oscilaciones de p en el lado de red. Sin embargo, la corriente de red no es senoidal. Aunque p tenga un valor constante, la oscilación que presenta v perturba la forma de las referencias de corriente.

En muchos casos, es preferible que las corrientes sean senoidales de frecuencia fundamental, en lugar de que tiendan a seguir la forma de la tensión de red.

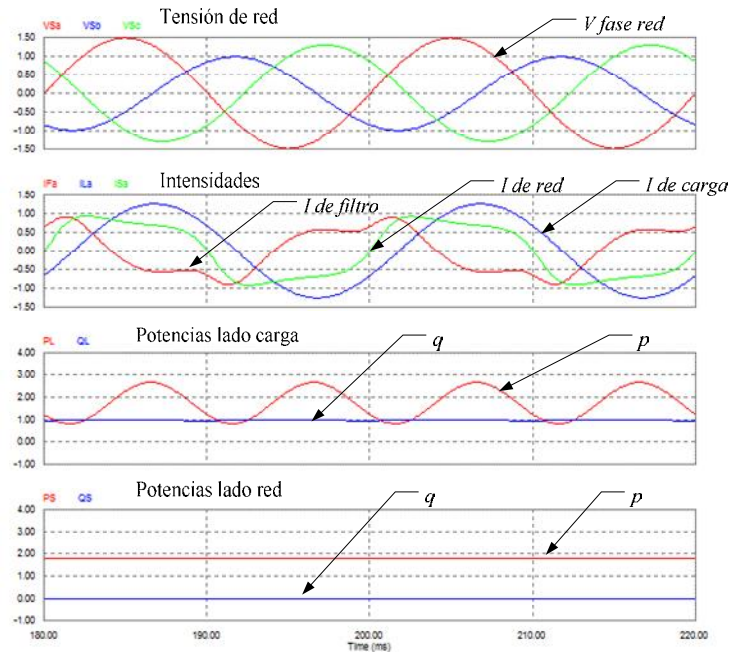


Figura 2.17 Filtro activo con carga RL y tensión de red con secuencia inversa.

Una de las posibles soluciones para corregir este problema es la estrategia de control propuesta en [Rodríguez2005]. En dicha estrategia de control, se aísla la componente de secuencia positiva y de frecuencia fundamental del vector de tensión instantáneo leído por los sensores. Con esta componente de secuencia positiva y frecuencia fundamental, se realizan los cálculos para obtener la referencia de corriente. Con ello, si además se utiliza el valor medio de la potencia activa instantánea para el cálculo de las corrientes de referencia, la corriente resultante siempre será senoidal de la frecuencia fundamental, equilibrada, de secuencia directa y en fase con la tensión de red de secuencia directa.

La forma de calcular las consignas de corriente para el filtro activo será:

$$p = \mathbf{v} \times \mathbf{i} \quad \Rightarrow \quad \mathbf{i}_p = \begin{bmatrix} i_{ap} \\ i_{bp} \\ i_{cp} \end{bmatrix} = \frac{\bar{P}}{(v_{+1})^2} \mathbf{v}_{+1} \quad (2.37)$$

Un tema que no se trata en esta breve introducción de la aplicación de la teoría de potencia instantánea al filtrado activo, es cómo conseguir separar la componente de tensión de secuencia directa y frecuencia fundamental de una tensión de red

distorsionada y cómo este sistema se adapta a las variaciones dinámicas de las diferentes componentes de la tensión. Una solución habitual es sincronizar adecuadamente una PLL con dicha componente de secuencia directa.

Si se aplica esta última estrategia de control a los últimos ejemplos presentados anteriormente, se obtendrán las señales correspondientes a la **Figura 2.18** y la **Figura 2.19**. En estas figuras, la corriente del lado de red cumple con la condición de ser de frecuencia fundamental, secuencia directa y en fase con la tensión de frecuencia fundamental y secuencia directa. En estos casos, no necesariamente se cumple que la potencia activa instantánea del lado de red tenga un valor constante y que la reactiva instantánea tenga un valor cero. La corriente de red, que será I_{+1} , interactúa con los diferentes armónicos de tensión o con sus diferentes secuencias y puede dar lugar a oscilaciones en p y q .

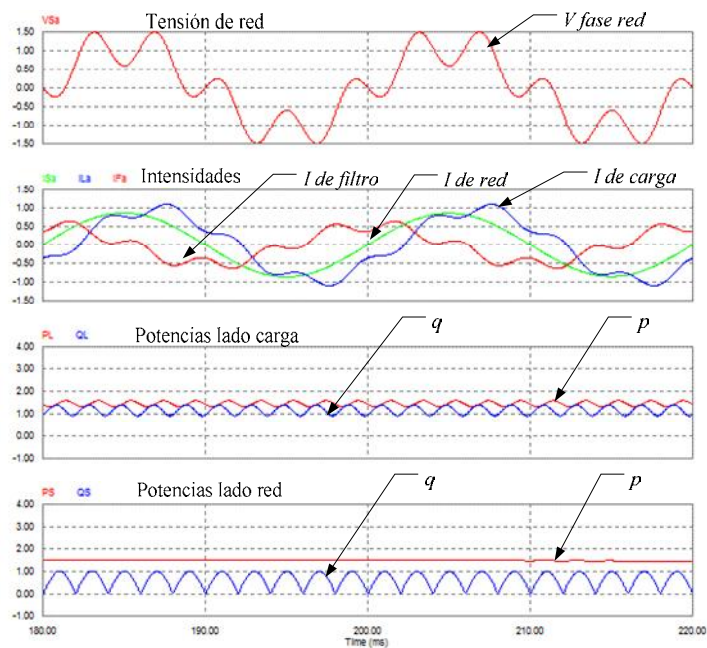


Figura 2.18 Filtro activo con carga RL y tensión de red con armónicos, control por tensión de secuencia positiva.

En la **Figura 2.18** la tensión de red está constituida por una componente fundamental balanceada y de secuencia directa, más un 5° armónico homopolar. Cuando la corriente del lado de red, senoidal balanceada de frecuencia fundamental y secuencia positiva, interactúa con la tensión de red se genera una potencia activa p ,

que en este caso es constante. Además, la interacción de esta corriente con el 5º armónico de la tensión da lugar a una oscilación de q . En la **Figura 2.19**, la tensión de red está constituida por dos componentes de frecuencia fundamental, una de secuencia positiva y otra negativa. La interacción de la corriente de red, senoidal balanceada de frecuencia fundamental y secuencia positiva, con dicha tensión da lugar a un valor constante de p , resultante de la interacción entre I_{+1} y V_{+1} , más oscilación tanto en la potencia activa como reactiva, resultante de la interacción entre I_{+1} y V_{-1} . Es aconsejable consultar las ecuaciones (2.30) a (2.33) para estudiar otras posibles interacciones de tensión y corriente.

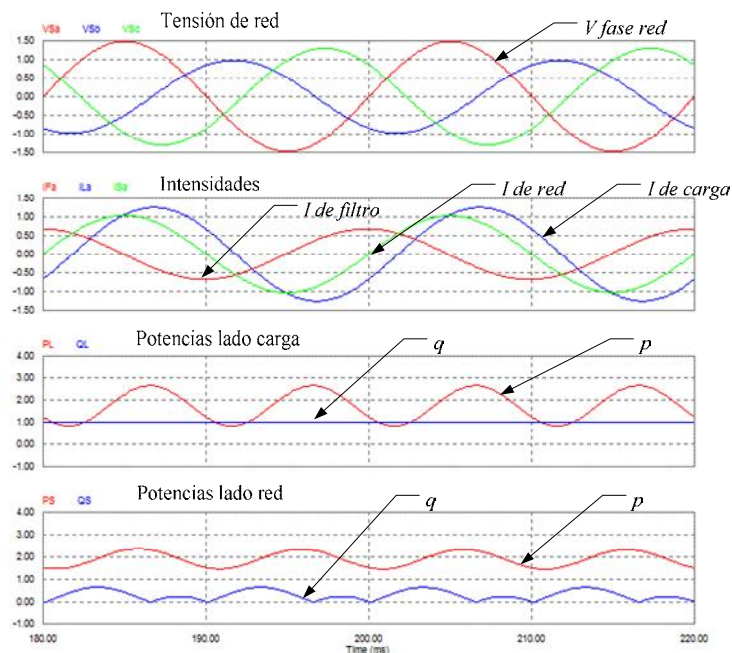


Figura 2.19 Filtro activo con carga RL y tensión de red con secuencia inversa, control por tensión de secuencia positiva.

2.3 Conclusiones

En este Capítulo se han abordado dos temas fundamentales en el estudio de filtros de armónicos, estos son, la problemática de los armónicos en las redes eléctricas y la aplicación de la teoría de la potencia activa instantánea en el filtrado de

perturbaciones en el sistema eléctrico. Las principales conclusiones obtenidas en este Capítulo son:

- i)* La problemática en redes eléctricas debida a las perturbaciones en general y los armónicos en particular ha aumentado mucho en los últimos años y lo seguirá haciendo en los próximos años, tanto a nivel de cargas perturbadoras, como a nivel de cargas y redes sensibles.
- ii)* La distinción entre cargas generadoras de armónicos en fuente de tensión o en fuente de corriente es básica para el correcto filtrado de perturbaciones, independientemente del tipo de filtro a utilizar.
- iii)* La teoría de la potencia activa y reactiva instantánea es básica tanto a nivel conceptual como a nivel de aplicación para el filtrado de todo tipo de perturbaciones. No obstante, dependiendo de los objetivos finales que se fijen para la red, las estrategias de filtrado y las necesidades de elementos almacenadores pueden variar mucho de un caso a otro.
- iv)* Mediante la teoría de la potencia activa y reactiva instantánea, o derivaciones de la misma, es posible diseñar una amplia gama de sistemas acondicionadores activos de red. Con el paso del tiempo, estos sistemas de acondicionamiento activo sustituirán a la mayoría de sistemas clásicos de filtrado.

3 Filtros de potencia

3.1 Introducción

En el Capítulo 2 se han revisado las perturbaciones que pueden existir en la red eléctrica, los principales elementos que las crean y los efectos de estas perturbaciones. Un filtro de potencia ideal debería conseguir que ningún tipo de perturbación llegara a las cargas aguas abajo del filtro. Por tanto, se debería conseguir que las cargas protegidas con el filtro de potencia estuviesen alimentadas por una tensión senoidal perfecta, sin desequilibrios ni fluctuaciones provenientes de la red o de otras cargas. El filtro debería también realizar la función inversa, es decir, si la carga asociada a cierto filtro crease cualquier tipo de perturbación en el punto de conexión a red, esta perturbación no debería propagarse a la red ni a otras cargas.

Desde un punto de vista práctico, los posibles objetivos de un filtro de potencia en un sistema eléctrico se pueden enumerar como:

- Compensación de armónicos.
 - Evitar que los armónicos de corriente que crea la carga fluyan hacia la red.
 - Evitar que los armónicos de tensión que haya en el lado de red afecten a la carga.
 - Evitar que los armónicos de tensión que fuerza la carga afecten a la tensión de red y creen corrientes armónicas en ésta.
- Compensación de la potencia reactiva.
- Compensación de los desequilibrios de la carga.
 - Balancear cargas con consumos de corriente desequilibrada, con componentes de secuencia negativa y homopolar.
 - Acondicionar cargas con variación de consumo fluctuante, que puedan dar lugar a flickers en la tensión del lado de red
- Regulación de la tensión.

- Compensar desequilibrios de las tensiones de las fases en el lado de red.
- Compensar de las variaciones de tensión en el lado de red, estabilización de la tensión.

Si bien todas las características anteriores son deseables, sólo son alcanzadas por algunas topologías de filtros activos. Desde un punto de vista clásico, un filtro de potencia sólo debe participar en la compensación de los armónicos de la carga.

Existen diferentes formas de clasificar los filtros de potencia. A continuación se muestran las más habituales. La primera clasificación tiene en cuenta la existencia de elementos pasivos y activos. Esta clasificación da como resultado tres tipos de filtros:

- Filtros pasivos. Son filtros en los que sólo hay elementos pasivos (bobinas, condensadores y resistencias). El filtro pasivo más popular consiste en un circuito LC serie sintonizado a una determinada frecuencia de resonancia. Este filtro se conecta en paralelo con la red y absorbe armónicos a dicha frecuencia de resonancia.
- Filtros activos. Son filtros en los que el elemento principal de filtrado es una fuente de tensión o de corriente controlable. En estos filtros, los elementos pasivos solo realizan funciones auxiliares. El filtro activo más popular es el formado por una fuente de corriente en paralelo con la red, la cual absorbe todas las perturbaciones de corriente que se tengan en su punto de acoplo.
- Filtros híbridos. Son aquellos filtros en los que la acción de filtrado se reparte entre sus elementos pasivos y activos. Los filtros híbridos también pueden entenderse como aquéllos en los que la acción de filtrado se realiza mediante los elementos pasivos, mientras que los elementos activos actúan como dispositivos de control de los anteriores, haciendo que la acción de filtrado sea más efectiva. Esta Tesis Doctoral desarrolla un nuevo filtro híbrido, el cual está formado por un filtro pasivo LC más una fuente de tensión. La principal ventaja del filtro híbrido es la economía conseguida en el elemento activo.

Otra posible clasificación de los filtros de potencia es según el número de hilos útiles de la red sobre la que se aplica. Esta clasificación es especialmente útil si el

filtro se estudia a partir de las diferentes topologías del convertidor electrónico [Al-Haddad1999]. Esta clasificación será:

- Filtros monofásicos
- Filtros trifásicos a tres hilos
- Filtros trifásicos a cuatro hilos.

En un filtro pasivo paralelo no hay diferencias apreciables en el diseño de un filtro monofásico o trifásico. En filtros activos o híbridos, se pueden utilizar diferentes topologías de convertidores para cada caso. Los sistemas de sincronización con red también son diferentes en filtros monofásicos o trifásicos equipados con convertidor. En estos filtros, activos e híbridos, la estrategia de control y sus objetivos pueden ser muy diferentes. En un sistema trifásico a tres hilos pueden aparecer desequilibrios entre las fases, lo que da lugar a componentes de secuencia negativa. Cuando se trabaja con sistemas de cuatro hilos, aparecen también componentes de secuencia homopolar.

Otra posible clasificación puede surgir a partir del número de elementos activos y pasivos necesarios en el filtro de potencia. En la **Figura 3.1**, se muestran 6 posibles ejemplos de esta clasificación. A la izquierda, se tienen filtros pasivos con un elemento filtrante (a), con dos elementos filtrantes (b) y con tres elementos filtrantes (c). En la parte derecha, se muestran tres topologías de filtros activos con un elemento filtrante (d), dos elementos filtrantes (e) y tres elementos filtrantes (f).

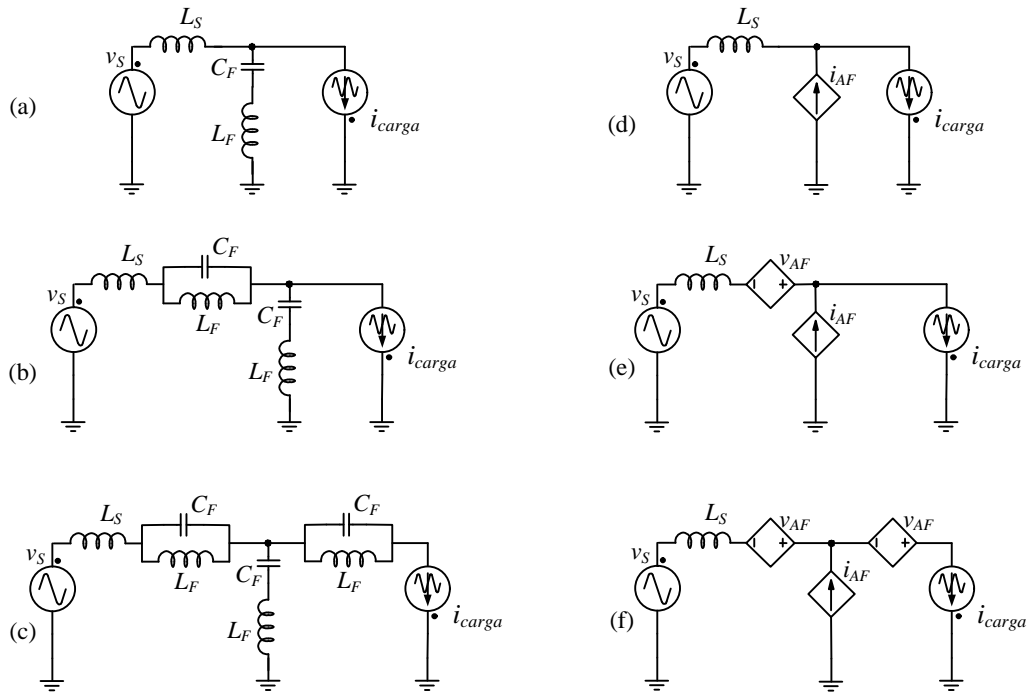


Figura 3.1 Ejemplos de topologías de filtros de uno, dos y tres elementos.

Analizando solo los filtros monofásicos, en [Senini2002] se describen ocho posibles combinaciones de filtros híbridos formados por un elemento activo y uno pasivo, así como dieciocho topologías formadas por dos elementos pasivos y uno activo.

En [Al-Haddad2005], el Autor analiza diferentes combinaciones de filtros monofásicos e identifica: *i*) dos topologías prácticas para filtros pasivos de dos elementos, *ii*) dos topologías para filtros pasivos de tres elementos (la estructura en π y en T), *iii*) ocho topologías para filtros híbridos de un elemento activo y uno pasivo, *iv*) dieciséis topologías de filtros híbridos que consten de tres elementos, dos pasivos y uno activo, *v*) dieciséis topologías de filtros híbridos que consten de tres elementos, uno pasivo y dos activos, *vi*) dos topologías de filtros activos de dos elementos y por último, *vii*) dos topologías de filtros activos de tres elementos (nuevamente con estructuras en π y en T). Los filtros de cualquier tipo de más de tres elementos filtrantes se consideran poco prácticos y antieconómicos.

En [Peng2001], se muestran veintidós topologías prácticas de filtros de potencia de uno y dos elementos. En este caso, se realiza una clasificación de los filtros desde un punto de vista práctico. Se indican qué filtros son los mejores para acondicionar cargas en fuente de corriente y en fuente de tensión. Se caracterizan los filtros según la potencia de sus elementos pasivos y activos, lo que repercute directamente en su

coste. Por último, también se clasifican los filtros según sus características de filtrado, indicando si absorben o aíslan armónicos, si compensan o no reactiva, evaluando su ancho de banda de filtrado y resaltando las ventajas o inconvenientes de su uso. Esta es la estructura de análisis de filtros de potencia que se va a adoptar en el presente Capítulo. No se van a analizar todas las posibles topologías existentes, si no sólo aquéllas de uso más extendido. En el caso de topologías que tengan dos estructuras complementarias, paralelo y serie, se mencionarán ambas estructuras, pero solo se estudiará en detalle una de ellas, extendiendo los resultados obtenidos a ambas topologías.

En el presente Capítulo se realizará un estudio general de filtros pasivos, activos e híbridos. En los filtros estudiados se analizará:

- Potencia de los elementos filtrantes, tanto pasivos como activos.
- Capacidad y tipo de filtrado de armónicos.
- Capacidad de compensación de reactiva o de su regulación.
- Tipo de carga a la que va destinado (en fuente de tensión o de corriente).
- Características especiales que presenta una topología en particular (problemas, ventajas, filtrado de otro tipo de perturbaciones, resistencia a sobretensiones o cortocircuitos, costes, ...).

En este Capítulo no se estudiarán las etapas de control de los diferentes filtros. Se considerará que se dispone de un control ideal, en el que se pueden aislar los armónicos que se deseen y en el que no existen retardos, o en el que éstos son despreciables a efectos prácticos. La etapa de control del filtro de potencia necesitará un estudio particular, ya que, como se demuestra en casi todas las referencias bibliográficas sobre filtros activos, una misma topología de filtro de potencia puede dar lugar a resultados muy diferentes en función de la estrategia de control elegida. Teóricamente, un filtro activo paralelo podría conseguir un THD igual a cero cuando se aplica sobre una carga generadora de armónicos. En la práctica sin embargo, hay que tener en cuenta múltiples factores, como son la topología del filtro, la del inversor real, la estrategia de control, su implementación, etc. Las no idealidades de cada uno de estos factores hacen que en la práctica siempre resulten THD mayores de cero en la aplicación de filtros activos.

3.2 Filtros pasivos

Este apartado comienza con el estudio del filtro pasivo paralelo, representado en la **Figura 3.2(a)**. Este es el filtro pasivo más habitual del mercado y, debido a su sencillez, resulta adecuado para iniciar el estudio de los filtros de armónicos.

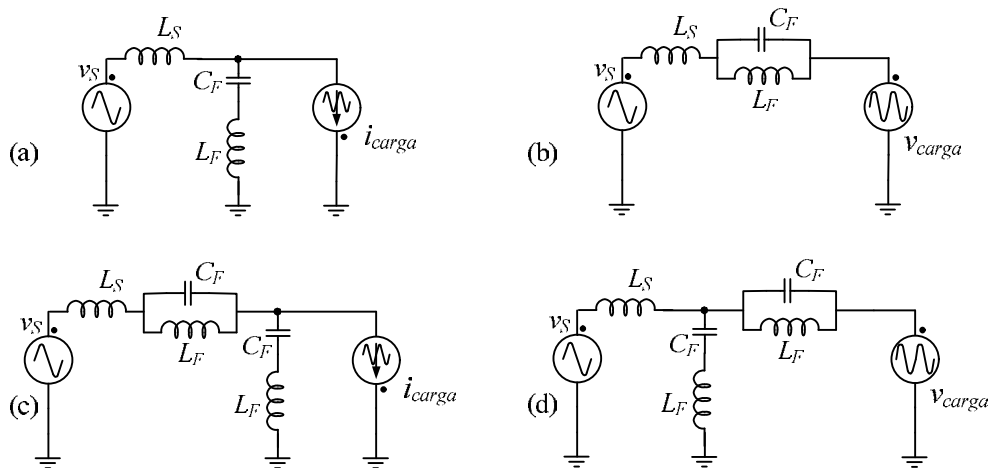


Figura 3.2 Estructuras básicas de filtros pasivos.

Para que el estudio de los filtros y su comparación se pueda generalizar fácilmente, el análisis se va a realizar en valores unitarios y considerando filtros monofásicos. Las especificaciones trifásicas se reservarán sólo para aquellos casos en los que sea realmente necesario. Se adoptará el valor eficaz de la tensión de fase de la fuente como tensión de base. La corriente total a filtrar constituirá la corriente de base. La frecuencia de base será la de la red, por defecto 50 Hz.

3.2.1 Filtro pasivo paralelo

El filtro pasivo paralelo es un filtro de absorción de armónicos. Este filtro ofrece un camino de baja impedancia a los armónicos de corriente procedentes de la carga. El filtro pasivo paralelo está formado por un circuito serie LC que presenta muy baja impedancia a la frecuencia de resonancia ω_r . Cuando este filtro se conecta en una red de potencia, se comporta como un divisor de corriente entre su propia impedancia y la impedancia de red, lo cual es un inconveniente, ya que el grado de filtrado depende de la impedancia de red y no sólo del filtro en sí.

En su uso práctico, este tipo de filtro está indicado para cargas que actúan como fuente de corriente (por ejemplo, rectificadores con gran inductancia de filtrado). En el caso de utilizar estos filtros con cargas en fuente de tensión (por ejemplo,

rectificadores con grandes condensadores de filtrado en el lado de continua), podría ser necesario añadir en serie con la carga una inductancia de alisado. De esta manera se evita que la carga absorba mayores picos de corriente y más armónicos, ya que el valor de la impedancia del lado de red ha disminuido al añadir el filtro. Un valor óptimo para esta inductancia de alisamiento está en torno al 4 % de la impedancia nominal de la carga [Santoso2002]. El filtro pasivo paralelo se usa simultáneamente para absorber armónicos y para compensar parcialmente potencia reactiva. Muchos de estos filtros se seleccionan y se diseñan en base a las necesidades de potencia reactiva del sistema y al tamaño de la batería de condensadores que se deba instalar para compensarla. Habitualmente, la compensación de reactiva que realizaba una parte de la batería de condensadores es reasignada a un filtro paralelo de armónicos [Balcells2001]. Generalmente, la corriente reactiva asociada a estos filtros es del orden del 50% de la corriente nominal del filtro.

Estos filtros pasivos, a pesar de su principio de funcionamiento simple y de aparentar sencillez en su diseño, requieren un estudio previo para su instalación en la red donde se van a conectar, ya que pueden dar problemas de resonancia con la impedancia de red, con otros filtros instalados o con las baterías de condensadores.

Si la corriente de la carga engloba más de un solo armónico, se deben instalar varios filtros en paralelo como el mostrado en la **Figura 3.3(a)**. En esta solución, se deben instalar tantos filtros sintonizados en paralelo como armónicos se deseen eliminar, normalmente el 5°, 7°, 11° y 13°. Para armónicos de orden superior y de amplitud relativa pequeña, se suele instalar un filtro pasivo pasa altos. Cada una de estas ramas del filtro debe soportar la corriente del armónico que filtra y su proporción de corriente reactiva de frecuencia fundamental. Como la potencia de los elementos pasivos de estas ramas está estandarizada comercialmente, una rama sintonizada a un armónico puede constar a su vez de varias subramas idénticas, hasta sumar la corriente total necesaria.

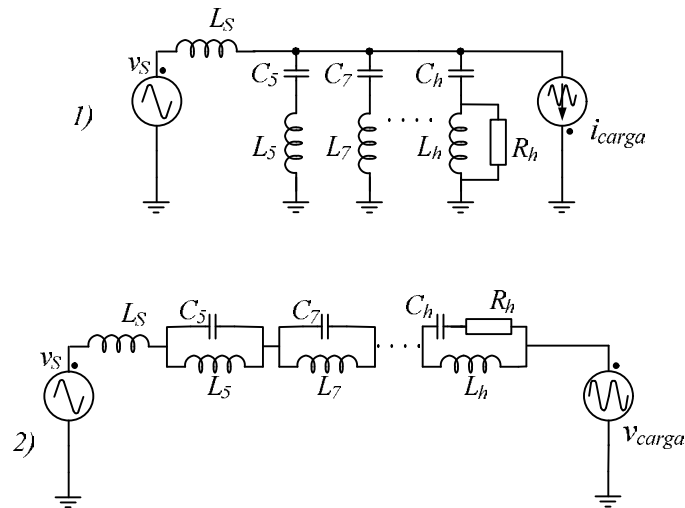


Figura 3.3 Filtro pasivos de múltiples frecuencias de resonancia.

La impedancia de este filtro se puede expresar como:

$$Z_F = j\left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right). \quad (3.1)$$

Esta impedancia tiene valor cero para la frecuencia de resonancia ω_r .

$$\omega_r = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad ; \quad f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (3.2)$$

En la expresión (3.1), se ha despreciado la resistencia serie de la bobina, que es el valor residual real de la impedancia del filtro a la frecuencia de resonancia. En la **Figura 3.4**, se muestra la evolución de la impedancia de este filtro en función de la frecuencia, así como la evolución de la componente de impedancia debida a la inductancia y al condensador. En esta figura, también se muestra el cambio de fase que se da a la frecuencia de resonancia (de -90° a $+90^\circ$). Para frecuencias menores a la frecuencia de resonancia, el filtro se comporta como una impedancia capacitiva y para frecuencias mayores, como una impedancia inductiva.

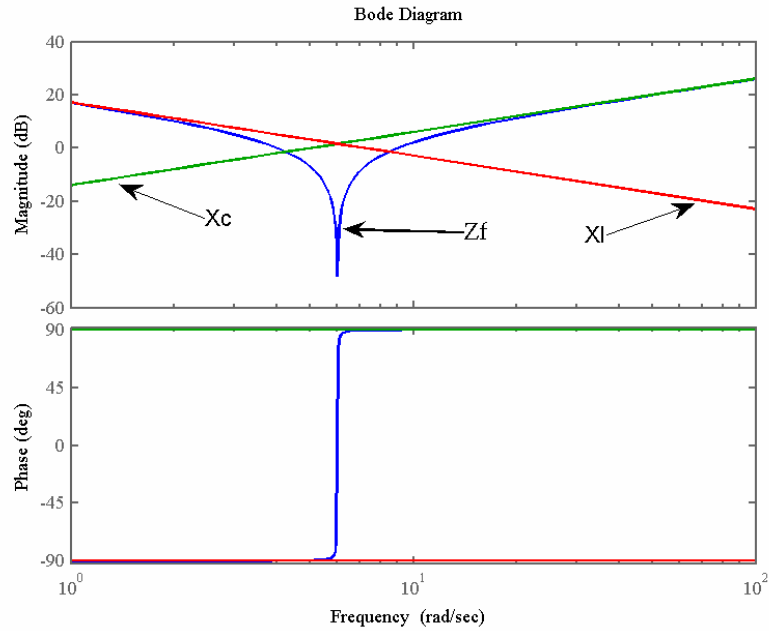


Figura 3.4 Impedancia de un filtro pasivo serie LC.

Para hacer el análisis se expresarán las frecuencias en valor relativo con respecto a la frecuencia de resonancia, es decir:

$$n = \frac{\omega}{\omega_{res}} \quad , \quad n_s = \frac{\omega_s}{\omega_{res}} \quad (3.3)$$

donde ω_{res} es la frecuencia de resonancia del filtro LC, n es el valor relativo de frecuencia ω respecto a la de resonancia, ω_s es la frecuencia fundamental de la fuente y n_s es el valor relativo de esta frecuencia. La impedancia de los elementos del filtro se puede expresar en función de este valor de frecuencia relativa como:

$$\begin{aligned} X_L &= j\omega L = jn\omega_{res}L = \frac{jnL}{\sqrt{LC}} = jn\sqrt{\frac{L}{C}} = jnZ_C, \\ X_C &= \frac{1}{j\omega C} = \frac{1}{jn\omega_{res}C} = \frac{\sqrt{LC}}{jnC} = \frac{1}{jn}\sqrt{\frac{L}{C}} = \frac{1}{jn}Z_C, \end{aligned} \quad (3.4)$$

donde aparece Z_C , que es la impedancia característica del filtro pasivo. Por tanto, la impedancia total del filtro se puede representar como:

$$Z_F = j\left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right) = j\left(nZ_C - \frac{1}{n}Z_C\right) = jZ_C\left(n - \frac{1}{n}\right). \quad (3.5)$$

El parámetro n vale uno a la frecuencia de resonancia y la impedancia del filtro es cero para esa frecuencia. A partir de esta expresión, se van a derivar los parámetros más importantes en el diseño de un filtro pasivo paralelo y se resaltarán la importancia que tiene el valor de Z_C . Si se calcula la corriente y la potencia reactiva consumida por el filtro a la frecuencia fundamental de red, se tiene que:

$$I_S = \frac{U_S}{Z_F} = \frac{U_S}{jZ_C \left(n_S - \frac{1}{n_S} \right)} \cong j \frac{U_S}{Z_C} n_S, \quad Q_S = \frac{U_S^2}{Z_F} = \frac{U_S^2}{Z_C \left(n_S - \frac{1}{n_S} \right)} \cong -\frac{U_S^2}{Z_C} n_S = -\frac{U_S^2}{Z_C h_{res}}, \quad (3.6)$$

donde $h_{res}=1/n_S=\omega_{res}/\omega_S$ es el orden armónico de la frecuencia de resonancia del filtro. En los filtros pasivos paralelo más comunes, de 5° y 7° armónico, el error cometido por la aproximación realizada en (3.6) es de un 4% y 2%, respectivamente. Este error decrece para filtros de mayor orden armónico. Los valores típicos de la Z_C , en valor unitario, están en torno a 0,25 y 0,4. En muchas ocasiones, si el diseño se realiza a partir de los valores de la potencia reactiva que se quiere compensar, el valor de Z_C sube hasta 0,5 p.u.. Como ejemplo, si se quisiera un filtro de 7° armónico, con una absorción de reactiva de 0,5 p.u. y suponiendo que la tensión de red es de 1 p.u., el valor de Z_C sería de 0,29 p.u.. Si se hace lo mismo para el 5° armónico, el valor de Z_C sería de 0,41 p.u. y para un filtro de 3^{er} armónico, se tendría una Z_C de 0,75 p.u.. Como se puede apreciar, el valor de las inductancias del filtro es proporcional a Z_C e inversamente proporcional a la frecuencia de resonancia, lo cual hace casi prohibitivo la construcción de filtros para el 3^{er} armónico. Si, para un valor dado de absorción de reactiva, se tomara como base la inductancia necesaria para el filtro de 7° armónico, la inductancia necesaria para el filtro de 5° armónico sería el doble y la necesaria para el filtro de 3^{er} armónico sería 6 veces mayor.

Dentro de los problemas que presentan los filtros pasivos paralelos para la absorción de armónicos, cabe destacar los siguientes:

a) El grado de filtrado depende de la impedancia de red. La impedancia de red se suele calcular a partir del valor de la potencia de cortocircuito de la red, de la forma:

$$Z_{red} = \frac{U_S^2}{S_{CC}}. \quad (3.7)$$

En el caso de que la potencia de una determinada carga coincida con la potencia del transformador que la alimenta, la S_{CC} suele ser, como mínimo, entre 10 y 20 veces

mayor que la potencia de dicha carga. En muchos casos, sin embargo, la potencia del transformador, o de la red, que alimenta la carga es mucho mayor. Por tanto, en valor unitario, se tendrá que $Z_{red} \leq 0,05$. Para simplificar, se supondrá que la impedancia de red es puramente inductiva. Esta impedancia, vista desde la carga, queda en paralelo con la impedancia del filtro y forma con él un divisor de corriente. La relación entre la corriente armónica de carga de orden h I_{Lh} y la parte de ésta corriente que llega a la red viene dada por:

$$I_{Sh} = I_{Lh} \frac{Z_F}{Z_F + Z_{redh}}. \quad (3.8)$$

Teóricamente, a la frecuencia de resonancia, la impedancia del filtro debería estar únicamente constituida por la resistencia de la bobina. Sin embargo, la frecuencia de resonancia real del filtro no suele coincidir exactamente con el armónico que se desea eliminar; lo que da lugar a que el grado de filtrado dependa mucho de la impedancia de red. En sistemas eléctricos con impedancias muy bajas, tales como redes fuertes, se suele añadir una impedancia serie aguas arriba del filtro pasivo para mejorar el grado de filtrado.

b) Aparecen resonancias paralelo con la impedancia de red. La impedancia de la red, vista desde la carga, está en paralelo con la impedancia del filtro y ambas forman un tanque resonante que presenta alta impedancia a una frecuencia ligeramente inferior a la de resonancia del filtro pasivo LC. En el caso de que esta frecuencia de resonancia coincida con la de algún armónico de corriente que también esté presente en la red, se pueden producir sobretensiones indeseables en bornes del filtro pasivo paralelo, las cuales pueden acabar destruyéndolo. Esto hace, por ejemplo, que haya que extremar las precauciones al instalar un filtro pasivo paralelo sintonizado al 7° armónico si en la red hay algo de 5° armónico, ya que el pico de resonancia paralelo con la red podría coincidir con dicho 5° armónico.

Otro problema derivado del fenómeno anterior se da si, como consecuencia de las tolerancias de los componentes, el filtro presentase una frecuencia de resonancia ligeramente superior a la deseada. En ese caso, la resonancia paralelo con red podría presentarse a la frecuencia del armónico que se quería eliminar. Por tanto, en vez de conseguir un camino de baja impedancia, lo que se obtendría sería un circuito tapón de muy alta impedancia para dicho armónico. Este fenómeno indeseable implicaría serios riesgos para el filtro y para la red. En la práctica, los filtros pasivos se diseñan para frecuencias ligeramente inferiores a la frecuencia del armónico a eliminar con el objetivo de solventar este problema.

La frecuencia del pico de resonancia paralelo con la inductancia de red se calcula como:

$$\omega_{res FS} = \frac{1}{\sqrt{(L_F + L_S)C_F}} = \omega_{res} \sqrt{\frac{L_F}{L_F + L_S}}. \quad (3.9)$$

En esta ecuación, $\omega_{res FS}$ es la frecuencia de resonancia paralelo del filtro con la red y ω_{res} es la frecuencia de resonancia propia del filtro. L_S es la inductancia de red y L_F y C_F son los componentes del filtro. Habitualmente, L_S es mucho menor que L_F . con lo que la frecuencia de resonancia paralelo aparece muy cercana (por debajo) a la frecuencia de resonancia del filtro pasivo paralelo.

La **Figura 3.5(a)** muestra la impedancia del conjunto filtro–red, vista desde la carga, para diferentes valores de potencia de cortocircuito de la red. En este ejemplo, se ha considerado un filtro sintonizado al 7° armónico, con una impedancia característica de 0,3 p.u. y unos valores de impedancia de red de 0,1, 0,05 y 0,01 p.u.. En la **Figura 3.5(a)**, se pueden observar los picos de baja impedancia, correspondientes a la resonancia del filtro, y los picos de alta impedancia, correspondientes a la resonancia paralelo entre el filtro y la red. Se puede observar también en esta figura el movimiento del pico de resonancia paralelo en función de la impedancia de red. La **Figura 3.5(b)** representa la impedancia de un filtro de varias etapas. En este caso, se han considerado filtros sintonizados al 5°, 7° y 11° armónico. Para la obtención de la **Figura 3.5** se ha considerado el peor de los casos, es decir, la resistencia de la red y del filtro son despreciable y la carga resistiva paralelo es también despreciable.

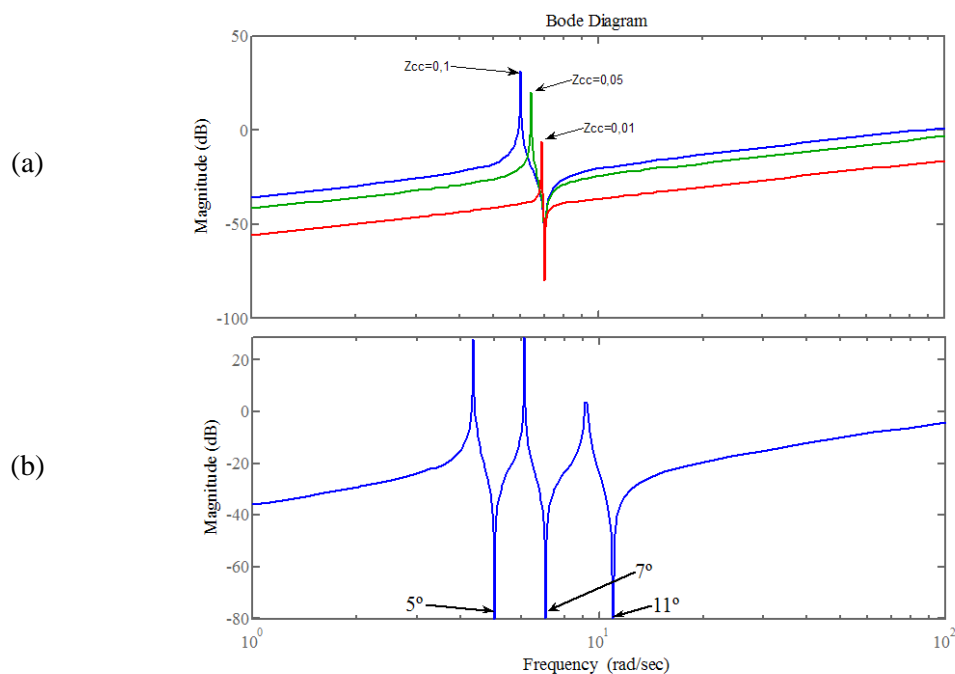


Figura 3.5 Impedancia vista desde la carga del conjunto filtro - red.

c) Aparecen resonancias serie desde el lado de red. El conjunto constituido por la impedancia de red más el filtro pasivo, visto desde la propia fuente, forma un circuito resonante serie LC de muy baja impedancia con una frecuencia de resonancia que es ligeramente inferior a la frecuencia de resonancia del propio filtro pasivo. Dicha frecuencia de resonancia serie se calcula también mediante la ecuación (3.9) y por tanto, también varía con la potencia de la red.

Si la tensión de la red presenta un armónico que coincida con esta frecuencia de resonancia serie, la intensidad que absorberá el filtro pasivo de la red será muy grande, pudiendo llegar a destruirse. Este fenómeno es especialmente problemático en redes eléctricas con múltiples cargas productoras de armónicos. En ese caso, es posible que tras hacer un estudio detallado de los armónicos asociados a una determinada carga para diseñar e instalar el correspondiente filtro pasivo, dicho filtro resuene, y hasta se destruya, debido los armónicos de tensión que aparecen en la red como consecuencia de la corriente armónica solicitada por otra carga distorsionante cercana.

d) Se produce variación de la frecuencia de resonancia del filtro pasivo debido a la tolerancia de sus componentes. Los componentes pasivos que se utilizan en la fabricación de los filtros, bobinas y condensadores, presentan una tolerancia de

fabricación que ronda el $\pm 3\%$ para las bobinas y el -5% a $+10\%$ para los condensadores. Además, el valor de los condensadores presenta cierta deriva con la temperatura y con el envejecimiento. Estos factores hacen que la frecuencia de sintonización del filtro pasivo no sea exacta y que pueda variar con el tiempo. Considerando las tolerancias antes citadas, la frecuencia de resonancia del filtro se puede desviar un $\pm 5\%$ de los valores previstos en su diseño. Esto puede implicar una reducción de los armónicos absorbidos por el filtro. Esta deriva de la frecuencia de resonancia tendrá consecuencias más graves si alguna de las frecuencias parasitas descritas anteriormente coincide con algún armónico presente en la red, lo que produciría la sobrecarga del filtro y de la red.

Por todo ello, los filtros pasivos suelen sintonizarse a una frecuencia de resonancia ligeramente inferior a la teórica del armónico a eliminar, del orden del 5 % inferior.

Todos estos problemas hacen que el diseño y la instalación de filtros pasivos paralelo no sea tan trivial como en principio puede parecer y hace que estos filtros no acaparen mayoritariamente el mercado del acondicionamiento de potencia a pesar de ser los más económicos.

Uno de los parámetros importantes en el diseño de un filtro pasivo es el factor de calidad del mismo. Este factor se define como la relación entre la resistencia del filtro y su reactancia a la frecuencia de resonancia. Esto es:

$$Q = \frac{X_L}{R} = \frac{X_C}{R} = \frac{\omega_{res} L}{R} = \frac{1}{R \omega_{res} C} = \frac{Z_C}{R}. \quad (3.10)$$

De manera más general, el factor de calidad se define como la relación entre la energía almacenada en el filtro y la energía disipada en un periodo, es decir:

$$Q = \frac{2\pi \text{ Energía Almacenada}}{\text{Energía Disipada por periodo}}. \quad (3.11)$$

Aunque se puede diseñar un filtro pasivo con un factor de calidad óptimo [Arrillaga2003], en la práctica se suelen fijar valores de Q mayores que los teóricos para minimizar las pérdidas de potencia en el filtro. El valor elegido para el factor de calidad en los filtros pasivos de baja tensión viene determinado por las pérdidas en el cobre y en el hierro de las inductancias. Estas pérdidas están directamente relacionadas con aspectos térmicos y económicos. El valor típico del factor de calidad en inductancias comerciales a la frecuencia de red está entre 20 y 60.

La conexión a red de un filtro pasivo producen la circulación de corriente transitoria oscilante a la frecuencia de resonancia, cuyo valor es varias veces el nominal, pero que se amortigua rápidamente y no supone ningún problema adicional en el diseño del filtro ni en la selección de sus componentes.

La potencia total del filtro pasivo viene determinada por la corriente que absorbe a la frecuencia fundamental más la que absorbe a la frecuencia armónica, esto es:

$$S_F = U_S I_F = U_S \sqrt{I_1^2 + I_h^2} \quad (3.12)$$

La bobina del filtro se selecciona por su valor de inductancia y por la corriente eficaz que debe soportar. Mientras que el condensador, además de por su valor de capacidad, se tiene que seleccionar por la corriente que soporta y por la tensión que aparece en bornes, que es ligeramente superior a la de red.

3.2.2 Filtros pasivos serie

El filtro pasivo serie es un filtro de rechazo de armónicos. Presenta una alta impedancia para los armónicos procedentes de la carga. Está formado por un filtro LC paralelo que presenta muy alta impedancia a la frecuencia de resonancia ω_r . En su uso práctico, este tipo de filtro está indicado para cargas que actúan como fuente de tensión, como es el caso de los rectificadores con condensador de filtrado en el bus de continua. Este tipo de filtro se representa en la **Figura 3.2(b)**.

Si la corriente solicitada por la carga engloba más de un solo armónico, se deben instalar varios filtros en serie; como los mostrados en la **Figura 3.3(b)**. En esta solución, se deben instalar en serie tantas secciones de filtros sintonizados como armónicos se deseen eliminar (habitualmente el 5°, 7°, 11° y 13°). Para armónicos de orden superior y de menor amplitud relativa, se suele instalar un filtro pasivo de rechazo de altas frecuencias. Cada una de estas secciones del filtro debe soportar la corriente total de la carga. Estos filtros deben poder soportar también la corriente de cortocircuito producida aguas abajo. La frecuencia de resonancia de estos filtros viene dada por la ecuación (3.2). Al igual que en los filtros pasivos paralelo, los filtros pasivos serie pueden presentar resonancias con otros elementos de la red. La instalación de filtros pasivos serie no es una práctica muy extendida, ya que deforman la tensión en el lado de carga. Este inconveniente los hace inadecuados en aquellas situaciones en las que existen tanto cargas perturbadoras como cargas sensibles a la distorsión de tensión.

El filtro de rechazo para tercer armónico es un caso especial de los filtros pasivos serie. Este filtro pasivo se instala en el conductor de neutro en redes de baja tensión [Jaakkola2001], con lo que se consigue que el conductor de neutro presente alta impedancia al tercer armónico, lo cual permite reducir considerablemente la corriente homopolar que circula por él. Sin embargo, esta solución genera tensión de tercer armónico entre fase y neutro, lo cual es un claro inconveniente.

3.2.3 Filtros pasivos serie - paralelo

Este tipo de filtros se muestran en las **Figura 3.2(c)** y **3.2(d)**. El filtro pasivo de la **Figura 3.2(c)** está indicado para cargas en fuente de corriente. Este filtro está formado por un filtro paralelo, para absorber los armónicos de la carga, más un filtro serie en el lado de red, que aumenta la impedancia del lado de red y obliga a los armónicos a fluir por la rama paralelo. El nivel de filtrado de esta topología es mucho mayor que cuando el filtro pasivo paralelo actúa de manera individual y pues el grado de filtrado ya no depende de la impedancia de red. Sin embargo, esta topología de filtrado no se encuentra muy extendida en la práctica, ya que se tiende a usar soluciones más sencillas y económicas. Por ejemplo, se tiende a conectar una inductancia serie en el lado de red para aumentar la impedancia aguas arriba del punto de instalación del filtro paralelo y con ello aumentar la efectividad de dicho filtro. El filtro de la **Figura 3.2(c)** está más indicado en aquellos casos en que la tensión de red se estuviese distorsionada, ya que este filtro aísla la carga de los armónicos de red.

El filtro pasivo de la **Figura 3.2(d)** está indicado para cargas en fuente de tensión. Este filtro está formado por un filtro serie en el lado de carga, para aislar de la red los armónicos de tensión de la carga, más un filtro paralelo en el lado de red, para absorber los armónicos de corriente. Con esta topología se consigue un nivel de filtrado superior al que ofrece el filtro serie de manera individual. Al igual que en el caso anterior, esta topología de filtrado de potencia prácticamente no se usa en la práctica.

3.3 Filtros activos

Un filtro activo de potencia es un dispositivo capaz de aislar de la red a una determinada carga perturbadora, a la vez que mejora la calidad de la energía eléctrica suministrada a dicha carga. El componente fundamental de un filtro activo de potencia suele ser uno o más inversores, en cualquiera de sus topologías, actuando a modo de fuente de tensión o de corriente. Los elementos pasivos de

potencia que forman parte de estos filtros sólo tienen el cometido de filtrar las componentes de tensión o corriente a la frecuencia de conmutación. En inversores en fuente de tensión, este filtrado se realiza generalmente mediante las inductancias de enlace a red. Un filtro activo paralelo debe absorber todas las corrientes circulantes que puedan ser consideradas como perturbadoras, mientras que un filtro activo serie puede compensar las perturbaciones de tensión para conseguir una tensión de calidad en bornes de la carga o aislar la red de las perturbaciones generadas por la carga. Además de estas funcionalidades, un filtro activo de potencia puede también ser usado para controlar el flujo de potencia de una red eléctrica.

Las configuraciones más típicas de los filtros activos se muestran en la **Figura 3.7**. El esquema **(a)** muestra un filtro activo paralelo formado por una fuente de corriente en paralelo con la carga. En principio, este filtro activo paralelo podría absorber todos los armónicos u otras perturbaciones de corriente que proviniesen de la carga. El esquema **(c)** muestra un filtro activo serie formado por una fuente de tensión en serie entre la red y la carga. En principio, este filtro activo serie podría aislar la red y la carga de armónicos u otras perturbaciones de tensión. El esquema **(b)** muestra un filtro paralelo-serie formado por una fuente de corriente en paralelo con la carga más una fuente de tensión en serie con la red. El esquema **(d)** muestra un filtro activo serie-paralelo formado por una fuente de tensión en serie con la carga más una fuente de corriente en paralelo con la red. Estos dos últimos tipos de filtros resultan de la combinación de los filtros serie y paralelo, por lo que son capaces de absorber los armónicos de corriente de la carga y aislar la red y la carga de las perturbaciones de tensión.

A continuación se detallan las características de cada uno de los filtros mencionados anteriormente:

- Filtro activo paralelo de la **Figura 3.7(a)**.
 - × *Descripción*: el filtro activo paralelo consiste en un inversor que actúa como una fuente de corriente que absorbe todos los armónicos generados por la carga. Normalmente, se trata de un inversor en fuente de tensión con un lazo interno para el control de la corriente inyectada.
 - × *Tipos de carga*: cargas en fuente de corriente.
 - × *Funciones adicionales*: puede compensar la reactiva, desequilibrios de corriente entre fases y armónicos homopolares si el inversor lo permite.

Si se dispone de almacenamiento de energía, este filtro activo puede eliminar total o parcialmente la potencia activa ondulante.

- × *Ventajas*: muy bueno para compensar perturbaciones de corriente.
- × *Inconvenientes*: el inversor tiene que soportar toda la tensión de red y su bus de continua debe ser de una tensión superior a la de pico de la red. También tiene que soportar la corriente armónica máxima, la debida a la compensación de potencia reactiva de frecuencia fundamental y la debida a otras perturbaciones que se deseen filtrar. Exige un control complicado para una correcta eliminación de los armónicos de corriente, con lo que su coste total resulta elevado.

En la **Figura 3.6** se muestran las señales más representativas resultantes de la actuación de un filtro activo paralelo. Las corrientes se muestran en la **Figura 3.6(a)**. La corriente de la carga distorsionada se muestra en azul, la corriente que inyecta el filtro activo se muestra en verde y la corriente de red se muestra en rojo. Se puede observar cómo la corriente de red es prácticamente senoidal a la frecuencia fundamental. En la **Figura 3.6(b)** se muestran las tensiones en bornes del inversor. La tensión instantánea de salida del inversor se muestra en rojo y la tensión de salida filtrada se muestra en azul. El acoplamiento entre el inversor PWM y la red se realiza con una inductancia de filtrado.

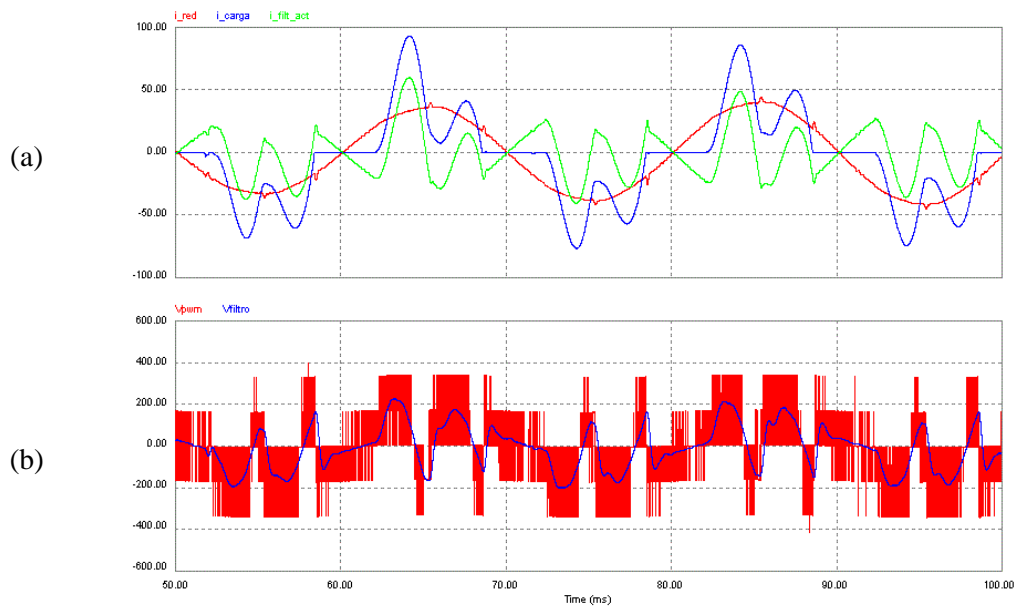


Figura 3.6 Señales de un filtro activo paralelo.

- Filtro activo serie de la **Figura 3.7(c)**.
 - × *Descripción:* el filtro activo serie consiste en un inversor actuando en fuente de tensión para compensar los desequilibrios de tensión existentes entre la red y la carga. Normalmente, se trata de un inversor en fuente de tensión conectado en serie entre la carga y la red. La conexión del inversor a la red se suele hacer a través de un transformador que actúa como sistema de aislamiento. La correcta selección de la relación de transformación en este transformador permite optimizar la tensión necesaria en el bus de continua para compensar las perturbaciones de la tensión de red que se deseen filtrar. La inductancia de dispersión de este transformador se utiliza como bobina de alisado de la corriente a la frecuencia de conmutación.
 - × *Tipos de carga:* cargas en fuente de tensión.
 - × *Funciones adicionales:* además de aislar los armónicos de tensión en la red, este filtro permite regular y equilibrar parcialmente las tensiones en la carga. Obviamente, a mayor grado de regulación de tensión, mayor será la potencia del filtro y por tanto su coste.

- × *Ventajas*: bloqueo de todo el espectro de armónicos de tensión deseado.
- × *Inconvenientes*: el inversor de un filtro serie, además de suministrar la tensión armónica de compensación, debe soportar toda la corriente de la carga. Este inversor también tiene que soportar, o estar protegido, contra cortocircuitos en el lado de carga. Ambos factores hacen que este inversor tenga un coste elevado y por tanto el filtro activo serie está menos extendido que el filtro activo paralelo.
- Filtro activo paralelo-serie de la **Figura 3.7(b)**.
 - × *Descripción*: este filtro activo está formado por dos inversores, uno conectado en paralelo con la carga, actuando en fuente de corriente, y otro conectado en serie con la red, actuando en fuente de tensión. Ambos inversores suelen compartir el bus de continua para poder transferir potencia de uno a otro.
 - × *Tipos de carga*: cargas en fuente de corriente.
 - × *Funciones adicionales*: Esta configuración permite el filtrado de armónicos de tensión en el lado de red y de corriente en el lado de carga. Además es posible compensar la potencia reactiva de frecuencia fundamental y controlar la tensión que alimenta la carga. En sistemas eléctricos de transporte de energía, esta configuración de convertidores de potencia puede controlar el flujo de potencia, dando lugar a un sistema conocido como el “controlador unificado de flujo de potencia” (UPFC – Unified Power Flow Controller). El inversor serie, regulando el ángulo de desfase de las tensiones, controla principalmente la potencia activa transmitida por una línea. El inversor paralelo, regulando la potencia reactiva inyectada, controla la tensión en el punto de acople del receptor.
 - × *Ventajas*: este sistema de acondicionamiento es perfecto para todas las cargas en fuente de corriente, permitiendo un aislamiento total de las perturbaciones entre la red y la carga.
 - × *Inconvenientes*: este sistema de acondicionamiento es bastante caro debido a la necesidad de dos inversores.
- Filtro activo serie-paralelo de la **Figura 3.7(d)**.

- × *Descripción:* este filtro activo esta formado por dos inversores, uno conectado en serie con la carga, actuando como una fuente de tensión que absorbe desequilibrios de tensión entre la red y la carga, y otro conectado en paralelo con la red, actuando como una fuente de corriente que absorbe todos los armónicos de corriente de la carga. En este caso, el inversor en fuente de tensión se encarga de suministrar a la carga unas tensiones sinusoidales y equilibradas, mientras que el inversor en fuente de corriente se encarga de solicitar de la red unas corrientes también sinusoidales y equilibradas.
- × *Tipos de carga:* cargas en fuente de tensión.
- × *Funciones adicionales:* Esta configuración permite el filtrado de armónicos de tensión en el lado de red y de corriente en el lado de carga. Además es posible compensar la potencia reactiva de frecuencia fundamental y controlar la tensión en la carga. Este control de tensión en el lado de carga permite convertir a este filtro, si así se diseña, en un sistema de alimentación ininterrumpida conectado en serie con la red. En caso de fallo total o parcial de la tensión de red, el inversor serie sería el responsable de suministrar la tensión nominal y la potencia a la carga.
- × *Ventajas:* este sistema de acondicionamiento es perfecto para todas las cargas en fuente de tensión, permitiendo un aislamiento total de las perturbaciones entre la red y la carga.
- × *Inconvenientes:* este sistema de acondicionamiento es bastante caro debido a la necesidad de dos inversores. Para implementar su funcionalidad como sistema de alimentación ininterrumpida es necesario incrementar mucho la potencia del inversor serie. Además, es necesario añadir un suministro de energía en el bus de continua de los inversores.

En aplicaciones de pequeña y mediana potencia, el inversor en fuente de tensión es el más utilizado. Existen tres parámetros básicos para la elección de un inversor en fuente de tensión: la corriente nominal, la tensión del bus de continua y la frecuencia de conmutación. En los filtros paralelo, el inversor se diseña para soportar la corriente que se desea filtrar. En los filtros serie, el inversor debe poder soportar toda la corriente de la carga. En los filtros activos paralelo, la tensión del bus de continua debe ser siempre superior a la tensión máxima de red, mientras que en los filtros serie la tensión necesaria en el bus de continua del inversor viene determinada

por la amplitud de la máxima perturbación a filtrar. La amplitud de esta perturbación de tensión es normalmente mucho menor que la tensión nominal de la red. Tanto en filtros activos serie como en los paralelo interesa una frecuencia de conmutación tan elevada como sea posible, ya que así se minimiza el tamaño del filtro pasivo para eliminar el rizado de tensión o corriente a la frecuencia de conmutación. Lamentablemente, la frecuencia de conmutación está limitada por la máxima velocidad de conmutación de los dispositivos de potencia y suele disminuir al aumentar el nivel de potencia para limitar las pérdidas de conmutación. Por este motivo, es necesario encontrar una solución óptima para cada tipo de filtro y para cada nivel de potencia.

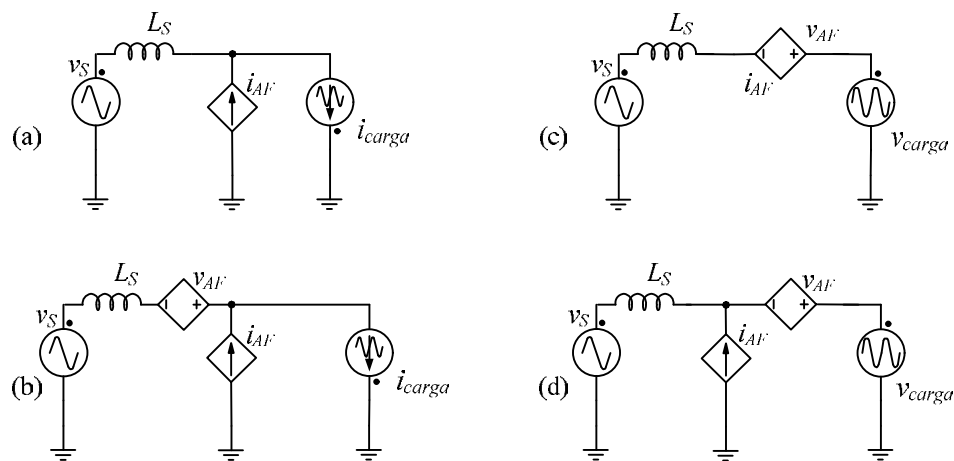


Figura 3.7 Topologías más habituales en filtros activos.

3.3.1 Análisis de diseño de un filtro activo paralelo

En este apartado se va a realizar un análisis de los parámetros de diseño de un filtro activo paralelo. Más adelante, este tipo de análisis se realizará también con los filtros híbridos, que son el tema central de esta Tesis Doctoral. Este estudio servirá como base comparativa entre los diferentes filtros híbridos y permitirá comparar éstos con el filtro activo paralelo.

Los puntos a analizar en este estudio son:

- La tensión necesaria en el componente activo del filtro para poder tener control sobre el mismo.

- Las corrientes circulantes en el componente activo del filtro.
- La posibilidad de tener control sobre la potencia reactiva del sistema y las necesidades que ese control impone.
- Las necesidades adicionales del filtro si existen armónicos de tensión en red.
- La tensión del bus de continua necesaria en el inversor y la potencia de dicho inversor.
- La corriente inyectada por el inversor en la red a la frecuencia de conmutación.
- La aparición de transitorios en la conexión a red del filtro u otro tipo de transitorio que pueda aparecer y la mitigación de los mismos.

Alguno de los apartados de este tipo de estudio podría ser muy amplio, pues se podrían analizar los filtros monofásicos y trifásicos, con y sin neutro, con inversores en fuente de tensión o de corriente, las diferentes estrategias de control, etc. Por tanto, sin pérdida de generalidad, se han fijado unas determinadas condiciones de estudio para simplificar el análisis. Las hipótesis adoptadas en el estudio del filtro activo son:

- Se considerará solamente el estudio de filtros monofásicos.
- Se considerará un inversor en fuente de tensión monofásico con el punto medio del bus de continua conectado al conductor neutro del sistema eléctrico.
- Se considerará despreciable la inductancia de red.
- Se considerará una modulación PWM estándar con frecuencia de conmutación constante.
- En el análisis de las perturbaciones inyectadas en la red a la frecuencia de conmutación, sólo se tendrá en cuenta el armónico fundamental a la frecuencia de conmutación, que es el de mayor amplitud. Además, se supondrá que no se han dispuesto filtros adicionales para mitigar esta perturbación.

- Se añadirá una inductancia de enlace a red si el inversor necesita trabajar como una fuente de corriente. Además, se supondrá que se dispone de un sistema de control que puede seguir perfectamente las consignas de corriente.
- Sólo se considerará la compensación de los armónicos y de la potencia reactiva de la carga.

Acorde con estas hipótesis, en la Figura 3.8 se muestra el esquema del filtro activo paralelo utilizado en estos análisis

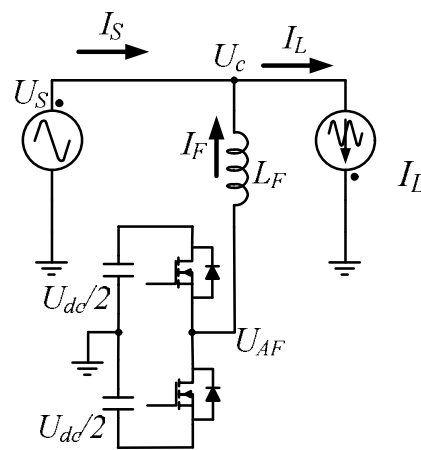


Figura 3.8 Modelo para el análisis de filtros.

La tensión de salida del inversor, v_{AF} , ha de ser en todo momento mayor que la tensión de red, v_S , para mantener el control sobre la corriente inyectada por el filtro activo, i_F . Si se quiere compensar una corriente de carga, I_{Lh} , correspondiente al armónico h , hace falta que el inversor suministre una tensión suplementaria superior a la tensión de red. El valor de pico de esta tensión, v_{AFp} , coincide con la mitad de la tensión del bus de continua, es decir:

$$v_{AFp} = v_{Sp} + \sqrt{2} I_{Lh} \omega_1 h L_F = U_{dc}/2, \quad (3.13)$$

donde ω_1 es la frecuencia fundamental de la red y v_{Sp} es la tensión de pico de la red. En esta ecuación, se aprecia que el incremento en la tensión de salida del inversor guarda una relación directamente proporcional con la amplitud de la corriente armónica a compensar, con su orden de armónico y con la inductancia de acoplamiento.

La corriente de compensación fluye íntegramente por el inversor. Si se consideran tanto los armónicos, I_{Lh} , como la reactiva de frecuencia fundamental, I_{Ll} , esta corriente vale:

$$I_F = \sqrt{I_{Ll}^2 + \sum I_{Lh}^2} \quad (3.14)$$

El filtro activo paralelo puede compensar corrientes reactivas, pero hace falta una tensión suplementaria por encima de la de red para mantener el control de esta corriente. Aplicando la ecuación (3.13) a la corriente reactiva y expresando el resultado en valores eficaces, la tensión de salida del inversor debe valer:

$$U_{AF} = U_S + \omega_1 L_F I_{Lr1}, \quad (3.15)$$

donde I_{Lr1} es la corriente reactiva de frecuencia fundamental a compensar. Si la carga es inductiva, la tensión de inversor necesaria es mayor que la de la red. Si la carga fuera capacitiva, la corriente de la ecuación (3.15) cambiaría de signo, con lo que la tensión necesaria a la salida del inversor sería menor que la de la red. El caso de inyección de corriente inductiva es el más habitual y desfavorable.

En el supuesto de que la tensión de red presentase armónicos de tensión, se podría conseguir que no apareciera circulación de corriente armónica a través del filtro con sólo asegurar que la tensión del inversor es siempre mayor que la tensión instantánea de la red, considerando la componente fundamental más los armónicos superpuestos. Si por cualquier circunstancia la tensión de red aumentase por encima de lo calculado o la tensión del bus de continua del inversor descendiese de un determinado valor límite, se perdería totalmente el control de la corriente inyectada por el filtro activo paralelo, i_F . Este es un importante problema de los filtros activos paralelo, ya que la corriente incontrolada tiende a crecer rápidamente debido al pequeño valor que suele tener L_F .

Para calcular qué corriente se inyecta en la red a la frecuencia de conmutación por parte del inversor, se considerará que la carga está desconectada y que el valor medio de la tensión de salida del inversor es cero. En estas condiciones, la tensión de salida del inversor es una onda cuadrada de amplitud $U_{dc}/2$ y toda la corriente generada fluye hacia el lado de red. Analizando únicamente el armónico de frecuencia de conmutación, cuyo valor eficaz es:

$$U_{AF\text{ conm}} = \frac{4U_{dc}}{\pi 2\sqrt{2}} = 0,45U_{dc} \quad (3.16)$$

se tiene que el valor eficaz de la corriente de conmutación inyectada en red viene dado por:

$$I_{S_{comm}} = \frac{U_{AF_{comm}}}{\omega_{comm} L_F} = \frac{0,45 U_{dc}}{\omega_{comm} L_F}. \quad (3.17)$$

La ecuación (3.17) permite llegar a conclusiones que resultan antagónicas respecto a las que se obtuvieron de la ecuación (3.13). En la ecuación (3.13) se tenía que era deseable disponer de una tensión elevada en el bus de continua y una inductancia baja para así poder filtrar corrientes de alto orden armónico y gran amplitud. Sin embargo, de la ecuación (3.17) se desprende que es interesante disponer de una tensión de inversor lo más baja posible y de una inductancia lo mayor posible con el objetivo de minimizar la corriente de conmutación inyectada en la red. En ambas ecuaciones interesa que la frecuencia de conmutación ω_{comm} sea lo mayor posible.

A modo de ejemplo, si se tiene un inversor con una tensión de bus de continua de 750 V, con una frecuencia de conmutación de 20 kHz, una inductancia de conexión de 2 mH y una tensión de red de 230 V eficaces de fase, la ecuación (3.13) determina que la corriente máxima que se puede compensar de 7º armónico es de 8 A. Sin embargo, según la ecuación (3.17) el filtro genera 1,34 A a la frecuencia de conmutación. Si se quisiera compensar un armónico de orden 50, la amplitud de la corriente a compensar sería de tan sólo 1,12 A. Si el inversor conmutase a 5 kHz, la amplitud de los armónicos compensados no cambiaría, pero el rizado a la frecuencia de conmutación pasaría a ser de 5,36 A. Si la tensión del bus de continua bajase hasta los 650 V, se alcanzaría el límite para mantener el control de inyección de corriente nula en la red. Con esta tensión, no se podrían absorber armónicos, al menos durante los instantes en que la tensión de red presenta sus valores máximos.

Si el sistema de control del filtro activo paralelo es adecuado, no deben existir problemas de transitorios en su conexión a red o ante la aparición de microcortes u otras perturbaciones. La corriente que el inversor inyecta en la red estará permanentemente controlada, siempre que la tensión de salida de éste sea mayor o igual a la tensión transitoria que pueda aparecer en el lado de red.

La potencia de la inductancia de interconexión a red, L_F , vendrá dada por la corriente eficaz del filtro, que se determina mediante la ecuación (3.14). Los semiconductores del inversor deberán soportar la tensión de bus de continua elegida. En una red de 230 V, la tensión del bus de continua del filtro monofásico de la **Figura 3.8** debe ser mayor de $2\sqrt{2}$ 230 V. Típicamente, se eligen valores

comprendidos entre 700 y 800 V. La corriente de pico circulante por el inversor resulta de considerar la peor combinación de armónicos, superpuestos al valor de pico de la corriente reactiva de frecuencia fundamental.

3.4 Filtros híbridos

3.4.1 Introducción

Los filtros híbridos son una combinación de filtros pasivos y activos. Esta combinación persigue mejorar las prestaciones de filtrado de los elementos pasivos y minimizar la potencia del elemento activo. Existen múltiples topologías de filtros híbridos, por lo que aquí sólo se presentan las más representativas, las cuales se encuentran adecuadamente documentadas en la bibliografía técnica actualizada.

Los filtros híbridos paralelo son adecuados para cargas en fuente de corriente, mientras que los filtros híbridos serie son adecuados para cargas en fuente de tensión.

Al igual que se hizo con el filtro activo paralelo, se van analizar los parámetros de diseño de los filtros híbridos paralelo, para así poder hacer un estudio comparativo y determinar qué topologías son las más adecuadas para una aplicación concreta.

En la **Figura 3.9** se muestran dos tipos de filtros híbridos complementarios. El filtro de la **Figura 3.9(a)** está formado por elementos filtrantes en paralelo y es apto para cargas en fuente de corriente. El filtro de la **Figura 3.9(b)** posee elementos filtrantes en serie y es apto para cargas en fuente de tensión. El filtro de la **Figura 3.9(a)** está formado por un filtro activo paralelo, trabajando en fuente de corriente, más un filtro pasivo LC paralelo. El filtro activo paralelo es más adecuado para la compensación de armónicos de orden bajo, por ejemplo el 5° y el 7°. Este reparto viene justificado por la pérdida de dinámica que experimenta el filtro activo al aumentar la frecuencia de los armónicos, debido a su inductancia de acoplamiento, y por las limitaciones existentes en la frecuencia de conmutación. El filtro pasivo paralelo es más adecuado y compacto para filtrar armónicos de orden alto. El reparto de funcionalidades entre el filtro activo y pasivo de la **Figura 3.9(a)** tiene por objeto optimizar el comportamiento del conjunto. Además, el sistema de control del filtro activo se puede encargar de atenuar las resonancias indeseables que se pudieran dar entre el filtro pasivo y la inductancia de red. Esta topología no se considerará en los filtros híbridos que se estudiarán a continuación, ya que se entiende que en realidad son dos elementos filtrantes que trabajan por separado. En la **Figura 3.9(b)**, se

pueden hacer consideraciones similares en lo referente al reparto de las funcionalidades de filtrado entre la parte pasiva y la activa.

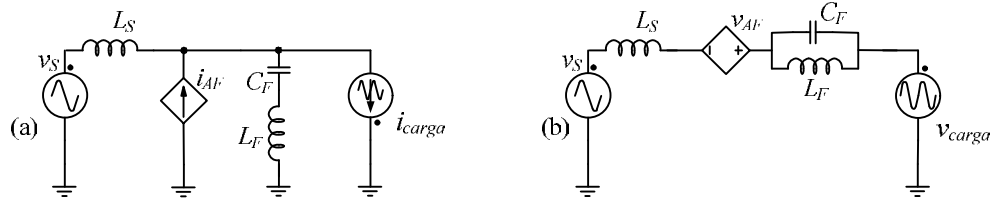


Figura 3.9 Filtro híbrido con reparto de la acción filtrante.

En los filtros híbridos que se estudiarán a continuación, el elemento activo y el pasivo están desarrollando una tarea conjunta. El fallo de cualquiera de las dos partes impedirá la acción de filtrado o disminuirá en mucho las prestaciones del filtro.

3.4.2 Filtros híbridos paralelo

Los filtros híbridos paralelo que se van a analizar en este apartado se muestran en la **Figura 3.10**. La topología de filtrado de la **Figura 3.10(b)** resulta la más sencilla de entender. En este esquema, se tiene un filtro pasivo paralelo (con un tanque LC serie), sintonizado en torno a las frecuencias que se quieran eliminar, y se añadido un filtro activo en serie en el lado de red para mejorar las prestaciones de filtrado de la sección pasiva. El control del elemento activo hace que éste presente una alta impedancia a los armónicos de corriente y una baja impedancia a la corriente fundamental, lo cual obliga a los armónicos de corriente de la carga a circular por el filtro pasivo paralelo. Con ello, se incrementa el ancho de banda del filtro pasivo paralelo y se eliminan las resonancias entre éste y otros elementos del lado de red. La característica más importante en este tipo de filtro es que permite conseguir las máximas prestaciones de filtrado con la mínima potencia para el elemento activo.

Las topologías de las **Figura 3.10(a)** y **(c)** se basan también en un filtro pasivo paralelo, dispuesto en paralelo con la red, sobre el que se ha conectado, en serie o en paralelo, un elemento activo. Este elemento activo, con el control adecuado, puede comportarse como una inductancia, un condensador o como una resistencia de valor positivo o negativo. Con ello, el valor de la frecuencia de resonancia aparente del filtro pasivo se puede modificar dinámicamente, presentando impedancia cero a los armónicos de corriente para un ancho de banda mayor que si el filtro pasivo trabajase aisladamente. Consecuentemente, se conseguirá una amplia eliminación de

los armónicos de corriente de la carga con bajos requerimientos de tensión y corriente en el elemento activo.

La topología de la **Figura 3.10(a)** presenta el inconveniente de que la corriente reactiva de frecuencia fundamental que absorbe el elemento pasivo debe circular forzosamente por el elemento activo, lo cual aumenta la potencia necesaria en dicho elemento activo. En la topología de la **Figura 3.10(c)** por el contrario, al estar el elemento activo en paralelo, una parte importante (o la totalidad) de la corriente reactiva pasa por la bobina del filtro pasivo, con lo que se reduce la potencia necesaria en el elemento activo.

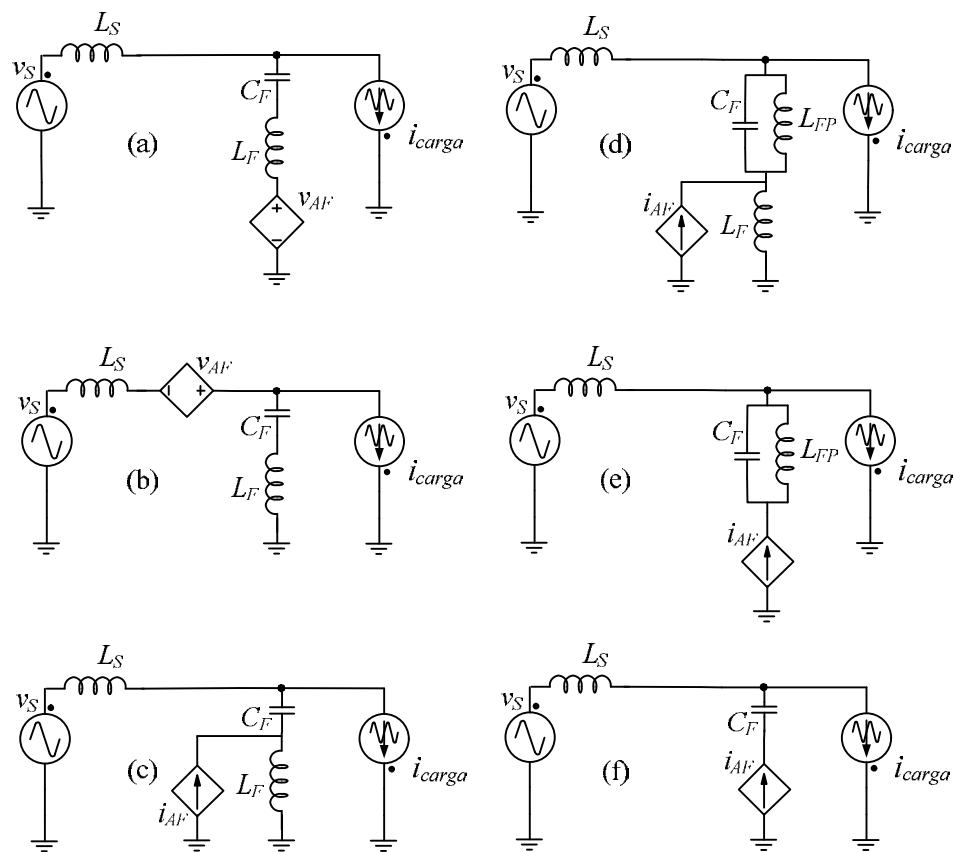


Figura 3.10 Filtro híbrido paralelo con mejora de prestaciones del pasivo.

Las topologías de las **Figura 3.10(d)** y **(e)** están formadas por un filtro pasivo paralelo que posee un tanque resonante LC paralelo con una frecuencia de resonancia igual a la frecuencia fundamental. En estas topologías, se intenta conseguir la máxima impedancia a la frecuencia fundamental en la conexión entre el elemento activo y la red. En estas topologías, la circulación de corriente a la frecuencia fundamental por el elemento activo será baja (o nula) y la tensión

necesaria en el elemento activo a dicha frecuencia será muy reducida. Por otro lado, la impedancia que ofrece el filtro pasivo al paso de los armónicos es baja, con lo que los armónicos pueden ser absorbidos por el elemento activo dentro de un amplio rango de frecuencia. La inductancia de la topología de la **Figura 3.10(d)** tiene el propósito de derivar una parte importante de la corriente de frecuencia fundamental que atraviesa el filtro pasivo y así evitar que circule por el elemento activo. En la topología de la **Figura 3.10(e)** toda la corriente que absorbe el filtro circula por el elemento activo.

La topología de la **Figura 3.10(f)** tiene el mismo objetivo que las anteriores, pero utilizando los mínimos elementos pasivos, ya que sólo utiliza un condensador. La corriente reactiva de frecuencia fundamental circulará por el elemento pasivo y por el activo. Esta corriente reactiva viene determinada por el valor del condensador y de la tensión de la red. El condensador presenta una muy baja impedancia a las frecuencias armónicas, siendo el elemento activo el que controla la corriente armónica circulante.

La topología desarrollada en esta Tesis Doctoral corresponde a la mostrada en la **Figura 3.10(a)**, existiendo abundante bibliografía que la describe [Akagi2003], [Basic2000]. Las topologías de las **Figura 3.10(b)** y **(c)** también aparecen documentadas en artículos que las desarrollan analítica y experimentalmente [Asiminoaei2006]. Sin embargo, no existe en la bibliografía técnica ninguna comparativa detallada de estas topologías. A continuación se presenta dicho estudio comparativo de las mismas.

3.4.3 Análisis comparativo de filtros híbridos paralelo

El presente análisis comenzará con la topología de la **Figura 3.10(a)**, por ser la que se desarrolla en esta Tesis Doctoral. Posteriormente, se continuará con las topologías de las **Figura 3.10(b)** y **(c)** por ser similares a la anterior. Por último, se estudiarán las topologías de las **Figura 3.10(d)**, **(e)** y **(f)**, las cuales intentan minimizar la tensión y corriente fundamental en el filtro activo. Las hipótesis y simplificaciones utilizadas en el análisis del filtro híbrido serán las mismas que se utilizaron en el Apartado 3.3.1 para el estudio del filtro activo paralelo.

El filtro bajo análisis, el de la **Figura 3.10(a)**, está formado por un filtro pasivo paralelo (con un tanque resonante LC serie) conectado en serie con un elemento activo trabajando en fuente de tensión. Si se desea que la totalidad de la corriente armónica de la carga circule por el filtro paralelo, la tensión armónica en el punto de

acoplo común entre el filtro, la carga y la red debe ser cero. Por tanto, toda la caída de tensión armónica que aparece en extremos del circuito resonante LC debe quedar compensada por la tensión que suministra el elemento activo. Para un armónico cualquiera de orden h , la tensión que debe suministrar el elemento activo vale:

$$U_{AF} = I_{Lh} Z_F = I_{Lh} Z_C \left(n - \frac{1}{n} \right). \quad (3.18)$$

La ecuación (3.18) indica que la tensión necesaria en el elemento activo del filtro, U_{AF} , depende de la magnitud del armónico a filtrar, I_{Lh} , de la impedancia característica del elemento pasivo, Z_C , y del valor relativo de la frecuencia del armónico a filtrar con respecto a la frecuencia de resonancia, n .

$$n = \frac{\omega}{\omega_{res}} \quad (3.19)$$

A la frecuencia de resonancia n es igual a uno, y la tensión que debe suministrar el inversor es igual a cero e independientemente de la corriente circulante o de la impedancia característica. Sin embargo, esta tensión aumenta si la corriente armónica se separa de la frecuencia de resonancia, tanto para frecuencias superiores como inferiores. Si se desea minimizar el valor de la tensión necesaria en el elemento activo, la impedancia característica del elemento pasivo, Z_C , debería tener un valor pequeño. No obstante, como se comprobará más adelante, un valor demasiado pequeño de Z_C implicaría una gran absorción de corriente a frecuencia fundamental, con lo que el filtro resultaría antieconómico.

A modo de ejemplo, si de la expresión anterior se despeja la intensidad de carga a filtrar, se tiene que:

$$I_{Lh} = \frac{U_{AF}}{Z_C \left(n - \frac{1}{n} \right)}. \quad (3.20)$$

Para calcular los armónicos de corriente en la ecuación (3.20) se consideraran valores unitarios y se supondrá que la tensión del filtro activo es de 0,1 p.u., que la impedancia característica del filtro pasivo es de 0,33 p.u. a la frecuencia fundamental y que la frecuencia de resonancia se ha fijado entre el 5 y 7º armónico. En estas condiciones, los armónicos que puede absorber el filtro híbrido se muestran en la Tabla 3.1.

Tabla 3.1 Armónicos absorbidos por un filtro híbrido

<i>Orden del armónico</i>	<i>Corriente absorbida [pu]</i>
3	0,20
5	0,89
7	0,89
11	0,23
13	0,17

El elemento activo del filtro híbrido absorbe la corriente armónica de la carga más la corriente reactiva de frecuencia fundamental. Toda la corriente a filtrar fluye a través del elemento activo. En la topología de la **Figura 3.10(c)**, se perseguirá reducir la corriente circulante por el elemento activo mediante el establecimiento de un camino en paralelo alternativo.

Para evaluar el grado de control de la potencia reactiva de frecuencia fundamental, se calculará la tensión necesaria para su control. Esta tensión vale:

$$U_{AF} = U_S + I_{Reac1} Z_F = U_S + I_{Reac1} jZ_C \left(n - \frac{1}{n} \right) = U_S + I_{Reac1} jZ_C \left(\frac{1}{h_{res}} - h_{res} \right). \quad (3.21)$$

En esta expresión, I_{Reac1} es la corriente reactiva de frecuencia fundamental que se desea compensar. El signo de I_{Reac1} es positivo cuando la corriente de carga es capacitiva y negativa cuando ésta es inductiva. h_{res} es el orden del armónico al que está sintonizado el filtro pasivo. Para tener control sobre la corriente reactiva haría falta que la tensión suministrada por el elemento activo fuese siempre igual o superior a la tensión de red, U_S . Claramente, este es un requisito indeseable es este tipo de filtro, ya que lo que se persigue es minimizar la potencia del elemento activo.

Suponiendo que el filtro híbrido no deba controlar la potencia reactiva, es decir, haciendo que U_{AF} sea igual a cero en la expresión (3.21), se tiene que la corriente reactiva de frecuencia fundamental que absorbe el filtro vale:

$$U_{AF} = 0 = U_S + I_{Reac1} jZ_C \left(\frac{1}{h_{res}} - h_{res} \right) \Rightarrow I_{Reac1} = \frac{U_S}{jZ_C \left(\frac{1}{h_{res}} - h_{res} \right)}. \quad (3.22)$$

Para la mayoría de filtros, el armónico de resonancia, h_{res} , es mucho mayor de 1, típicamente 5, 7 o mayor. Por tanto, la expresión (3.22) se puede simplificar sin apenas error, resultando que:

$$I_{Reac1} = \frac{U_S}{-jZ_C h_{res}}. \quad (3.23)$$

Considerando los datos del ejemplo anterior, es decir, una tensión del elemento activo de 0,1 p.u., una impedancia característica del filtro pasivo de 0,33 p.u., y una frecuencia de resonancia entre el 5 y 7º armónico, la corriente reactiva absorbida de forma permanente por el filtro híbrido es de 0,5 p.u.. Con lo que al filtro podrá todavía absorber una corriente de 0,86 p.u. en forma de armónicos sin llegar a superar la corriente nominal de diseño.

Si la tensión de red de frecuencia fundamental presenta armónicos de tensión superpuestos, es necesario que el elemento activo del filtro contrarreste dichos armónicos de tensión para evitar la absorción de armónicos de corriente del lado de red, es decir:

$$U_{AF} = U_{Sh} \quad (3.24)$$

Teniendo en cuenta que la magnitud de los armónicos de tensión en el lado de red no suele ser muy elevada [IEC2002] este aspecto no influye demasiado en la potencia total del elemento activo.

La corriente inyectada por el inversor en la red a la frecuencia de conmutación vale:

$$I_{Scomm} = \frac{U_{AFcomm}}{Z_F} = \frac{U_{AFcomm}}{Z_C \left(n_{comm} - \frac{1}{n_{comm}} \right)} \approx \frac{U_{AFcomm}}{Z_C n_{comm}} = \frac{0,45 U_{dc}}{Z_C n_{comm}}, \quad (3.25)$$

donde n_{comm} es el valor relativo de la frecuencia de conmutación con respecto a la frecuencia de resonancia y normalmente tiene un valor grande. A altas frecuencias, el circuito resonante LC se comporta como si sólo fuera una inductancia. Como la tensión del bus de continua del inversor es mucho menor que la de red, la intensidad inyectada en red a la frecuencia de conmutación es mucho más pequeña que en el caso de un filtro activo. Suponiendo que el elemento activo pueda dar una tensión

eficaz de salida de 0,1 p.u., la tensión del bus de continua necesaria en el inversor U_{dc} será $2\sqrt{2} \cdot 0,1 = 0,282$ p.u.. Si se supone una frecuencia de conmutación de 10 kHz, se tendrá un valor para n_{comm} de 34, lo que implica una inyección de corriente a la frecuencia de conmutación aplicando la ecuación (3.25) de 0,011 p.u., que es un valor muy bajo y por tanto fácil de filtrar.

Por último, se analizan los posibles transitorios durante el proceso de conexión o ante la presencia de huecos de tensión. Para ello, se analizará la respuesta del conjunto del filtro híbrido ante un escalón de tensión. Si no hubiera elemento activo en el filtro, la respuesta natural de la corriente absorbida ante un escalón de amplitud U_{Max} sería:

$$i_F(t) = \frac{U_{Max}}{Z_C} \sin(\omega_{res} t) \quad (3.26)$$

Es decir, durante la conexión se produciría un transitorio de corriente senoidal a la frecuencia de resonancia del circuito resonante LC y de amplitud inversamente proporcional a la impedancia característica del filtro. Para que no apareciese ningún tipo de escalón de tensión en bornes del circuito resonante LC, el elemento activo del filtro debería poder igualar la tensión de pico de red. Debido a que la tensión del inversor es limitada, el escalón de tensión en extremos del circuito LC resultará de la diferencia entre la tensión de red y la máxima que pueda proporcionar el inversor. Por tanto, el transitorio resultante de corriente de conexión tendrá un valor máximo en el primer semiperiodo de:

$$i_{FMax} = \frac{\sqrt{2}U_S - U_{dc}}{Z_C} / 2 \quad (3.27)$$

Si se hubiera tenido en cuenta la resistencia de la inductancia, el transitorio de corriente de conexión hubiera tenido una evolución senoidal amortiguada con decaimiento exponencial. Sin embargo, el primer pico de corriente de conexión hubiera tenido una amplitud muy similar a la calculada mediante (3.27). En realidad, la atenuación del transitorio de corriente no se deberá a la resistencia del circuito, si no a la acción del elemento activo del filtro. Con un inversor que pueda suministrar un 10 % de la tensión de red, el transitorio de corriente de conexión se atenúa totalmente en aproximadamente 5 semiperiodos.

Resumiendo, el elemento activo del filtro de la **Figura 3.10(a)** debe soportar toda la corriente armónica a filtrar, más la porción de reactiva que absorbe el filtro pasivo, la cual no se puede controlar. Si se considera un valor de impedancia característica

de $Z_C=0,33$ p.u., la corriente reactiva es del 50% y la corriente armónica es del 86%. El valor de la impedancia característica determina el ancho de banda de los armónicos absorbidos y la corriente reactiva absorbida. Un valor de Z_C pequeño incrementaría el ancho de banda del filtro, pero se absorbería más corriente reactiva a frecuencia fundamental, con lo que se podría absorber una menor cantidad de corriente armónica sin alcanzar la intensidad nominal del filtro. Por el contrario, si Z_C se hace grande, se absorbe menos corriente reactiva a frecuencia fundamental, pero el ancho de banda del filtro sería más pequeño. Este criterio sólo sería adecuado para situaciones en la que se deseen atenuar 1 o 2 armónicos vecinos. Considerando que el elemento pasivo del filtro está sintonizando en las proximidades del 6° armónico y que el elemento activo proporciona una tensión eficaz del 0,1 p.u. de la tensión de red, el valor óptimo de Z_C está en torno a 0,33 p.u.. Como se vio en la tabla anterior, con este valor de Z_C y con sólo el 10 % de la tensión de red proporcionada por el inversor, se absorben armónicos desde el 5° al 13°. A estos armónicos de corriente hay que añadir la corriente reactiva de frecuencia fundamental para alcanzar el 100 % de la corriente compensada por el inversor. Además, el filtro inyecta un valor muy bajo de corriente a la frecuencia de conmutación.

A continuación se analizará el filtro híbrido de la **Figura 3.10(b)**, ya que es muy similar al anterior. Este filtro híbrido está formado por un filtro pasivo (con un circuito resonante LC serie) conectado en paralelo con la carga y un elemento activo trabajando en fuente de tensión conectado en serie en el lado de red. Si se desea que toda la corriente armónica de la carga circule por el filtro, la caída de tensión que se produce en el filtro pasivo al ser recorrido por la corriente armónica debe ser suministrada por el elemento activo. Como resultado, la tensión que debe proporcionar el elemento activo para compensar un armónico cualquiera de orden h sería:

$$U_{AF} = I_{Lh} Z_F = I_{Lh} Z_C \left(n - \frac{1}{n} \right). \quad (3.28)$$

La tensión resultante coincide en valor con la del filtro híbrido de la **Figura 3.10(a)**. Por tanto, se conseguirá el mismo nivel de filtrado con ambos filtros si se considera el mismo elemento activo y pasivo. Sin embargo, en este caso la tensión en el punto de acoplo común quedará deformada por la tensión proporcionada por el elemento activo, con lo que aparecerán armónicos de tensión en bornes de la carga.

En esta topología de filtro híbrido, el elemento activo se ve atravesado por la totalidad de la corriente de carga (corriente activa de frecuencia fundamental, corriente reactiva no compensada, corrientes armónicas u otras perturbaciones no compensadas). En la mayoría de los casos, la corriente no compensada es superior a la absorbida por el filtro pasivo. Por tanto, el elemento activo del filtro híbrido de la **Figura 3.10(b)** tendrá mayores requerimientos de corriente que en el caso del filtro híbrido de la **Figura 3.10(a)**.

El control de la corriente reactiva de frecuencia fundamental que absorbe el filtro híbrido de la **Figura 3.10(b)** es totalmente inviable. Las ecuaciones referentes a los requisitos de tensión en el inversor son las mismas que en el caso anterior, por lo que sólo se podría controlar la corriente reactiva de frecuencia fundamental con un inversor que diera una tensión igual o superior a la de red. Sin embargo, esto implicaría una gran deformación de la tensión en el lado de carga y en muchos casos una gran reducción de dicha tensión, lo cual resultaría inaceptable. Por tanto, la corriente reactiva de frecuencia fundamental absorbida por el filtro sólo depende del elemento pasivo. Esta corriente se calcula utilizando la ecuación (3.23).

Para que un armónico de tensión superpuesto a la tensión de red no produzca tensión en bornes del filtro pasivo, es necesario que el elemento activo contrarreste dichos armónicos de tensión (suministrando tensión con la misma amplitud y fase contraria). Por tanto, las necesidades de tensión en el elemento activo son idénticas a las del filtro híbrido del caso anterior, determinadas por la ecuación (3.24)

La corriente inyectada por el inversor hacia la red a la frecuencia de conmutación depende de la impedancia del filtro pasivo y de la impedancia de la carga. Las cargas más habituales resistivas-inductivas presentan mayor impedancia que el filtro pasivo a altas frecuencias, por lo que la corriente inyectada se aproxima a la calculada por la ecuación (3.25). Sin embargo, si en el lado de carga existiera una batería de condensadores o un elemento similar, que presente muy baja impedancia a altas frecuencias, la corriente inyectada a la frecuencia de conmutación puede aumentar mucho. Este aspecto se debería analizar en cada instalación en particular y puede ser un inconveniente adicional al tener un parámetro que depende de la carga en el punto de instalación.

El transitorio de conexión del filtro híbrido de la **Figura 3.10(b)**, es idéntico al del filtro híbrido de la **Figura 3.10(a)**. Por tanto, aparece un transitorio oscilante de corriente, cuya amplitud viene dada por la ecuación (3.27). El elemento activo, al estar conectado en serie con la red, debe soportar no sólo la corriente transitoria de

conexión, sino que debe estar protegido contra cortocircuitos en el lado de carga. Esta corriente de cortocircuito sólo está limitada por la impedancia de red y puede ser muchas veces mayor que su valor nominal.

Resumiendo, el filtro de la **Figura 3.10(b)** presenta las mismas prestaciones de filtrado que el filtro de la **Figura 3.10(a)**, suponiendo que se mantiene el mismo filtro pasivo y la misma tensión en el elemento activo. En esta topología, aparecen tensiones armónicas en el punto de acoplo común cuando el filtro absorbe las corrientes armónicas de la carga. Las necesidades de corriente del elemento activo de esta topología son mayores a las del caso anterior, ya que debe soportar toda la corriente de la carga. Además, a nivel transitorio el elemento activo de este filtro debe estar protegido para soportar la corriente de cortocircuito de la carga.

A continuación se analizará la topología de la **Figura 3.10(c)**. Este filtro está formado por un filtro pasivo (con un circuito resonante LC serie) conectado en paralelo con la carga y, en paralelo con la inductancia de dicho filtro pasivo, se conecta el elemento activo, el cual trabaja como una fuente de corriente. El objetivo de esta estructura de filtrado es que no toda la corriente que circula por el filtro pasivo tenga que circular también por el elemento activo. Esta reducción es importante para la corriente de frecuencia fundamental y para la del armónico a la frecuencia de resonancia del filtro.

Para la mejor comprensión en el estudio del filtro de la **Figura 3.10(c)**, se ha realizado una sencilla transformación a partir de la topología inicial, dando lugar a otra con una estructura idéntica a la del filtro de la **Figura 3.10(a)**. Según las hipótesis establecidas, el inversor en fuente de corriente esta formado en realidad por un inversor en fuente de tensión más una inductancia de filtrado, L_{AF} . Por tanto, el circuito de la **Figura 3.11(a)** se convierte en el circuito de la **Figura 3.11(b)**. A su vez, este circuito se puede transformar en el circuito de la **Figura 3.11(c)**, que tiene la misma topología que el filtro de la **Figura 3.10(a)**, con una fuente de tensión equivalente v_{Eq} y una inductancia equivalente L_{eq} . En este caso, la Z_F es el condensador del filtro pasivo.

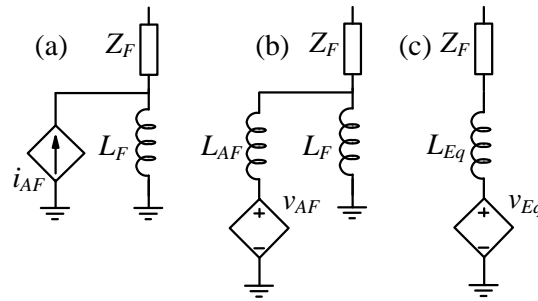


Figura 3.11 Transformación de la topología del filtro híbrido de la Figura 3.10(c).

Para simplificar las ecuaciones, el valor de la inductancia del elemento activo se expresará en valor relativo respecto a la inductancia del filtro pasivo a través de la variable r , tal que $L_{AF} = r \times L_F$. En estas condiciones, los valores de la fuente y la inductancia equivalentes son:

$$U_{Eq} = \frac{U_{AF}}{r+1}, \quad L_{Eq} = L_F \frac{r}{r+1}. \quad (3.29)$$

El filtro de la **Figura 3.11(c)** presenta una frecuencia de resonancia diferente a la del filtro pasivo original, siendo su impedancia característica también diferente. Por tanto, las frecuencias a filtrar se tendrán que referir a esta nueva frecuencia de resonancia, resultando:

$$Z'_C = \sqrt{\frac{L_{Eq}}{C}}, \quad \omega'_{res} = \frac{1}{\sqrt{L_{Eq} C}}, \quad n' = \frac{\omega}{\omega'_{res}}. \quad (3.30)$$

A partir de aquí, e igual que en el filtro de la **Figura 3.11(a)**, se puede determinar la tensión del elemento activo necesaria para filtrar totalmente un armónico de orden h , resultando:

$$U_{Eq} = I_{Lh} Z'_C \left(n' - \frac{1}{n'} \right) \Rightarrow U_{AF} = I_{Lh} Z'_C \left(n' - \frac{1}{n'} \right) (r+1). \quad (3.31)$$

La ecuación (3.31) denota que la tensión necesaria en el elemento activo del filtro de la **Figura 3.11(c)** será mayor que en el filtro de la **Figura 3.11(a)** en un factor $r+1$. Por lo demás los parámetros de filtrado son idénticos en ambos circuitos.

La corriente absorbida por el elemento activo del filtro de la **Figura 3.11(c)**, es diferente a la de la carga, pues una parte de esta corriente circula por la inductancia del filtro pasivo L_F . Esta corriente resulta:

$$I_{AF} = U_{Eq} = \frac{I_{Lh}}{(r+1)} \left(1 + \frac{\left(n' - \frac{1}{n'} \right)}{n'} r \right). \quad (3.32)$$

El diagrama de corrientes de la **Figura 3.15** ofrece una visión más clara acerca de la corriente absorbida por el elemento activo de la **Figura 3.10(c)**. En esta figura, se tiene un punto de circulación de corriente cero por el elemento activo, el cual corresponde con la frecuencia de resonancia del elemento pasivo ($L_F C_F$). Para frecuencias inferiores a la de resonancia, la corriente circulante por el elemento activo aumenta, incluso por encima de la corriente de carga a filtrar. Para frecuencias superiores de la de resonancia del conjunto, casi toda la corriente de carga circula por el elemento activo, igual que en el filtro de la **Figura 3.11(a)**. Otra consideración a tener en cuenta en un posible diseño del filtro de la **Figura 3.11(c)** es que, si por un fallo del control del elemento activo, éste suministra tensión con una parte de componente continua, ésta puede generar fuertes corrientes circulantes por las bobinas.

En el filtro de la **Figura 3.10(c)**, el control de la corriente reactiva fundamental que adsorbe el conjunto del filtro es totalmente inviable, pues según las formulas anteriores, la tensión necesaria sería la de la red multiplicada por un factor $r + 1$. Por otro lado, la corriente circulante por el elemento activo a bajas frecuencia sería varias veces la corriente que se quiere controlar.

Sin embargo, la topología del filtro de la **Figura 3.10(c)** presenta ciertas ventajas en lo referente al control de la corriente de frecuencia fundamental que circula por el elemento activo, pudiendo optar además por dos estrategias de control de la misma. La primera estrategia de control, consiste en que el elemento activo no inyecte tensión a la frecuencia fundamental. En este caso, la corriente reactiva de frecuencia fundamental absorbida de la red por el filtro vale:

$$I_{Reac1} = \frac{U_s}{jZ'_C \left(\frac{1}{h'_{res}} - h'_{res} \right)} \approx \frac{U_s}{-jZ'_C h'_{res}}, \quad (3.33)$$

donde h'_{res} es el orden del armónico de resonancia del filtro pasivo equivalente. De esta corriente, sólo una parte circula por el elemento activo. Aplicando un divisor de corriente resulta

$$I_{AF1} = I_{Reac1} \frac{1}{(r+1)} = \frac{U_s}{jZ'_C \left(\frac{1}{h'_{res}} - h'_{res} \right) (r+1)} \approx \frac{U_s}{-jZ'_C h'_{res} (r+1)} \quad (3.34)$$

Por tanto, en el filtro de la **Figura 3.10(c)**, la corriente de frecuencia fundamental que circula por el elemento activo es menor, en un factor $r + 1$, que en el filtro de la **Figura 3.10(a)**.

No obstante, se puede obtener un resultado aún mejor si se utiliza una segunda estrategia de control [Asiminoaei2006] que consiste en aplicar con el elemento activo una tensión tal que cancele la corriente a la frecuencia fundamental por el mismo. Esta tensión resulta ser:

$$U_{AF1} = U_s \frac{n}{\left(n - \frac{1}{n} \right)} \approx \frac{U_s}{h_{res}^2} \quad (3.35)$$

Si el orden del armónico de resonancia del filtro pasivo h_{res} es grande, lo cual es habitual, el valor de la tensión necesaria es muy baja. A modo de ejemplo, si h_{res} vale 6, solo es necesaria una tensión del elemento activo del 2,77 % de la tensión de red para conseguir que la corriente de frecuencia fundamental por el elemento activo sea nula.

Si la tensión de red tiene superpuestos armónicos de tensión, la forma de que estos armónicos no den lugar a la absorción de armónicos de corriente por parte del filtro es que la tensión del elemento activo los contrarreste. En ese caso, la tensión a aportar por el elemento activo sería:

$$U_{AF} = U_{Sh} (r+1). \quad (3.36)$$

Por tanto, la magnitud de la tensión necesaria en el filtro de la **Figura 3.10(c)** es mayor que en el filtro de la **Figura 3.10(a)**. Sin embargo, dicha tensión no representa un valor importante en el proceso de diseño.

A la frecuencia de conmutación, la corriente inyectada por el inversor hacia la red vale:

$$I_{Scomm} = \frac{0,45U_{dc}}{(r+1)Z'_C \left(n'_{comm} - \frac{1}{n'_{comm}} \right)} \approx \frac{0,45U_{dc}}{(r+1)Z'_C n'_{comm}} = \frac{0,45U_{dc}}{rZ_C n_{comm}}. \quad (3.37)$$

Si el valor de la inductancia que está en serie con el elemento activo L_{AF} es menor que la del filtro pasivo L_F , $r < 1$, los armónicos inyectados por el filtro de la **Figura 3.10(c)** serán mayores que en el filtro de la **Figura 3.10(a)**.

Si se analiza el transitorio de conexión a red del filtro de la **Figura 3.10(c)**, se obtiene el mismo resultado que en los casos anteriores con una ecuación equivalente a la (3.26), esto es, una oscilación amortiguada de frecuencia ω'_{res} cuya magnitud crece con $1/Z'_C$. De esta intensidad que atraviesa el filtro pasivo, una parte pasa también por el elemento activo, resultando:

$$i_{AF}(t) = \frac{U_{Max}}{(r+1)Z'_C} \sin(\omega'_{res} t). \quad (3.38)$$

Si la inductancia del elemento activo L_{AF} tiene un valor relativo pequeño, esto hace que una porción mayor de la corriente del transitorio pase por ella. Si se quisiera evitar este transitorio de corriente, el elemento activo debería ser capaz de suministrar, como mínimo, la tensión máxima de red. Al igual que en el filtro de la **Figura 3.10(a)**, este transitorio se amortigua en pocos semiperiodos si se aprovecha la tensión máxima del inversor, aunque esta sea de un valor relativo pequeño.

Resumiendo, en el filtro de la **Figura 3.10(c)**, el elemento activo soporta una corriente armónica inferior a la que absorbe de la carga el conjunto del filtro y se puede conseguir que la corriente reactiva de frecuencia fundamental sea cero. Con esto, se consigue disminuir apreciablemente la corriente nominal necesaria en el inversor. En su conjunto, el filtro absorbe una corriente reactiva que no se puede controlar. La tensión necesaria en el elemento activo es superior a la del filtro de la **Figura 3.10(a)**. El punto más delicado en el diseño del filtro es la relación entre la inductancia del filtro pasivo L_F y la inductancia del elemento activo L_{AF} . Lo más habitual es tener un valor de r menor de 1, lo que hará que la tensión necesaria no aumente demasiado. Pero si r se hace muy pequeño, los armónicos de conmutación aumentan, así como el transitorio de conexión. El tener un inversor controlado por corriente requerirá un sistema de control algo más complicado que en el filtro de la **Figura 3.10(a)**, en el que se realiza un control por tensión.

Analizaremos ahora la topología de filtrado de la **Figura 3.10(e)**. Este filtro está formado por un elemento pasivo de rechazo (tanque paralelo LC), sintonizado a la frecuencia de red, conectado en paralelo con la carga y, en serie con éste, se sitúa el elemento activo trabajando en fuente de corriente. El objetivo de esta estructura es que no circule corriente de frecuencia fundamental por el elemento activo, lo cual se

consigue mediante el circuito de rechazo. Como el elemento pasivo de rechazo presenta una baja impedancia a los armónicos a filtrar, sólo será necesaria una tensión baja en el elemento activo para realizar la acción de filtrado. Cuanto más alejados estén los armónicos a filtrar de la frecuencia fundamental, menos impedancia presenta el elemento pasivo a dichos armónicos.

Según las hipótesis establecidas, el inversor en fuente de corriente se descompone en un inversor en fuente de tensión más una inductancia de filtrado, L_{AF} . Para simplificar las ecuaciones, el valor de la inductancia del elemento activo se expresa en valor relativo a la inductancia del filtro pasivo L_F mediante la variable r . Según se indica en (3.39), aparece una frecuencia de resonancia de impedancia cero entre el circuito $L_F C_F$ paralelo de rechazo y la inductancia L_{AF} del inversor. Esta frecuencia de resonancia vale:

$$L_{AF} = r \times L_F \quad \omega_{res\ serie} = \omega_{res\ paralelo} \sqrt{\frac{r+1}{r}} \approx \omega_{res\ paralelo} \sqrt{\frac{1}{r}} \quad (3.39)$$

En un circuito $L_F C_F$ paralelo de rechazo sintonizado a la frecuencia fundamental, la inductancia necesaria L_F resulta ser muy grande, comparada con la de los filtros de topologías anteriores, sintonizados al armónico 5° o superior. Por tanto, la inductancia del inversor L_{AF} es mucho más pequeñas que L_F y se puede suponer que $r \ll 1$, lo cual que permite simplificar la ecuación de (3.39).

La tensión del elemento activo necesaria para filtrar totalmente un armónico de orden h y magnitud I_{Lh} resulta:

$$U_{AF} = I_{Lh} Z_C \left(r n - \frac{1}{\left(n - \frac{1}{n} \right)} \right) \approx I_{Lh} Z_C \left(r h - \frac{1}{h} \right). \quad (3.40)$$

En este caso, como la frecuencia de resonancia es la frecuencia fundamental, se tiene que el valor de n y de h es el mismo. Esto es:

$$n = \frac{\omega}{\omega_{res}} \quad h = \frac{\omega}{\omega_{fund}} \quad \omega_{res} = \omega_{fund} \Rightarrow n = h. \quad (3.41)$$

Si suponemos que el orden de los armónicos a filtrar son superiores al 5°, esto implica que $h \gg 1$. Entonces, se puede hacer la aproximación mostrada en (3.40). A medida que h vaya tomando valores mayores, se llegará un punto en el que el término entre paréntesis de (3.40) valdrá 0. Este es el punto de resonancia serie entre

el circuito de rechazo $L_F C_F$ y la impedancia del elemento activo L_{AF} . En ese punto, la tensión necesaria en el elemento activo es cero, manteniéndose en un valor bajo en su entorno de frecuencias. Si se fija un valor de L_{AF} lo suficientemente grande como para que este punto de frecuencia de resonancia de impedancia cero coincida con el entorno armónico que se desea eliminar, la tensión necesaria en el elemento activo para realizar la acción de filtrado será muy pequeña. Como indica la **Figura 3.12**, la topología de filtrado de la **Figura 3.10(e)** se puede asimilar al comportamiento que presenta la topología de la **Figura 3.10(a)** a las frecuencias de filtrado. Las corrientes armónicas circularan casi es su totalidad por el condensador C_F , por lo que el circuito pasivo de dicha topología se podría aproximar a un filtro pasivo resonante serie como el del filtro de la **Figura 3.10(a)**. En la **Figura 3.15**, se puede observar que, menos para la frecuencia fundamental o para frecuencias muy cercanas a ésta, la tensión necesaria en el elemento activo para realizar la acción de filtrado es idéntica a la del filtro de la **Figura 3.10(a)**.

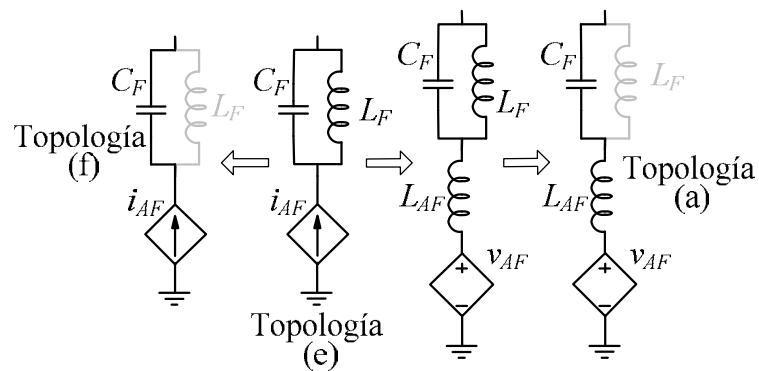


Figura 3.12 Equivalencia a nivel armónico entre la topología (e) y la (a) o la (f).

En la topología de filtrado de la **Figura 3.10(e)**, la corriente armónica filtrada tiene que pasar en su totalidad por el elemento activo. Sin embargo, aporta como una ventaja que no hay circulación de corriente de primer armónico por dicho elemento activo, ya que dicha componente es bloqueada por el circuito pasivo de rechazo. En esta topología, no tiene sentido intentar controlar la corriente reactiva de la carga, pues también el circuito pasivo de rechazo impedirá cualquier tipo de control sobre la misma. En su conjunto, el filtro de la **Figura 3.10(e)** tampoco absorbe potencia reactiva de la red, ya que la frecuencia de resonancia del circuito pasivo de rechazo coincide con la fundamental, por tanto, la potencia reactiva del condensador se compensa con la de la bobina.

A la frecuencia de conmutación del inversor, todos los armónicos de corriente pasaran por el condensador del circuito de rechazo, ya que, según se indica en la parte izquierda de la **Figura 3.12**, dicho condensador ofrece una impedancia muy reducida. Es por esto que el único elemento que limita la magnitud de los armónicos es la inductancia del elemento activo, L_{AF} . Por tanto, para el calculo de los armónicos de conmutación, se obtiene el mismo tipo de ecuación que en el filtro de la **Figura 3.10(a)**.

$$I_{S_{comm}} = \frac{0,45 U_{dc}}{Z'_C \left[r n_{comm} - \frac{1}{\left(n_{comm} - \frac{1}{n_{comm}} \right)} \right]} \approx \frac{0,45 U_{dc}}{r Z_C n_{comm}} \quad (3.42)$$

En el filtro de la **Figura 3.10(e)**, hay que tener la precaución que la frecuencia de resonancia serie esté al menos una década por debajo de la frecuencia de conmutación del inversor para evitar que la corriente circulante a esta frecuencia sea muy elevada.

El transitorio de conexión que presenta el filtro de la **Figura 3.10(e)** es casi idéntico al del filtro de la **Figura 3.10(a)**, tanto en amplitud como en frecuencia. La inductancia del circuito de rechazo apenas afecta al sistema.

Un factor adicional a tener en cuenta en el estudio del filtro de la **Figura 3.10(e)** son las dimensiones de los elementos pasivos. En los filtros estudiados anteriormente, los componentes pasivos mantenían un orden similar entre los distintos filtros. En el filtro de la **Figura 3.10(e)**, para que las tensiones en el elemento activo sean del mismo orden que en las otras topologías de filtrado estudiadas, el valor del condensador del circuito de rechazo debe ser del mismo orden que en los casos anteriores. Sin embargo, la bobina que resuena con dicho condensador (resuena a la frecuencia fundamental) resultara grandísima, casi inaceptable. A modo de ejemplo, comparado con el filtro de la **Figura 3.10(a)**, con la misma tensión de inversor y mismo condensador de filtrado, el valor de la inductancia del circuito pasivo del filtro de la **Figura 3.10(e)** resulta ser 36 veces mayor.

Resumiendo, en el filtro de la **Figura 3.10(e)**, el elemento activo no tiene que soportar corriente circulante de frecuencia fundamental. En los demás aspectos, este filtro es idéntico al filtro de la **Figura 3.10(a)**; salvo la necesidad de un circuito de

sintonización a frecuencia fundamental, lo cual hace necesario unos componentes pasivos inaceptables.

A continuación se analizará la topología de filtrado de la **Figura 3.10(d)**. Este filtro está formado por un circuito pasivo de rechazo $L_{FP}C_F$, sintonizado a la frecuencia de red, conectado en paralelo con la carga y, en serie con éste, existe una bobina L_{FS} que resuena con el circuito de rechazo en el rango de los armónicos a eliminar. En paralelo con la bobina L_{FS} , se sitúa el elemento activo. En este caso, el elemento activo trabaja en fuente de corriente, para mejorar el ancho de banda del sistema. El objetivo de esta estructura es que por el elemento activo no circule ni la corriente de frecuencia fundamental, ni tampoco la totalidad de la corriente armónica a filtrar.

A nivel de frecuencia fundamental, el filtro de la **Figura 3.10(d)** no absorbe corriente. Sin embargo, al igual que en el filtro de la **Figura 3.10(e)**, un filtro de rechazo de frecuencia fundamental tiene un coste demasiado alto en elementos pasivos, ya que la bobina es muy grande.

En el rango de las frecuencias armónicas a eliminar, el filtro de la **Figura 3.10(d)** se asemeja al de la **Figura 3.10(c)**, según se muestra en la **Figura 3.13**. En este rango armónico, la bobina del circuito de rechazo L_{FP} apenas tiene efecto, por lo que ambos filtros son semejantes en términos de repartos de corrientes, inyección de armónicos de conmutación o respuesta transitoria. Además, en el filtro de la **Figura 3.10(c)** se había conseguido una estrategia de control que permitía la no circulación de corriente de frecuencia fundamental por el elemento activo, lo cual aplicado al filtro de la **Figura 3.10(d)**, hace prácticamente innecesario el uso del circuito de rechazo.

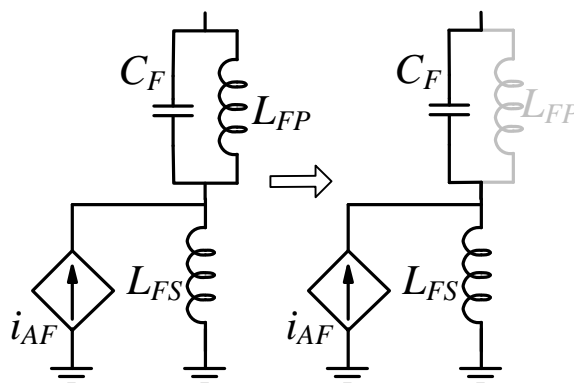


Figura 3.13 Equivalencia a nivel armónico entre la topología (d) y la (c).

Resumiendo, en el filtro de la **Figura 3.10(d)**, los elementos pasivos serán excesivos, siendo innecesario su uso si se cancela la corriente fundamental en el elemento activo mediante la estrategia de control adecuada.

Para finalizar el estudio de filtros híbridos, se analizará la topología de filtrado de la **Figura 3.10(f)**. Este filtro está formado por un condensador C_F en paralelo con la carga y, en serie con éste, un elemento activo actuando en fuente de corriente. El condensador C_F limita la corriente circulante a frecuencia fundamental y presenta una baja impedancia para los armónicos.

Según las hipótesis establecidas en el análisis, la fuente de corriente del filtro de la **Figura 3.10(f)** se puede sustituir por una fuente de tensión v_{AF} más una inductancia de filtrado L_{AF} . Entonces, las topologías de filtrado de las **Figuras 3.10(f)** y **3.10(a)** son exactamente las mismas, con las mismas ecuaciones resultantes. A diferencia del filtro de la **Figura 3.10(a)**, donde se buscaba una frecuencia de resonancia serie próxima a los armónicos a eliminar, en el filtro de la **Figura 3.10(f)** se perseguirá que la inductancia de filtrado L_{AF} sea pequeña y, por tanto, la frecuencia de resonancia serie estará por encima de los armónicos de trabajo. La inductancia L_{AF} actúa como elemento de filtrado de las frecuencias de conmutación. La frecuencia de resonancia serie debe quedar, obligatoriamente, al menos una década por debajo de la frecuencia de conmutación del inversor.

Esta diferencia en la frecuencia de resonancia serie del conjunto $L_{AF}C_F$, hace que la tensión necesaria en el elemento activo del filtro de la **Figura 3.10(f)** sea mayor, ya que el punto de impedancia cero aparece a frecuencias superiores a las que se desea filtrar. Sin embargo, por la misma razón, es más fácil obtener un mayor ancho de banda de filtrado. La corriente absorbida por el elemento activo del filtro es la corriente armónica que se compensa de la carga, más la corriente reactiva de frecuencia fundamental que absorbe el condensador. En el filtro de la **Figura 3.10(f)**, tampoco tiene sentido intentar controlar corriente reactiva de frecuencia fundamental, ya que el condensador C_F ofrece alta impedancia a esa frecuencia. La corriente inyectada por el inversor a la frecuencia de conmutación será mayor que en el filtro de la **Figura 3.10(a)**, pues se supone que la inductancia es menor y todos los demás parámetros son similares. El transitorio resultante en la conexión del filtro de la **Figura 3.10(f)** consistirá en una oscilación amortiguada, de mayor frecuencia y amplitud que en el filtro de la **Figura 3.10(a)**. En el filtro de la **Figura 3.10(f)**, las prestaciones del elemento activo tienen que ser un poco superiores a las del filtro de

la **Figura 3.10(a)**. Sin embargo, como contrapartida, la inductancia L_{AF} es un poco más pequeña.

En la **Figura 3.14** se muestra la corriente que pueden filtrar las diferentes topologías de filtros híbridos en función del orden del armónico a filtrar, con una misma tensión de elemento activo y el mismo condensador en el elemento pasivo.

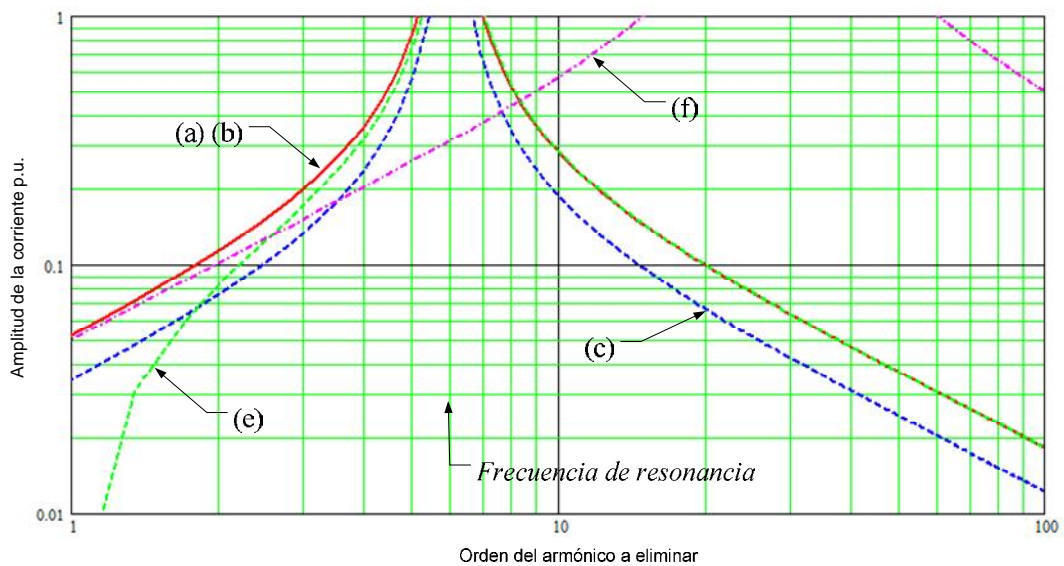


Figura 3.14 Corriente filtrable con una tensión de elemento activo.

Después de este estudio, se llega a la conclusión de que ninguna topología de las analizadas puede controlar la reactiva de frecuencia fundamental que consume. En las topologías de las **Figuras 3.10(a)**, **(b)**, **(c)** y **(f)**, la corriente reactiva de frecuencia fundamental queda determinada básicamente por el valor del condensador del filtro pasivo. Las topologías de las **Figuras 3.10(d)** y **(e)**, no absorben reactiva a frecuencia fundamental. En la topología de la **Figura 3.10(c)**, la corriente reactiva absorbida no pasa a través del elemento activo del filtro, lo cual representa la ventaja adicional, ya que se puede reducir su corriente nominal total.

El hecho de que los filtros híbridos utilicen una tensión en el bus de continua de inversor muy inferior a la utilizada en un filtro activo paralelo hace que la corriente armónica de conmutación inyectada en la red sea mucho más pequeña. La inductancia en serie con el inversor varía de una topología a otra, lo que da lugar a que los niveles de armónicos de conmutación inyectados en cada caso sean diferentes.

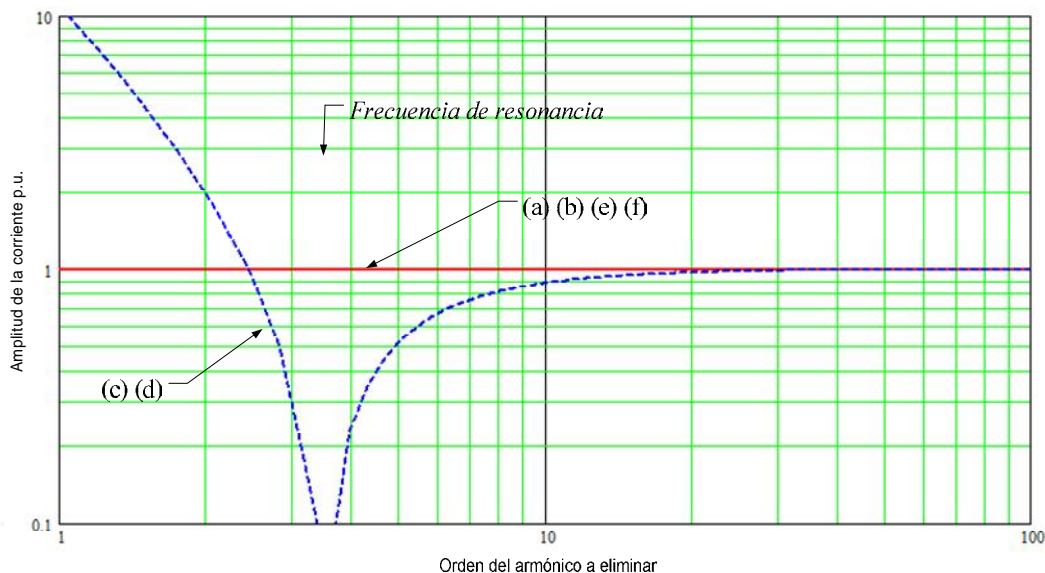


Figura 3.15 Corrientes circulantes por el elemento activo del filtro híbrido.

Las topologías de las **Figuras 3.10(c)** y **(d)** presentan un rango de frecuencias, próximas a la frecuencia de resonancia del filtro pasivo, en el que sólo una parte de la corriente filtrada (a veces ninguna) pasa por el elemento activo, ver **Figura 3.15**. En las demás topologías, toda la corriente a filtrar tiene forzosamente que pasar por el elemento activo del filtro.

Las topologías de las **Figuras 3.10(d)** y **(e)**, deberían desestimarse a efectos prácticos debido al alto valor de inductancias necesarias para su construcción, ya que resuenan a la frecuencia fundamental. En las otras topologías, los componentes pasivos tienen valores similares.

En la práctica, la topología de la **Figura 3.10(b)** se desestimarán, ya que no presenta ninguna ventaja respecto al resto de topologías y, sin embargo, da lugar a problemas adicionales ante posibles cortocircuitos en carga. El transitorio de conmutación es un problema a tener en cuenta en el diseño de cualquier topología de filtrado, pero resulta especialmente importante en la topología de la **Figura 3.10(f)**, ya que se ha supuesto que la inductancia de filtrado L_{AF} es pequeña y, por tanto, la corriente transitoria se asemeja a la de la conexión brusca de un condensador a la red.

La Tabla 3.2 muestra un resumen de las prestaciones y problemas de cada una de las topologías estudiadas. En esta tabla, también se ha añadido el filtro activo paralelo, por ser el elemento de filtrado activo más extendido en la actualidad.

Tabla 3.2 Ventajas e inconvenientes de las topologías de filtros híbridos

Característica \ Tipo de filtro	Activo Paralelo	1	2	3	4	5	6
Tensión del bus de continua	---	+++	+++	++	++	+++	+
Corriente por el inversor / de f. fundamental	-/+++	-/-	-/-	+/+	+/+	-/+	-/-
Control por Tensión / Corriente	I	V	V	I	I	I	I
Generación de armónicos de conmutación	---	++	+	-	-	-	-
Elementos pasivos	+++	+	+	+	---	---	++
Control reactiva / Absorbe reactiva	+++/ -	No/Si	No/Si	No/Si	No/No	No/No	No/Si
Transitorio de conexión o falla	+++	-	---	--	--	-	--
Aparición armónicos de tensión en carga	+++	+++	---	+++	+++	+++	+++
Coste total	--	+	-	+	---	---	+

3.4.4 Filtros híbridos serie

Los filtros híbridos serie presentados a continuación son el equivalente a cada una de las topologías de filtros híbridos paralelos estudiados en el apartado anterior. Este tipo de filtros está especialmente indicado para cargas en fuente de tensión, presentando una alta impedancia a los armónicos a eliminar. Respecto a los filtros pasivos serie, la utilización de elementos activos hace que aumenten las prestaciones de filtrado, con un mayor ancho de banda y con la capacidad de atenuación de posibles resonancias con otros elementos. Este tipo de filtrado presenta el problema de generar armónicos de tensión en el lado de carga. Además, este tipo de filtro, sobretodo su elemento activo, debe ser resistente a cortocircuitos en el lado de carga.

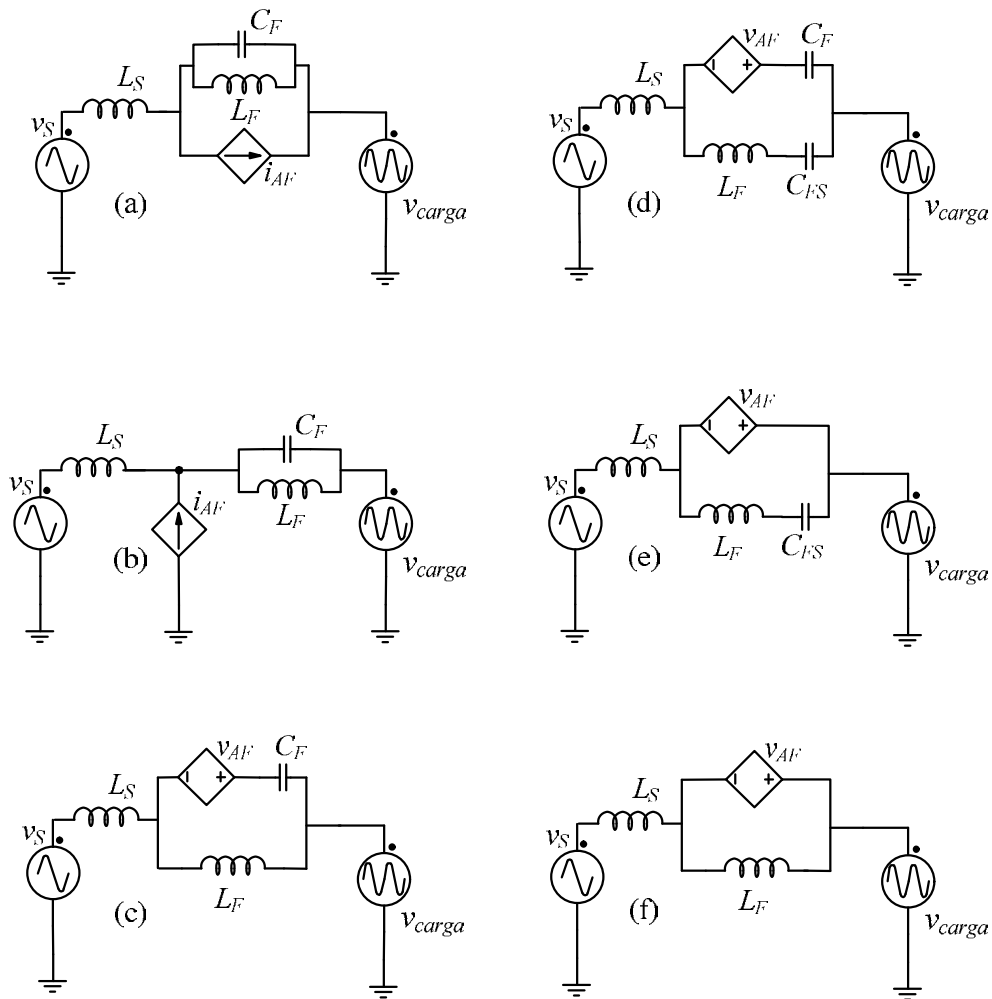


Figura 3.16 Filtro híbrido serie con mejora de prestaciones del pasivo.

Las topologías de las **Figuras 3.16(a)** y **(b)** son el equivalente a sus homónimas en filtros paralelo. Tienen un circuito pasivo de rechazo $L_F C_F$ que está sintonizado a

una frecuencia cercana a la de los armónicos que se desean eliminar. El elemento activo del filtro amplía su ancho de banda y elimina las resonancias indeseables de los componentes pasivos. En la topología de la **Figura 3.16(b)**, el inversor debe ser de la tensión nominal de red, pero no tendrá problemas con las corrientes de cortocircuito en el lado de carga.

Con un razonamiento similar al de algunos filtros paralelo, las topologías de las **Figuras 3.16(d)** y **(e)** minimizan la tensión a frecuencia fundamental que aparece en bornes del elemento activo mediante la conexión, en paralelo con éste, de un circuito serie sintonizado $L_F C_{FS}$ a la frecuencia fundamental. Esta medida da lugar a unos valores de componentes pasivos prohibitivos en relación a la ínfima mejora que se consigue en el filtrado.

En la topología de la **Figura 3.16(c)**, se puede minimizar la tensión a la frecuencia fundamental en el elemento activo. Por lo demás es similar a la topología de la **Figura 3.16(a)**. Por último, la topología de la **Figura 3.16(f)** puede conseguir un buen ancho de banda, sobretodo a frecuencias altas, para las que se puede decir que se convierte en un filtro activo serie. Sin embargo, este aumento de prestaciones hace necesaria una mayor tensión de bus que en los otros filtros híbridos.

3.5 Conclusiones

En el presente Capítulo se ha hecho una introducción a los filtros pasivos, resaltando sus ventajas e inconvenientes. Se han presentado también los filtros activos, los cuales son teóricamente perfectos para eliminar armónicos, además de tener otras prestaciones. Se han estudiado también las topologías más interesantes de los filtros híbridos, haciendo un análisis cualitativo de cada una de estas topologías. Suponiendo un control ideal de los filtros híbridos, se han comparado las necesidades de tensión y corriente del inversor de las distintas topologías de filtros híbridos. Se ha comparado la magnitud y orden de los posibles armónicos a eliminar con cada topología de filtrado, así como otras prestaciones o inconvenientes que presentan cada una de ellas.

El estudio llevado a cabo permite llegar a las siguientes conclusiones sobre filtros:

- i) Los filtros pasivos, a pesar de su bajo coste y sencillez aparente, pueden presentar muchos problemas al instalarse en la red eléctrica. Sus inconvenientes más importantes son las posibles resonancias con otros

elementos de la red y que el grado de filtrado depende de la impedancia de dicha red.

- ii)* Los filtros activos tienen prestaciones muy destacables que dependen de su topología. Entre estas prestaciones se puede resaltar el filtrado de armónicos, el control de reactiva y el equilibrado de las fases.
- iii)* Los filtros activos necesitan un convertidor de potencia que pueda dar una tensión superior a la de red en cualquier instante. Además, para tener una elevada dinámica en el control de la corriente, interesa que la inductancia de conexión a red sea baja. Estos dos factores hacen que el rizado en la corriente inyectada en la red, debido a la conmutación del convertidor de potencia, pueda ser importante.
- iv)* La principal ventaja de los filtros híbridos es la baja potencia del convertidor de potencia en comparación con los filtros activos.
- v)* Aunque existe una gran cantidad de topologías de filtros híbridos, de éstas, sólo las de las Figuras 3.10(a) y 3.10(c) se han considerado realmente viables a efectos prácticos.

En esta Tesis Doctoral, se ha optado por estudiar en profundidad y mejorar el filtro híbrido paralelo de la **Figura 3.10(a)**, el cual está formado por un circuito resonante serie $L_F C_F$, conectado en serie con un elemento activo trabajando en fuente de tensión.

4 Elementos pasivos

En este Capítulo se analizan los elementos pasivos de potencia que forman parte de un filtro híbrido. El Capítulo está dividido en cuatro partes. Primero, una introducción al tema describe como debería ser el elemento pasivo ideal para filtros híbridos. Una segunda parte presenta el estado del arte actual sobre dispositivos pasivos específicos para redes de cuatro hilos y para la eliminación de componentes homopolares. La tercera parte analiza un nuevo diseño de inductancia capaz de tener dos frecuencias de resonancia al conectarse en un típico circuito resonante serie LC trifásico. La cuarta parte estudia una nueva topología de filtro pasivo de cuatro ramas que también consigue dos frecuencias de sintonización simultáneas, una para frecuencias de secuencia directa e inversa y otra para homopolar.

4.1 Introducción

En primer lugar, se analizan las propiedades que debería tener el elemento pasivo ideal para construir un filtro híbrido que maximice la eliminación de armónicos. Se enumeran las cualidades que debe tener un filtro híbrido paralelo como el mostrado en la **Figura 4.1** y, de entre ellas, se resaltarán en cuáles influye el elemento pasivo. Estas cualidades pueden ser:

- Cancelar totalmente los armónicos seleccionados.
- Eliminar el máximo número de armónicos. Por tanto, el filtro debe presentar el máximo ancho de banda de trabajo posible.
- Reducir al máximo la potencia del inversor asociado al filtro.
- Minimizar la corriente o potencia reactiva a la frecuencia fundamental. Si se considera el posible efecto beneficioso de la compensación de reactiva, esto puede ser parcialmente aceptable.
- Atenuar al mínimo posible las perturbaciones provocadas en la red como consecuencia de la conmutación del inversor.

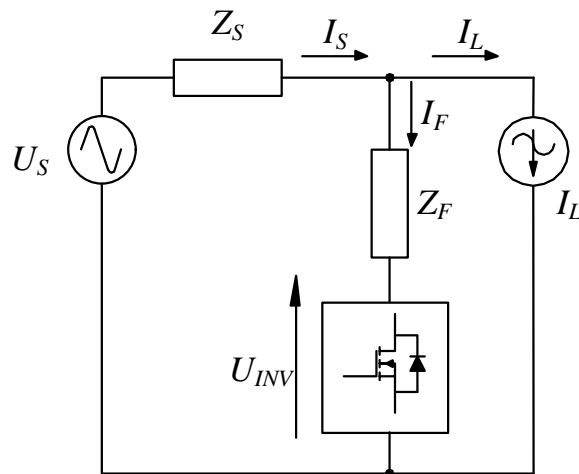


Figura 4.1 Esquema simplificado de un filtro híbrido paralelo.

Con estos criterios, la impedancia del elemento pasivo utilizado en el filtro híbrido debería ser como la mostrada en la Figura 4.2, presentando una impedancia mínima a las frecuencias armónicas que se desean eliminar. De esta forma, con una pequeña tensión del inversor se puede conseguir una corriente armónica de compensación máxima. La zona de valle en el valor de la impedancia debe comprender todos los armónicos que se desean eliminar. La intensidad armónica que se puede compensar viene dada por:

$$I_{arm} = \frac{U_{inv}}{Z_{min\ filtro}}, \quad (4.1)$$

donde U_{inv} representa la tensión que puede suministrar el inversor. Un valor típico de U_{inv} es del orden de 0,1 p.u., con respecto a la tensión nominal de red. $Z_{min\ filtro}$ es la impedancia del filtro pasivo en la zona en que se quieren eliminar armónicos. $Z_{min\ filtro}$ debe tener un valor tan pequeño como sea posible, típicamente menor de 0,1 p.u.. I_{arm} es la corriente armónica que se puede inyectar. Con los valores antes descritos, I_{arm} podrá ser mayor uno en valor unitario.

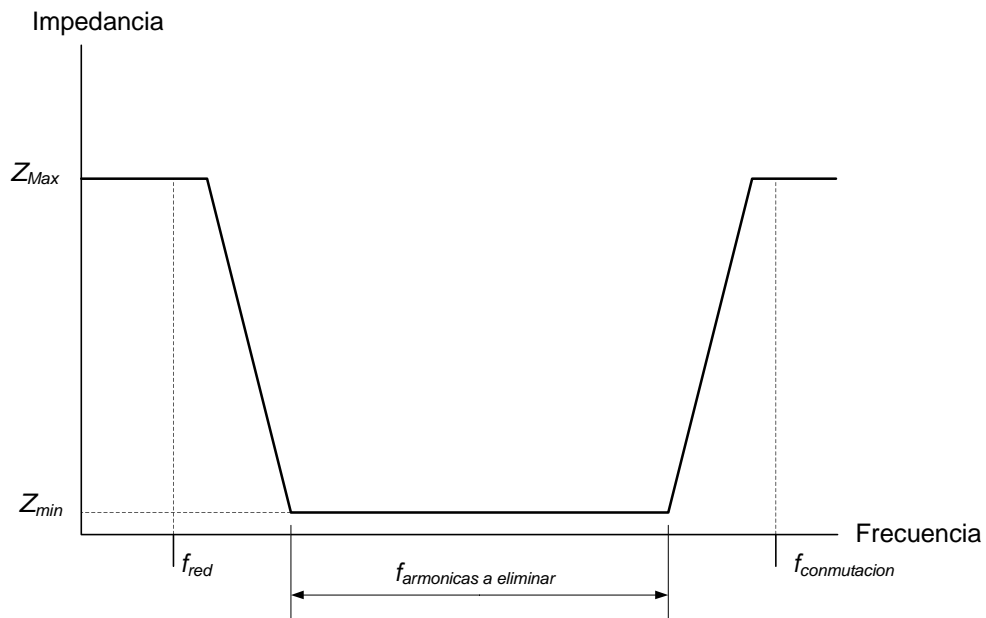


Figura 4.2 Filtro pasivo ideal para la eliminación de armónicos.

A la frecuencia de red, la impedancia del filtro pasivo debe ser máxima, dado que interesa que la intensidad absorbida a frecuencia de red sea mínima para no desperdiciar parte de la potencia del filtro pasivo y del inversor en una corriente que no elimina armónicos. A la frecuencia fundamental de red, el filtro se ve sometido directamente a la tensión nominal de la red. Cabe destacar que el inversor del filtro no puede compensar la tensión de frecuencia fundamental. La intensidad de la corriente que circula por el filtro a la frecuencia fundamental viene dada por:

$$I_{fund} = \frac{U_S}{Z_{Max\ Filtro} + Z_S} \approx \frac{U_S}{Z_{Max\ Filtro}}, \quad (4.2)$$

donde U_S es la tensión de red, en la que solamente se considera su componente a la frecuencia fundamental (50 Hz), Z_S es la impedancia de la red, que suele ser muy pequeña en comparación con la impedancia del filtro pasivo y se puede despreciar en el cálculo, y $Z_{Max\ Filtro}$ es la impedancia del filtro pasivo a la frecuencia fundamental, la cual ha de ser lo mayor posible. I_{fund} es la corriente absorbida de red a la frecuencia fundamental. Si como es habitual $Z_{Max\ Filtro}$ tiene valores entre 2 y 5 p.u. y U_S vale 1 p.u., el valor de la corriente a la frecuencia fundamental que se absorbe de red está entre 0,5 y 0,2 p.u. de la corriente nominal del filtro.

La impedancia del filtro pasivo a la frecuencia de conmutación del inversor debe ser también máxima; así se consigue que la distorsión de tensión que aparece en el

punto de acoplo común con la red (PCC – *Point of Common Coupling*) a las frecuencias de conmutación sea mínima. Esta distorsión de tensión se pueden calcular de una forma simplificada como:

$$U_{PCC} = \frac{U_{Invconmut} \times Z_S}{Z_{MaxFiltro} + Z_S} \approx U_{Invconmut} \frac{Z_S}{Z_{MaxFiltro}}, \quad (4.3)$$

donde U_{PCC} es la tensión en el PCC y $U_{Invconmut}$ es la tensión del inversor a la frecuencia de conmutación, que será del orden de 0,1 p.u.. Si $Z_{MaxFiltro}$ es mucho mayor que Z_S a dicha frecuencia, el divisor de tensión que aparece en la parte izquierda de la ecuación (4.3) se puede simplificar, resultando que la U_{PCC} es proporcional a $U_{Invconmut}$. Teniendo en cuenta que $U_{Invconmut}$ es pequeña en un filtro híbrido y que el factor $Z_S / Z_{MaxFiltro}$ es también mucho menor que la unidad, el valor de U_{PCC} será realmente muy pequeño. Por tanto, la tensión a frecuencia de conmutación que aparece en el PCC puede considerarse prácticamente despreciable. Adicionalmente, se puede añadir un filtro de alta frecuencia en el PCC del filtro híbrido para absorber las tensiones residuales a la frecuencia de conmutación.

La corriente a la frecuencia de conmutación que se inyecta a red también debe ser mínima. Suponiendo el caso más desfavorable, en el que la carga no absorbe dichas corrientes de conmutación, se tendría que la corriente de alta frecuencia inyectada a red viene dada por:

$$I_{redcomm} = \frac{U_{Invconmut}}{Z_{MaxFiltro} + Z_S}, \quad (4.4)$$

donde $I_{redcomm}$ es la corriente de conmutación que se inyecta en la red desde el filtro híbrido. Si $U_{Invconmut}$ es del orden de 0,1 p.u. y la frecuencia de conmutación está entre 100 y 400 veces la frecuencia fundamental de red, la impedancia del filtro y de la red, Z_S y $Z_{MaxFiltro}$, a dicha frecuencia serán muy altas, con valores típicos en conjunto de 10 a 20 p.u.. Por tanto, los valores de corriente a la frecuencia de conmutación serán de 0,01 a 0,005 p.u.. Estos valores tan reducidos le dan al filtro híbrido una gran ventaja sobre el filtro activo, que presentan valores mucho más grandes de corriente a la frecuencia de conmutación y que siempre necesitan un filtro específico para su eliminación.

Si el filtro pasivo que forma parte del filtro híbrido es un circuito RLC serie, algunos controladores descritos en la bibliografía consiguen una respuesta a pequeña señal en la que parece que se puedan eliminar completamente los armónicos en un gran ancho de banda. Sin embargo, en la respuesta a gran señal se debe tener en cuenta la

posible saturación del inversor, con lo que en la práctica se consiguen eliminar los armónicos en un ancho de banda más reducido o con un límite en su magnitud.

Para que el filtro híbrido pueda eliminar correctamente los armónicos, la impedancia total de la rama paralelo, formada por el filtro pasivo y el inversor, debe tener una impedancia próxima a cero a la frecuencia armónica a eliminar. La impedancia del filtro pasivo a esa frecuencia debe quedar compensada por la impedancia aparente negativa del inversor. Bajo un control adecuado, el inversor trabajando en fuente de tensión puede comportarse como una impedancia de valor:

$$Z_{Inv} = \frac{U_{Inv}}{I_{Inv}} \approx \frac{0,1_{p.u.}}{1_{p.u.}} = 0,1_{p.u.}, \quad (4.5)$$

donde U_{Inv} y I_{Inv} son respectivamente la tensión y la intensidad nominal del inversor, y Z_{Inv} es la impedancia aparente del inversor. La expresión (4.5) indica que si la tensión del inversor es el 10 % de la tensión de red, la impedancia máxima que presentará el inversor tendrá un valor máximo de 0,1 p.u. (negativo) para conseguir inyectar la intensidad nominal en forma de armónicos. El filtro pasivo presenta una impedancia diferente para cada frecuencia armónica, lo que da lugar a una caída de tensión distinta para cada intensidad armónica circulante. El inversor del filtro híbrido debe poder compensar esa impedancia o esa caída de tensión si realmente se desea eliminar totalmente dicho armónico.

En la Figura 4.3 se representa el caso de un filtro RLC sintonizado al sexto armónico. En esta figura se representa la impedancia del filtro en valor unitario en función de la frecuencia. Para la frecuencia de resonancia, la impedancia del filtro pasivo es casi despreciable. Por tanto, se puede conseguir hacer circular la intensidad nominal a la frecuencia de resonancia con muy poca tensión del inversor. En este caso, el filtro pasivo presenta una impedancia de 1,75 p.u. a la frecuencia fundamental, lo que supone que la intensidad que absorbe de la red a esta frecuencia es 0,57 p.u.. A la frecuencia de conmutación, que se sitúa entre 100 y 400 veces la frecuencia fundamental, la impedancia del filtro pasivo vale entre 10 y 50 p.u.. Esto significa que, teniendo en cuenta que la tensión del inversor es de sólo 0,1 p.u., la corriente que inyectará en la línea a la frecuencia de conmutación será muy pequeña, mucho menor que la que inyecta un filtro activo.

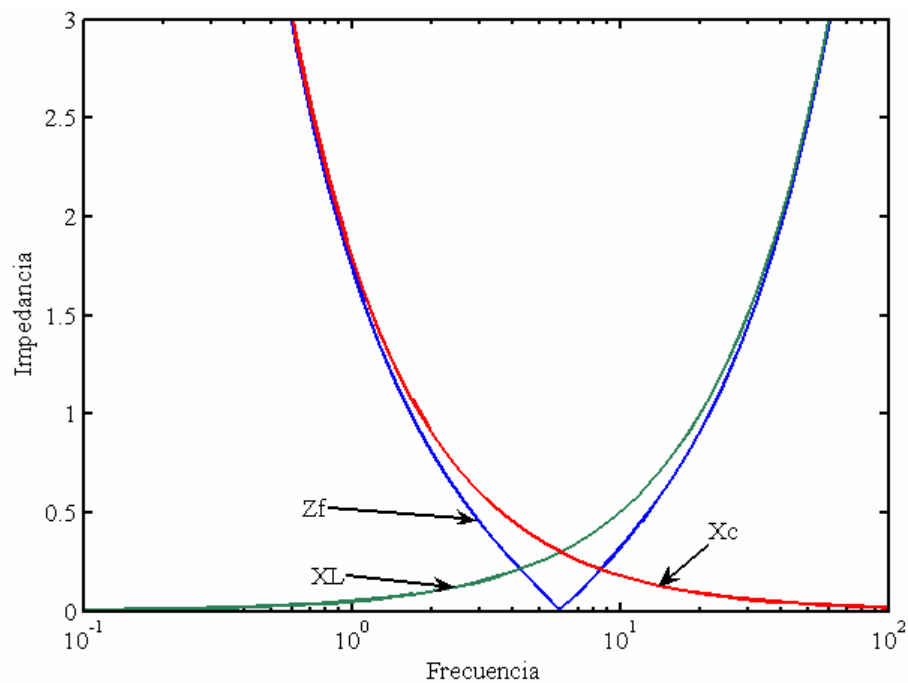


Figura 4.3 Impedancia de un filtro RLC sintonizado al 6º armónico.

La Figura 4.4 representa una ampliación de la zona próxima a la resonancia de la Figura 4.3. En esta segunda figura se puede observar que, entre los armónicos 5º y 7º, la impedancia del filtro es inferior a 0,1 p.u.. Esto significa que el inversor puede compensar totalmente estos armónicos, es decir, para esta gama de frecuencias, se puede inyectar la intensidad nominal con total independencia de la impedancia del lado de red.

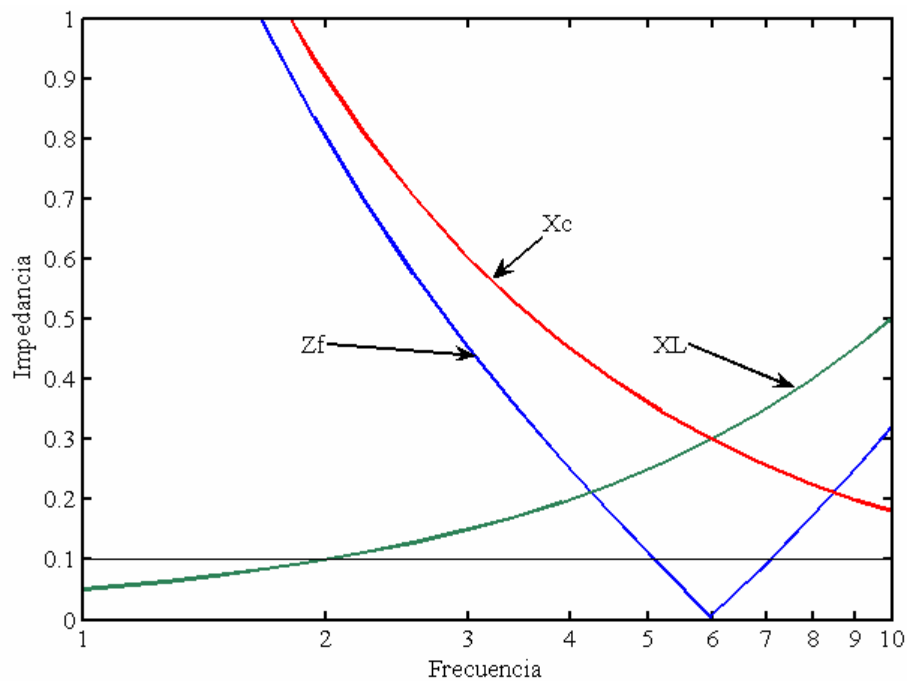


Figura 4.4 Impedancia de la zona central del filtro.

Si en vez de pretender absorber armónicos de la intensidad nominal, se limitase la absorción de corriente a un 10 %, la impedancia del inversor debería a ser:

$$Z_{Inv} = \frac{U_{Inv}}{I_{Inv}} \approx \frac{0,1_{p.u.}}{0,1_{p.u.}} = 1_{p.u.} \quad (4.6)$$

El filtro pasivo RLC de la figura presenta una impedancia igual o inferior a 1 p.u., desde al armónico 2º al 21º, lo que significa que es posible en este margen de frecuencias compensar los diferentes armónicos con una amplitud de hasta el 10 % de la intensidad nominal.

4.2 Estado del arte

El circuito LC serie o paralelo es el elemento de filtrado pasivo predominante en la mayoría de los filtros híbridos. En [Singh2005] se presenta un compendio de todas las topologías de filtros híbridos, ofreciendo un extenso conjunto de referencias bibliográficas sobre el tema (155 referencias). Casi todas las topologías mostradas utilizan como elemento pasivo el filtro sintonizado LC serie o paralelo dependiendo del tipo de filtro. A pesar de que una parte de las topologías mostradas está dedicada a filtros de cuatro hilos con armónicos de neutro, sólo en tres referencias bibliográficas se presentan elementos pasivos diferentes al filtro sintonizado LC .

Por otro lado, la revisión bibliográfica ha permitido encontrar elementos pasivos de baja impedancia que forman parte de filtros híbridos específicos para armónicos de secuencia homopolar [Mohan1993], [Enjeti2001], [Deng2002], [Choi2007]. Sin embargo, no se ha encontrado ninguna referencia a trabajos en los que se realice una combinación en el mismo filtro de elementos de filtrado simultáneo de armónicos de secuencia directa o inversa y de secuencia homopolar.

En los tres apartados siguientes, se detallan los elementos pasivos más destacados que se utilizan en la actualidad como elementos pasivos en filtros para corrientes homopolares.

4.2.1 Transformadores de baja impedancia homopolar

Se describen en general tres tipos de transformadores de baja impedancia a tensiones y corrientes de secuencia homopolar que son:

- Transformador en conexión Zig-zag, **Figura 4.5**, también llamado transformador de puesta a tierra en sistemas de potencia. Este transformador, por su especial forma de conexión de los bobinados, presenta una muy baja impedancia a todas las componentes de secuencia homopolar. Es un transformador indicado para su montaje como parte de un filtro híbrido. Cuando se conecta un inversor monofásico en el nodo central de este transformador, se pueden eliminar los armónicos homopolares [Enjeti2001]. Si este tipo de transformadores se conecta a una red de tensión U_L en la que se desea filtrar una corriente de neutro I_0 , la potencia del mismo será:

$$S_{N_z} = 0,666 \times U_L \times I_0 \quad (4.7)$$

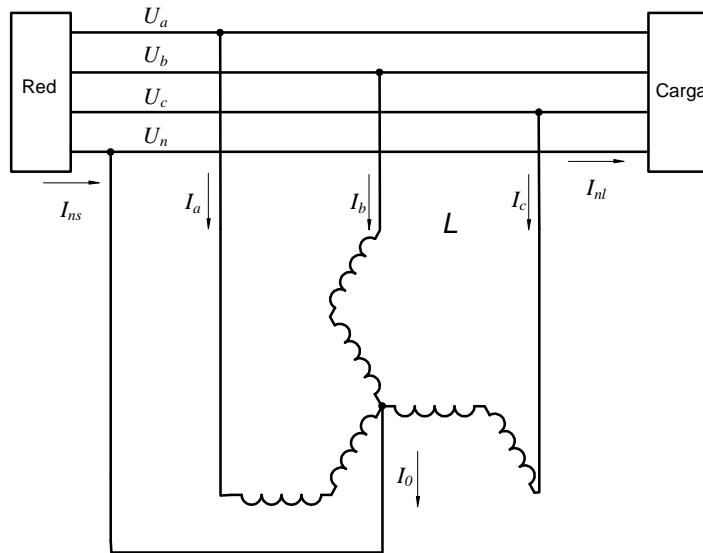


Figura 4.5 Conexión de un transformador en zig-zag para reducción de armónicos de neutro.

- Transformador en estrella – triángulo, con la estrella conectada a red y el triángulo cortocircuitado, **Figura 4.6**. En este tipo de conexión, prácticamente no pueden existir tensiones de secuencia homopolar en la red, ya que inducirían una tensión diferente de cero (suma de las tres homopolares) en el triángulo que está en cortocircuito. Por tanto, cualquier componente homopolar de corriente acaba circulando por el interior del triángulo. Este secundario en triángulo puede tener otras aplicaciones además de la de presentar baja impedancia a las componentes homopolares. Por ejemplo, el devanado en triángulo puede dar alimentación para otros circuitos, pues la relación de transformación entre primario y secundario es indiferente para el filtrado. La potencia de este transformador para una U_L e I_0 dadas es:

$$S_{Nyd} = 0,577 \times U_L \times I_0 \quad (4.8)$$

No obstante, a diferencia del transformador en zig-zag, éste tiene dos bobinados, primario y secundario, y por tanto usa más cobre. A pesar de ello, este transformador aparece en diferentes referencias como parte de un filtro híbrido [Enjeti1994], [Enjeti1996] y [Mahamad2004].

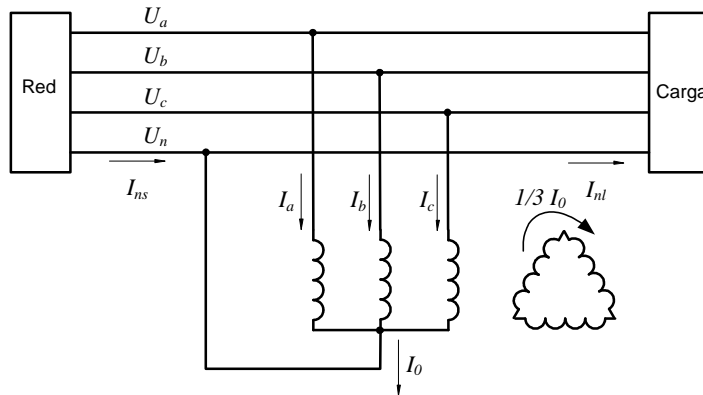


Figura 4.6 Conexión de un transformador en estrella-triángulo para reducción de armónicos de neutro.

- Transformador en conexión en T, **Figura 4.7**. Este transformador también presenta baja impedancia a componentes homopolares, pero a nivel de potencias es el menos económico de los tres. Bajo las mismas condiciones de operación que en los casos anteriores, su potencia sería:

$$S_{NT} = 0,718 \times U_L \times I_0 \quad (4.9)$$

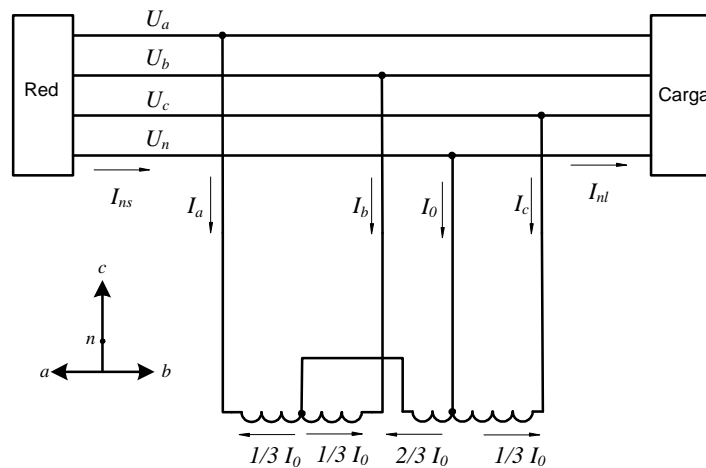


Figura 4.7 Conexión de un transformador en T para reducción de armónicos de neutro.

Estos tres tipos de montajes presentan dos inconvenientes a tener en cuenta. El primer inconveniente es que el grado de filtrado depende de la relación entre la impedancia homopolar de la red y la impedancia homopolar del transformador

instalado. Las dos impedancias homopolares están en paralelo y se forma un divisor de corriente. Cuanto menor potencia tenga el transformador de filtrado y mayor potencia tenga la red, menor filtrado se obtendrá. Este problema es común a los filtros pasivos LC paralelo.

Como ejemplo de la situación anteriormente descrita, se considerará una carga de 95 kVA, formada por rectificadores trifásicos y monofásicos, conectada en una red de 400 V. El transformador que alimenta la red tiene una potencia nominal de 100 kVA, similar a la de la carga distorsionante, con una reactancia de cortocircuito del 6% y una resistencia del 1,5 %. Para eliminar los armónicos de neutro a este montaje se le ha conectado en paralelo un transformador en zig-zag de 25 kVA, con una impedancia homopolar del 0,6 %, que es un valor típico en este tipo de máquina eléctrica. En la **Figura 4.8** se muestran los resultados de simulación de este montaje considerando que el transformador en zig-zag se conecta en $t=80\text{ms}$. En la **Figura 4.8(a)** se puede ver que la corriente de neutro es de 107 A, mientras que en la corriente de fase es de 135 A, **Figura 4.8(d)**. La **Figura 4.8 (c)** muestra como la tensión de fase está claramente deformada debido a las conmutaciones de los rectificadores. El transformador en zig-zag ofrece a las corrientes homopolares de carga un camino de muy baja impedancia, con lo que las corrientes de neutro en el lado de red son casi nulas, ya que dichas corrientes ahora circulan por el transformador en zig-zag.

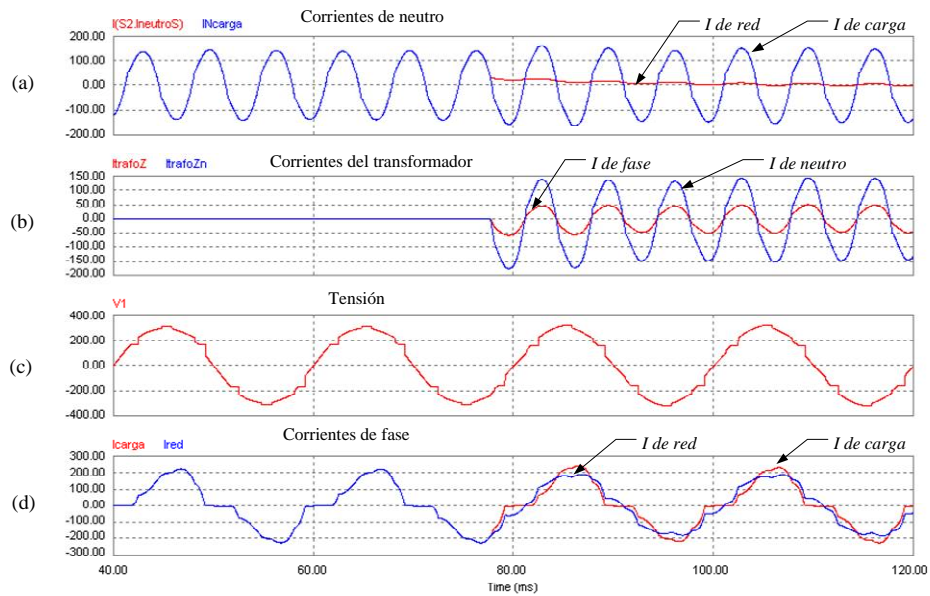


Figura 4.8 Eliminación de armónicos de neutro de una red débil, con un transformador zig-zag.

En un segundo ejemplo se considera que la potencia de la red es mucho mayor que la de la carga distorsionante. En este caso, la potencia de red es de 630 kVA, con las mismas proporciones de impedancias. En la **Figura 4.9** se muestran los resultados de simulación de este segundo caso. En la **Figura 4.9(c)**, la deformación de la tensión ha desaparecido casi completamente debido a esta menor impedancia de red y a que la carga distorsionante solo es una porción de la carga total. Cuando en $t=80\text{ms}$ se conecta el mismo transformador en zig-zag que en el ejemplo anterior, la reducción de corriente armónica de neutro en el lado de red, no es total, ver **Figura 4.9(a)**, pues aunque la impedancia homopolar del transformador zig-zag es pequeña, dicha impedancia es de un orden similar a la del transformador de distribución.

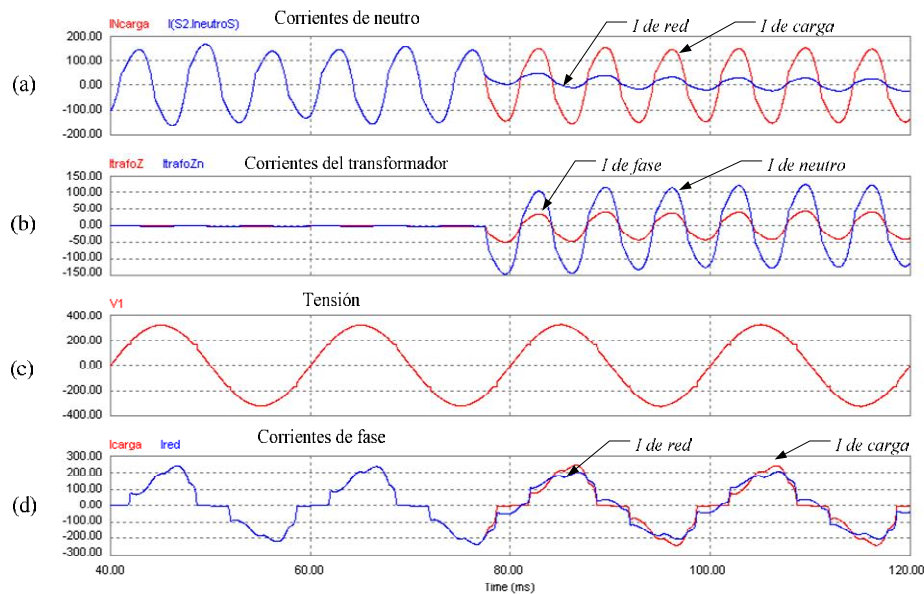


Figura 4.9 Eliminación de armónicos de neutro de una red fuerte, con un transformador zig-zag.

El segundo problema que aparece al utilizar cualquiera de estos sistemas con transformador, es que no sólo se reduce la impedancia homopolar del sistema frente a armónicos, sino también frente a la componente fundamental. En régimen normal de funcionamiento, esta reducción de impedancia homopolar no es problema, porque la componente homopolar de la tensión de red es normalmente muy pequeña. Sin embargo, en caso de cortocircuito monofásico de fase a tierra (el más habitual en redes eléctricas), la componente homopolar de la tensión de red toma súbitamente un valor muy elevado, lo que hace que estos transformadores aporten una corriente muy alta a este tipo de cortocircuito. Especialmente, si estos transformadores se usan en filtros híbridos, las corrientes que pueden llegar a circular por el inversor pueden ser destructivas, teniendo que considerar las medidas adicionales para su protección.

Como un ejemplo, se ha considerado la ocurrencia en $t=55$ ms de un cortocircuito entre una fase y neutro del lado de carga en el circuito de red débil del ejemplo anterior. La **Figura 4.10(d)**, muestra como el pico de la corriente de cortocircuito que circula es de unos 4,1 kA. Cuando la protección desconecta el transformador en zig-zag, la corriente de cortocircuito baja a 2,9 kA. No obstante, el mayor inconveniente es que, durante el cortocircuito, llegan a circular casi 4 kA por el

conductor de neutro del transformador en zig-zag, cuando la corriente nominal era de sólo 110 A.

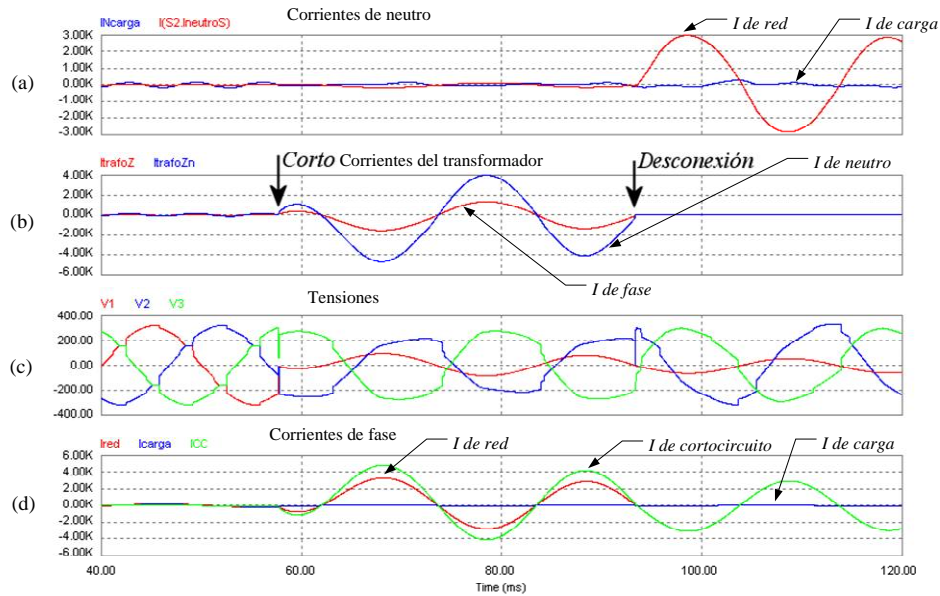


Figura 4.10 Respuesta a un cortocircuito monofásico en bornes de un transformador en zig-zag.

4.2.2 Filtro LC para armónicos homopolares

Existen filtros LC, como el mostrado en la **Figura 4.11**, específicamente diseñados para trabajar con armónicos homopolares. El filtro de la **Figura 4.11** es un filtro resonante LC paralelo colocado en serie en el conductor de neutro. El filtro pasivo tiene una frecuencia de resonancia de:

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{L \times C}}. \quad (4.10)$$

Este filtro presenta una impedancia muy alta a la frecuencia de resonancia y baja impedancia a la frecuencia fundamental. Esta alta impedancia impide que por el neutro circulen corrientes armónicas no deseadas. No obstante, este filtro presenta el inconveniente de que la tensión fase–neutro en el lado de carga tendrá armónicos a la frecuencia de la corriente eliminada.

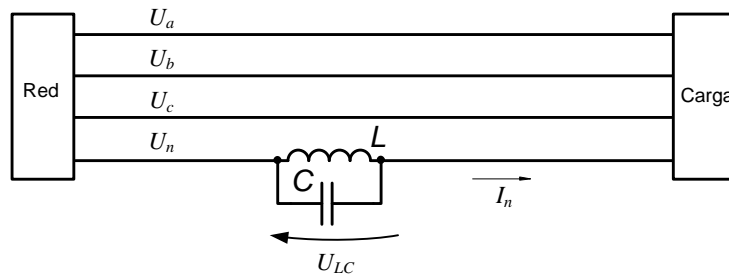


Figura 4.11 Filtro LC serie para componentes homopolares.

Como se muestra en [Larsen1999], también es posible hacer una combinación de un transformador estrella-triángulo con un condensador que cierre el triángulo. Este tipo de filtro se muestra en la **Figura 4.12**. En bornes del condensador sólo aparecen tensiones de secuencia homopolar. El condensador resuena con las inductancias de dispersión del transformador a una determinada frecuencia. Esta frecuencia coincide con la del armónico que se desea eliminar. En caso de cortocircuito tiene la ventaja de que no presenta baja impedancia a la componente de frecuencia fundamental.

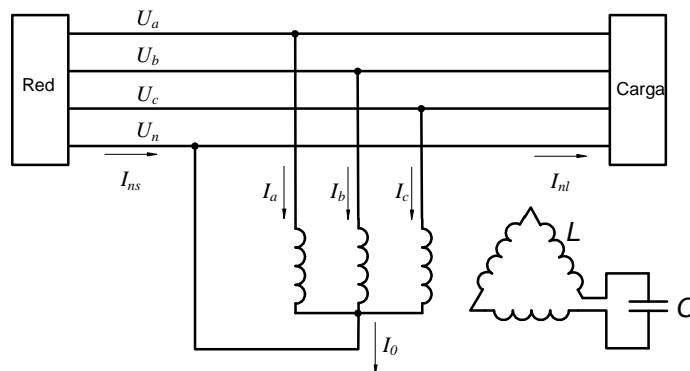


Figura 4.12 Sintonización serie LC sobre un transformador Yd.

4.2.3 Dispositivos magnéticos especiales

Entre los dispositivos magnéticos específicamente diseñados para la eliminación de armónicos homopolares, el que se ha considerado más interesante es el mostrado en la **Figura 4.13**. Esta inductancia tiene un núcleo magnético de una única columna sobre la que están bobinadas las tres fases. Si las corrientes que circulan por dichas bobinas son de secuencia homopolar, los flujos que crean también lo serán. Por tanto, dichos flujos se sumarán y darán lugar a una inductancia de secuencia homopolar muy alta. Por el contrario, para componentes de secuencia directa o

inversa, los flujos de la columna central se anulan, existiendo únicamente los flujos de dispersión. Por tanto, la inductancia de secuencia directa o inversa será muy baja.

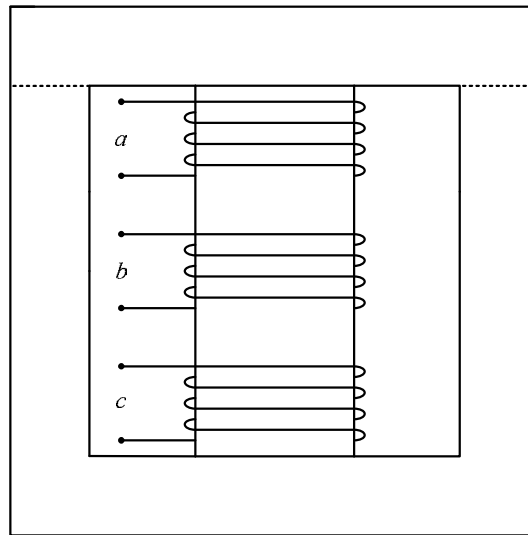


Figura 4.13 Inductancia para el bloqueo de armónicos de secuencia cero.

El dispositivo de la **Figura 4.13** se monta en serie con la red, intercalado entre la red y la carga [Dahono1997], [Kupisiewicz1998], [Fauria2001], [Syafrudin2002]. De esta manera, el dispositivo bloquea los armónicos homopolares de corriente. Si este dispositivo se monta en conjunción con uno de los dispositivos paralelo descritos anteriormente, se consigue una eliminación total de los armónicos deseados al aumentar la impedancia homopolar del lado de red. Para el resto de armónicos no homopolares, incluyendo la frecuencia fundamental, este dispositivo sólo presenta la resistencia de los bobinados y la pequeña inductancia de dispersión. Aunque la impedancia del dispositivo a la frecuencia fundamental sea pequeña, esta configuración de filtrado presenta el problema de que el dispositivo debe estar dimensionado para la intensidad nominal de la red y no sólo para la corriente armónica a eliminar.

4.3 Inductancia de doble sintonización

Los filtros pasivos LC convencionales tienen una única frecuencia de resonancia. Por tanto, solamente absorben corriente de una frecuencia, teniendo que instalar tantos filtros LC (con diferentes frecuencias de resonancia) como armónicos se deseen eliminar. La aplicación de filtros pasivos LC de absorción para la eliminación del tercer armónico, el más importante de los armónicos homopolares, es una cuestión complicada, ya que al estar la frecuencia de resonancia del filtro tan cerca de la frecuencia fundamental (típicamente 50 Hz), la corriente absorbida a dicha frecuencia es muy grande y hace al filtro antieconómico.

A continuación, se presenta un nuevo filtro pasivo trifásico de potencia LC en el que, por la especial disposición del circuito magnético que forma la inductancia, existen dos frecuencias de resonancia simultáneas con el banco de condensadores trifásicos [Candela2006]. Una de estas frecuencias de resonancia afecta a las componentes de tensión y corrientes de secuencia homopolar. La otra frecuencia de resonancia afecta componentes de secuencia directa e inversa. De esta manera, si el dispositivo propuesto trabaja como filtro de absorción de armónicos en una red trifásica, es posible filtrar de manera simultánea corrientes armónicas a dos frecuencias distintas. Normalmente, estas frecuencias son el 3º armónico homopolar y el 5º o 7º de secuencia directa e inversa.

4.3.1 Descripción de la inductancia

Un filtro pasivo serie RLC trifásico construido a partir de tres bobinas monofásicas independientes no presenta inductancia mutua entre las fases. No obstante, la mayoría de inductancias para filtros pasivos están construidas a partir de bobinas trifásicas de tres columnas. En este caso, además de existir una determinada autoinducción en cada fase, existe una inductancia mutua entre las bobinas de las diferentes fases. Suponiendo simetría entre las distintas fases del filtro, la matriz de inductancias del mismo vendría dada por:

$$\mathbf{L} = \begin{bmatrix} L_p & L_M & L_M \\ L_M & L_p & L_M \\ L_M & L_M & L_p \end{bmatrix}, \quad (4.11)$$

donde L_p son los coeficientes de autoinducción de las bobinas y L_M son los coeficientes de inducción mutua entre las diferentes bobinas. En este tipo de sistemas, cuando se puede suponer que la matriz \mathbf{L} es simétrica, es posible extraer

unos valores de inductancias equivalentes de secuencia directa, inversa y homopolar. La relación entre las inductancias propias y mutuas y las inductancias de secuencia directa, inversa y homopolar viene dada por:

$$\begin{aligned} L_1 &= L_2 = L_p - L_M, \\ L_0 &= L_p + 2L_M. \end{aligned} \quad (4.12)$$

En (4.12), L_1 es la inductancia de secuencia directa. En la mayoría de los casos, esta inductancia es igual a la inductancia de secuencia inversa L_2 (excepto en el caso de máquinas rotativas). L_0 es la inductancia de secuencia homopolar.

En el caso de tener tres bobinas monofásicas (sin inductancia mutua), las tres inductancias de secuencia tienen el mismo valor. Por tanto, cuando se forma un filtro RLC serie con ellas, se tiene la misma frecuencia de resonancia para corrientes de secuencia directa, inversa y homopolar.

En el caso de la inductancia trifásica de tres columnas, el valor de la inductancia mutua es ligeramente inferior a la mitad de la inductancia propia. Por ello en este tipo de montaje, la inductancia de secuencia homopolar es muy baja en comparación con la de secuencia directa. Normalmente, cuando se diseña una de estas inductancias, sólo se tiene en cuenta el valor de la inductancia de secuencia directa. Lo mismo ocurre cuando la inductancia se instala en un filtro RLC serie, es decir, sólo se piensa en la frecuencia de resonancia de secuencia directa. No obstante, también existe una frecuencia de resonancia de secuencia homopolar. Esto es:

$$f_{r1} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_1 C}} \quad f_{r0} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_0 C}}, \quad (4.13)$$

donde f_{r1} es la frecuencia de resonancia del filtro a componentes de secuencia directa o inversa y f_{r0} es la frecuencia de resonancia del filtro a componentes de secuencia cero. Teniendo en cuenta que L_1 es mucho mayor que L_0 , la frecuencia de resonancia f_{r1} será mucho menor que f_{r0} . Como ejemplo, en un filtro para el 5º armónico de secuencia directa, la frecuencia de resonancia a componentes homopolares puede estar entre el armónico 20 y 50. A esas frecuencias tan altas esta segunda resonancia no tiene ninguna utilidad.

En la práctica, un escenario ideal sería aquél en el que el filtro se pudiera sintonizar simultáneamente a la frecuencia de los armónicos característicos de secuencia directa e inversa, típicamente el 5º y el 7º, y a la frecuencia de los armónicos homopolares predominantes, principalmente el 3º armónico, que es el más

característico de estos. Para conseguir esta sintonización tiene que existir una determinada relación entre las inductancias de secuencia directa y homopolar y, por lo tanto, también entre las inductancias propias y las mutuas.

La relación entre las frecuencias de resonancia de secuencia directa y homopolar se puede representar como:

$$f_{r0} \times x = f_{r1} \quad x = \frac{f_{r1}}{f_{r0}}, \quad (4.14)$$

donde x debe ser siempre positivo.

Sustituyendo las formulas de las frecuencias de resonancia de (4.13) en (4.14) se llega a:

$$x = \frac{f_{r1}}{f_{r0}} = \frac{\frac{1}{2\pi\sqrt{L_1 C}}}{\frac{1}{2\pi\sqrt{L_0 C}}} = \sqrt{\frac{L_0}{L_1}}. \quad (4.15)$$

Si se quiere expresar esta relación en función de la inductancia propia y la mutua, se sustituye (4.12) en (4.15), quedando:

$$x^2 = \frac{L_0}{L_1} = \frac{L_p + 2L_M}{L_p - L_M} \Rightarrow L_p = L_M \frac{x^2 + 2}{x - 1}. \quad (4.16)$$

La expresión de (4.16) establece la relación que debe existir entre la inductancia propia y mutua de una inductancia trifásica para que cumpla con las necesidades de filtrado que se desean.

A continuación, se comprobará si es viable la construcción de esta inductancia en base a una inductancia trifásica acoplada generalizada como la mostrada en la **Figura 4.14**. En esta inductancia se tienen tres bobinas idénticas, con tres flujos magnéticos idénticos, compuestos por un flujo magnético mutuo, Φ_M , y un flujo magnético de dispersión, Φ_D . La suma de estos flujos da lugar al flujo total, Φ . Considerando un camino magnético concreto, a cada uno de estos flujos se le puede asociar una reluctancia magnética. Por tanto, existe una reluctancia para el camino de dispersión, Rm_D , y otra para el camino magnético mutuo, Rm_M . Aplicando la relación existente entre inductancias y reluctancias a nuestro modelo, se obtiene que:

$$L_M = \frac{N^2}{Rm_M} \quad L_p = N^2 \left(\frac{1}{Rm_M} + \frac{1}{Rm_D} \right), \quad (4.17)$$

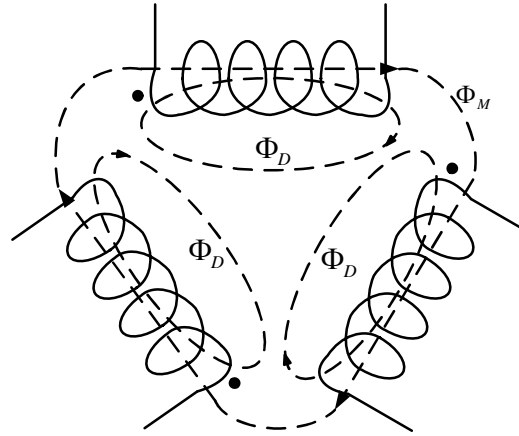


Figura 4.14 Representación esquemática de una inductancia trifásica acoplada.

donde N es el número de espiras de cada bobina. Si ahora se sustituye (4.16) en (4.17), se obtiene la siguiente relación:

$$Rm_D = \frac{1}{3} Rm_M (x^2 - 1). \quad (4.18)$$

La ecuación (4.18) expresa la relación que debe existir entre las reluctancias magnéticas de dispersión y mutuas para conseguir una determinada relación entre frecuencias de resonancia x . Si se supone, por ejemplo, que $x = 2$, se tiene que $Rm_D = Rm_M$. Por tanto, se tendría que diseñar un dispositivo magnético trifásico en que la reluctancia de dispersión fuera del mismo valor y del mismo signo que la mutua, algo que se puede conseguir con diferentes formas geométricas. A continuación se va a presentar una de esas formas de implementación.

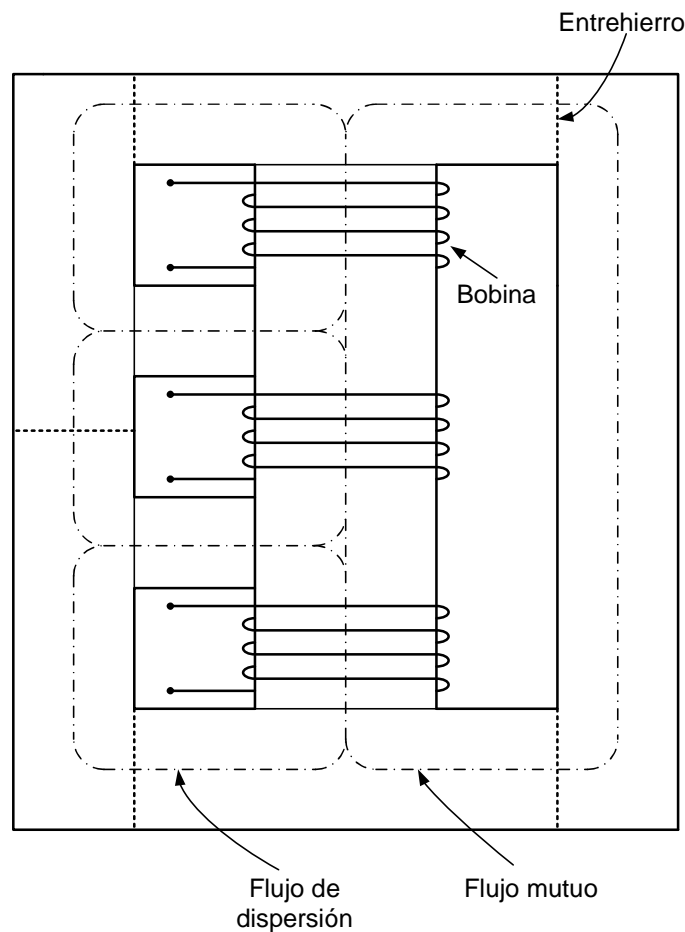


Figura 4.15 Modelo de inductancia de doble sintonización.

En la **Figura 4.15** se puede observar un posible modelo de esta bobina trifásica con dos valores de inductancias diferentes, una para secuencia directa e inversa y otra para secuencia homopolar. Como en casi todas las inductancias de potencia, el control de la reluctancia de todos los caminos magnéticos se realiza a través de entrehierros, señalados en la figura con líneas punteadas. En principio, es necesario un entrehierro por cada uno de los caminos magnéticos que tiene el flujo en la inductancia. Sin embargo, por cuestiones técnicas o constructivas, se pueden poner dos entrehierros en cualquiera de los caminos magnéticos. En la bobina de la **Figura 4.15** el camino del flujo mutuo tiene dos entrehierros. Esta estructura de inductancia puede utilizarse para tener diferentes relaciones entre las inductancias de secuencia directa y la de homopolar ajustando el espesor de dichos entrehierros. En la Tabla 3.1 se recogen tres relaciones entre inductancias que se consideran útiles. En la construcción de esta tabla, se ha considerado que el 3^{er} armónico es el más habitual de secuencia homopolar, Como armónicos de secuencia directa o inversa se

han considerado el 5 y 7°, ya que son los más habituales y los de mayor magnitud. También se ha considerado la sintonización al 6° armónico. Este armónico no es característico en sistemas perturbados, sin embargo, cuando un filtro híbrido utilice una inductancia sintonizada al 6° armónico, será posible cancelar también los armónicos 5° y 7° debido a la proximidad de los mismos.

Tabla 4.1 Relaciones entre frecuencias de resonancia y reluctancias

	<i>Caso 1</i>	<i>Caso 2</i>	<i>Caso 3</i>
Armónico homopolar	3	3	3
Armónico directo o inv.	5	6	7
Relación x	1,667	2	2,333
Relación Rm_D / Rm_M	0,5926	1	1,481

4.3.2 Modelización de la inductancia

Para comprobar la viabilidad física de la inductancia descrita anteriormente, ésta se ha modelado y simulado a través el software Femm, que es una aplicación de elementos finitos especializada en dispositivos eléctricos y magnéticos [Meeker2007]. Para más información sobre este software se puede consultar [Meeker2007a] y [Candela2007],

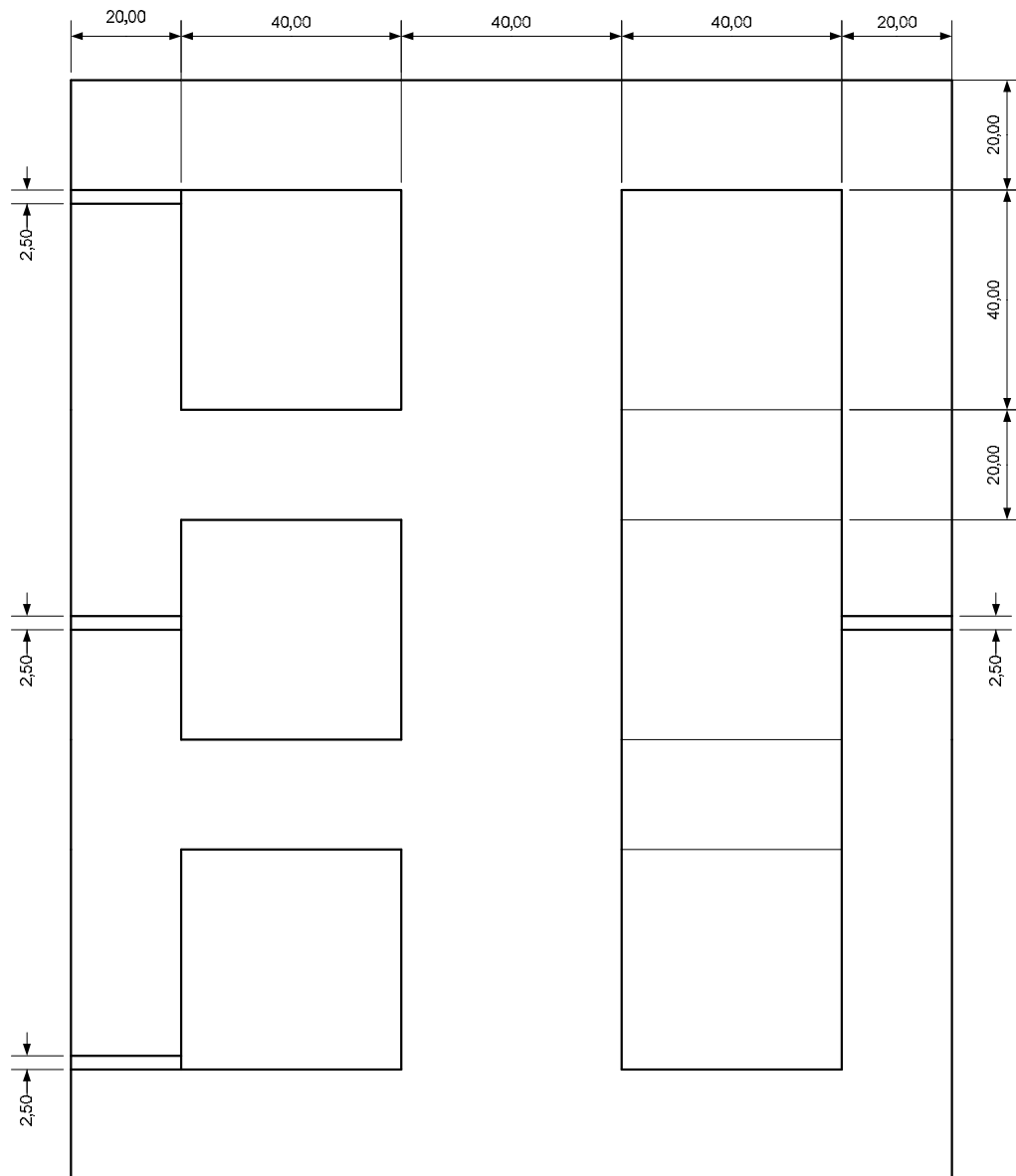


Figura 4.16 Dimensionado de la bobina del modelo.

La **Figura 4.16** muestra las dimensiones de la bobina de doble sintonización que se va a modelar. La profundidad de la chapa magnética es de 40 mm. A partir de estos datos se creó el modelo de elementos finitos mostrado en la **Figura 4.17**, donde se pueden ver las bobinas, modeladas a partir de un hilo de cobre de 2 mm de diámetro y con 400 espiras por bobina.

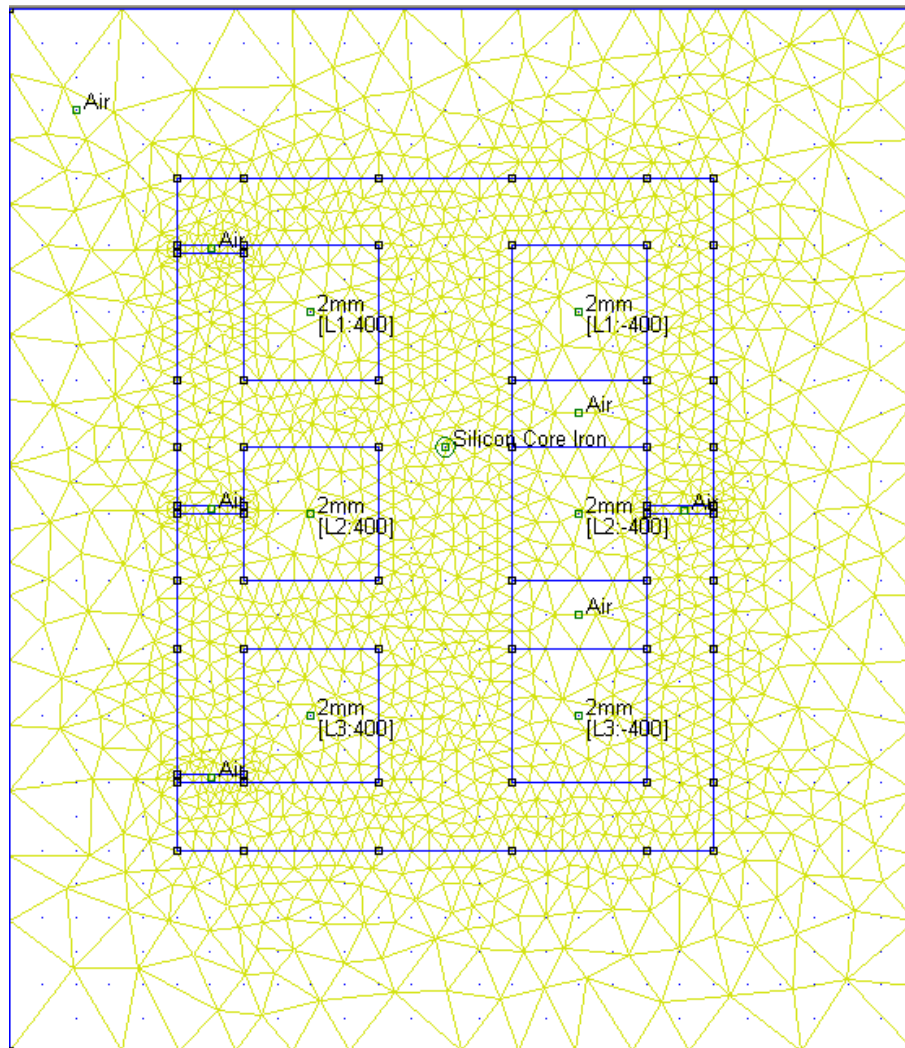


Figura 4.17 Modelo mallado de la bobina.

La chapa magnética utilizada en este modelo de bobina es de acero al silicio con grano orientado. Esta es la chapa típica que se utiliza en construcción de transformadores y tiene una permeabilidad relativa muy elevada. La curva B-H de esta chapa magnética se puede ver en la **Figura 4.18**. Para la construcción de inductancias con entrehierro, no es necesario que la chapa tenga una permeabilidad muy alta, pues esto se puede compensar cambiando ligeramente la longitud del entrehierro.

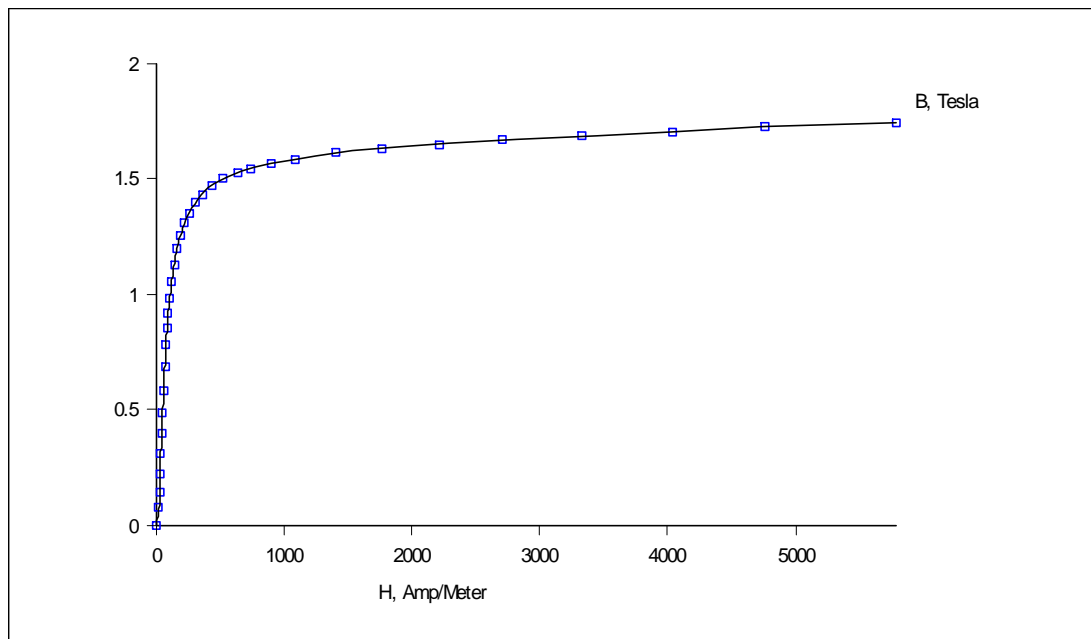


Figura 4.18 Curva B-H de la chapa magnética del modelo.

Para la comprobación del correcto funcionamiento de la inductancia diseñada se han inyectado diferentes corrientes sobre el mismo modelo de base, dando como resultado las gráficas de la **Figura 4.19**. En la **Figura 4.19(a)**, únicamente se excitó una de las bobinas laterales, observándose que la mitad del flujo atraviesa todas las bobinas (el flujo de inducción mutua) y la otra mitad del flujo circula por el camino de dispersión. En la **Figura 4.19(b)**, se tiene excitada sólo la bobina central y se observa una distribución de flujos idéntica al caso anterior. En la **Figura 4.19(c)**, la inductancia está solo excitada por corrientes de secuencia directa o inversa. Por tanto, el flujo circula sólo por las inductancias de dispersión. En la **Figura 4.19(d)**, la inductancia está excitada solo por corrientes homopolares y el flujo que se crea es sólo flujo mutuo.

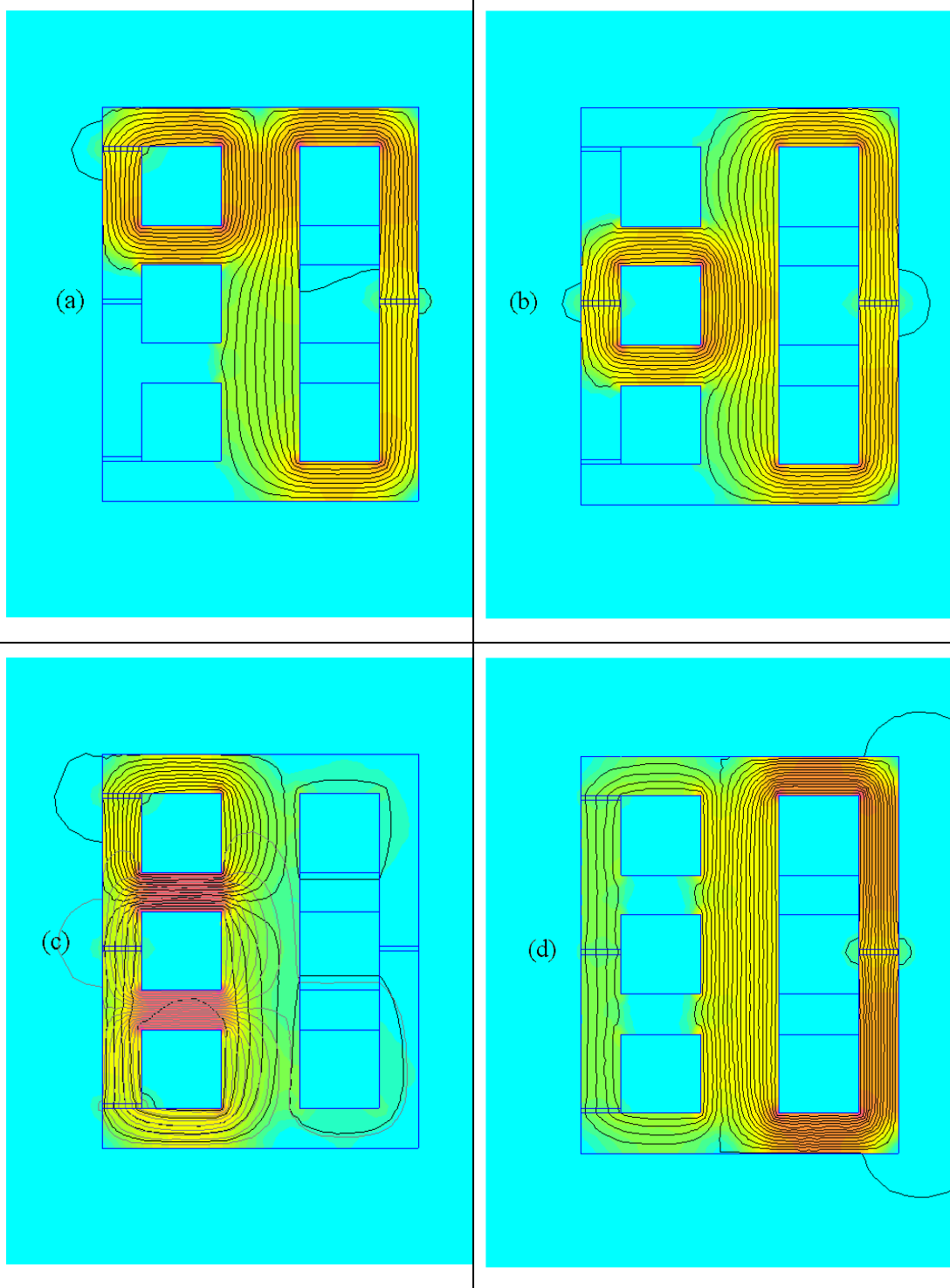


Figura 4.19 Resultados de la simulación por elementos finitos.

En la **Figura 4.20** se puede ver un caso más general en el que hay un 33% de corriente de secuencia homopolar, además de la corriente de secuencia directa. En estas condiciones el flujo se reparte por todo el material magnético. La escala de

densidad de flujo, por colores, de la **Figura 4.20** es también aplicable a la **Figura 4.19**.

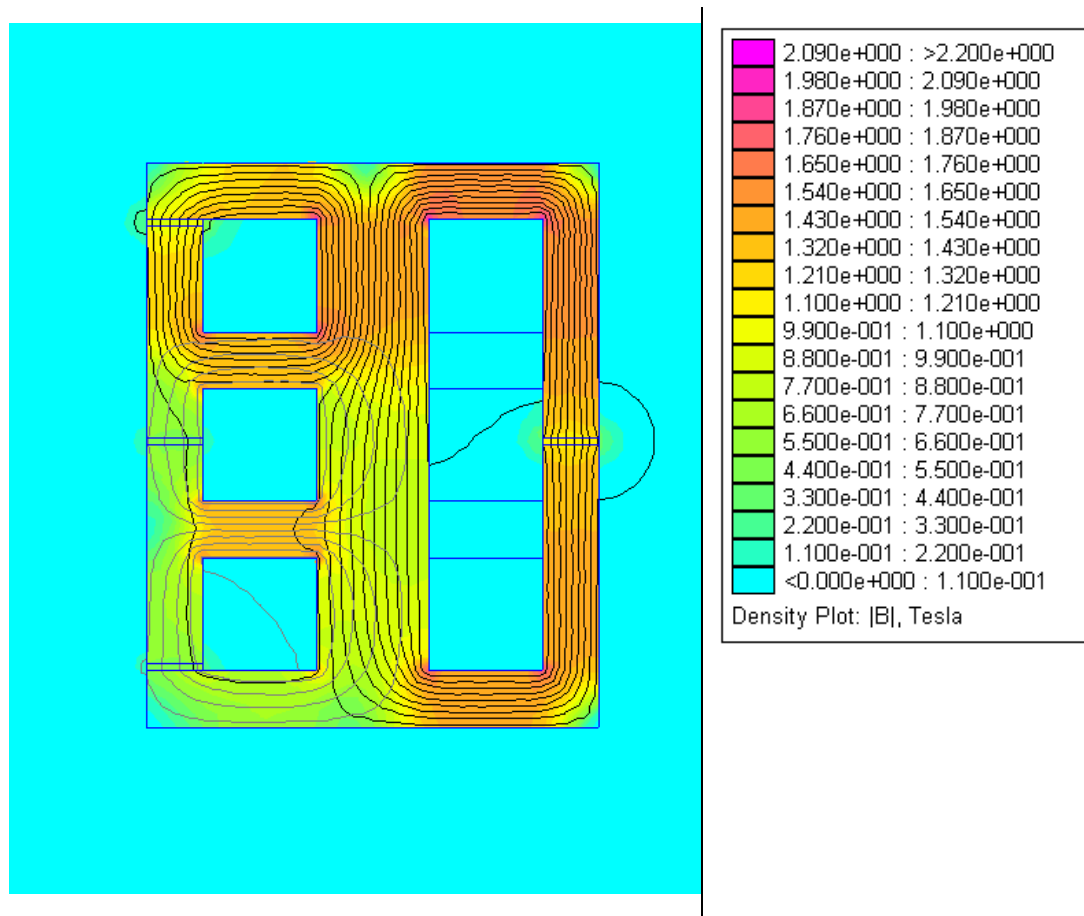


Figura 4.20 Caso general y escala de densidad de flujo.

Los valores de las inductancias obtenidas en el modelo de simulación se dan en la Tabla 3.1. Las desviaciones de estos resultados con respecto a los modelos teóricos que se detallan en los siguientes apartados no son mayores del 2,8 %, pudiéndose reducir dicho error mediante un mejor ajuste de los entrehierros de la bobina en el modelo de simulación.

Tabla 4.2 Inductancias resultantes del modelo

	mH
Inductancia propia, fase lateral	174,8
Inductancia mutua, fase lateral	88,3
Inductancia propia, fase central	169,8
Inductancia muta, fase central	87,8
Inductancia de secuencia directa	85,0
Inductancia de secuencia homopolar	349,4

4.3.3 Dimensionado de la inductancia

La bobina de doble sintonización modelada en el apartado anterior presentaba unos valores concretos de inductancias de secuencia directa y homopolar y fue diseñada para una corriente nominal determinada. Si se quiere poder diseñar una de estas bobinas para otros valores de inductancia y corriente nominal, es necesario hacer un estudio dimensional de la inductancia en conjunto. Para las inductancias y los transformadores más habituales se pueden encontrar estudios dimensionales en [MIT1980] y [McLyman2004]. Como es natural, no existen estudios dimensionales de bobinas de doble sintonización. A continuación se va a realizar un estudio dimensional para poder diseñar cualquier valor de bobina de doble sintonización y para poder comparar los resultados con las inductancias más habituales.

En este estudio, a partir de una base dimensional D y un modelo como el mostrado en la **Figura 4.21**, se va a calcular una bobina prototipo que trabaja en régimen sinusoidal a frecuencia industrial (50 Hz). En este estudio, se ha prestado atención a las características funcionales del modelo y no se ha considerado una optimización económica entre el material de hierro y de cobre utilizado.

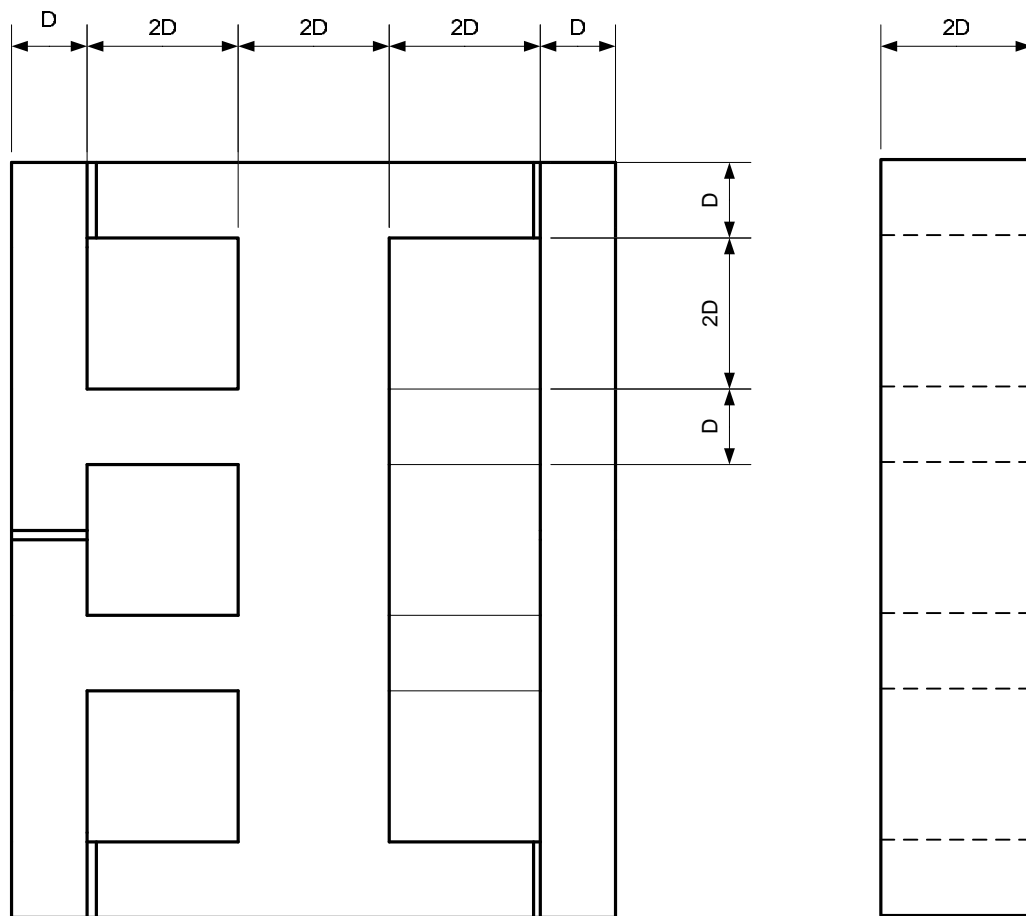


Figura 4.21 Modelo dimensional de la bobina de doble sintonización.

Las variables básicas del diseño son las siguientes:

- Base dimensional de la bobina, D , en metros [m]
- Densidad de corriente admisible, J , en [A/m^2]
- Densidad de flujo en el material magnético, B , en Teslas [T]
- Resistividad del material conductor utilizado, ρ , en [$\Omega \cdot m$]
- Pérdidas en el material magnético por unidad de peso, p_{fe} , en [W/kg]
- Densidades del material magnético y del material conductor, Q_{fe} y Q_{cu} , en [kg/m^3]

En primer lugar, se calcula la inductancia de la bobina en función de los parámetros dimensionales

$$L = \frac{\Psi}{I} = \frac{N\phi}{I_{Total}/N} = \frac{N^2 B secc_{fe}}{J secc_{cu} k_v} \quad (4.19)$$

donde $secc_{fe}$ es la sección transversal de material magnético, $secc_{cu}$ es la sección transversal de material conductor, N es el número de espiras y k_v es el factor de relleno de la ventana, o la relación entre la sección real del bobinado de cobre y la sección total de la ventana donde se aloja dicho bobinado. Si se quiere hacer desaparecer de esta ecuación también el número de espiras, N se sustituye por:

$$N = \frac{J secc_{cu} k_v}{I}. \quad (4.20)$$

Por tanto, la ecuación (4.19) resulta en:

$$L I^2 = J secc_{cu} k_v B secc_{fe}, \quad (4.21)$$

donde L e I son los parámetros más habituales utilizados para la selección de una inductancia. Además, $L I^2$ es dos veces la energía almacenada por la bobina, y, a una frecuencia fija, es proporcional a la potencia reactiva de la bobina.

$$Q_{bobina} = I^2 X_L = I^2 \omega L = \omega J secc_{cu} k_v B secc_{fe} \quad (4.22)$$

Por tanto, si se conocen las secciones relativas de los materiales magnéticos y conductores de un diseño de bobina determinado, y se mantienen los demás parámetros constructivos constantes, se pueden determinar las dimensiones de dicha inductancia. Para nuestro caso, se puede comprobar que:

$$secc_{cu} = 4D^2, \quad secc_{fe} = 4D^2. \quad (4.23)$$

Por tanto, para una referencia dimensional D dada, quedan especificados los valores de todas las inductancias de la bobina diseñada. Como ejemplo, suponiendo que la relación entre frecuencias de resonancias es $x=2$, como en la bobina modelada en el apartado 4.3.2, se tiene que:

$$L_p = 16 \frac{J B k_v D^4}{I^2} \quad L_1 = 8 \frac{J B k_v D^4}{I^2} \quad L_0 = 32 \frac{J B k_v D^4}{I^2} \quad (4.24)$$

En la bobina modelada en el apartado 4.3.2 se tenía una referencia dimensional $D=20$ mm, un factor de relleno $k_v=0,75$, una densidad de flujo máxima de $B=1,25$ T, una densidad de corriente máxima $J=1,66$ MA/m² y una corriente nominal de $I=5$ A.

Según las expresiones de (4.24), se obtiene una inductancia propia de $L_p=0,16$ H, una de secuencia directa de $L_I=0,08$ H y una inductancia homopolar de $L_0=0,32$ H. Estos valores son idénticos a los obtenidos mediante la simulación de la bobina.

Se puede calcular también la relación entre la dimensión lineal D y el volumen de cada uno de los materiales, hierro y cobre, resultando:

$$Vol_{fe} = 112 D^3 \quad Vol_{cu} = 192 D^3. \quad (4.25)$$

El peso de la bobina viene dado por:

$$Peso_{bobina} = Vol_{fe} \times \rho_{fe} + Vol_{cu} \times \rho_{cu} = 112 D^3 \times \rho_{fe} + 192 D^3 \times \rho_{cu}, \quad (4.26)$$

donde $Peso_{bobina}$ se expresa en kg. El peso final es un factor importante a la hora de diseñar filtros híbridos o activos, ya que una parte importante del coste de cualquier filtro son los elementos pasivos y su coste acaba siendo proporcional al peso.

En función de los parámetros anteriores y suponiendo frecuencia industrial (50Hz), es posible calcular las pérdidas en la bobina. Las pérdidas en el hierro valen:

$$P_{fe} = p_{fe} \times Vol_{fe} \times \rho_{fe} = p_{fe} \times 112 D^3 \times \rho_{fe}, \quad (4.27)$$

y las pérdidas en el cobre valen:

$$P_{cu} = I^2 \times R = J^2 \times secc_{cu}^2 \times \rho \frac{long_{cu}}{secc_{cu}} = J^2 \times \rho \times long_{cu} \times secc_{cu}, \quad (4.28)$$

$$P_{cu} = J^2 \times \rho \times Vol_{cu} = J^2 \times \rho \times 192 D^3.$$

El factor de calidad de la bobina está relacionado con las pérdidas en la misma. Normalmente, sólo se da como una relación entre reactancia de la bobina y su resistencia, tomada ésta como la resistencia del bobinado de cobre. En un estudio más detallado, se debe incluir la resistencia equivalente de pérdidas en el núcleo magnético, que normalmente se representa como un elemento paralelo. No obstante, esta resistencia también se puede representar como un elemento en serie, como se representa en la **Figura 4.22**. Esta resistencia equivalente ha sido nombrada como $R_{S_{fe}}$. El factor de calidad, teniendo en cuenta esta resistencia, vienen dado por:

$$Q = \frac{X}{R} = \frac{I^2 X}{I^2 R} = \frac{I^2 \omega L}{I^2 R_{cu} + I^2 R_{S_{fe}}} = \frac{\omega L I^2}{P_{cu} + P_{fe}}. \quad (4.29)$$

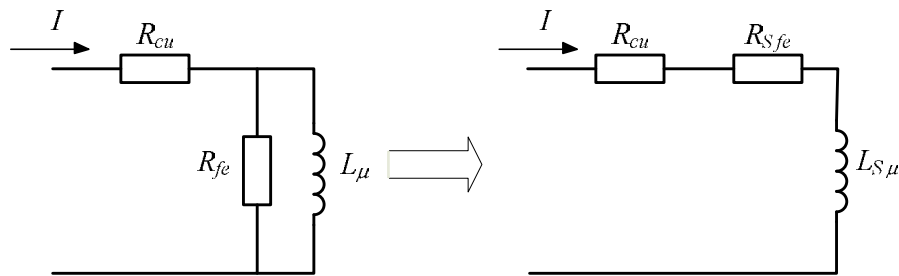


Figura 4.22 Circuitos equivalentes de una inductancia.

El factor de calidad se puede expresar como una relación entre la potencia reactiva de la bobina y las pérdidas de la misma, tanto en el cobre como en el hierro. En nuestro caso, se considerarán las pérdidas totales de la bobina trifásica. Por tanto, aparece un factor de 3 en la expresión del factor de calidad, resultando:

$$Q = \frac{\omega L I^2}{(P_{cu} + P_{fe})/3} = \frac{3\omega 16 J B k_v D^4}{J^2 \times \rho \times 192 D^3 + p_{fe} \times 112 D^3 \mu_{fe}} \quad (4.30)$$

En la expresión (4.30) se ve claramente cómo el factor de calidad mejora con el tamaño de la bobina, ya que el término en D^4 aparece en el numerador y término en D^3 en el denominador. Para la bobina modelada en el apartado 4.3.2, el factor de calidad resultó ser de 40.

A continuación se analizará cómo varían los parámetros de una bobina determinada, con unos valores dados para los parámetros constructivos, la densidad de corriente y la densidad de flujo, cuando se varía el número de espiras de N_x a N_y . Partiendo de la ecuación (4.19), si se define la relación $N_y = a \cdot N_x$, el nuevo valor de inductancia L_y viene dado por:

$$L_y = \frac{N_y^2 B_{secc_{fe}}}{J_{secc_{cu}} k_v} = \frac{(N_x a)^2 B_{secc_{fe}}}{J_{secc_{cu}} k_v} = L_x a^2. \quad (4.31)$$

Por tanto, la inductancia de la bobina varía con el cuadrado de la variación del número de espiras. Las pérdidas en el hierro y en el cobre no variarán, pues como se ha visto en (4.27) y en (4.28), sólo dependen de la calidad del material, del volumen del mismo y de B o J , que se mantienen constantes aunque se cambie el número de espiras.

Para calcular la potencia reactiva de la bobina con el nuevo número de espiras primero se calculará la nueva corriente. Esto es:

$$I_y = \frac{J \text{secc}_{cu} k_v}{N_y} = \frac{J \text{secc}_{cu} k_v}{N_x a} = \frac{I_x}{a}. \quad (4.32)$$

La ecuación (4.32) muestra cómo la corriente queda disminuida por el factor “ a ” respecto a la bobina original. Por tanto, la potencia reactiva valdrá:

$$Q_y = I_y^2 \omega L_y = \left(\frac{I_x^2}{a^2} \right) \omega (L_x a^2) = Q_x. \quad (4.33)$$

Es decir, un cambio en el número de espiras de la bobina no varia la potencia reactiva de la inductancia. Si no varía ni la potencia reactiva, tampoco variarán ni las pérdidas, ni el factor de calidad de la bobina ante un cambio de número de espiras.

Por último, se estudiará cómo tiene que variar el entrehierro ante una variación dimensional lineal de D para poder mantener constante la densidad de corriente y la densidad de flujo magnético. La relación entre la longitud del entrehierro, δ , y la variable dimensional de la bobina, D , puede definirse mediante el parámetro k_δ . Esto es:

$$\delta = k_\delta \times D \quad (4.34)$$

Para unos valores determinados de B y J se tendrá que:

$$\phi = \frac{Fmm}{R_m} \Rightarrow B \times \text{secc}_{fe} = \frac{NI}{R_{m_{fe}} + R_{m_\delta}} = \frac{J k_v \text{secc}_{cu}}{\frac{\text{long}_{fe}}{\mu_r \mu_0 \text{secc}_{fe}} + \frac{\text{long}_\delta}{\mu_0 \text{secc}_{fe}}}. \quad (4.35)$$

Para el calculo de la reluctancia del entrehierro en (4.35) se a despreciado la dispersión que aparece en el mismo y el consiguiente aumento aparente de su sección. Simplificando (4.35) y dejando la expresión final en función de D , se tiene:

$$B \times \text{secc}_{fe} = \frac{J k_v 4D^2}{\frac{1}{\mu_0 \text{secc}_{fe}} \left(\frac{12D}{\mu_r} + k_\delta D \right)} \Rightarrow J k_v 4D = \frac{B}{\mu_0} \left(\frac{12}{\mu_r} + k_\delta \right). \quad (4.36)$$

En (4.36) se aprecia como la relación k_δ no es constante, si no que depende de D y de la permeabilidad relativa del hierro, además de depender de las constantes de diseño. Si en la ecuación anterior se despeja k_δ , se tiene que:

$$k_\delta = \frac{4J k_v \mu_0 D}{B} - 12 \frac{1}{\mu_r} \Rightarrow \delta = k_\delta \times D = \frac{4J k_v \mu_0 D^2}{B} - 12 \frac{D}{\mu_r}. \quad (4.37)$$

Según (4.37), se observa que si la permeabilidad del hierro fuera muy elevada, la longitud del entrehierro aumentaría con la dimensión lineal D al cuadrado. En las ecuaciones anteriores, lo único que cambiará de un diseño de bobina a otra son las constantes numéricas, todas las proporciones dimensionales se mantendrán.

4.3.4 Resultados de filtrado

Para comprobar la efectividad de la bobina diseñada, se han realizado una serie de simulaciones sobre un modelo de red sencilla como la mostrada en la **Figura 4.23**, en la que la bobina diseñada forma parte del filtro pasivo. La carga esta constituida por un conjunto de fuentes de corrientes absorbiendo 1°, 3°, 5°, 7°, 11° y 13° armónico, con THD total del 37,5 %. La red se ha modelado mediante una fuente de tensión ideal trifásica de 50 Hz y una impedancia serie correspondiente a la impedancia equivalente de un transformador de potencia nominal S_n .

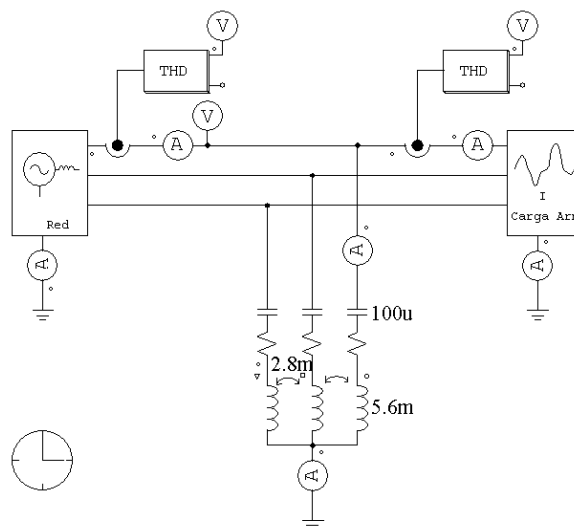


Figura 4.23 Esquema de simulación para el filtro pasivo con inductancia de doble sintonización.

La potencia total de la carga es de 10 kVA. La potencia del filtro pasivo es también de 10 kVA, de los que 5 kvar corresponde a la potencia reactiva que consume a la frecuencia fundamental y 8,66 kVA a la potencia distorsionante. El filtro está formado por tres condensadores de 100 μF y una bobina de doble sintonización, con una frecuencia de resonancia para componentes de secuencia directa o inversa de 300 Hz y una frecuencia de resonancia para componentes de secuencia homopolar de 150 Hz. Estas frecuencias de sintonización se corresponden con una inductancia

propia de 5,6 mH y una inductancia mutua de 2,8 mH, o lo que es lo mismo, una inductancia de secuencia directa de 2,8 mH y una inductancia de secuencia homopolar de 8,4 mH.

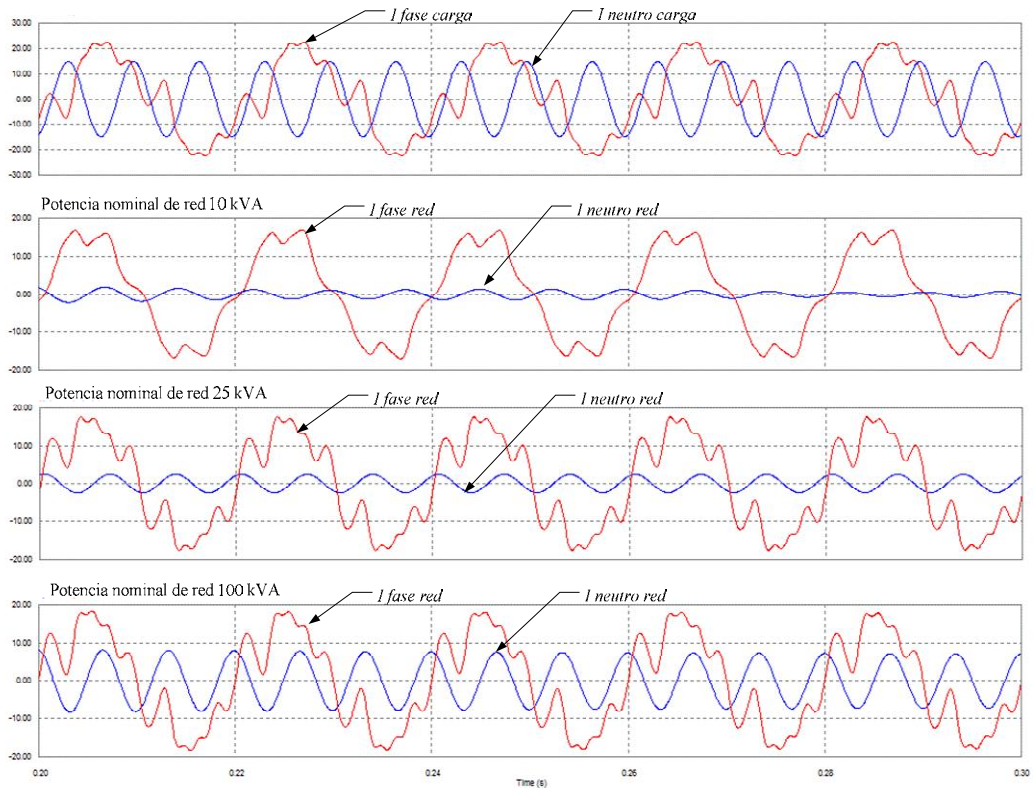


Figura 4.24 Corrientes en el filtro pasivo con inductancia de doble sintonización.

La **Figura 4.24** muestra las corrientes del circuito de la **Figura 4.23** para diferentes potencias nominales del transformador de lado de red (10 kVA, 25 kVA y 100 kVA). Se observa, como era de esperar, que según se va aumentando la potencia de la red la calidad de filtrado disminuye, tanto para corrientes de fase como para corrientes de neutro. Para una red de 10 kVA de potencia nominal, la misma que la potencia de la carga, se tendría el filtrado ideal como filtro pasivo, produciéndose una reducción importante en los armónicos próximos al de sintonización, el 5° y 7°, y habiendo una reducción apreciable en los armónicos alejados, el 11° y 13°. La corriente de neutro, que era básicamente de secuencia homopolar a tercer armónico, experimenta una reducción muy grande, ya que su frecuencia coincide exactamente con la frecuencia de resonancia del filtro a componentes homopolares. Mediante el uso del filtro en la red de 10 kVA, se ha pasado de un THD en el lado de carga del

37,5 % a un 15 % en el lado de red. Aunque no hay una eliminación total de armónicos, se demuestra que la inductancia diseñada desempeña correctamente su papel como parte de un filtro pasivo, absorbiendo realmente dos rangos de frecuencia, en este caso, las corrientes próximas a 300 Hz en las corrientes de secuencia directa y próximas a 150 Hz para las corrientes de neutro.

Al igual que en los filtros pasivos LC paralelos clásicos, según se aumenta la potencia nominal del lado de red, el grado de filtrado disminuye. Para una potencia de 25 kVA en red, el THD sube hasta 32,5 %, y para una potencia de 100 kVA el THD vale un 36,5 %. Además, como sucede a todos los filtros pasivos paralelo LC, para ciertas potencias en el lado de red, se producen resonancias entre la inductancia de red y el filtro, teniendo en este caso una corriente armónica mayor en el lado de red que en el lado de carga.

4.4 Filtro pasivo de doble sintonización

En el apartado anterior se describía como conseguir un filtro de doble sintonización en base a una bobina de diseño magnético especial. En base a los estudios realizados sobre el tema, otra posibilidad muy interesante es diseñar un filtro con una disposición especial de los componentes monofásicos estándar para conseguir dos frecuencias de resonancia distintas, una para componentes de secuencia directa e inversa y otra para componentes de secuencia homopolar. Este filtro recibe el nombre de filtro de potencia con topología de cuatro ramas para la cancelación simultánea de armónicos de secuencia directa, inversa y homopolar (Candela2007a).

4.4.1 Descripción del filtro

La estructura básica del filtro de doble sintonización se muestra en la **Figura 4.25**. En esta figura se tienen 3 tanques resonantes LC serie, uno en cada fase, conectados en estrella. En el punto central de dicha estrella se conecta una inductancia, L_0 , que tiene el otro extremo conectado al conductor de neutro.

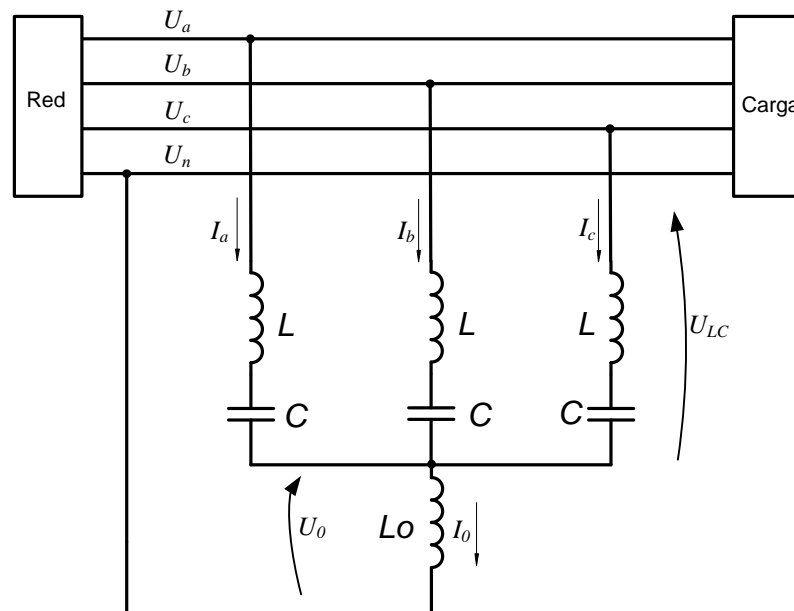


Figura 4.25 Estructura del filtro de doble sintonización.

A continuación se analizarán las frecuencias de resonancia del filtro de la **Figura 4.25**. Aplicando la ley de Kirchhoff de las corrientes en el nodo central de la estrella se tiene que:

$$I_a + I_b + I_c = I_0. \quad (4.38)$$

De igual forma, las tensiones de cada fase a neutro se pueden expresar de la siguiente forma:

$$\begin{aligned} U_a &= U_{LCa} + U_0 \\ U_b &= U_{LCb} + U_0 \\ U_c &= U_{LCc} + U_0 \end{aligned} \quad (4.39)$$

Las tensiones de (4.39) se pueden expresar en función de las corrientes y de los elementos del circuito. Estas tensiones se expresarán de forma matricial para poder simplificar los cálculos.

$$\mathbf{V}_{LCabc} = \mathbf{Z}_{LC} \times \mathbf{I}_{abc}$$

$$\mathbf{V}_{LCabc} = \begin{bmatrix} U_{LCa} \\ U_{LCb} \\ U_{LCc} \end{bmatrix}; \mathbf{Z}_{LC} = j \begin{bmatrix} \omega L - \frac{1}{\omega C} & 0 & 0 \\ 0 & \omega L - \frac{1}{\omega C} & 0 \\ 0 & 0 & \omega L - \frac{1}{\omega C} \end{bmatrix}; \mathbf{I}_{abc} = \begin{bmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \end{bmatrix}$$

(4.40)

En (4.40) se ha supuesto que la resistencia de la bobina es despreciable para el cálculo de las frecuencias de resonancia y que las tres inductancias que forman el filtro son independientes, es decir, no tienen acoplamiento mutuo o éste es casi despreciable. Por tanto, no se puede usar una inductancia trifásica habitual de tres columnas. La tensión de la rama de neutro se puede calcular como:

$$\mathbf{V}_0 = \mathbf{Z}_{L0} \times \mathbf{I}_{abc}$$

$$\mathbf{V}_0 = \begin{bmatrix} U_0 \\ U_0 \\ U_0 \end{bmatrix}; \mathbf{Z}_{L0} = j \begin{bmatrix} \omega L_0 & \omega L_0 & \omega L_0 \\ \omega L_0 & \omega L_0 & \omega L_0 \\ \omega L_0 & \omega L_0 & \omega L_0 \end{bmatrix}; \mathbf{I}_{abc} = \begin{bmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \end{bmatrix} \quad (4.41)$$

Sumando las dos expresiones anteriores, se tiene que:

$$\mathbf{V}_{abc} = \mathbf{V}_{LCabc} + \mathbf{V}_0 = (\mathbf{Z}_{LC} + \mathbf{Z}_{L0}) \times \mathbf{I}_{abc} = \mathbf{Z}_{abc} \times \mathbf{I}_{abc} \quad (4.42)$$

donde la matriz \mathbf{Z}_{abc} es:

$$\mathbf{Z}_{abc} = j \begin{bmatrix} \omega(L+L_0) - \frac{1}{\omega C} & \omega L_0 & \omega L_0 \\ \omega L_0 & \omega(L+L_0) - \frac{1}{\omega C} & \omega L_0 \\ \omega L_0 & \omega L_0 & \omega(L+L_0) - \frac{1}{\omega C} \end{bmatrix} \quad (4.43)$$

A continuación, se expresará la ecuación (4.43) en términos de secuencia directa, inversa y homopolar. Para ello, se utilizará la matriz de transformación \mathbf{A} , que se define como:

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 1 & a^2 & a \\ 1 & a & a^2 \end{bmatrix} ; \quad \mathbf{A}^{-1} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 1 & a & a^2 \\ 1 & a^2 & a \end{bmatrix}, \quad (4.44)$$

donde a es el operador de *Fortescue*, definido como $a=1/\sqrt[3]{120^\circ}$ [Grainger1995] [Roepel1985]. Por tanto, el sistema de (4.42) podrá expresarse como:

$$\begin{aligned} \mathbf{V}_{abc} &= \mathbf{Z}_{abc} \times \mathbf{I}_{abc} \\ \mathbf{A}^{-1} \times \mathbf{V}_{abc} &= \mathbf{A}^{-1} \times \mathbf{Z}_{abc} \times \mathbf{A} \times \mathbf{A}^{-1} \times \mathbf{I}_{abc} \\ \mathbf{V}_{120} &= \mathbf{Z}_{120} \times \mathbf{I}_{120}, \end{aligned} \quad (4.45)$$

donde \mathbf{Z}_{120} es la impedancia del circuito de secuencia directa, inversa y homopolar, y vale:

$$\mathbf{Z}_{120} = \mathbf{A}^{-1} \times \mathbf{Z}_{abc} \times \mathbf{A} = j \begin{bmatrix} \omega L - \frac{1}{\omega C} & 0 & 0 \\ 0 & \omega L - \frac{1}{\omega C} & 0 \\ 0 & 0 & \omega(L+3L_0) - \frac{1}{\omega C} \end{bmatrix} \quad (4.46)$$

En (4.46), $j\omega L - \frac{j}{\omega C}$ es la impedancia de secuencia directa o inversa del filtro de la

Figura 4.25, y $j\omega(L+3L_0) - \frac{j}{\omega C}$ es la impedancia de secuencia homopolar. Por tanto, este filtro tiene dos frecuencias de resonancia, una para secuencia directa o inversa y otra para secuencia homopolar, a las que presenta impedancia nula. Dichas frecuencias de resonancia son

$$\omega_{res12} = \frac{1}{\sqrt{LC}} ; \quad \omega_{res0} = \frac{1}{\sqrt{(L+3L_0)C}}, \quad (4.47)$$

donde ω_{res12} es la frecuencia de resonancia de secuencia directa o inversa y ω_{res0} es la frecuencia de resonancia de secuencia homopolar, ambas en radianes por segundo.

Teniendo en cuenta que L_0 es siempre mayor o igual que cero, (4.47) indica que la frecuencia de resonancia de secuencia homopolar siempre será menor o igual que la frecuencia de resonancia de secuencia directa o inversa. Como ejemplo, si se quiere obtener una frecuencia de resonancia de 300 Hz para las componentes directas e inversas y una frecuencia de 150 Hz para las componentes homopolares, se debe cumplir que L debe ser igual a L_0 . Generalizando, si se quiere que x sea la relación entre las dos frecuencias de resonancia del filtro, se tendrá:

$$x = \frac{\omega_{res12}}{\omega_{res0}} = \frac{\frac{1}{\sqrt{LC}}}{\frac{1}{\sqrt{(L+3L_0)C}}} = \sqrt{\frac{(L+3L_0)C}{LC}} = \sqrt{\frac{(L+3L_0)}{L}}, \quad (4.48)$$

$$L_0 = \frac{1}{3}L(x^2 - 1).$$

Si se quisiera conseguir una frecuencia de resonancia de secuencia directa e inversa menor que la frecuencia de secuencia homopolar, se podría utilizar una estructura de filtrado como el del la Figura 4.26, en el que se ha cambiado la inductancia de neutro por un condensador. Si sobre este circuito filtrado se repiten los cálculos anteriores, se tendrá que las nuevas frecuencias de resonancia valen:

$$\omega_{res12} = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad ; \quad \omega_{res0} = \frac{1}{\sqrt{LC_{equi}}} \quad ; \quad C_{equi} = \frac{C \times C_0}{C_0 + 3C}. \quad (4.49)$$

La capacidad equivalente del circuito a secuencia homopolar, C_{equi} , es siempre menor que la capacidad de una de las ramas del circuito, C . Por tanto, la frecuencia de resonancia de componentes homopolares será siempre mayor que la frecuencia de resonancia para componentes directas e inversas. La relación que debe existir entre el valor de los condensadores C y C_0 para conseguir una determinada relación x entre las frecuencias de resonancia viene dada por:

$$x = \frac{\omega_{res0}}{\omega_{res12}} = \frac{1}{\sqrt{LC_{equi}}} \Rightarrow x^2 = \frac{LC}{LC_{equi}} = \frac{C}{C_{equi}} = \frac{3C + C_0}{C_0}, \quad (4.50)$$

$$C_0 = \frac{3C}{(x^2 - 1)}.$$

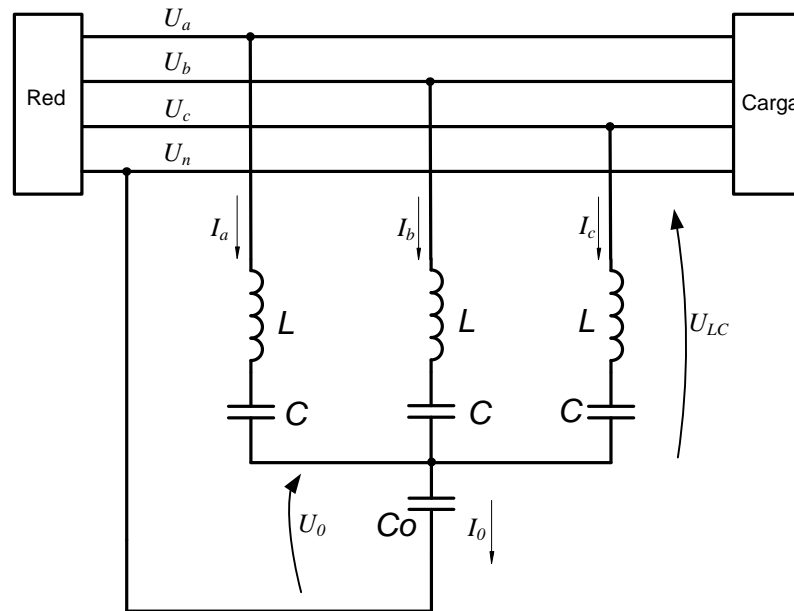


Figura 4.26 Estructura del filtro de doble sintonización con capacidad en neutro.

Como ejemplo, para sintonizar el sexto armónico de secuencia directa, 300 Hz, y el noveno de homopolar, 450 Hz ($x = 1,5$), la relación entre las capacidades debe ser tal que $C_0 = 2,4 \times C$.

4.4.2 Inductancia de cinco columnas

En este apartado se pretende demostrar que la inductancia trifásica de cinco columnas es válida para su uso en el filtro de doble sintonización y que el ahorro de material conseguido, con respecto al uso de tres inductancias monofásicas, la hace interesante desde un punto de vista económico.

Un filtro de doble sintonización debe tener una inductancia mutua entre fases nula o de efectos despreciables a efectos de sintonización, como es el caso cuando se usan inductancias monofásicas en cada fase del filtro. A continuación, se calcularán los valores típicos que tienen las inductancias mutuas en la forma constructiva de cinco columnas y el efecto de dicha inductancia mutua en el filtro de doble sintonización.

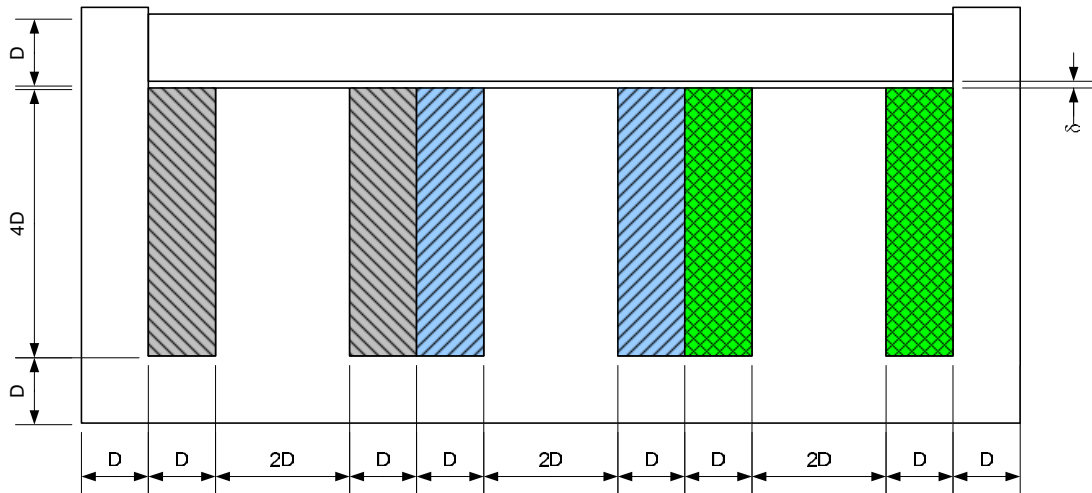


Figura 4.27 Diseño de una inductancia de cinco columnas.

Para el análisis de inductancias, se tomará como modelo la inductancia de cinco columnas de la **Figura 4.27**, en la que la profundidad de la bobina es de $2D$, siendo D la base dimensional adoptada en dicha bobina. Con el propósito de calcular el valor de las inductancias propias y mutuas del modelo de la **Figura 4.27**, y analizar cómo estas inductancias se ven afectadas por la longitud del entrehierro, dicho modelo se representará mediante el circuito de reluctancia equivalente de la **Figura 4.28**. La reluctancia de la parte de hierro de una de las columnas laterales de la bobina, de longitud D , vale:

$$R_{m_{fe}} = \frac{\text{long}_{fe}}{\mu \times \text{secc}_{fe}} = \frac{D}{\mu 2D^2} = \frac{1}{\mu_r \mu_0 2D}. \quad (4.51)$$

De ahora en adelante, todas las reluctancias del circuito magnético se expresarán en función de este valor, $R_{m_{fe}}$, quedando dicho valor multiplicado por una constante que es función de la longitud de cada rama del circuito magnético. La reluctancia del entrehierro quedará multiplicada por la permeabilidad relativa del hierro, μ_r , y por la longitud relativa del entrehierro, k_δ .

$$k_\delta = \frac{\delta}{D} \quad (4.52)$$

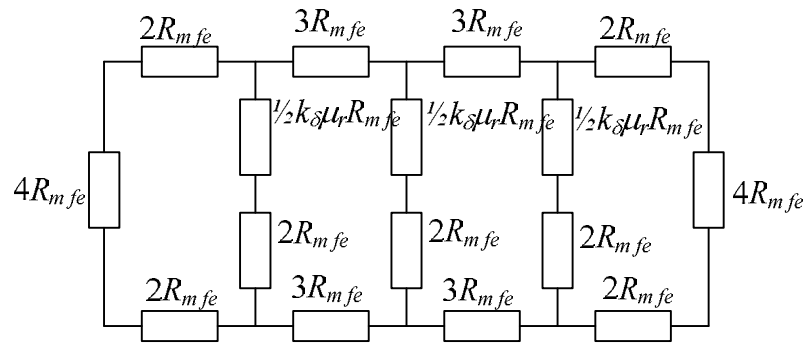


Figura 4.28 Circuito equivalente de reluctancias de la inductancia de 5 columnas.

A partir del esquema simplificado de la **Figura 4.28** se pueden calcular las inductancias de la bobina central como:

$$L_{11} = \frac{N_1^2}{R_{m fe}} \frac{10 + \frac{1}{2} k_\delta \mu_r}{\left(\frac{1}{2} k_\delta \mu_r\right)^2 + 19\left(\frac{1}{2} k_\delta \mu_r\right) + 58}, \quad (4.53)$$

$$L_{12} = L_{13} = \frac{N_1 N_2}{R_{m fe}} \frac{4}{\left(\frac{1}{2} k_\delta \mu_r\right)^2 + 19\left(\frac{1}{2} k_\delta \mu_r\right) + 58}.$$

Suponiendo que todas las bobinas tienen el mismo número de espiras, la relación entre la inductancia mutua y la propia de la bobina central viene dada por:

$$\frac{L_{1x}}{L_{11}} = \frac{4}{10 + \frac{1}{2} k_\delta \mu_r}. \quad (4.54)$$

En el diseño que nos ocupa, interesa que la relación de (4.54) sea lo más pequeña posible. Por tanto, para un valor dado de k_δ , será deseable utilizar materiales magnéticos de alta permeabilidad relativa. Para calcular k_δ se realizará un análisis dimensional para la inductancia de 5 columnas similar al que se hizo en (4.37). La longitud del entrehierro del circuito magnético de la **Figura 4.27** viene dada por:

$$\delta = \frac{J k_v \text{secc}_{cu} \mu_0}{B} - \frac{\text{long}_{fe}}{\mu_r}. \quad (4.55)$$

A partir de (4.52) y sustituyendo los parámetros dimensionales en (4.55), se tiene que:

$$k_\delta = \frac{4J k_v D \mu_0}{B} - \frac{14}{\mu_r}. \quad (4.56)$$

Considerando valores estándar de los materiales constructivos, esto es, $B = 1,25 \text{ T}$, $J = 2 \text{ A/mm}^2$, $k_v = 0,622$, $\mu_r = 2000$, la expresión (4.54) indica que si se quiere hacer que la relación entre la inductancia mutua y la inductancia propia sea menor del 5%, el valor de la dimensión D ha de ser mayor de 15 mm. Por lo tanto, aquéllas bobinas con $D \geq 15 \text{ mm}$ se consideran aptas para su uso en filtro de doble sintonización. En términos de potencia, este valor dimensional representa unos 1200 var para la bobina trifásica.

A modo de ejemplo y comprobación, se ha simulado mediante elementos finitos una inductancia de cinco columnas con $D = 0,02 \text{ m}$ e $I = 10 \text{ A}$. El modelo de esta bobina se muestra en la **Figura 4.29**.

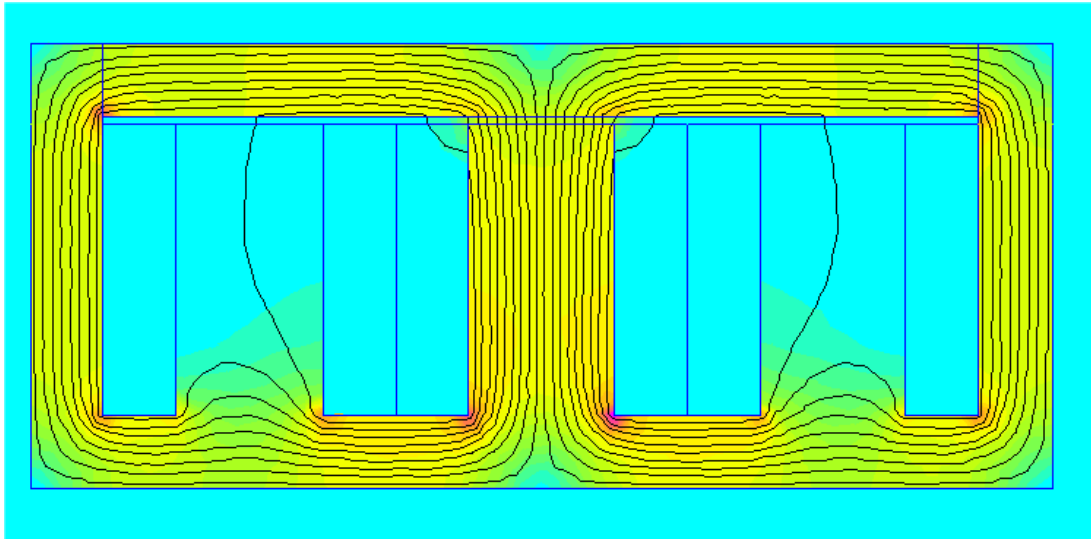


Figura 4.29 Flujo magnético de la inductancia de 5 columnas con excitación central.

A partir de la simulación del modelo de la **Figura 4.29**, se ha extraído la siguiente matriz de inductancias:

$$L = \begin{bmatrix} L_{11} & L_{12} & L_{13} \\ L_{21} & L_{22} & L_{23} \\ L_{31} & L_{32} & L_{33} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 41,5 & 2,39 & 0,92 \\ 2,39 & 40,4 & 2,39 \\ 0,92 & 2,39 & 41,5 \end{bmatrix} \text{ mH.} \quad (4.57)$$

Con esta matriz se pueden comprobar los cálculos anteriores. La relación entre las inductancias propias y las mutuas no llega al 6 % en columnas contiguas y es menor del 2,5 % en columnas separadas.

Seguidamente, se analizará el ahorro de material que se consigue cuando se implementa un filtro de doble sintonización que usa una inductancia de cinco columnas en lugar de usar tres inductancias monofásicas como la mostrada en la **Figura 4.30**. Tomando como base dimensional la longitud D y la misma potencia total, se obtienen los volúmenes de hierro y cobre mostrados en la Tabla 3.1 para cada tipo de bobina.

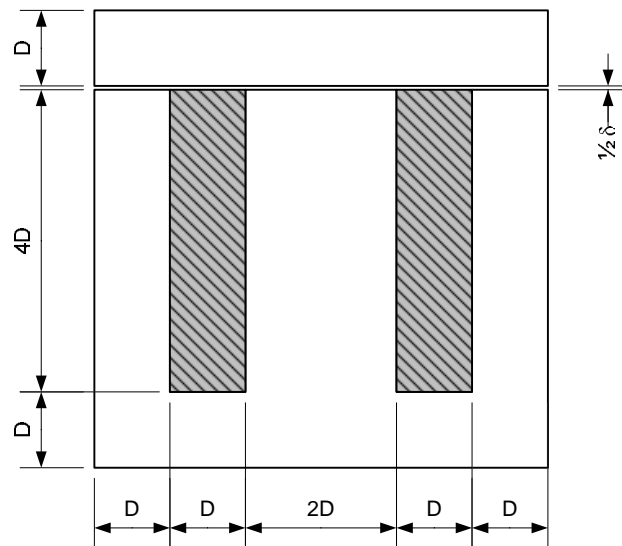


Figura 4.30 Dimensiones de una inductancia monofásica.

En la Tabla 3.1, se puede observar que no hay ahorro en cobre utilizado para la fabricación de las bobinas, pero si hay ahorro en el hierro, concretamente un 28,5%. La inductancia de cinco columnas presenta una ventaja adicional respecto a las bobinas estándar en lo referente a acabados, fijaciones y embalaje, ya que se trata de un elemento de uso individual. No obstante, la inductancia de cinco columnas necesita un nuevo diseño de corte de chapa magnética, lo que supone una desventaja.

Tabla 4.3 Comparación de volúmenes de material utilizado e inductancias

	<i>Vol. cobre</i>	<i>Vol. hierro</i>
Inductancia de 5 columnas	$144 D^3$	$120 D^3$
3 x Inductancia monofásica	$144 D^3$	$168 D^3$

4.4.3 Filtro para componentes homopolares

Un caso especial de filtro pasivo de doble sintonización es aquél en que no tiene frecuencia de resonancia de secuencia directa, sino que sólo se tiene frecuencia de resonancia homopolar. Este filtro se muestra en la **Figura 4.31**.

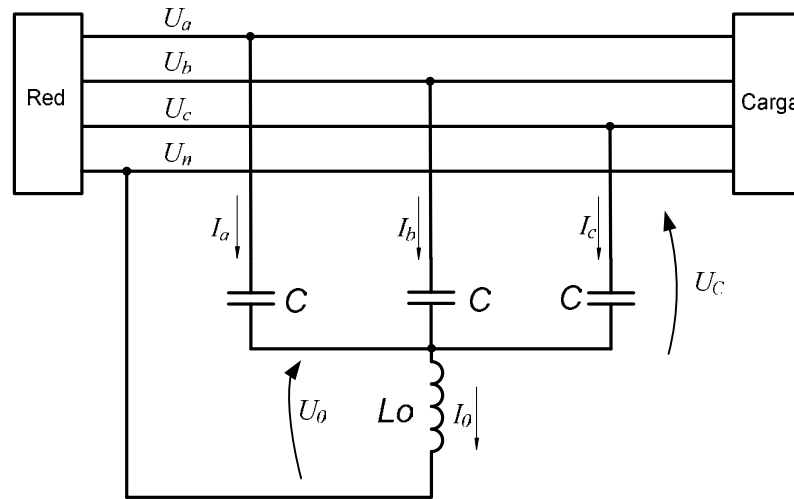


Figura 4.31 Estructura del filtro para componentes homopolares.

En este caso, no hay inductancias en las fases, por lo que no existe ninguna frecuencia de resonancia de secuencia directa/inversa. En este caso, el filtro simplemente absorbe potencia reactiva en función del valor de C . Esta potencia viene dada por la expresión:

$$Q = 3 \frac{U_f^2}{X_c} = \omega C U_L^2, \quad (4.58)$$

la cual, junto con la expresión de la frecuencia de resonancia homopolar:

$$\omega_{res0} = \frac{1}{\sqrt{3L_0C}}, \quad (4.59)$$

permite seleccionar los valores de L_0 y C a la hora de dimensionar el filtro.

Este tipo de filtro puede ser interesante para las instalaciones de baja tensión en las que su principal problema sea el tercer armónico de corriente circulante por el conductor de neutro. Una característica especialmente interesante para su uso con filtro híbrido para corrientes homopolares, es que su control y equipos de potencia serán monofásicos, siendo éstos sencillos y económicos.

4.4.4 Evaluación de la característica de filtrado

Seguidamente, se muestran algunas simulaciones del filtro de doble sintonización descrito anteriormente para demostrar su correcto funcionamiento como elemento de filtrado pasivo. Primero, se simulará el filtrado con el filtro pasivo de doble sintonización, implementado en base a tres inductancias monofásicas. El esquema de esta simulación se muestra en la **Figura 4.32**.

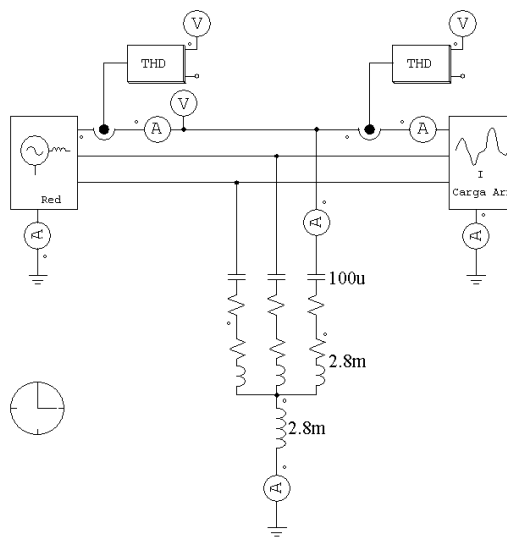


Figura 4.32 Esquema de simulación para el filtro pasivo de doble sintonización.

En esta simulación, la carga consiste en un conjunto de fuentes de corrientes absorbiendo 1°, 3°, 5°, 7°, 11° y 13° armónico, con THD total del 37,5 %. En el lado de red se conecta una fuente de tensión ideal trifásica, con 50 Hz de frecuencia fundamental y con una impedancia serie equivalente a la de un transformador con 10 kVA de potencia nominal. La potencia total de la carga y de la red es de 10 kVA. La potencia del filtro pasivo es también de 10 kVA. El filtro está formado por tres condensadores de 100 µF y cuatro bobinas de 2,8 mH, con una frecuencia de resonancia para componentes de secuencia directa o inversa de 300 Hz, y una frecuencia de resonancia para componentes de secuencia homopolar de 150 Hz.

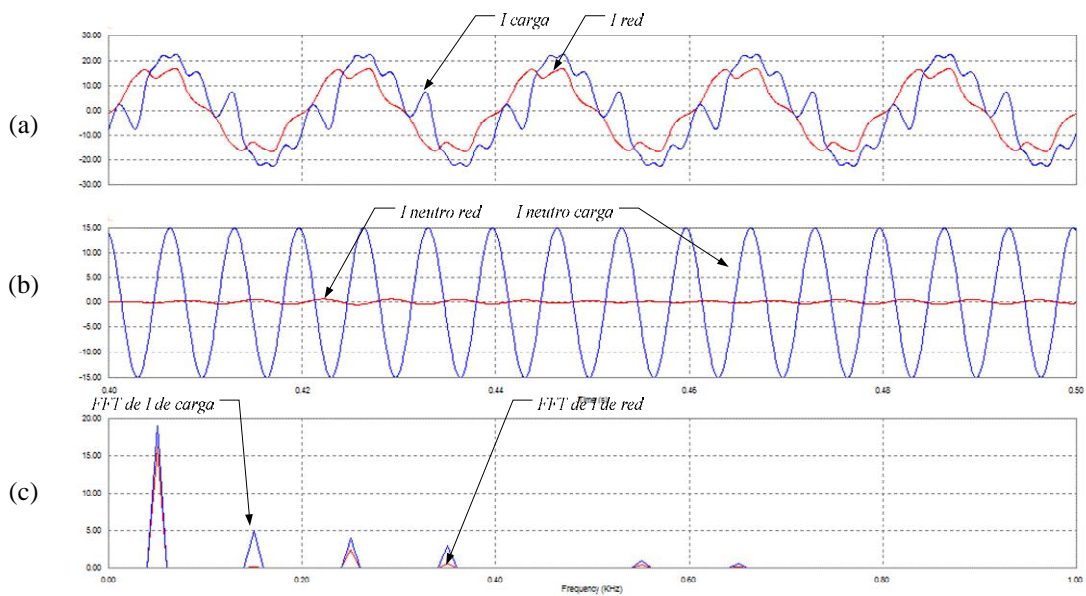


Figura 4.33 Corrientes en el filtro pasivo de doble sintonización.

La **Figura 4.33** muestra las corrientes de fase y de neutro en el lado de red y en el lado de carga. La **Figura 4.33(c)** muestra la descomposición armónica de las corrientes de fase. Esta figura muestra que la reducción del tercer armónico es casi total. Los armónicos 5°, 7° y 11° presentan una reducción parcial, por no coincidir exactamente con la frecuencia de resonancia de secuencia directa o inversa del filtro, que se había fijado en el 6° armónico, a 300 Hz. Esta disposición de frecuencias de resonancia está especialmente indicada para trabajar como filtro híbrido, ya que el efecto del inversor mejorará la característica del filtrado y, por tanto, la atenuación de los armónicos 5°, 7° y 11° será mucho mayor. En la **Figura 4.33**, el THD resultante en el lado de red es del 15 %.

Si se cambia la sintonización del filtro pasivo, de forma que la frecuencia de resonancia homopolar se fije en el 3^{er} armónico y la frecuencia de resonancia para secuencia directa o inversa se fije en el 5° armónico, el efecto del filtro pasivo se aprecia más claramente. Para la simulación de este segundo caso, todos los parámetros son idénticos al caso anterior, salvo que se han cambiado los valores de las inductancias para tener las nuevas frecuencias de resonancia. Las tres inductancias de fase tienen un valor de 4,05 mH y las inductancias de neutro vale 2,4 mH. Al haber bajado ligeramente la frecuencia de resonancia, las inductancias resultan, en conjunto, mayores.

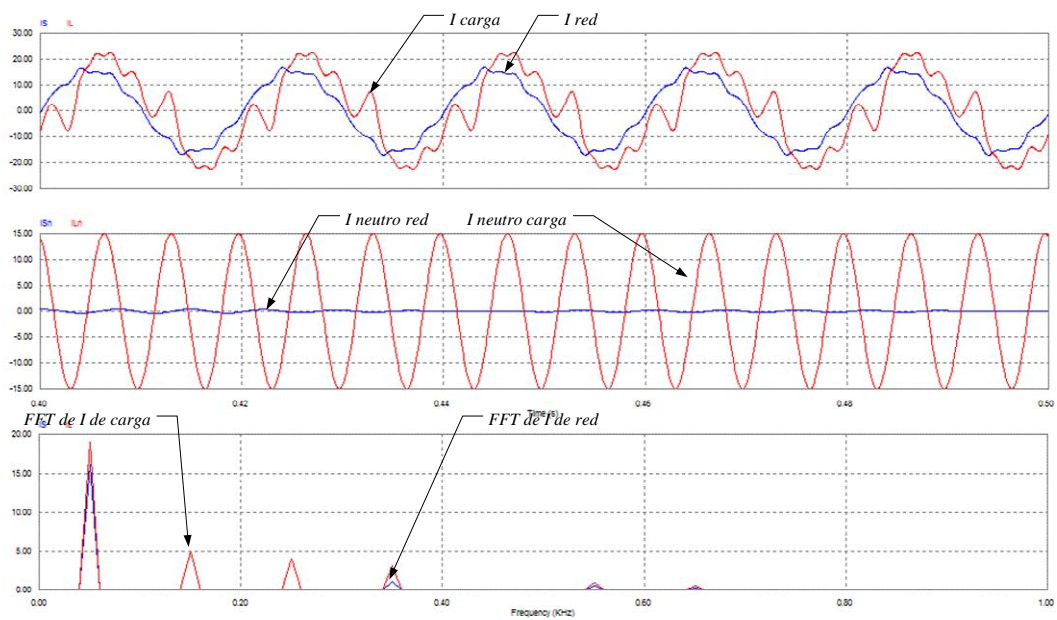


Figura 4.34 Corrientes en el filtro pasivo de doble sintonización, sintonizado a 3° y 5° armónico.

Los resultados del filtrado se muestran en la **Figura 4.34**. En este caso, los armónicos 3° y 5° prácticamente se han eliminado de manera total, ya que coinciden con las frecuencias de resonancia. Por otro lado, ha habido una reducción parcial del 7° armónico y una reducción menor en los otros armónicos de órdenes más elevados. El THD resultante en red en este caso es del 7,5 %.

Por último, se evaluará el filtro de componentes descrito en el Apartado 4.4.3. En lo referente a la carga armónica y a la red, la simulación es idéntica a las realizadas anteriormente. En este caso, el filtro pasivo está sintonizado al 3^{er} armónico de secuencia homopolar, es decir, a 150 Hz. El filtro diseñado consta de tres condensadores de 100 μF , que absorben 5 kvar de reactiva, y una bobina de 3,75 mH conectada entre el centro de estrella de los condensadores y el neutro de la red. El esquema de simulación de este circuito se muestra en la **Figura 4.35**. Esta estructura de filtrado permite, con un coste adicional reducido, que una batería estándar de compensación de reactiva eliminen también el tercer armónico en el conductor de neutro.

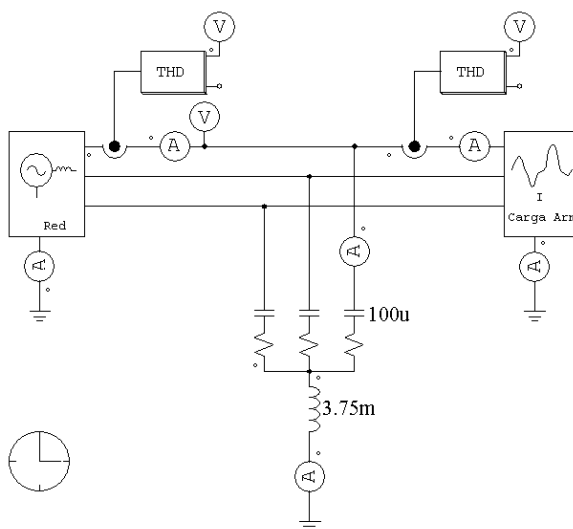


Figura 4.35 Esquema de simulación para el filtro pasivo para componentes homopolares.

En la **Figura 4.36**, se muestran los resultados de la simulación del filtro de la **Figura 4.35**. Las corrientes de fase, mostradas en la **Figura 4.36(a)**, han reducido muy poco su contenido armónico, tan sólo se ha eliminado la componente de 150 Hz. La reducción armónica es mucho más acentuada en la corriente de neutro, mostrada en la **Figura 4.36(b)**. El efecto del filtro cancela casi totalmente el tercer armónico en el conductor de neutro. El valor eficaz de la corriente que circula por el conductor de neutro ha pasado de valer 10,6 A en el lado de carga, a valer 0,32 A en el lado de red. Al eliminar tan sólo un armónico, el THD de la corriente de fase se ha reducido relativamente poco, pasando del 37,5 % original al 32 %.

El hecho de que el filtro de corriente homopolar de la **Figura 4.35**, con una estructura sencilla, pueda eliminar casi totalmente el 3^{er} armónico de neutro, y con ello disminuir el valor eficaz de la corriente circulante por dicho conductor, lo hace muy interesante para instalaciones, comerciales o de oficinas, donde la necesidad de sobredimensionar el conductor de neutro, debido a las grandes corrientes armónicas circulantes por el mismo, se ha convertido en un problema grave. El grado de filtrado de las corrientes de neutro dependerá de la impedancia de la red.

Por último, si se espera que las tensiones de red puedan presentar armónicos, la batería de condensadores deberá incorporar inductancias que impidan resonancias parásitas. Estas inductancias, colocadas en las fases, deberían ser tenidas en cuenta,

a la hora de calcular la frecuencia de resonancia del filtro a componentes homopolares.

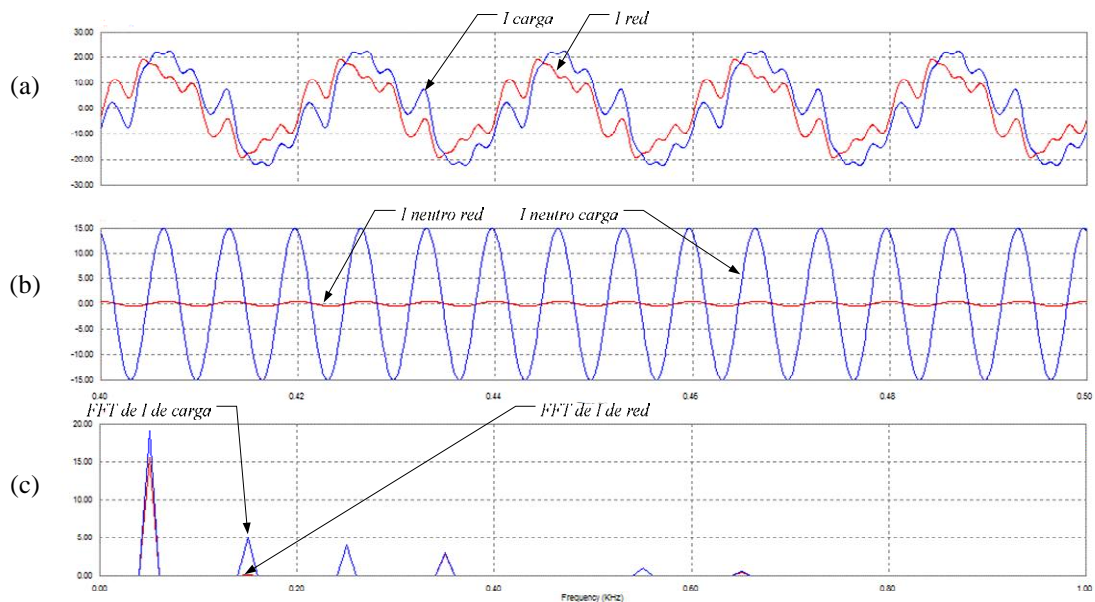


Figura 4.36 Corrientes en el filtro pasivo para componentes homopolares.

4.5 Conclusiones

En el presente Capítulo se han estudiado los elementos pasivos que forman parte de los filtros híbridos, sus características más importantes y los elementos específicos para filtrar armónicos homopolares de forma individual o combinada con armónicos de secuencia directa e inversa. Las principales conclusiones obtenidas son:

- i)* Un elemento filtrante pasivo ideal debería presentar una baja impedancia a las frecuencias a filtrar y una muy alta impedancia a la frecuencia fundamental y a la de conmutación.
- ii)* El elemento pasivo filtrante más utilizado en la actualidad es el filtro pasivo serie LC, el cual está principalmente pensado para cancelar componentes de corriente de secuencia directa e inversa.
- iii)* Existen una serie de topologías de transformador que son aptas para el filtrado de corrientes de secuencia homopolar. Estos transformadores

presentan el inconveniente de bajar la impedancia homopolar del sistema también a la frecuencia fundamental.

- iv)* Se presenta en la presente Tesis una nueva estructura de inductancia que presenta dos valores de inductancia diferentes, uno para secuencia directa/inversa y otro para secuencia homopolar. Esta inductancia es apta para el filtrado selectivo y simultáneo de armónicos de secuencia directa/inversa y homopolar.
- v)* En esta Tesis, se presenta una nueva estructura de filtro LC sintonizado a cuatro hilos que permite obtener una frecuencia resonancia para componentes de secuencia directa/inversa y a otra frecuencia de secuencia homopolar.
- vi)* De la estructura del filtro LC sintonizado a cuatro hilos se derivan otras estructuras, entre ellas, cabe destacar el filtro específico para componentes homopolares.
- vii)* De las diferentes estructuras de inductancias presentadas, se ha realizado un estudio dimensional y simulaciones por elementos finitos para comprobar su viabilidad práctica.

5 Convertidores estáticos para filtros híbridos

En un filtro híbrido paralelo como el estudiado en esta Tesis, el convertidor estático es el elemento responsable del control de las corrientes del filtro. El convertidor estático trabaja como fuente de tensión. Es el control del sistema el encargado de aportar las referencias oportunas para que la tensión generada por el convertidor estático se convierta en una corriente que absorba los armónicos de la carga.

Desde un punto de vista ideal, el convertidor debería comportarse como una fuente de tensión lineal, capaz de suministrar en todo momento las tensiones que le indique el sistema de control. Lógicamente, debido a las características propias del convertidor, este comportamiento es inalcanzable, y sólo existe un determinado rango de operación en el cual la respuesta del sistema podría ser considerada lineal.

Un factor primordial que hace que la respuesta del convertidor difiera del comportamiento ideal, estriba en que el convertidor estático es un elemento no lineal de estructura variable. En este sistema no lineal, el control de la tensión de salida se realiza mediante el cambio del estado del convertidor, es decir, mediante la conmutación de los diferentes transistores que constituyen el mismo. Por tanto, la tensión de salida presenta un valor medio que deberá coincidir con el valor aportado como referencia, más un rizado, que resulta de la sucesión de los diferentes estados de conmutación que atraviesa el convertidor. Según esto, para minimizar la amplitud de la corriente de alta frecuencia inyectada en la red, es deseable que la frecuencia de conmutación sea lo más elevada posible.

El hecho de poder utilizar convertidores con tensiones de bus de continua muy inferiores a las tensiones de red, hace que los armónicos de corriente de alta frecuencia inyectados hacia la red por parte del convertidor de potencia sean muy inferiores a los de un filtro activo de la misma potencia.

Al poder reducir la tensión del bus de continua, la potencia total del inversor se reduce, y con ello su coste. En el diseño de filtros híbridos para redes de baja tensión, 230 / 400 V, para corrientes de hasta unos 100 A, existe la posibilidad de utilizar transistores MOSFET de baja tensión y alta frecuencia de conmutación. Para filtros de tensiones mayores, se pueden utilizar IGBTs, de baja tensión de saturación, 1,4 V, y tensiones máximas colector-emisor del orden de 400 – 600 V. En redes de media tensión de hasta 10 kV, se puede utilizar un inversor de dos niveles con una tensión de bus de continua de 1200 – 1500 V. Para redes de media

tensión de 25 a 36 kV, se pueden utilizar inversores multinivel para conseguir una tensión de salida del orden de hasta el 10 % de la tensión de red.

Además, el filtro híbrido puede incorporar en su salida una etapa de filtrado pasivo. El objetivo de esta etapa es cortocircuitar las corrientes de alta frecuencia, evitando así que éstas sean inyectadas a la red. Conocer y controlar los armónicos de corriente de alta frecuencia que genera el filtro y asegurar que estos siempre estén muy por encima de la máxima frecuencia de los armónicos de la corriente de carga que se desean eliminar, garantizará un correcto funcionamiento del filtro. Esto último sólo se conseguirá fijando una frecuencia de conmutación adecuada en el convertidor de potencia.

El control de la corriente inyectada por el convertidor de potencia es uno de los aspectos más importantes en el diseño de un filtro activo o híbrido, no sólo para la correcta eliminación de armónicos, sino también para la protección del propio convertidor. Un fallo en la amplitud o fase de la referencia de corriente a seguir llevaría al filtro a no filtrar adecuadamente por no compensarse completamente la corriente de carga y la del filtro. Un retardo en el propio convertidor, debido a retardos de disparo, una dinámica de corrientes lenta, o debido a inductancias de acoplamiento demasiado grandes respecto al armónico que se desea eliminar, también llevará a un funcionamiento no óptimo del filtro, por la imposibilidad de eliminar totalmente los armónicos de la carga. Pero si realmente hay un fallo en el cálculo de las corrientes de referencia del inversor, o en la realimentación de corriente, o en la conmutación del convertidor, podría producirse no sólo a una falla en el filtrado, sino una desviación total de las corrientes inyectadas por el convertidor en la red. En esas condiciones, las corrientes inyectadas podrían superar, en tiempos muy breves, la corriente nominal del convertidor, haciendo que éste se tenga que desconectar ante la posibilidad de destruirse por sobre-corriente.

En el circuito de un filtro activo paralelo existen dos fuentes de tensión de magnitud similar, la red y el inversor en sí. Ambas fuentes de tensión están interconectadas a través de una inductancia de valor relativamente bajo, con lo que la dinámica de la corriente depende totalmente de la diferencia de tensiones. Por tanto, la dinámica de la corriente en un filtro activo depende del valor de las referencias de tensión y de lo rápido que el convertidor las pueda alcanzar. A diferencia de esto, en el filtro híbrido paralelo se conecta una fuente de tensión de valor relativo alto, la red, con otra de valor relativo bajo, el convertidor. La impedancia que enlaza ambas fuentes, el filtro sintonizado LC, está pensada para trabajar permanentemente a la tensión de red.

Esta impedancia da lugar a una dinámica relativamente lenta al cambio de la amplitud de las corrientes armónicas. Aunque el convertidor estático de un filtro híbrido pueda generar instantáneamente las tensiones aportadas como referencia, la corriente inyectada en la red no coincidirá con la corriente de referencia hasta pasado un tiempo relativamente alto que depende de la dinámica del filtro LC y no del convertidor en sí. No obstante, si aparece un fallo temporal en la referencia o conmutación del convertidor, y este fallo es pequeño respecto al tiempo de respuesta del filtro, las corrientes del filtro pasivo apenas se alterarán, lo cual es una gran ventaja que evidencia la robustez de este tipo de filtros. Más aún, si hay un fallo total en las referencias o en el convertidor y éste suministra una tensión constante a su salida, el filtro híbrido pasa a trabajar automáticamente como un filtro pasivo, con menos prestaciones, pero sin ningún peligro de sobre-corrientes en el convertidor.

5.1 Topologías de convertidores estáticos

Este apartado tiene por objeto exponer las topologías de convertidores estáticos habitualmente utilizados en filtros híbridos paralelo, resaltando sus principales ventajas e inconvenientes, y comparándolas con la nueva topología utilizada para éste tipo de filtro.

El convertidor estático de un filtro híbrido se puede implementar mediante un inversor en fuente de tensión o un inversor en fuente de corriente. Teniendo en cuenta que el control en el filtro híbrido estudiado en esta Tesis se suele hacer por tensión y dado que el inversor en fuente de tensión presenta menos pérdidas, es más económico y es el más desarrollado en equipos comerciales, el estudio que se realiza en los apartados siguientes se centrará en los inversores en fuente de tensión.

El inversor en fuente de tensión más típico es el mostrado en la **Figura 5.1** y recibe el nombre de inversor de tres ramas en puente completo. Este inversor se usa habitualmente para el control de velocidad de motores y su aplicación en filtrado de corrientes en redes trifásicas de tres hilos fue presentado por Akagi en 1984 [Akagi1984].

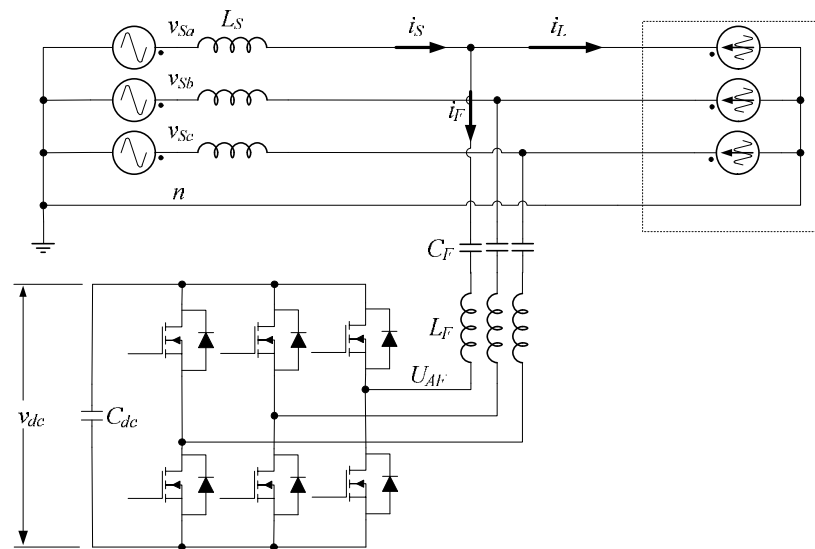


Figura 5.1 Filtro híbrido con inversor de tres ramas en puente completo.

Con un inversor de este tipo, no es posible inyectar corrientes homopolares en la red y, por tanto, su uso queda limitado a filtros para acondicionar redes trifásicas sin neutro.

En este inversor, es importante que las tensiones de secuencia directa e inversa que se generen puedan alcanzar el valor máximo posible. Para este inversor, existen diferentes técnicas de modulación que tienen por objetivo conseguir el máximo aprovechamiento de la tensión del bus de continua, siendo la modulación vectorial la que ha conseguido unos resultados óptimos.

Pero en las redes eléctricas de baja tensión es habitual la existencia de cargas monofásicas conectadas entre fase y neutro. En estos casos, se hace necesaria la utilización de otra topología de convertidor, diferente al inversor de tres ramas en puente completo, que permitan la inyección de corrientes de secuencia homopolar en la red. Una de las soluciones más simples se muestra en la Figura 5.2. En este inversor, existen dos condensadores iguales en el bus de continua y el punto central se conecta al conductor de neutro para permitir la circulación de las corrientes homopolares. Este inversor recibe el nombre de inversor de tres ramas con condensador repartido.

En este inversor, al estar conectado el neutro con el punto intermedio del bus de continua, las tres ramas del mismo trabajan de forma independiente. Esto significa que la tensión de salida de cada rama depende únicamente del estado de

conmutación de sus dos transistores. Esta simplicidad en el control es una de las principales ventajas de este inversor, sin embargo, esta topología presenta ciertas limitaciones.

La primera limitación surge cuando se generan únicamente tensiones de salida de secuencia positiva y negativa, sin secuencia homopolar. En esas condiciones, este inversor no aprovecha tan bien la tensión del bus de continua como el inversor de tres ramas en puente completo, dando una tensión de salida inferior. Otro inconveniente es que la amplitud máxima de tensión de secuencia homopolar generada en la salida no es independiente de la amplitud de la tensión de secuencia positiva o negativa que se está suministrando en ese momento. Cada una de las tres ramas, puede generar de forma independiente una tensión máxima senoidal. Dependiendo de los desfases de unas ramas con respecto las otras ramas, éstas tensiones pueden ser todas de secuencia positiva o negativa, toda homopolar, o una combinación de las mismas.

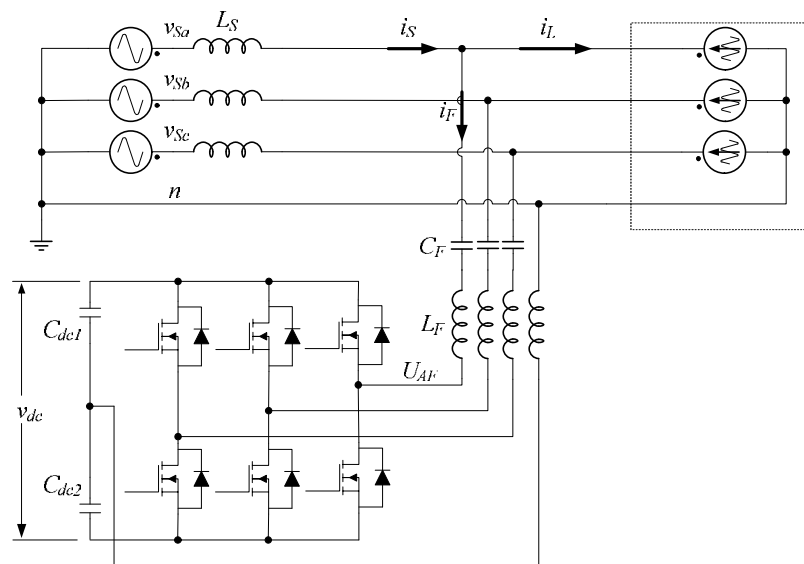


Figura 5.2 Filtro híbrido con inversor de tres ramas con condensador repartido

Otro problema de este inversor es que la corriente homopolar circula por los condensadores, lo cual tiende a desequilibrar las tensiones entre ambos. Esto dificulta su control y hace que los condensadores del bus de continua deban estar sobredimensionados. La aparición de este desequilibrio entre tensiones hace que el control de la tensión de salida del inversor sea una tarea más compleja, ya que depende de la tensión del bus y del grado de desequilibrio entre condensadores.

Además, pequeñas diferencias en la capacidad de los condensadores, o en los tiempos de conmutación o en las pérdidas, pueden llevar también a un desequilibrio permanente entre las tensiones de los condensadores. Una posible solución a estos problemas sería la inclusión de una cuarta rama para el control de los condensadores [Rodríguez2002].

Otra topología de inversor que ofrece muy buenas prestaciones para el control de la secuencia homopolar es la mostrada en la **Figura 5.3**. Este inversor es conocido como inversor de cuatro ramas en puente completo. En esta topología, la rama conectada al neutro puede controlar la tensión media que existe entre este conductor de neutro y el bus de continua. Por tanto, si las tres ramas de las fases se dedican a generar únicamente tensiones de secuencia positiva y negativa en la salida, la tensión generada por la rama del neutro determinará la componente homopolar de salida.

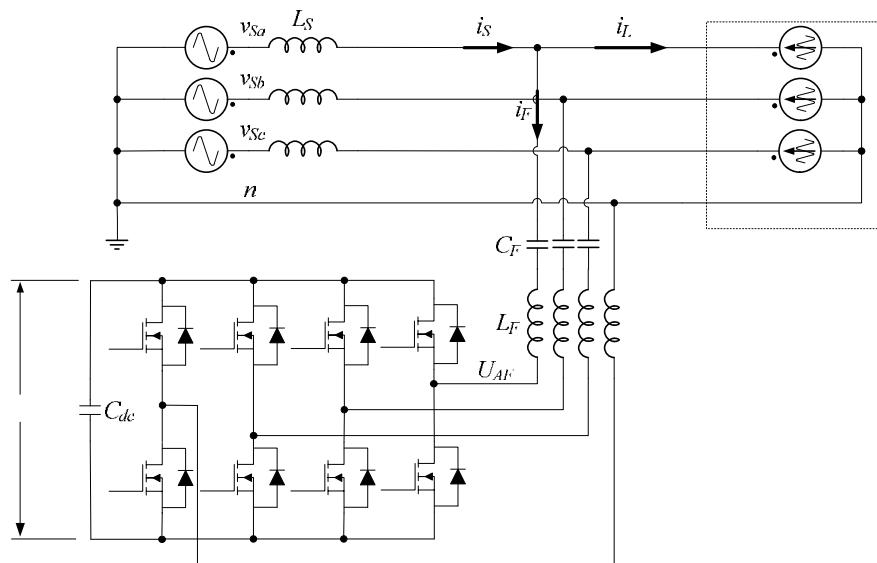


Figura 5.3 Filtro híbrido con inversor de cuatro ramas en puente completo.

La tensión de secuencia homopolar generable es mucho mayor que en el caso del inversor de condensador partido y ésta se puede generar de forma independiente a las tensiones de salida de secuencia positiva o negativa. Si las ramas de fase se dedicasen parcial o totalmente a generar tensiones de secuencia homopolar, además de la rama de neutro, la tensión resultante de salida de secuencia homopolar podría llegar a duplicarse.

Este inversor puede alcanzar los mismos valores máximos de tensión de secuencia positiva y negativa que el inversor de tres ramas trabajando con control vectorial. Para alcanzar estos valores máximos de tensión, el control vectorial calcula una consigna de flotación entre la tensión del bus de continua y la de neutro de la carga. Si esta misma estrategia de control se incorpora a la consigna de la rama de neutro, para generar la misma tensión de flotación entre estos puntos, se pueden conseguir unas tensiones de magnitud idéntica [Kim2004]. Este aspecto se ampliará en el apartado dedicado a estrategias de control del inversor. Si además se utiliza una estrategia de control similar a la unipolar de los inversores monofásicos, se consiguen tensiones de salida de tres niveles. Esto permite reducir la frecuencia de conmutación y disminuye el rizado de la corriente inyectada.

Como desventajas, se tiene que, por el hecho de tener una rama más, existen más semiconductores y, por tanto, su coste es superior para una misma potencia de salida. Otro posible problema es que la rama de neutro del inversor se puede sobrecargar si la corriente que se quiera compensar en el conductor de neutro es mayor que las de las fases. Esto puede ocurrir en el caso de las redes de baja tensión con gran cantidad de distorsión de tercer armónico. En este caso, el inversor debería tener una rama de neutro con transistores de mayor potencia.

Otra topología a estudiar, especialmente indicada para filtros híbridos, es la mostrada en la Figura 5.4., que corresponde al inversor de tres ramas con conexión asimétrica a neutro [Chou2005], [Lamich2006], [Balcells2006] Este tipo de inversor es solamente apto para filtros híbridos conectados a red a través de condensadores, ya que su tensión de salida con respecto a neutro presenta por defecto una componente de continua de valor igual a $V_{dc}/2$, la cual debe ser bloqueada por dichos condensadores. En un filtro híbrido, este valor de continua es bloqueado por los condensadores del filtro pasivo. Sin embargo, en un filtro activo paralelo clásico esta componente de continua hace el control inviable, pues siempre se estaría inyectando corriente continua en la red.

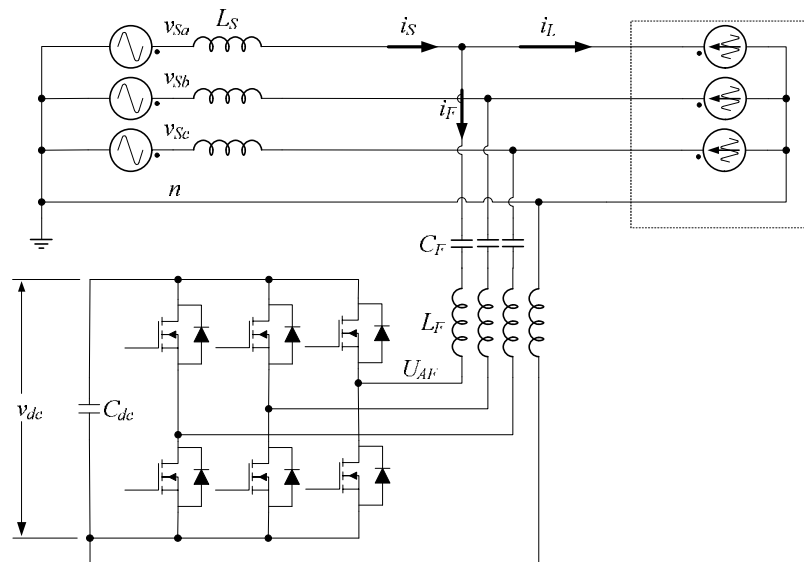


Figura 5.4 Filtro híbrido con inversor de tres ramas con conexión asimétrica de neutro.

El control de este inversor y los valores de tensión de salida que se pueden conseguir son idénticos al inversor de tres ramas con condensador repartido, salvo la componente de continua. No obstante, al tener sólo un condensador en el bus de continua, el control de la tensión en dicho bus es más sencillo que cuando existen condensadores repartidos y no pueden aparecer los desequilibrios entre la tensión de los condensadores. En este inversor de tres ramas, a nivel de control, se pueden considerar sus ramas como independientes, cuya tensión de salida ni depende ni afecta a las otras ramas y cuyo valor máximo puede oscilar entre 0 y V_{dc} .

El hecho de tener una componente de continua en la tensión de salida, no complica en absoluto la estrategia de control del inversor y la del propio filtro híbrido. Dado que se va a hacer un control por tensión en el filtro, se mantendrá de forma permanente un offset en el valor medio de la tensión de salida igual a $V_{dc}/2$. Así, se consigue la máxima extensión en las ondas senoidales generadas en la salida. Esta forma de control, sólo implica sumar un valor constante a las referencias de trabajo alternas.

Una última topología a estudiar es el inversor de una sola rama. Este inversor tiene una versión con condensador repartido y otra, que es la que se estudia en esta Tesis, que es el inversor de una rama con conexión asimétrica a neutro. El montaje de este inversor en un filtro híbrido se muestra en la Figura 5.5. Este inversor siempre da una componente de continua en la tensión de salida y, por tanto, es sólo apto para filtros híbridos con interconexión a red a través de condensador. Como es natural,

debido a su estructura, este inversor sólo puede suministrar tensiones de secuencia homopolar y por ello sólo está indicado para casos concretos de filtrado, en los que el problema de la red está principalmente relacionado con las corrientes homopolares circulantes por el conductor de neutro. Otra posible aplicación de este inversor sería el filtrado en redes de corriente continua, donde solo es necesario el control de una corriente.

En esta Tesis, se ha escogido este modelo de inversor, en lugar del inversor de una rama con condensador repartido, para no tener el problema adicional de mantener el equilibrio de las tensiones del bus de continua.

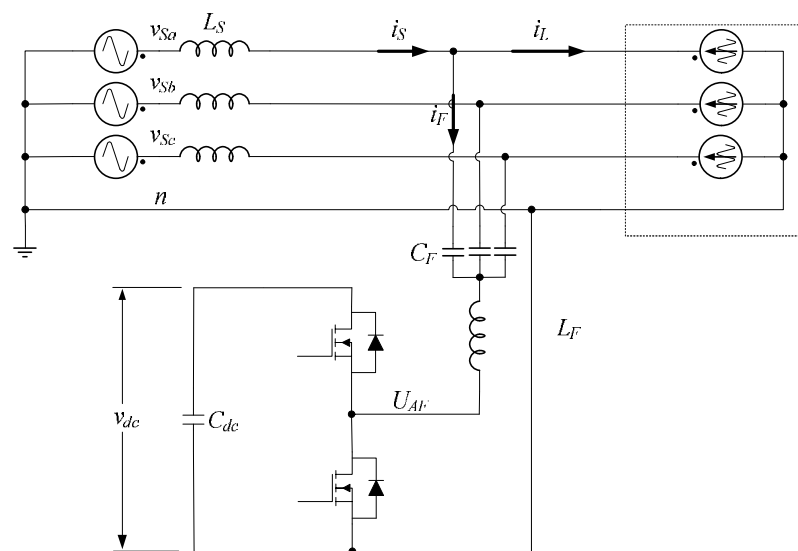


Figura 5.5 Filtro híbrido con inversor de una rama con conexión asimétrica a neutro.

A continuación se muestran una serie de resultados de simulación para cada inversor, lo que permite tener una mejor idea sobre las capacidades de cada uno. Todas las simulaciones están realizadas en valor unitario, para así poder extrapolar con más facilidad las conclusiones a cualquier nivel de tensión o potencia. En todos los casos se usan los mismos valores de componentes y cargas.

Si se toma la tensión eficaz de línea como valor de referencia, la tensión del bus de continua utilizada en todos los casos es del 12 %. Además, se tomará la corriente eficaz de la carga por fase como valor de referencia. La distribución de armónicos considerada en la carga será ideal para así maximizar los resultados de filtrado. La distribución de armónicos se muestra en la **Tabla 4.1**. La corriente de carga de

primer armónico tiene un $\cos(\varphi)=0,82$ inductivo. La distorsión de la carga se caracteriza por un $\text{THD} = 37,5 \%$.

Tabla 5.1 Distribución armónica de la corriente de carga, en porcentaje

<i>I1</i>	<i>I3</i>	<i>I5</i>	<i>I7</i>	<i>I11</i>	<i>I13</i>
93	25	20	15	5	2,5

Los valores de las inductancias son del 5,5 % de los valores de base y el de los condensadores del 50 %. Los filtros pasivos se han sintonizado al 6° armónico para secuencia directa e inversa y al 3° para secuencia homopolar. La frecuencia de conmutación es de 40 veces la fundamental, quedando en las simulaciones de 2 kHz. Se ha escogido esta frecuencia de conmutación, relativamente baja, para poder observar mejor los efectos de los armónicos de alta frecuencia en el filtro y los efectos del retardo que añade el inversor. La ganancia del lazo de realimentación k se ha fijado en 1,5, suficientemente pequeña para no tener problemas de estabilidad.

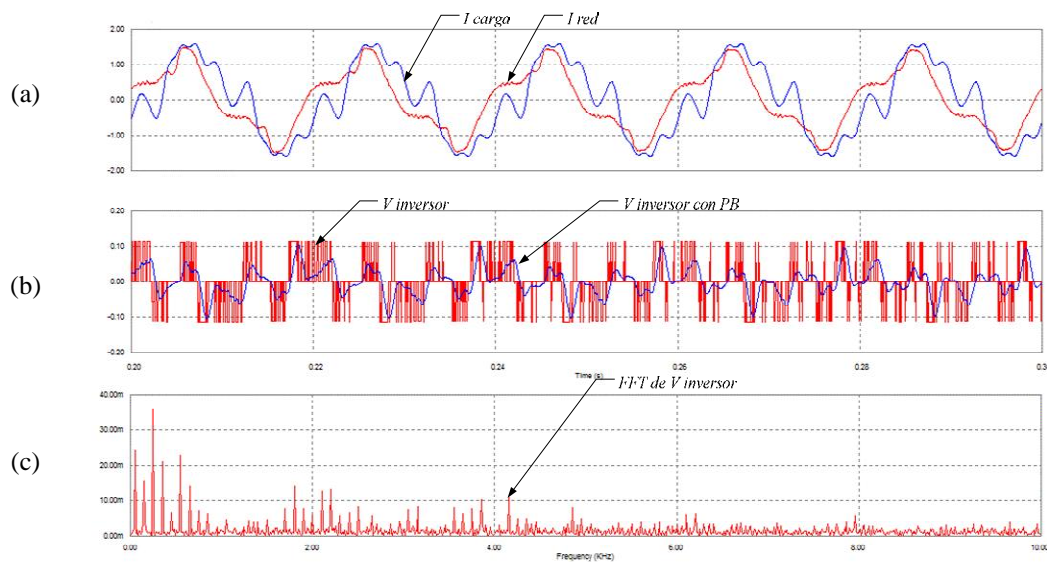


Figura 5.6 Señales del filtro híbrido con inversor de tres ramas en puente completo.

En la **Figura 5.6** se muestran diferentes señales de un filtro híbrido con inversor de tres ramas en puente completo. En la **Figura 5.6(a)** se tienen las corrientes de fases aguas abajo y aguas arriba del filtro. Como el inversor no tiene rama de neutro no puede eliminar las componentes homopolares y, por tanto, el tercer armónico sigue circulando por la red. Los armónicos 11 y 13 apenas se han reducido, debido al

retardo que introduce el inversor y que hace que las corrientes inyectadas no compensen la de la carga. Por todo ello, el THD solo ha bajado del 37,5 % al 33 %. Los armónicos 5° y 7° si que se han eliminado casi en su totalidad. Las componentes de alta frecuencia en la corriente de red apenas llegan al 0,5 %, sin necesidad de ningún filtro de alta frecuencia para mitigarlas.

En la **Figura 5.6(b)**, se muestra la tensión de fase del inversor y esta misma señal de tensión procesada por un filtro pasa bajos, lo que ayuda a ver la verdadera tensión de control del filtro híbrido. La ganancia del filtro, k , también se ha tenido que limitar para que la tensión de salida del inversor no presente saturaciones y cree con ello armónicos no deseados.

La señal de la **Figura 5.6(c)** es el espectro de frecuencias de la tensión de inversor. Aquí se aprecia que, en la parte de baja frecuencia, el convertidor genera tensiones de las frecuencias armónicas de la carga (más algo de frecuencia fundamental, que resulta de la referencia aportada por la etapa de control al filtro para mantener la tensión del bus de continua). En la parte de alta frecuencia, se tienen los armónicos de la frecuencia de conmutación del inversor, en torno a los 2 kHz.

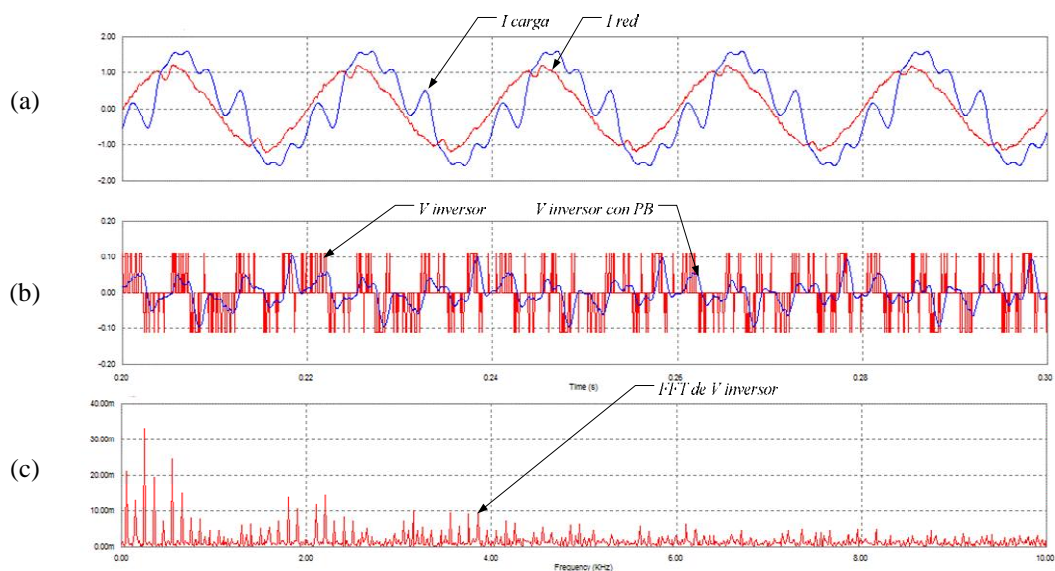


Figura 5.7 Señales del filtro híbrido con inversor de tres ramas con condensador repartido.

La **Figura 5.7** muestra las mismas señales de la **Figura 5.6**, pero considerando esta vez un filtro híbrido controlado por un inversor con condensador repartido. En este caso, como se ha cancelado también el tercer armónico de la corriente de carga, el

THD en el lado de red se ha reducido al 7 %. Los armónicos 11 y 13 apenas se han reducido debido al retardo que introduce el inversor. Las señales del inversor y su espectro de armónicos son casi idénticos que en el caso anterior.

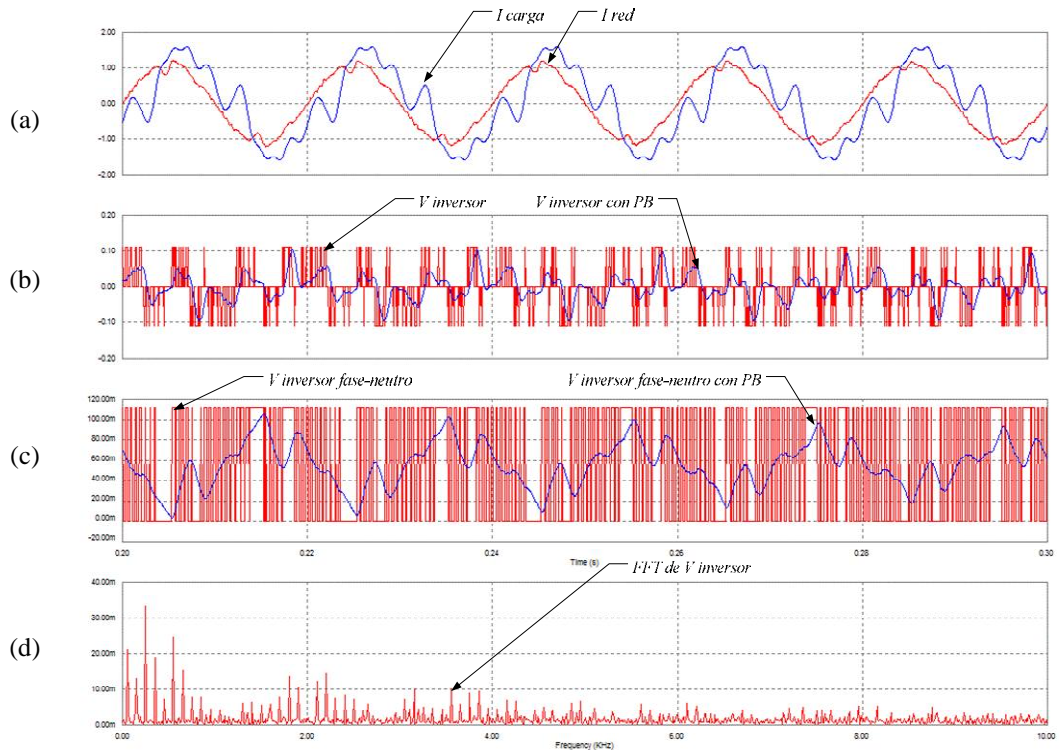


Figura 5.8 Señales del filtro híbrido con inversor de tres ramas con conexión asimétrica de neutro.

En la **Figura 5.8** se muestran las señales del filtro híbrido controlado por un inversor de tres ramas con conexión asimétrica de neutro. El grado de filtrado obtenido es idéntico al del caso anterior, pues las tensiones armónicas que genera este inversor son las mismas que las del de condensador repartido. En este caso, además de las tensiones de línea del inversor, también se muestran en la **Figura 5.8(c)** las tensiones de fase a neutro, en las que se puede apreciar la componente continua de la tensión de salida.

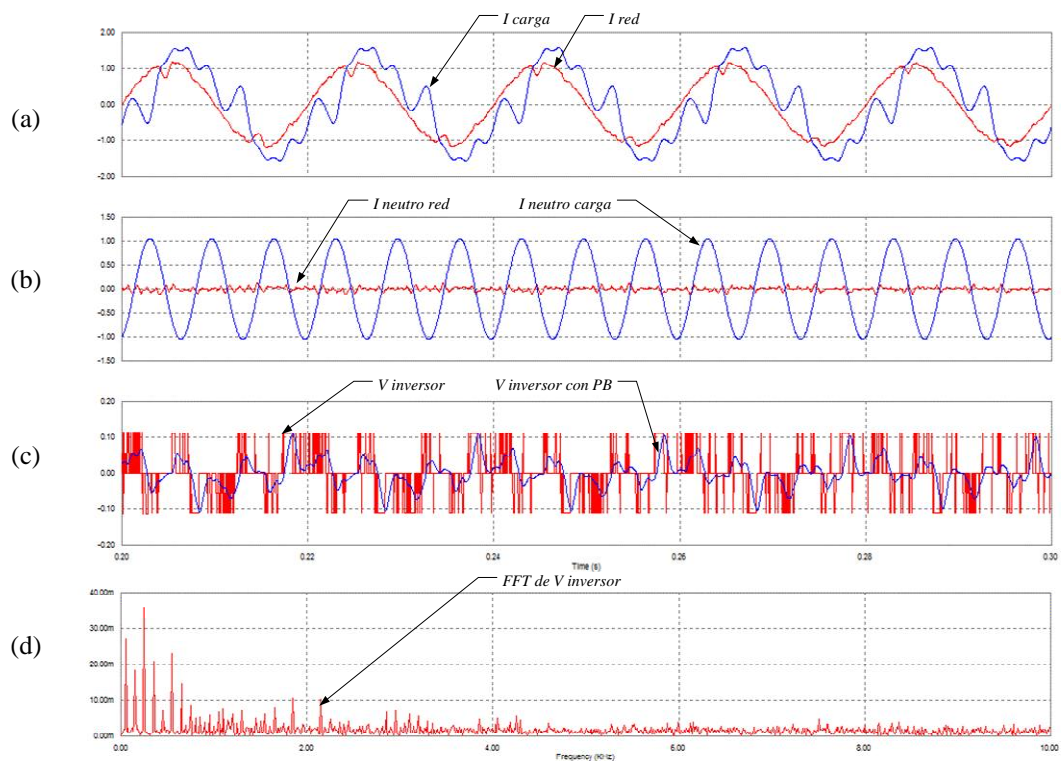


Figura 5.9 Señales de las señales del filtro híbrido con inductor de cuatro ramas en puente completo.

En la **Figura 5.9** se muestran las señales del filtro híbrido controlado por un inductor de cuatro ramas en puente completo. El grado de eliminación de armónicos es casi idéntico al caso anterior. En este caso, se muestra también la corriente del conductor de neutro en el lado de carga (con el 3^{er} armónico) y en el lado de red (con una pequeña componente de alta frecuencia).

En la **Figura 5.10** se muestran las señales del filtro híbrido controlado por un inductor de una rama con el negativo del bus de continua conectado a neutro. Esta configuración de filtro sólo permite la circulación de corrientes homopolares y, por tanto, los armónicos que puede eliminar son los múltiplos de 3. En este caso, sólo existía 3^{er} armónico en el conductor de neutro y el filtro lo elimina totalmente, dejando que solamente circule la corriente de conmutación de alta frecuencia. En esta simulación, como el filtro pasivo estaba sintonizado al 3^{er} armónico, la tensión que necesita inyectar el inductor a esta frecuencia es muy reducida en comparación con la tensión del bus de continua.

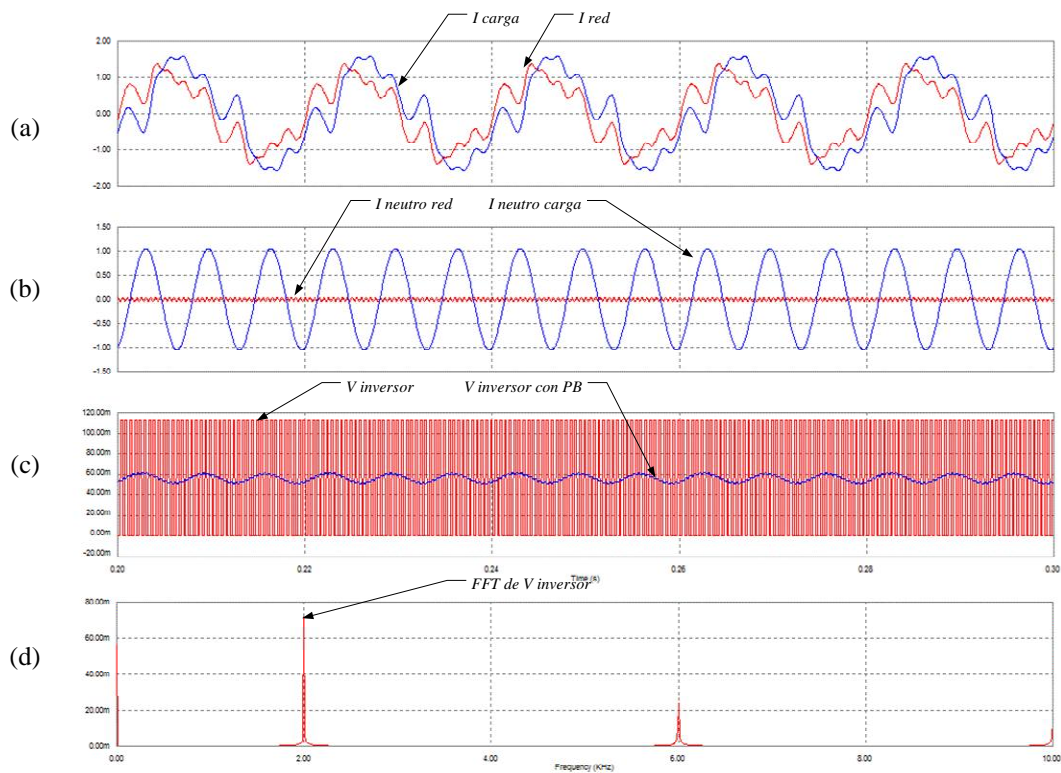


Figura 5.10 Señales del filtro híbrido con inversor de una rama con conexión asimétrica de neutro.

5.2 Modelo promediado de los inversores

Para poder llevar a cabo un estudio de las diferentes topologías y su posterior aplicación al filtro híbrido de la presente Tesis, se han desarrollado una serie de modelos promediados de las diferentes topologías de inversores.

Estos modelos promediados reducen en mucho el tiempo de cálculo de las simulaciones en comparación con un modelo conmutado de inversor. En un modelo de inversor conmutado, el paso de cálculo tiene que ser menor que el mínimo tiempo de conmutación posible. Como la frecuencia de conmutación suele ser como mínimo una década mayor que el armónico de mayor orden que se desee eliminar, hace que la relación entre el paso de cálculo necesario en la simulación y el tiempo total de una simulación pueda ser de uno a cien mil. Dando lugar a tiempos de simulación muy largos, pues se suelen simular varios periodos de la frecuencia fundamental.

La información adicional que aporta una simulación de un filtro híbrido con un modelo conmutado de inversor corresponde sólo a los armónicos de conmutación en

la tensión o corriente inyectadas en la red. Es decir, no existen diferencias apreciables entre los resultados de simulación obtenidos con modelo conmutado y con el promediado en lo referente a los armónicos a filtrar. En el bucle de control, sólo se han de tener en cuenta el retardo que añade al sistema el tiempo de conmutación y el posible ruido de alta frecuencia que podrían detectar los sensores.

Los modelos promediados de los inversores permiten un estudio mucho más sencillo de las magnitudes máximas que permite alcanzar cada inversor, la evolución de la potencia, tanto en alterna como en continua, y con ello la elección de los componentes pasivos adecuados.

Para la obtención de los modelos estudiados a continuación, se parte de una rama individual de un inversor, como la mostrada en la **Figura 5.11(a)** y se consideran las siguientes hipótesis de estudio: *i)* la tensión en el lado de continua, v_{dc} , actúa como una fuente de tensión y durante un periodo de conmutación la variación de su amplitud es despreciable, *ii)* la corriente en el lado de alterna, i_{ac} , actúa como una fuente de corriente y durante un periodo de conmutación la variación de su amplitud es despreciable y *iii)* los interruptores de la rama del inversor están cerrados de forma complementaria, no pudiendo estar cerrados ni abiertos ambos a la vez.

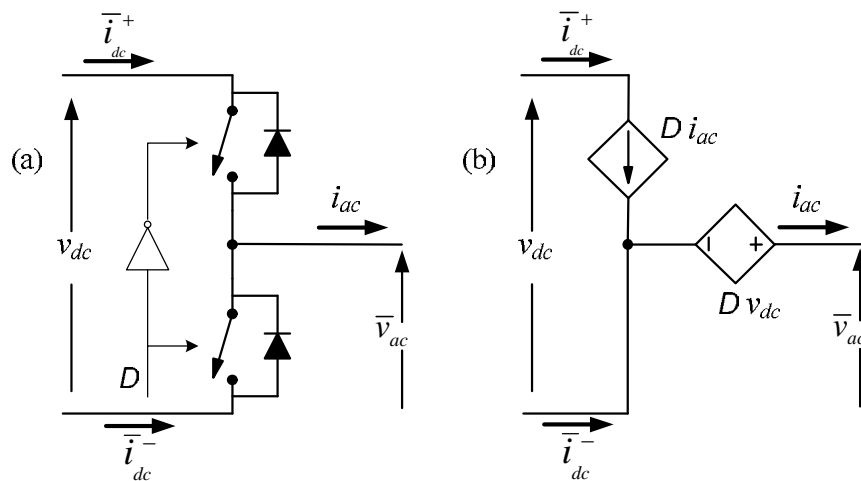


Figura 5.11 Modelo promediado de una rama de inversor.

Estas hipótesis se corresponden con la realidad en la mayoría de inversores trabajando en fuente de tensión y con todas las topologías de inversores utilizados para el control de filtros híbridos en la presente Tesis. La tensión en el lado de continua es mantenida por un condensador de valor suficientemente grande para que solo permita un cambio lento de la misma. En el lado de alterna, la corriente esta

filtrada por una inductancia que impide cambios muy rápidos de la corriente. Y el control de cada transistor de rama de un inversor se hace de forma complementaria, para evitar un cortocircuito de la tensión del bus de continua. Sólo hay que resaltar un detalle respecto a este punto. A la conmutación complementaria de los transistores, hay que añadirle un tiempo muerto en el que los dos transistores están abiertos y la corriente circula por los diodos. Como es sabido, este tiempo muerto sirve para evitar el cortocircuito entre los terminales del bus de continua, dado que los transistores reales tienen un tiempo finito de conmutación. Este tiempo muerto tiende a deformar la tensión de salida del inversor respecto a las consignas impuestas. Si esta distorsión se considerase importante, se podrían adoptar técnicas de compensación [Choi1996]. En el estudio teórico realizado en este Capítulo, esta distorsión no se ha tenido en cuenta. En la fase experimental de esta Tesis, el tiempo muerto no produjo una distorsión que afectara significativamente el filtrado.

En la rama del inversor mostrada en la **Figura 5.11(a)** se considerará que los transistores están trabajando con un ciclo de trabajo D , donde T es el periodo de conmutación, $D T$ es el tiempo que está cerrado el transistor superior y $(1 - D)T$ el tiempo que está cerrado el transistor inferior. Entonces, la tensión de salida de la rama, con respecto al terminal negativo del bus de continua será una onda rectangular de valor mínimo 0 y valor máximo v_{dc} , cuyo valor medio en un periodo de conmutación vale $D v_{dc}$.

La corriente circulante por la parte superior del bus de continua, depende del ciclo de trabajo del transistor superior. Resultando una corriente de valor 0 cuando el transistor está abierto y de valor i_{ac} cuando está cerrado. El valor medio de esa corriente en un periodo de conmutación del inversor es $D i_{ac}$. Con el mismo razonamiento, la corriente media en la rama inferior del bus de continua es $(1 - D) i_{ac}$.

El modelo promediado resultante para una rama de inversor es el mostrado en la **Figura 5.11(b)**. La tensión de salida, por defecto, está referenciada al polo negativo del bus de continua. El valor de esta tensión depende del ciclo de trabajo y de la tensión del bus de continua y se representa por una fuente de tensión dependiente de valor:

$$\bar{v}_{ac} = D v_{dc} \cdot \quad (5.1)$$

La corriente promedio circulante por la rama superior del bus de continua, está representada por una fuente de corriente dependiente de valor:

$$\bar{i}_{ac}^+ = D \times i_{ac} . \quad (5.2)$$

No hace falta una fuente de corriente específica para la parte inferior del bus de continua. Si a la corriente inyectada en el lado de alterna, i_{ac} , se le resta la corriente que inyecta la fuente de la rama superior, según la ecuación (5.2), queda la corriente promedio que debe circular por la rama inferior.

En este modelo promediado, se ha obviado intencionadamente indicar si el bus de continua está referenciado a tierra o no, o si está formado por uno o dos condensadores. También, se ha eliminado cualquier referencia al número de ramas en uso o al tipo de carga o fuente que hay en el lado de alterna. Todo ello con la intención de hacer un modelo genérico a partir del cual se puedan analizar todas las topologías.

Se empezará analizando el inversor de una rama con condensador repartido, representado en la parte izquierda de la **Figura 5.12(a)**. En la **Figura 5.12(b)** se tiene el modelo promediado para este inversor.

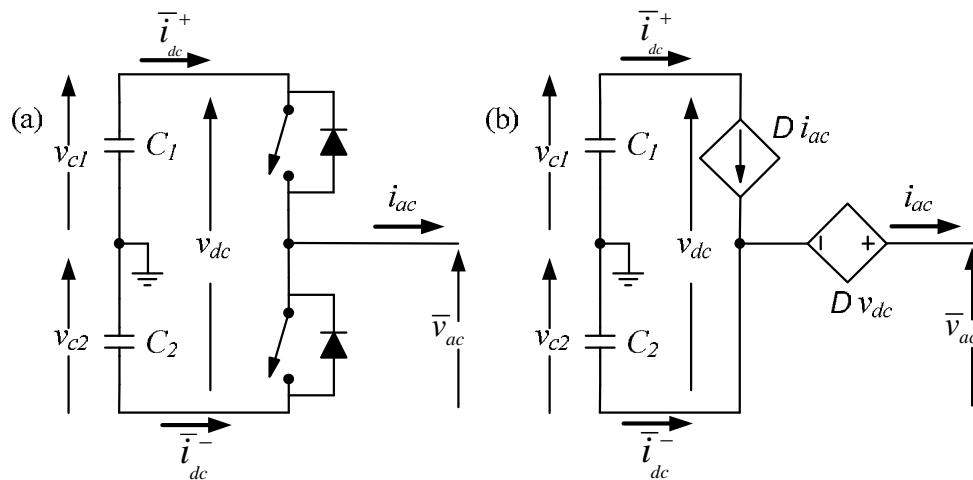


Figura 5.12 Modelo promediado de una rama de inversor con condensador repartido.

La tensión que aparece en la salida con respecto a masa es:

$$\bar{v}_{ac} = D \cdot v_{dc} - v_{c2} . \quad (5.3)$$

En el caso más habitual y deseable, en que las tensiones de los dos condensadores sean iguales, se tendrá que:

$$\bar{v}_{ac} = D \times v_{dc} - v_{c2} = D \times v_{dc} - v_{dc} / 2 = v_{dc} \left(\frac{2D - 1}{2} \right) = \frac{v_{dc}}{2} \times c , \quad (5.4)$$

donde c es una variable de control de la rama del inversor. Su valor está comprendido entre -1 y +1, y está relacionada con el ciclo de trabajo del inversor por la expresión:

$$c = 2D - 1 \quad ; \quad D = \frac{c + 1}{2}. \quad (5.5)$$

La variable de control c es fácil de interpretar físicamente en este inversor y en los que se derivan de él. El inversor, en modo promediado, hace de amplificador de ganancia $v_{dc}/2$, siendo c la señal de entrada del amplificador. Para c igual a cero, la tensión de salida será cero. Si c es una señal senoidal de una determinada frecuencia, la tensión de salida del inversor será esa misma senoidal de amplitud $c \cdot v_{dc}/2$.

Si se quiere generar una tensión senoidal de una frecuencia cualquiera, como la tensión de pico máxima que permite el inversor es $v_{dc}/2$, el valor máximo de la tensión eficaz en el lado de alterna será $0,353 v_{dc}$.

La evolución de la tensión en bornes de los condensadores se puede calcular como:

$$v_{c1} = v_{c1}(0) - \frac{1}{C_1} \int D i_{ac} dt \quad ; \quad v_{c2} = v_{c2}(0) + \frac{1}{C_2} \int (1-D) i_{ac} dt. \quad (5.6)$$

A partir de estas ecuaciones, se puede calcular la evolución de la tensión del bus de continua de la forma:

$$\begin{aligned} v_{dc} = v_{c1} + v_{c2} &= v_{c1}(0) - \frac{1}{C_1} \int D i_{ac} dt + v_{c2}(0) + \frac{1}{C_2} \int (1-D) i_{ac} dt, \\ v_{dc} &= v_{dc}(0) + \frac{1}{C} \int (1-2D) i_{ac} dt = v_{dc}(0) - \frac{1}{C} \int c i_{ac} dt. \end{aligned} \quad (5.7)$$

La ecuación (5.7) sólo es admisible si las tensiones de los condensadores son inicialmente iguales y los valores de dos condensadores también son igual. En dichas condiciones, el producto $c \cdot i_{ac}$ se puede interpretar como la potencia instantánea que entrega el inversor. La integral de esta potencia será la energía total aportada por el inversor, la cual se extrae de la energía almacenada en los condensadores del bus de continua. Por tanto, cualquier aportación de potencia del inversor conlleva una bajada en la tensión del bus de continua y cualquier absorción de potencia supone un incremento de tensión.

También, es posible estudiar el posible desequilibrio entre las tensiones de los condensadores del bus de continua a partir de la siguiente expresión:

$$\Delta v_c = v_{c1} - v_{c2} = v_{c1}(0) - \frac{1}{C_1} \int D i_{ac} dt - v_{c2}(0) - \frac{1}{C_2} \int (1-D) i_{ac} dt, \quad (5.8)$$

$$\Delta v_c = \frac{-1}{C} \int i_{ac} dt.$$

En el supuesto que los condensadores sean iguales, se tiene que la circulación de una intensidad i_{ac} tiende a desequilibrar los condensadores de forma independiente al ciclo e trabajo D . En este caso, el inversor no está intercambiando potencia con la red. Se tiene simplemente una corriente circulante entre condensadores, que los desequilibra, pero éstos mantienen la energía total del bus de continua.

Si la intensidad inyectada por la rama del inversor es puramente alterna, el desequilibrio entre las tensiones se convierte en una oscilación, con valor medio cero. En cambio, si la intensidad en el lado de alterna tiene una parte de componente continua, esta componente tendería a incrementar el desequilibrio de forma continua. Si en un tipo de filtro, esta componente continua de la corriente se puede controlar, la consigna de dicha corriente será utilizada para equilibrar la tensión de los condensadores. En la conexión con un filtro híbrido, debido a la acción de los condensadores del tanque resonante LC, es imposible la circulación de una componente continua hacia el inversor. Por tanto, el desequilibrio de tensiones solo será oscilante y se puede determinar en función del valor del condensador y de la amplitud de la oscilación de la corriente circulante.

Si los condensadores no son iguales, un cambio en la potencia aportada por el inversor también afectaría al desequilibrio de tensiones entre condensadores. Además, una corriente circulante por el punto intermedio de ambos condensadores afectaría a la tensión total del bus de continua. Por tanto, es siempre deseable que los condensadores sean iguales.

Como segundo inversor a analizar, se considerará el inversor de una rama con el negativo del bus de continua puesto a masa, como el mostrado en la **Figura 5.13**. Si se supone que el condensador C_2 tiene una capacidad infinita y una tensión inicial cero, las ecuaciones utilizadas para el análisis de este inversor pueden ser las mismas que el caso anterior.

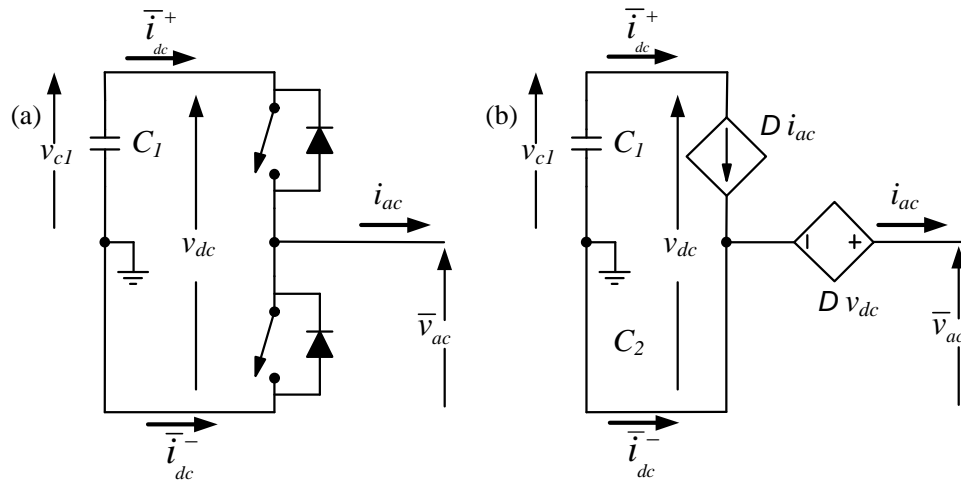


Figura 5.13 Modelo promediado de una rama de inversor con negativo a masa.

La tensión de salida del inversor es:

$$\bar{v}_{ac} = D \times v_{dc} = \frac{v_{dc}}{2} c + \frac{v_{dc}}{2}. \quad (5.9)$$

Lo que significa que la tensión de salida es siempre mayor o igual que cero. No se puede conseguir una tensión de salida alterna, lo que lo hace inapropiado para muchas aplicaciones. Este no es el caso para su aplicación en filtros híbridos, en los que el acoplamiento con red se hace a través de condensadores que bloquean la componente continua. Si se quiere generar una corriente senoidal de una frecuencia cualquiera, al igual que en el caso anterior, el valor eficaz de la tensión máxima en el lado de alterna será $0,353 v_{dc}$.

La evolución de la tensión del condensador viene dada por:

$$v_{dc} = v_{c1} = v_{dc}(0) - \frac{1}{C_1} \int D i_{ac} dt. \quad (5.10)$$

En este caso, es el factor $D \cdot i_{ac}$ el que indica la potencia instantánea que esta aportando el inversor y su integral indica la energía que se extrae del condensador del bus de continua.

El modelo promediado del inversor de tres ramas en puente completo de la **Figura 5.1** se muestra en la **Figura 5.14**. En este caso, el bus de continua no esta referenciado a la parte de alterna del circuito, lo que hace que a la carga no le pueda llegar ninguna componente homopolar, ni en tensión ni en corriente. Por otro lado,

este hecho aporta un grado de libertad a la hora de calcular las tres consignas de control de las ramas del inversor. Es decir, se puede variar la cantidad de componente homopolar que se añade, ya que no influye en la salida. Esto permite diferentes técnicas de modulación PWM para optimizar la amplitud de la onda de salida como, por ejemplo, la modulación vectorial, SVPWM, o la modulación PWM con adición de señal de secuencia homopolar. También, para reducir las pérdidas de conmutación, se puede utilizar la modulación discontinua, DPWM, en sus diferentes variantes [Blaabjerg2002]

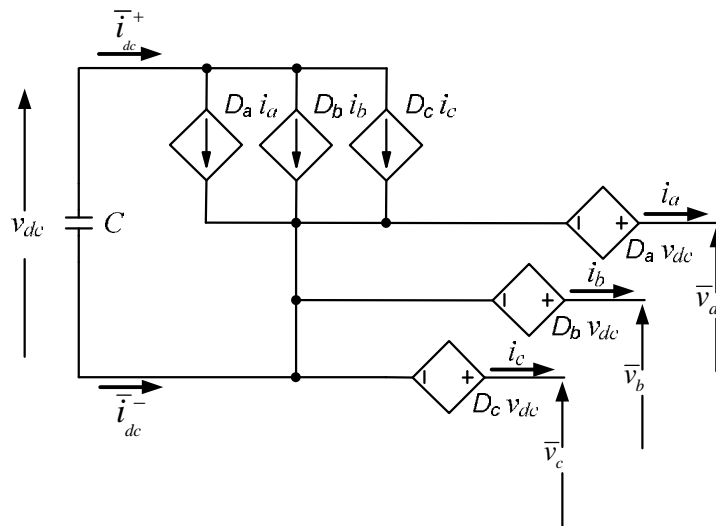


Figura 5.14 Modelo promediado del inversor de tres ramas en puente completo.

Como el estudio del inversor de tres ramas en puente completo sólo es un paso intermedio en el uso de otros inversores que sí puedan controlar la componente homopolar, se ha adoptado un sistema de modulación simple, con adición de componente de secuencia cero, que da prestaciones idénticas de conmutación y de niveles de tensión de salida que el SVPWM. Este sistema de modulación está descrito en [Chung1998] y está basado en añadir una componente homopolar a las referencias de entrada, según la fórmula:

$$v_{n0}^* = \frac{\max(v_{an}^*, v_{bn}^*, v_{cn}^*) + \min(v_{an}^*, v_{bn}^*, v_{cn}^*)}{2},$$

$$v_{a0}^* = v_{an}^* - v_{n0}^*,$$

$$v_{b0}^* = v_{bn}^* - v_{n0}^*,$$

$$v_{c0}^* = v_{cn}^* - v_{n0}^*.$$
(5.11)

Con este sistema de modulación, la tensión eficaz máxima de secuencia positiva o negativa que se puede obtener en la salida, sin sobremodulación, es de $0,408 v_{dc}$, un 15,4 % superior que con la modulación senoidal estándar.

La evolución de la tensión del bus de continua del inversor de tres ramas en puente completo se puede desarrollar igual que en los casos anteriores, quedando:

$$v_{dc} = v_{dc}(0) - \frac{1}{2C} \int (c_a i_a + c_b i_b + c_c i_c) dt. \quad (5.12)$$

La expresión a integrar, es la potencia instantánea entregada por el inversor. La evolución y el control de la tensión del bus de continua se puede hacer en base al control de la potencia absorbida o cedida por el inversor. En el caso de los filtros híbridos, se consume cierta potencia activa cuando se realiza la compensación armónica como consecuencia de las pérdidas en los componentes pasivos. Para evitar que la tensión de continua decrezca como consecuencia de estas pérdidas, se puede absorber la misma potencia a través de la corriente de frecuencia fundamental que atraviesa el inversor.

El siguiente modelo de inversor a estudiar es el inversor de tres ramas con condensador repartido, mostrado en la **Figura 5.2**. El modelo promediado de este inversor es el de la **Figura 5.15**. En este caso, como el punto central del bus de continua está referenciado a tierra, la tensión media que puede aparecer en cualquiera de las tres salidas vale:

$$\bar{v}_{xn} = D_x v_{dc} - v_{c2} = \frac{v_{dc}}{2} c_x + \frac{v_{dc}}{2} - v_{c2} \Rightarrow \bar{v}_{xn} = \frac{v_{dc}}{2} c_x, \quad (5.13)$$

donde se ha supuesto que la tensión en los dos condensadores es igual. En este caso, el inversor está actuando como un amplificador de la señal de control c_x , con una ganancia $v_{dc}/2$. El control de las tres ramas en este inversor es completamente independiente, pudiendo generar tensiones de secuencia directa, inversa u homopolar. La tensión máxima que puede generar cualquiera de las tres ramas es $v_{dc}/2$ y, por tanto, el valor eficaz máximo de una senoidal de salida vale $0,353 v_{dc}$. Este inversor no distingue entre tensiones de secuencia directa, inversa y homopolar, es decir, si se está generando la máxima tensión posible de secuencia directa, no es posible generar ninguna tensión de secuencia homopolar.

La modulación de este inversor puede ser PWM senoidal. No requiere, ni se produce ninguna mejoría, al intentar aplicar las técnicas de modulación del inversor de tres

ramas en puente completo, ya que no existe tensión de flotación entre el bus de continua y el neutro del lado de alterna.

Como se ha mostrado en (5.13), la tensión de salida tendría un control más complejo si las tensiones de los condensadores no fueran apreciablemente iguales. Por eso, en este inversor resulta de especial interés deducir las causas que puedan dar lugar a un desequilibrio de tensiones entre los condensadores. Si suponemos que los dos condensadores del bus de continua son iguales, el desequilibrio de tensión se puede calcular como:

$$\begin{aligned} \Delta v_c = v_{c1} - v_{c2} &= v_{c1}(0) - \frac{1}{C_1} \int \bar{i}_{dc}^+ dt - v_{c2}(0) - \frac{1}{C_2} \int \bar{i}_{dc}^- dt, \\ \Delta v_c = v_{c1}(0) - v_{c2}(0) + \frac{1}{C} \int (\bar{i}_{dc}^+ + \bar{i}_{dc}^-) dt &= v_{c1}(0) - v_{c2}(0) + \frac{1}{C} \int i_n dt. \end{aligned} \quad (5.14)$$

El valor del desequilibrio sólo depende de la corriente entrante por el punto medio de los condensadores, i_n . Dicho desequilibrio, no depende ni del ciclo de trabajo del inversor, ni de la potencia activa o reactiva que absorba. Si esta corriente es alterna pura, como es normalmente el caso de la corriente de neutro del sistema trifásico, sólo producirá una ondulación de valor medio nulo en el desequilibrio de tensiones. Si esta corriente de neutro tuviera una componente continua, ello llevaría a un desequilibrio creciente de las tensiones del bus. Controlando esta componente de continua, se puede mantener equilibrado el bus de continua. En la aplicación de este inversor a filtros híbridos, no puede aparecer componente de continua alguna, por estar acoplado el inversor a red a través de los condensadores del tanque resonante LC. Por tanto, el desequilibrio no es en absoluto controlable, aunque tampoco se puede esperar que este desequilibrio evolucione rápidamente de forma importante.

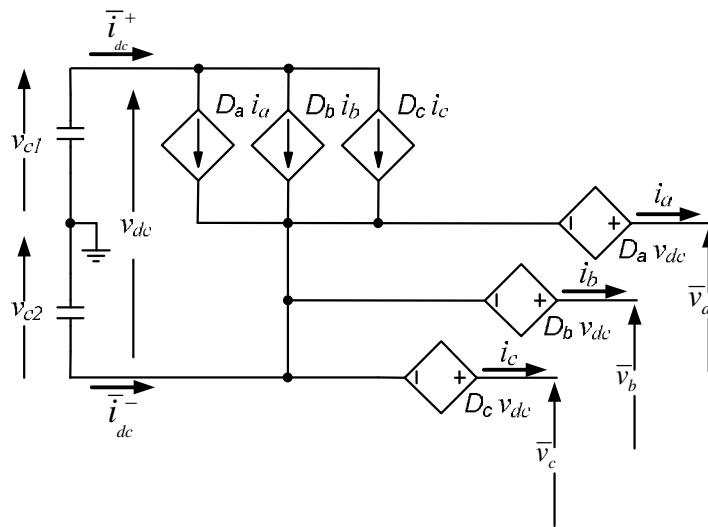


Figura 5.15 Modelo promediado del inversor de tres ramas con condensador repartido.

En [Rodriguez2002] se presenta una forma de mantener el equilibrio de los condensadores del bus de continua en base a una cuarta rama del inversor que sólo tiene esta misión. Como esta no es la topología de inversor principalmente aplicada en la presente Tesis, se han dimensionado los condensadores del bus de continua para que puedan absorber las oscilaciones de tensión debida a la corriente de neutro, con un desequilibrio mínimo. A los condensadores se les han añadido unas resistencias en paralelo para evitar desequilibrios de tensión debidos a otros motivos, como fugas internas de los condensadores.

La evolución de la tensión del bus de continua en este inversor, haciendo un desarrollo similar al de los casos anteriores, viene dada por:

$$v_{dc} = v_{dc}(0) - \frac{1}{C} \int (c_a i_a + c_b i_b + c_c i_c) dt. \quad (5.15)$$

Es decir, la evolución de la tensión del bus de continua depende de la potencia absorbida o cedida por el inversor. Pero en este caso, el término integrable de la ecuación (5.15) también incluye las posibles potencias homopolares que se intercambien con la red.

El siguiente modelo de inversor a estudiar es el inversor de tres ramas con conexión asimétrica de neutro, mostrado en la **Figura 5.4**. El modelo promediado de este inversor es el de la **Figura 5.16**. En este caso, el terminal negativo del bus de continua está referenciado a tierra. Se podría haber adoptado la conexión del terminal positivo del bus de continua, lo que daría unos resultados similares en todos

los aspectos. Únicamente cambiaría el signo de la tensión continua que se suma a la salida. La tensión media que puede aparecer en cualquiera de las tres salidas vale:

$$\bar{v}_{xn} = D_x \times v_{dc} = \frac{v_{dc}}{2} c_x + \frac{v_{dc}}{2}. \quad (5.16)$$

En este caso, el inversor está haciendo de amplificador de la señal de control c_x con una ganancia $v_{dc}/2$, existiendo un offset en la tensión de salida de valor $v_{dc}/2$. El control de las tres ramas en este inversor es completamente independiente, pudiendo generar tensiones de secuencia directa, inversa u homopolar. La tensión alterna máxima que puede generar cualquiera de las tres ramas es $v_{dc}/2$ y, por tanto, el valor eficaz máximo de una tensión senoidal de salida vale $0,353 v_{dc}$. Al igual que en el caso anterior, este inversor no puede suministrar simultáneamente tensión máxima de secuencia directa o inversa y homopolar. Si se está generando, por ejemplo, la máxima tensión posible de secuencia directa, no es posible generar ninguna tensión de secuencia homopolar. La modulación de este inversor puede ser PWM senoidal. Salvo por la existencia de la componente continua adicional en la tensión de salida, este inversor tiene la misma respuesta de salida que el inversor de tres ramas con condensador repartido, con la ventaja de no tener que prestar atención al desequilibrio de los condensadores del bus de continua.

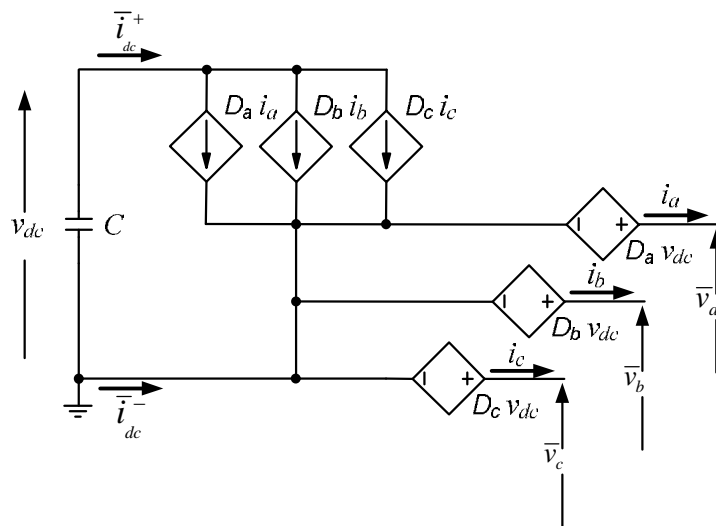


Figura 5.16 Modelo promediado del inversor de tres ramas con conexión asimétrica de neutro.

La evolución de la tensión del bus de continua en este inversor, haciendo un desarrollo similar al de los casos anteriores viene dada por:

$$v_{dc} = v_{dc}(0) - \frac{1}{2C} \int (c_a i_a + c_b i_b + c_c i_c) dt - \frac{1}{2C} \int i_n dt. \quad (5.17)$$

En este caso, la evolución de la tensión del bus de continua depende de la potencia absorbida o cedida por el inversor. No obstante, esta potencia tiene ahora dos términos. El primer término depende de las variables de control y representa la potencia que se intercambia en alterna. Y otro término sólo depende de la corriente de neutro entrante, i_n , y es debido a la componente de tensión continua de salida. Esta última componente de potencia hace que el rizado de tensión en el bus de continua sea mayor y de menor frecuencia, por lo que el condensador a utilizar debe ser algo mayor que en los casos anteriores.

El último modelo de inversor a estudiar es el inversor de cuatro ramas en puente completo, mostrado en la **Figura 5.3**. El modelo promediado de este inversor es el de la **Figura 5.18**. En este caso, uno de los terminales de salida del lado de alterna está referenciado a tierra, o al conductor de neutro. En la **Figura 5.18**, la fuente conectada al neutro tiene polaridad contraria a las demás y presenta un signo negativo en la ecuación que la controla. Se ha elegido esta representación particular del circuito de la **Figura 5.18** para visualizar mejor el funcionamiento del inversor. El nivel de flotación entre el bus de continua y el neutro del sistema trifásico, que es la componente homopolar que genera el inversor, se controla mediante la rama de neutro. Las otras tres ramas que se conectan a las fases controlan las tensiones de secuencia directa e inversa. En estas condiciones, la tensión media que puede aparecer en cualquiera de las tres salidas con respecto a neutro vale:

$$\bar{v}_{xn} = D_x \times v_{dc} - D_n \times v_{dc} = \frac{v_{dc}}{2} c_x - \frac{v_{dc}}{2} c_n. \quad (5.18)$$

La extensión teórica máxima de las tensiones de salida podría ir de $+v_{dc}$ a $-v_{dc}$. No obstante, si se piensa en la componente de secuencia directa o inversa máxima que se puede generar este inversor, su amplitud es idéntica a la de un inversor estándar de tres ramas en puente completo.

Para optimizar la posible excursión máxima de las tensiones de secuencia positiva o negativa, se ha optado por una modulación PWM con adición de señal de secuencia homopolar. Esta modulación es muy similar a la que se utiliza para inversores de tres ramas, pero adaptada a inversores de cuatro ramas. El fundamento de este tipo de modulación está descrito en [Kim2004]. En esta modulación, a partir de las referencias de tensión que se desean en cada fase, se calcula una componente homopolar a añadir, según la ecuación (5.11). En este caso, esta componente no solo

se resta a la referencia de cada una de las ramas de fase, sino que también se añade a la referencia de la rama de neutro. Con ello, se consigue aumentar en un 15,4 % la componente de secuencia directa o inversa que se puede generar, obteniendo el mismo resultado que con un control vectorial de tres ramas. El esquema de generación de estas consignas y la posterior modulación de cada una de las ramas se muestra en la **Figura 5.17**.

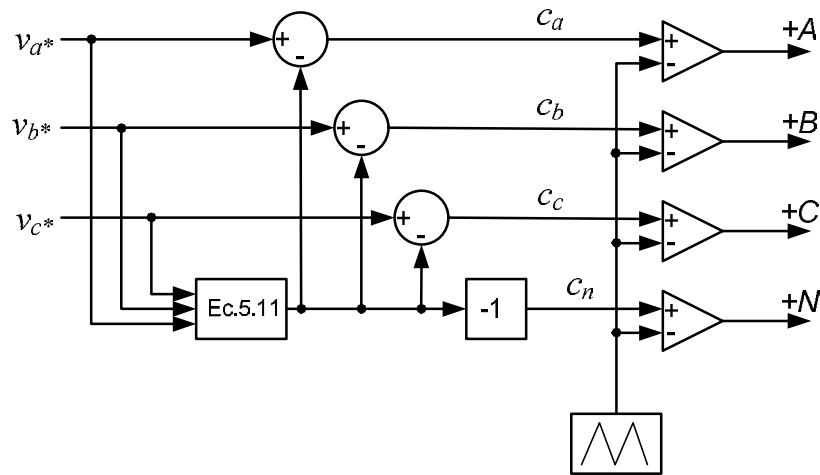


Figura 5.17 Control de inversor de cuatro ramas.

Con este sistema de modulación, la tensión eficaz máxima de secuencia positiva o negativa que se puede obtener en la salida, sin sobremodulación es de $0,408 v_{dc}$ y, simultáneamente a esta componente, se puede generar una componente de tensión homopolar de valor eficaz $0,251 v_{dc}$. Si la componente de secuencia directa e inversa fuera más pequeña, la componente homopolar podría ser mayor. Para una tensión cero de la componente directa, el valor eficaz de la componente homopolar puede llegar a ser de $0,353 v_{dc}$. Para otras técnicas de modulación que no maximizan las tensiones de secuencia directa e inversa, se pueden obtener amplitudes mayores de homopolar. No obstante, en el caso de los filtros híbridos de cuatro ramas, interesa más maximizar la tensión de secuencia directa e inversa.

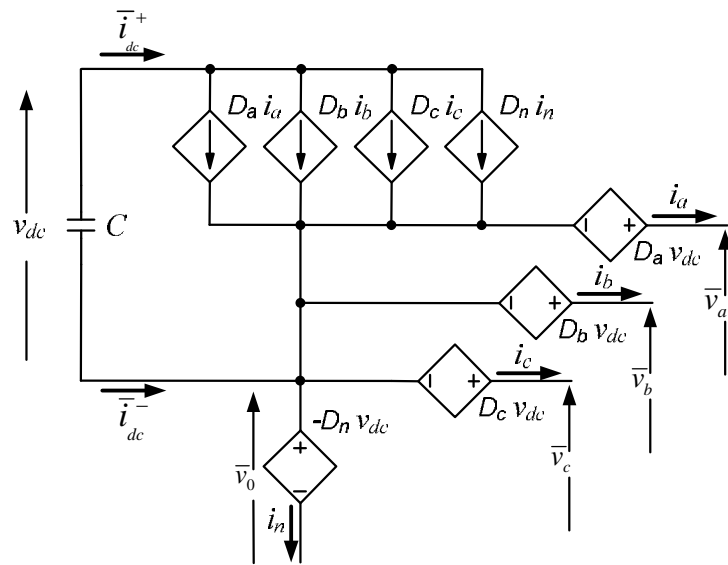


Figura 5.18 Modelo promediado del inversor de cuatro ramas.

La evolución de la tensión del bus de continua en este inversor es ligeramente más complicada que en los modelos anteriores, quedando:

$$v_{dc} = v_{dc}(0) - \frac{1}{2C} \int ((c_a - c_n)i_a + (c_b - c_n)i_b + (c_c - c_n)i_c) dt. \quad (5.19)$$

En este caso, la tensión de salida de cada fase con respecto a neutro viene dada a partir de la referencia que se aplica a cada rama de fase, menos la referencia que se aplica a la rama de neutro, $c_x - c_n$. El producto entre estas tensiones y las correspondientes corrientes representa la potencia absorbida o cedida por el inversor. Dentro de esta potencia, están incluidas tanto las potencias de secuencia directa e inversa, como la homopolar. Por tanto, a través del control de potencia de cualquier armónico, se puede conseguir controlar la tensión del bus de continua.

5.3 Conclusiones

La **Tabla 3.2** recoge las conclusiones del estudio llevado a cabo acerca de las topologías de inversores para su uso en filtros híbridos con conexión a neutro. El inversor de tres ramas en puente completo se ha añadido a esta tabla, al igual que al Capítulo, por ser el inversor más conocido y porque sirve como referencia para la evaluación de los demás.

Para que la información recogida en la **Tabla 3.2** tenga un sentido más claro, es necesario hacer dos matizaciones. Cuando se habla de “control de la tensión del bus

de continua” se hace referencia a un inversor conectado a una topología de filtro híbrido como el tratado en esta Tesis. En todos los inversores, el control de la potencia activa absorbida o suministrada permite un control de la tensión del bus de continua. Normalmente, este control se realiza sobre la componente de corriente de frecuencia fundamental. En los inversores de una rama, esta componente no circula por el inversor o es muy pequeña. Las otras componentes de corriente que circulan por el inversor, armónicos, requieren una consigna específica para la eliminación de armónicos. Por tanto, en los inversores de una rama no es posible controlar la potencia activa que entregan o absorben a la vez que se controla la corriente armónica de filtrado.

La segunda matización a realizar sobre la información recogida en la **Tabla 3.2** hace referencia al “rizado adicional en el bus de continua”. Como mostraban las ecuaciones sobre la evolución de la tensión del bus de continua en los dos inversores que suministran componente de continua en la salida, esto es, los inversores de conexión asimétrica, además de existir un intercambio de potencia con la red de alterna a partir de la interacción de tensiones y corrientes alternas, existe un termino adicional de potencia que no depende de las consignas de control, sino de la intensidad de neutro que circula por el inversor. Para compensar esta oscilación de potencia adicional, estos inversores deben tener el condensador de continua algo más sobredimensionado.

En los desarrollos de Capítulos posteriores de la presente Tesis, se utilizará principalmente el inversor de tres ramas con conexión asimétrica a neutro. El inversor de una rama con conexión asimétrica a neutro se ha utilizado en algunos ejemplos y en una de las fases experimentales. El inversor de cuatro ramas en puente completo sólo se usa en algunos ejemplos, obteniéndose resultados similares a los del inversor de tres ramas asimétrico.

Tabla 5.2 Prestaciones y problemas de los inversores para filtros híbridos

Característica \ Tipo de filtro	3 ramas P.C.	3 ramas C. Rep.	4 ramas P.C.	3 ramas Asim.	1 rama C. Rep.	1 rama Asim.
Figura correspondiente	5.1	5.2	5.3	5.4	5.11	5.5
Tensión eficaz máxima de secuencia directa-inversa, $v_{dc} \times$	0,408	0,353	0,408	0,353	--	--
Tensión eficaz máxima de secuencia cero / simultanea, $v_{dc} \times$	--	0,353/No	0,353/ 0,251	0,353/No	0,353	0,353
Componente continua de salida	No	No	No	Si	No	Si
Control de la tensión del bus de continua	Si	Si	Si	Si	No	No
Necesidad de equilibrado de condensadores	No	Si	No	No	Si	No
Rizado adicional en el bus de continua	No	No	No	Si	No	Si
Número de transistores / coste	6/↑	6/↑	8/↑↑	6/↑	2/↓	2/↓
Apto para filtros que compensan corriente de neutro	No	Si	Si	Si	Si	Si

A modo de resumen del Capítulo, se puede concluir que:

- i)* El inversor que presenta más prestaciones para su instalación en filtros híbridos de cuatro hilos es el inversor de cuatro ramas en puente completo. Este inversor puede proporcionar las máximas tensiones de secuencia directa, inversa y homopolar para una tensión de bus de continua dada. Un posible inconveniente es su coste, el cual es más elevado debido a la implementación de una cuarta rama adicional.
- ii)* El inversor de tres ramas con condensador repartido suministra unas tensiones de salida ligeramente inferiores al inversor de cuatro ramas en puente completo. Su coste es menor, por ser de sólo tres ramas, pero requiere un control adicional para mantener equilibrada la tensión entre los condensadores.
- iii)* El inversor de tres ramas con conexión asimétrica de neutro proporciona unas tensiones alternas de salida idénticas al inversor de condensador repartido. La tensión de salida siempre presenta una componente de continua, pero esto no es un problema en los filtros híbridos acoplados con condensador. El condensador del bus de continua debe ser algo mayor que en los inversores en puente completo estándar, pues aparece una componente oscilante adicional en la potencia activa suministrada que produce rizado en la tensión del bus de continua.
- iv)* Los inversores de una rama solo están indicados para filtros híbridos de componente homopolar. Estos inversores presenta un bajo coste y baja complejidad en el control. El control de la tensión del bus de continua se tiene que realizar mediante una fuente de alimentación ajena al propio inversor.

6 Control del filtro híbrido

6.1 Estrategias de control

Este Capítulo estudia el control del filtro híbrido paralelo presentado con anterioridad en esta Tesis. Este filtro está formado por un circuito resonante LC serie y un elemento activo, conectado en serie con el anterior. El elemento activo consiste en un inversor que trabaja en fuente de tensión. En este inversor, se controla la tensión generada a su salida, no la corriente, lo que implica un control del inversor mucho más sencillo que en otros filtros paralelo. En los filtros activos, por ejemplo, el inversor tiene que controlar directamente la corriente inyectada en la red, lo que obliga a añadir un lazo de control interno en el inversor.

En el estudio del control del filtro híbrido paralelo se han considerado las siguientes hipótesis simplificadoras:

- Se considerará que la carga actúa como una fuente de corriente que inyecta armónicos en la red, además de absorber corriente de frecuencia fundamental.
- La red se representará mediante una fuente ideal de tensión que suministra una tensión a frecuencia fundamental más una tensión armónica adicional de menor magnitud. En serie con esta fuente de tensión ideal se conecta una impedancia en serie, la cual equivale a la impedancia del transformador y de las líneas de distribución hasta el punto en que se coloca el filtro. En esta Tesis, los valores de dichas impedancias serie se han seleccionado pensando en líneas de baja tensión.
- El inversor se representará mediante una fuente de tensión ideal controlable. A medida que se vaya avanzando en el estudio del controlador del filtro híbrido, se introducirán más características particulares al modelo de inversor, por ejemplo, se considerará el retardo introducido por el inversor, el límite máximo de tensión que puede suministrar, la tensión armónica de alta frecuencia debida a la conmutación, o la tensión variable del bus de continua.
- El estudio del sistema de control del filtro híbrido se realizará en base a un sistema monofásico. Cuando sea necesario, se introducirán las modificaciones oportunas para tener en cuenta las características particulares del sistema

trifásico, por ejemplo, el estudio de las componentes de secuencia o los acoplamientos entre fases.

Según las consideraciones anteriores, el circuito monofásico equivalente que se va a estudiar es el mostrado en la **Figura 6.1**. Este circuito consta de los siguientes elementos: Z_F , impedancia del circuito resonante LC serie; U_F , tensión aportada por el elemento activo; Z_S , impedancia de la red de alimentación; U_S , tensión de la red, compuesta por una tensión a frecuencia fundamental más unas tensiones armónicas; I_L , fuente de corriente que representa la carga, formada por una corriente a la frecuencia fundamental más unas corrientes armónicas; I_S , corriente del lado de red, en la cual se desea que no existan armónicos; e I_F , corriente absorbida por el filtro híbrido, que constará de una componente armónica y una componente a frecuencia fundamental, principalmente reactiva.

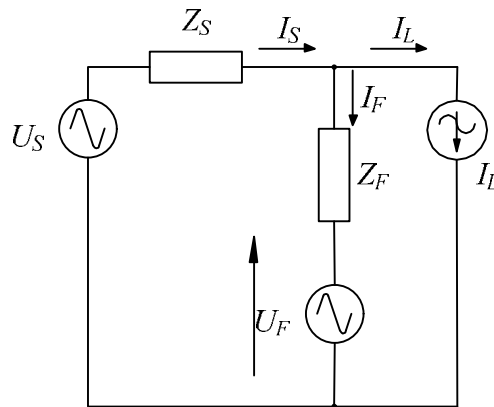


Figura 6.1 Circuito equivalente por fase de un filtro híbrido.

Si se analiza el circuito anterior, se tiene que la corriente en el lado de red viene dada por:

$$I_s = I_L \left(\frac{Z_F}{Z_F + Z_S} \right) + \frac{U_S}{Z_F + Z_S} - \frac{U_F}{Z_F + Z_S}, \quad (6.1)$$

donde se tienen tres términos diferenciados:

- El primero representa la influencia de la intensidad de la carga en la intensidad de la fuente y se comporta como un divisor de corriente entre dos impedancias, la de fuente y la del filtro. A la frecuencia fundamental, se tiene que $Z_F \gg Z_S$. En tal caso, el primer término de (6.1) es prácticamente igual a 1 y la corriente de carga de frecuencia fundamental proviene

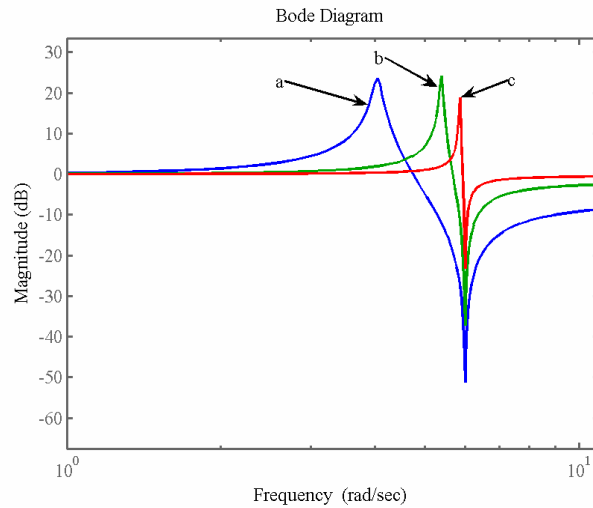


Figura 6.2 Relación I_S / I_L en un filtro pasivo para diferentes potencias de cortocircuito de red.

fundamentalmente de la fuente. A las frecuencias armónicas, se tiene que $Z_F < Z_S$. A tales frecuencias, la capacidad del filtrado del circuito pasivo del filtro híbrido, dependerá del valor de la impedancia de red. En la **Figura 6.2** se representa la relación I_S / I_L para diferentes valores de la impedancia de red. Las curvas a, b y c corresponden a redes en las que la impedancia Z_S es, respectivamente, 1, 5 o 25 veces menor que la impedancia del filtro, Z_F . Cuando menor sea la impedancia de red, o lo que es lo mismo, cuanto mayor sea su potencia de cortocircuito, menor es el grado de filtrado del circuito resonante LC serie. Se muestra también que el valor de la frecuencia de resonancia red-filtro igualmente varía con la impedancia de red.

- El segundo término de la expresión (6.1) representa la corriente que circula por el circuito resonante LC serie como consecuencia de estar sometido al efecto de la tensión de la red. A frecuencia fundamental, la impedancia del circuito LC es relativamente alta y capacitiva. Por tanto, la corriente fundamental que el filtro LC absorbe de la red es relativamente baja. En tales circunstancias, el filtro LC actúa como un banco de condensadores para compensar parte de la potencia reactiva de la carga. A las frecuencias armónicas, la impedancia del filtro LC es baja o muy baja. La impedancia de la red a esas frecuencias también es relativamente baja. Por tanto, la corriente circulante por el circuito resonante LC serie como consecuencia de estar conectado a la tensión de red puede ser alta, o incluso muy alta, si se excita la resonancia serie entre la impedancia de la red y la del filtro LC.

- El tercer término de la expresión (6.1) representa la acción del elemento activo sobre el sistema de filtrado híbrido. Por ejemplo, si se considera que $U_F = U_S$ para las tensiones armónicas, las corrientes armónicas debidas a ambas fuentes de tensión se compensan y, por tanto, se cancela el riesgo de la resonancia serie con la red. Utilizando un control apropiado de la tensión U_F , se podrían compensar las corrientes armónicas creadas por la carga, representadas por el primer término de (6.1). Si la impedancia Z_F fuese baja para todas las frecuencias y $U_F > U_S$, se tendría un control total sobre las corrientes inyectadas por el filtro, tanto a la frecuencia fundamental como a las frecuencias armónicas. Ese sería el caso de un filtro activo paralelo. No obstante, en tal caso, se estaría sacrificando una de las principales ventajas del filtro híbrido, que es la reducción de potencia del inversor.

En la **Figura 6.3** se representa el diagrama de bloques que se utilizará para el estudio del sistema de control del filtro híbrido y en ella se pueden ver las tres entradas que influyen sobre el valor de la corriente de red, según la ecuación (6.1).

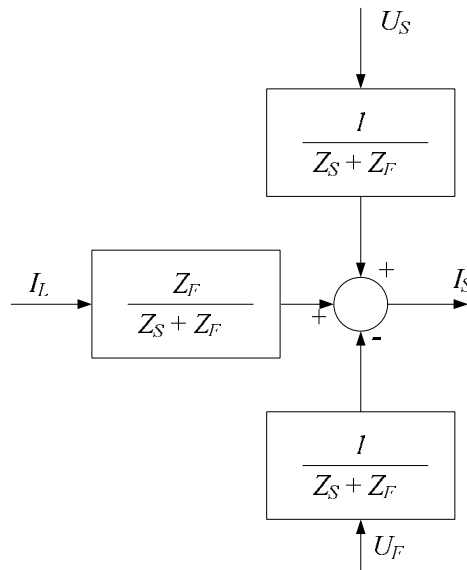


Figura 6.3 Diagrama de bloques utilizado para el control del filtro.

Si se considera que el filtro activo trabaja como una fuente de tensión controlada, dependiendo de la variable de entrada que se utilice en el sistema de control, existen tres estrategias de control posibles para el filtro híbrido [Akagi2001]. Estas variables de entrada, que se pueden medir fácilmente en el entorno del filtro, son la corriente de red (aguas arriba del filtro), la corriente de carga (aguas abajo del filtro), y la tensión en el punto de acoplamiento del filtro. Algunas estrategias de control se

pueden utilizar de forma individual y otras deben ser utilizadas de manera combinada, pues tienen ciertos problemas asociados. La estrategia de control más común se basa en el sensado de la corriente de fuente, por eso, esta será la primera estrategia a estudiar.

6.1.1 Control por tensión del filtro activo función de la corriente de fuentes

La ecuación (6.2) muestra la ley de control de esta estrategia, en la que la tensión suministrada por el inversor es proporcional a la corriente de fuente mediante la constante k .

$$U_F = I_S \times k \quad (6.2)$$

Sustituyendo la ley de control de (6.2) en la ecuación (6.1), se llega a:

$$I_S = I_L \left(\frac{Z_F}{Z_F + Z_S + k} \right) + \frac{U_S}{Z_F + Z_S + k}. \quad (6.3)$$

Mediante (6.3), se deduce que la constante k se comporta como una resistencia adicional en el lado de fuente, dando el circuito equivalente por fase de la **Figura 6.4**. Por tanto, la corriente armónica inyectada por la carga se encuentra una resistencia adicional de valor k en su camino hacia la fuente. Esto hace que dicha corriente de carga se derive en una mayor proporción hacia el filtro pasivo. Además, las tensiones armónicas de la red producirán menores corrientes en el filtro, pues también encuentran en su camino la resistencia k . Este es el sistema de control principal que se utiliza en [Akagi2003].

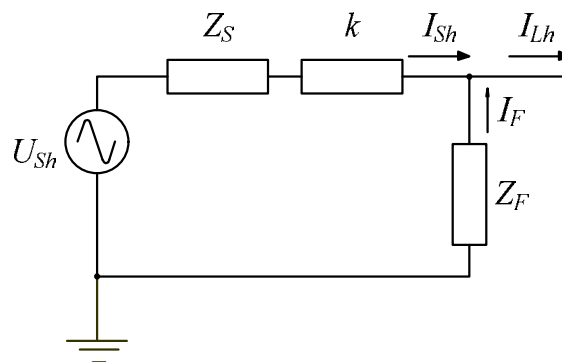


Figura 6.4 Circuito equivalente por fase del filtro híbrido con control por corriente de fuente.

Para un control perfecto, k debería valer cero para la frecuencia fundamental e infinito, o un valor mucho mayor que Z_F , para las frecuencias diferentes de la fundamental. De esta forma, según la ecuación (6.3), la corriente armónica propagada de la carga hacia la fuente sería cero, independientemente del valor de I_L y U_S .

El diagrama de bloques resultante a este tipo de control se muestra en la **Figura 6.5**. En este diagrama, I_L y U_S se comportan como variables perturbadoras y k es la ganancia del lazo de realimentación. El objeto de este diagrama de control es hacer que la variable de salida I_{Sh} sea igual a cero, donde el subíndice h indica que esta ley de control exclusivamente hace referencia a los armónicos. Para conseguir este objetivo, hay que hacer k tan grande como sea posible, lo cual además hace el sistema de control sea insensible a las variaciones de Z_F o Z_S .

Obviamente, el lazo de control anteriormente descrito requerirá un estudio de estabilidad. Inicialmente, el sistema de la **Figura 6.5** sería siempre estable y k podría tender a infinito. No obstante, en la práctica, el inversor y el procesado de la señal de realimentación introducen un cierto retardo en el bucle de control, lo que hace que el sistema sea inestable para valores de k grandes. Existen dos posibles soluciones para solventar este problema de inestabilidad. La primera solución consiste en limitar el valor de k a un valor que garantice un comportamiento estable. Teóricamente el resultado de esta medida a nivel de filtrado no es perfecto, pero en la práctica dista poco de serlo. La otra solución consiste en utilizar mecanismos que permitan compensar dichos retardos, lo que permite obtener resultados óptimos.

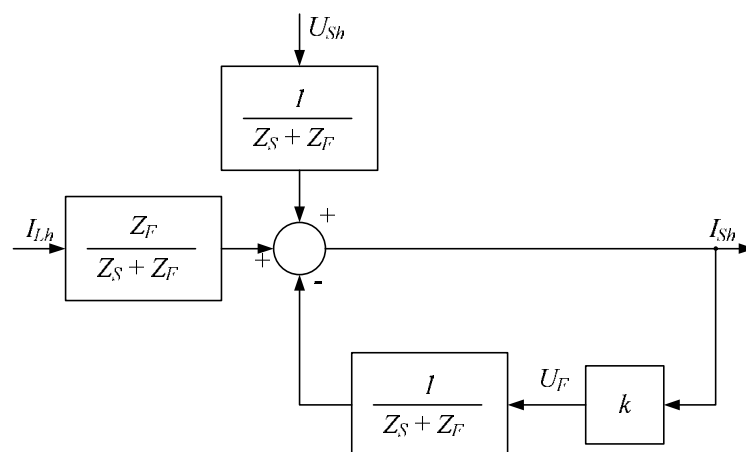


Figura 6.5 Diagrama de bloques del control del filtro híbrido por corriente de fuente.

Independientemente de la estrategia de control utilizada, la potencia asociada al convertidor de potencia se calculará mediante el producto de la corriente que inyecta por la tensión que suministra a su salida. Esta corriente será la suma de las corrientes armónicas filtradas y la corriente reactiva a frecuencia fundamental. La tensión generada por el convertidor de potencia es aquella que hace circular la corriente armónica deseada por el filtro pasivo.

La ecuación (6.4) permite calcular el valor de la tensión generada por el convertidor de potencia.

$$U_{F_{Max}} \geq U_F = I_{Lh} \times Z_F \quad (6.4)$$

Según esta ecuación, la tensión de filtro activo será muy pequeña, ya que el valor de Z_F es muy pequeño para la frecuencia de resonancia y frecuencias cercanas, lo que indica que la potencia desarrollada por el inversor será muy baja.

Por tanto, en condiciones de trabajo ideales, se tiene que:

- El filtro híbrido absorbe toda la corriente armónica de carga para la frecuencia al que esté sintonizado el circuito LC resonante. Además, dependiendo de la tensión máxima de salida del inversor, es posible absorber total o parcialmente las corrientes armónicas de las frecuencias cercanas a la de sintonización. Por ejemplo, con un filtro sintonizado al armónico 7°, es normal poder absorber la totalidad de la corriente armónica de orden 5°, 7°, 11° y 13°.
- El filtro será inmune a la presencia de cualquier armónico en la tensión de red siempre que se cumpla que:

$$U_F \geq U_{sh} \quad (6.5)$$

Es decir, la condición (6.5) evita que aparezca cualquier resonancia entre el filtro y elementos que se encuentren aguas arriba del mismo.

- Como el filtro híbrido puede absorber armónicos cercanos a la frecuencia de sintonización del circuito resonante LC, siempre que se cumpla (6.4), se garantizará una correcta operación ante la deriva de los componentes pasivos y, por tanto, ante la variación de la frecuencia de resonancia del circuito resonante LC.

- Mediante la reducción de la ganancia k , es posible limitar la corriente armónica absorbida por el filtro una vez se haya superado la corriente nominal del mismo. Si se ha realizado la separación de armónicos en la etapa de control, la limitación de la ganancia k puede ser selectiva para armónicos particulares.
- En el filtro híbrido descrito hasta el momento, sólo son necesarios tres sensores de corriente, conectados aguas arriba del punto de interconexión entre la red y el filtro. Cuando hay cargas múltiples alimentadas desde un embarrado de distribución, esta forma de medida y realimentación resulta mucho más simple que sensar la corriente total consumida por dichas cargas. El inversor no necesita sensores de corriente internos, pues se le controla por tensión y no por corriente (al contrario de lo que ocurre en la mayoría de filtros activos paralelo). No obstante, el inversor debe dotarse de una medida de corriente para asegurar la autoprotección contra sobrecorrientes. Esta medida interna puede ser de menor precisión y velocidad de adquisición que la medida de la corriente en el lado de red.

La **Figura 6.6** muestra claramente el efecto del lazo de realimentación con ganancia k en el comportamiento del filtro híbrido. Esta figura muestra la relación I_{Sh} / I_{Lh} , en función de la frecuencia, para diferentes valores de la ganancia de realimentación k . Todos los valores de esta gráfica están en valor unitario. Además, el circuito resonante se sintonizó a una frecuencia 6 veces superior a la frecuencia fundamental. Para k igual a 0, el filtro híbrido se comporta como un filtro pasivo, esto es, sólo filtra el armónico al que está sintonizado y presenta un peligroso sobrepico de resonancia con la inductancia de red. Cuando el valor de k aumenta, a 0,1, 1 y 10, el pico de resonancia con la inductancia de red desaparece y el ancho de banda del filtro híbrido se incrementa.

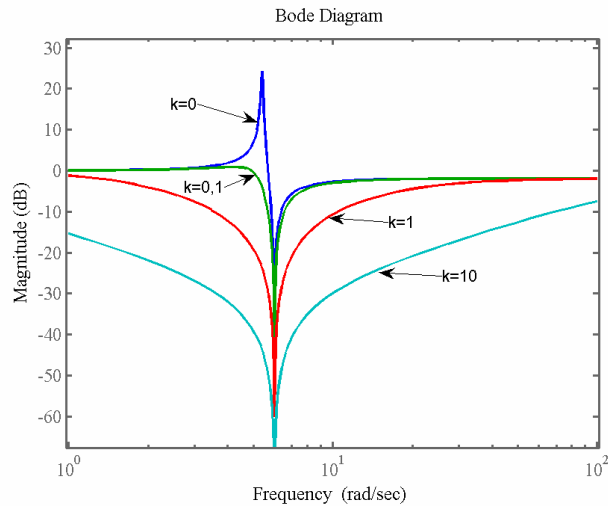


Figura 6.6 Relación I_S / I_L con realimentación por corriente de fuentes.

Por otro lado, la **Figura 6.7** muestra la relación I_{Sh} / V_{Sh} . Cuando k es igual a cero, el filtro híbrido trabaja como un filtro pasivo, por lo que aparece un pico de resonancia serie entre la inductancia de red y el circuito resonante LC. Este pico, hace que si existiese algún armónico de tensión en la red a esta frecuencia de resonancia, la cual es ligeramente inferior a la del circuito resonante LC, la corriente circulante será muy grande, pudiendo originar la destrucción del filtro. Cuando el valor de k aumenta, este pico de resonancia se reduce y finalmente desaparece, reduciéndose en conjunto todas las corrientes armónicas que se absorben de red.

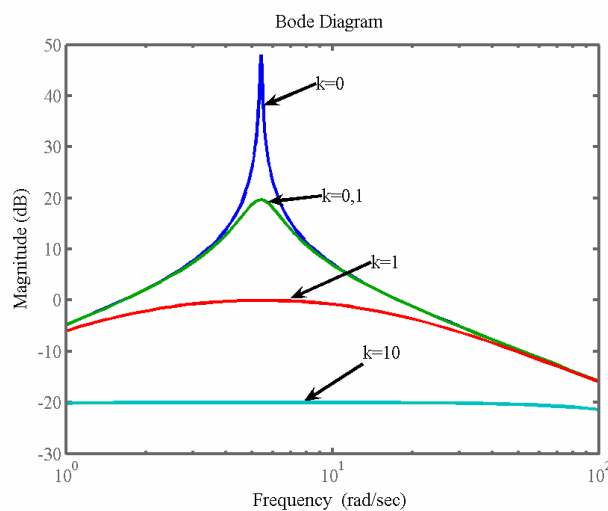


Figura 6.7 Relación I_S / U_S con realimentación por corriente de fuentes.

6.1.2 Control por tensión del filtro activo en función de la corriente de carga

En esta estrategia, la ley de control de (6.6) hace que la tensión del inversor sea proporcional a la corriente de carga mediante la ganancia k .

$$U_s = I_L \times k \quad (6.6)$$

Sustituyendo (6.6) en la ecuación (6.1) resulta que:

$$I_s = I_L \left(\frac{Z_F - k}{Z_F + Z_S} \right) + \frac{U_s}{Z_F + Z_S} \quad (6.7)$$

Para $k = Z_F$, esta ecuación alcanza su valor óptimo, ya que la corriente de red adopta su mínimo valor. Para $k = Z_F$, la ecuación (6.7) se simplifica a:

$$I_s = \frac{U_s}{Z_F + Z_S} \quad (6.8)$$

Según indica (6.8), la corriente armónica de la carga no llega a la red cuando $k = Z_F$. No obstante, el filtro si puede absorber corrientes armónicas de red, lo que implica que pueden aparecer resonancias con ésta. Por tanto, esta estrategia de control suele reforzarse mediante la aplicación simultánea de la estrategia que se presentó en el Apartado 6.1.1., evitando así los problemas de resonancia con la red. Esta estrategia de control se puede utilizar como una estrategia secundaria para eliminar un armónico en concreto, como se explica en [Akagi2003]. Otro problema de esta estrategia es su sensibilidad a las variaciones de parámetros internos del filtro pasivo. Cuando hay una deriva en el valor de los componentes del circuito resonante LC, el valor de k pasará a ser diferente del valor real de Z_F y el filtrado no será óptimo.

El circuito equivalente por fase para esta estrategia de control se muestra en la **Figura 6.8**. En esta figura se puede ver cómo la totalidad de los armónicos que vienen de la carga se desviarán por el filtro pasivo. Por otro lado, las tensiones armónicas de red afectan al filtro híbrido como si se tratase de un filtro pasivo.

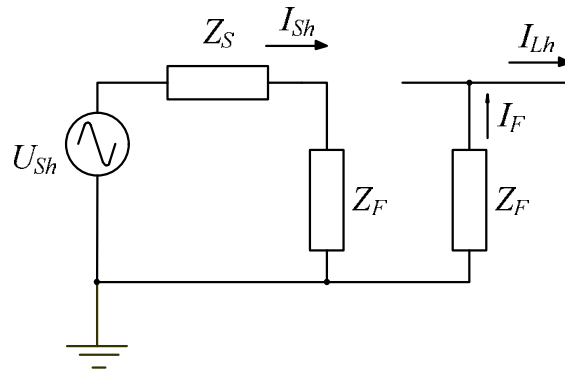


Figura 6.8 Circuito equivalente por fase del control del filtro híbrido por corriente de carga.

El diagrama de bloques resultante de este tipo de control es el mostrado en la **Figura 6.9**. En este diagrama, I_L y U_S son las variables perturbadoras. Cuando k es exactamente igual a Z_F , las dos ramas con diferente signo se anulan y se eliminan los armónicos de corriente procedentes de la carga. El lazo de control es básicamente estable, ya que no existe realimentación (la tensión de referencia del inversor, U_F , se calcula en modo feedforward). No obstante, existe el inconveniente de la medida de la corriente de carga, que puede ser complicada en embarrados con múltiples ramificaciones.

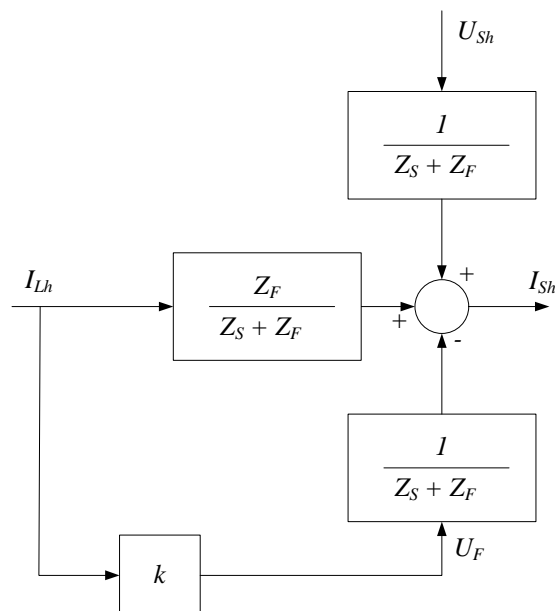


Figura 6.9 Diagrama de bloques del control del filtro híbrido por corriente de carga.

La **Figura 6.10** muestra la relación I_{Sh}/I_{Lh} , para un filtro híbrido controlado con esta estrategia. La curva *a* corresponde a un valor de ganancia tal que $k = Z_F$, consiguiéndose una reducción de armónicos para casi todo el espectro. La curva *b* resulta de considerar una reducción de la ganancia en la realimentación de un 10 % respecto al caso *a*. En este caso, la atenuación de los armónicos de la carga se ha visto negativamente afectada, existiendo una frecuencia en particular para la que no se produce ninguna atenuación armónica. La curva *c*, representa la respuesta del filtro cuando la ganancia k toma su valor nominal, pero el valor del condensador del filtro pasivo experimenta una deriva del 5 % en su valor. En la curva *d*, la inductancia del filtro experimenta una deriva de un 10 % con k en su valor nominal. Estos valores de tolerancias en L y C son habituales en filtros de potencia. En la **Figura 6.10** se observa que siempre que $Z_F \neq k$ existe una reducción importante en la atenuación armónica del filtro y un pico de resonancia. Por tanto, en este tipo de filtros la estimación de los valores de los componentes y su posible deriva es un aspecto importante a tener en cuenta.

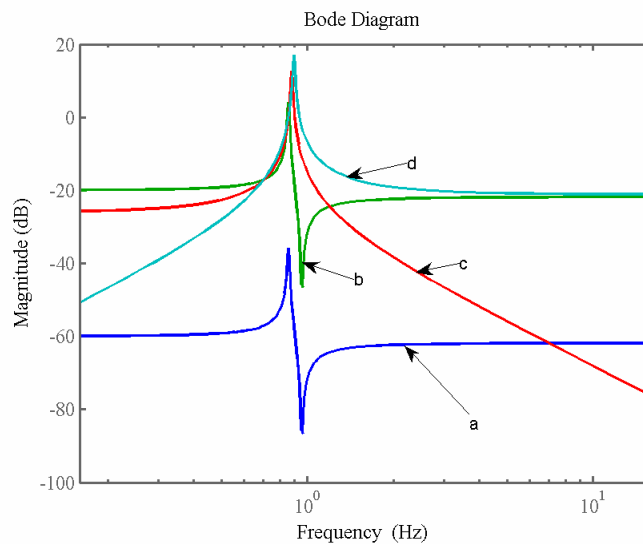


Figura 6.10 Relación I_S / I_L con realimentación por corriente de carga.

Este tipo de control no mide la corriente del lado de red. Por tanto, pueden aparecer resonancias entre la inductancia de red y el filtro pasivo sin que el control las detecte y las pueda atenuar. Por tanto, desde el punto de vista de las corrientes absorbidas de la red, el filtro híbrido controlado mediante esta estrategia se comporta como si se tratase de un filtro pasivo.

6.1.3 Control por tensión del filtro activo en función de la tensión en el punto de acoplamiento

En esta estrategia, la ley de control de (6.9) hace que la tensión suministrada por el inversor sea proporcional a la tensión en el punto de acoplamiento mediante una ganancia k .

$$U_F = k \times U_L \quad (6.9)$$

Sustituyendo (6.9) en la ecuación (6.1) y simplificando, se obtiene que:

$$I_s = I_L \left(\frac{a \times Z_F}{a \times Z_F + Z_S} \right) + \frac{U_S}{a \times Z_F + Z_S}, \quad (6.10)$$

donde a es una variable auxiliar de valor:

$$a = \frac{1}{1-k}. \quad (6.11)$$

Para que el filtrado de armónicos sea óptimo, el valor de a debe ser próximo a cero, lo que equivale a decir que el valor de k debe tender a menos infinito. De esta forma, el filtro presentaría impedancia cero al paso de los armónicos y absorbería todos aquellos armónicos procedentes de la carga. No obstante, la absorción de armónicos de corriente desde el lado de fuente, los cuales son debidos a los armónicos existentes en la tensión de red, se hace muy acusada. Por tanto, debe limitarse el valor de k o combinar esta estrategia de control con otra que limite la absorción de armónicos desde red, como es el caso de la estrategia de control presentada en el Apartado 6.1.1. La **Figura 6.11** muestra el circuito equivalente por fase para la ley de control que nos ocupa, donde se puede apreciar que el filtro híbrido actúa como un filtro pasivo de impedancia $a \times Z_F$, siendo el valor de a idealmente muy pequeño.

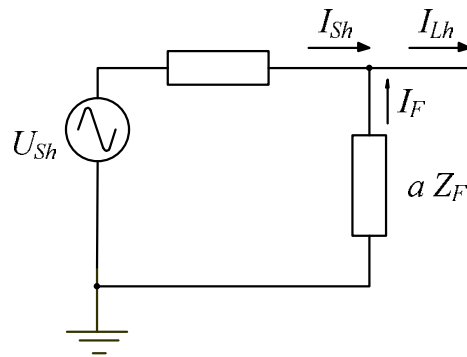


Figura 6.11 Circuito equivalente del filtro híbrido por fase con control por tensión.

El diagrama de bloques resultante para este tipo de control es el mostrado en la **Figura 6.12**, donde U_L es la tensión en el punto de acoplamiento del filtro. Este diagrama tiene un lazo de realimentación y, por tanto, para valores grandes de k , pueden aparecer problemas de estabilidad cuando se consideren los retardos introducidos por componentes reales. Esta estrategia de control no requiere el uso de sensores de corriente, lo cual simplifica su conexión a red, ya que se podría hacer en paralelo en cualquier punto del sistema, incluso en una rama sin carga.

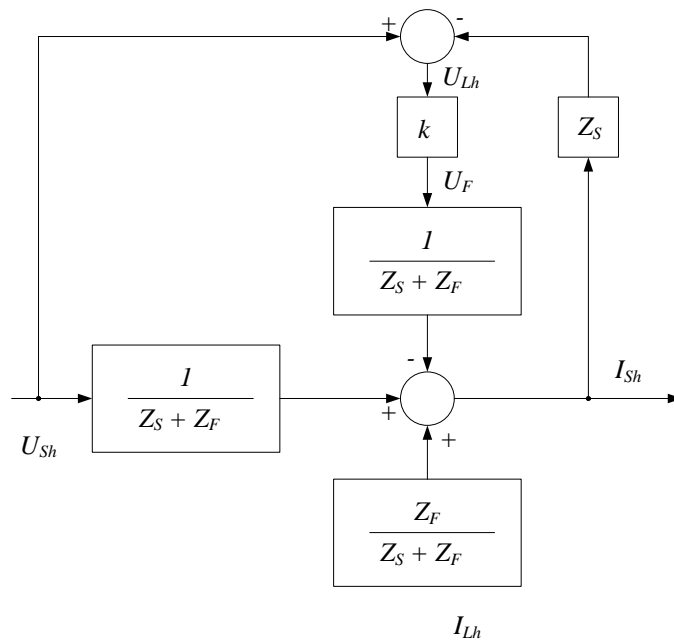


Figura 6.12 Diagrama de control del filtro híbrido por tensión en el punto de acoplamiento.

No obstante, la estrategia de control derivada de la lectura de la tensión en el punto de acoplo tiene algunos problemas. Si se observa la **Figura 6.13**, el filtro híbrido filtra con mayor grado de atenuación y con mayor ancho de banda a medida que k aumenta, o lo que es lo mismo, cuando a tiende a cero. No obstante, el pico de resonancia con la red se mantiene elevado para todos los casos. Este pico de resonancia con la red resulta un problema que debe ser solventado mediante el uso combinado de alguna estrategia de control adicional, como la que se explicó en el apartado 6.1.1.

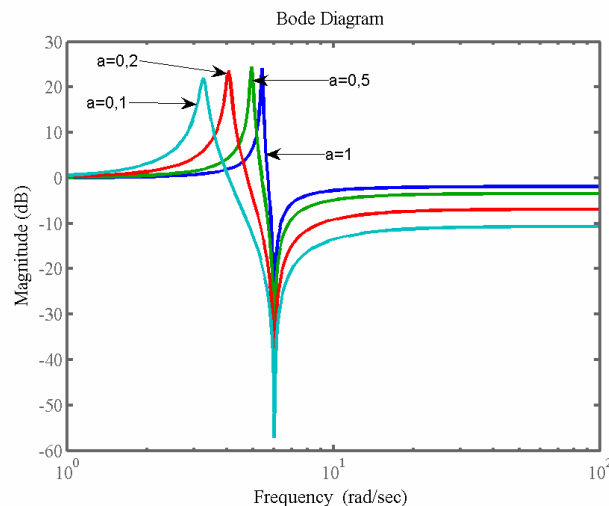


Figura 6.13 Relación I_S / I_L con el control por realimentación por tensión.

6.2 Estudio de estabilidad del sistema

Los razonamientos presentados en el Apartado 6.1 han demostrado que la estrategia de control basada en la lectura de las corrientes de la fuente resulta la más adecuada para controlar el filtro híbrido. En este apartado, se estudiará la estabilidad de este sistema de control, en el que, en principio, interesaría que el valor de la ganancia de realimentación, k , sea muy grande.

En la práctica, el principal problema que aparece al implementar esta estrategia de control en el filtro híbrido es el retardo inherente del bucle de control del inversor [Akagi2002] [Basic2001]. Este retardo es debido básicamente a dos factores:

- Un inversor en fuente de tensión con modulación PWM tiene una frecuencia de conmutación definida y limitada. Por tanto, transcurrirá un tiempo finito desde que se aplica una consigna en la entrada de control del inversor hasta

que ésta se traduce en un nivel de tensión en salida del mismo. El valor medio de este retardo se suele considerar como:

$$\tau_1 = \frac{1}{2 \times f_c}, \quad (6.12)$$

donde f_c es la frecuencia de conmutación del inversor.

- Los cálculos de la consigna a aplicar a la entrada del inversor se realizan mayoritariamente por procesos digitales que también suponen un retardo en el bucle de control. A este retardo de computación, hay que sumar otros, como el generado por el filtro pasa bajos de entrada del convertor analógico-digital y el tiempo de conversión de dicho convertor. Al conjunto de estos retardos se le va a llamar τ_2 en futuras explicaciones.

La **Figura 6.14** representa el diagrama de control por realimentación por corriente de red de la **Figura 6.5**, en el que se ha añadido un retardo puro $\tau_d = \tau_1 + \tau_2$ en control y se ha reorganizado para se adapte a las estructuras de control usuales. La introducción de este retardo lleva consigo un desfase, más acusado a altas frecuencias, que se puede evaluar como:

$$\theta_d = \tau_d \times \omega, \quad (6.13)$$

donde θ_d representa el desfase angular adicional (en radianes) que introduce el retardo temporal τ_d en las señales de pulsación ω .

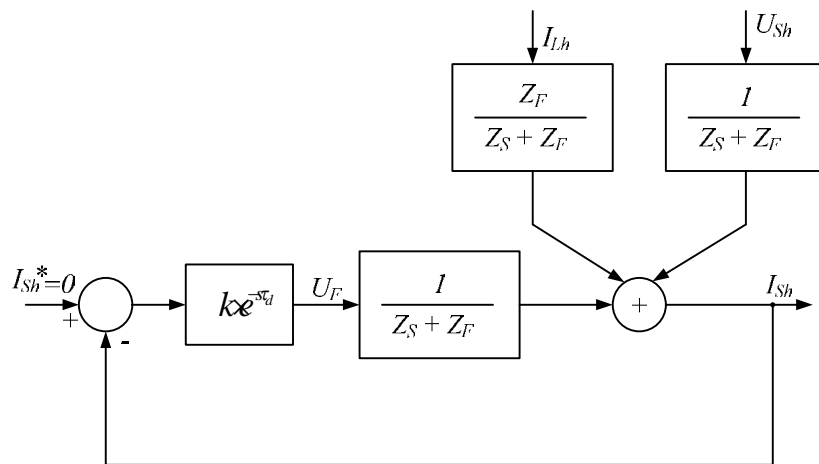


Figura 6.14 Diagrama de bloques del control para el estudio de la estabilidad.

La **Figura 6.15** muestra, a través de la respuesta en circuito abierto del lazo de control (considerando datos en valor unitario), los efectos que genera el retardo en el sistema de realimentación a altas frecuencias. Como es sabido, si un sistema de control presenta un desfase de 180° , cuando la ganancia todavía es mayor que 1, el sistema en lazo cerrado es inestable. Si se supone que el sistema de control no tiene retardos adicionales, la función de lazo abierto desfaza 90° para altas frecuencias. En ese caso, independientemente de la ganancia del lazo de realimentación k , el sistema es siempre estable. Pero si se introduce un retardo, en este caso de 0,01 veces el periodo de la fundamental, el desfase que aparece en la función de lazo abierto aumenta rápidamente con la frecuencia. Este desfase es de 180° para una frecuencia de aproximadamente 25 veces la frecuencia fundamental. En la **Figura 6.15**, el sistema es estable para $k = 1$, pero es inestable para $k = 10$ o valores mayores. Por tanto, no es posible hacer que k tienda a infinito para eliminar totalmente los armónicos de la carga.

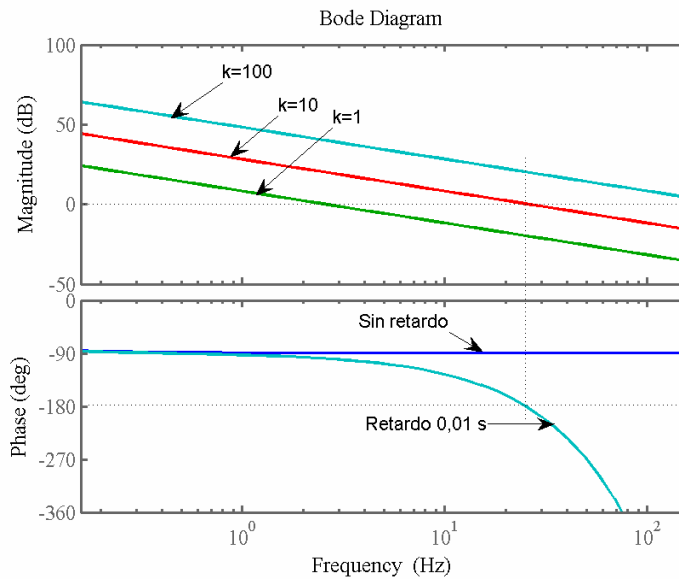


Figura 6.15 Respuesta del sistema de control con retardo en lazo abierto.

Para determinar el valor máximo de la ganancia k que garantiza la estabilidad del sistema, se realizará un estudio analítico del lazo de realimentación. La función de transferencia en lazo abierto del control es:

$$G(s) = \frac{k}{Z_S + Z_F} e^{-s\tau_d} = \frac{k}{(R_S + sL_S) + \left(R_F + sL_F + \frac{1}{sC_F} \right)} e^{-s\tau_d} \quad (6.14)$$

Esta función es relativamente compleja, por lo que se aplicarán algunos criterios prácticos para simplificarla. El retardo τ_d solo tiene efecto en la función de transferencia para frecuencias altas. En la implementación del filtro híbrido que nos ocupa, en el que los armónicos de interés alcanzan como máximo hasta el orden 15, un periodo de muestreo inferior $200 \mu\text{s}$ (más de seis muestras sobre el armónico 15) ofrece una resolución aceptable. Con esta frecuencia de muestreo, los efectos del retardo se apreciarán a una frecuencia ω_c , que es bastante superior a la frecuencia de resonancia del circuito resonante LC.

Para la frecuencia ω_c , el valor de la resistencia es mucho menor que el de la impedancia inductiva (tanto en el lado de red como en circuito resonante del filtro), es decir:

$$R_S \ll \omega_c L_S \quad \text{y} \quad R_F \ll \omega_c L_F. \quad (6.15)$$

Por este motivo, en los cálculos que se realizarán a continuación se despreciará el efecto de las resistencias.

De la misma forma, para la frecuencia ω_c se cumple que:

$$\omega_c L_F \gg \frac{1}{\omega_c C_F}. \quad (6.16)$$

Por tanto, el circuito resonante LC se comporta como un elemento inductivo para ese rango de frecuencia.

Según los razonamientos anteriores, la ecuación (6.14) se puede simplificar a la mostrada en (6.17) para altas frecuencias.

$$G(s) = \frac{k}{(R_S + sL_S) + \left(R_F + sL_F + \frac{1}{sC_F}\right)} e^{-s\tau_d} \cong \frac{k}{s(L_S + L_F)} e^{-s\tau_d} \quad (6.17)$$

En la **Figura 6.16**, se puede observar la respuesta de la función de lazo abierto (con y sin el retardo), confirmándose que el incremento del desfase empieza a ser significativo para frecuencias por encima de la de resonancia. En la **Figura 6.16**, también se puede ver la respuesta del sistema simplificado, el cual, para altas frecuencias, presenta una respuesta en frecuencia (tanto en ganancia como ángulo de fase) idéntica a la del sistema completo.

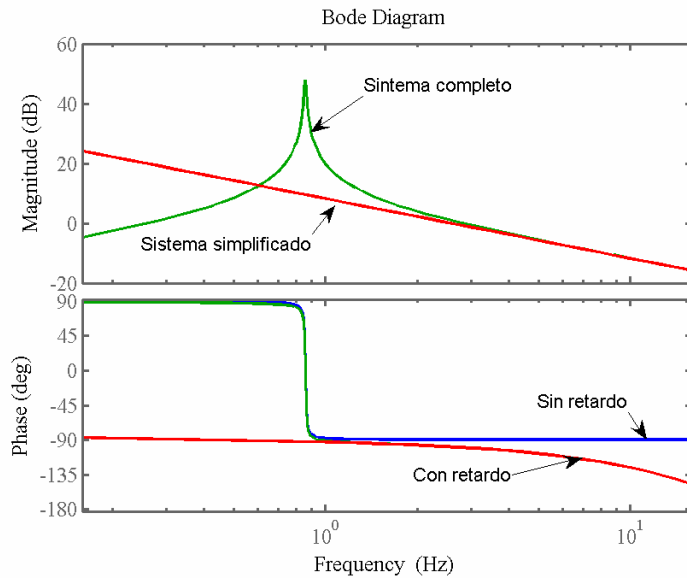


Figura 6.16 Comparación de la respuesta en frecuencia del sistema completo y del sistema simplificado de control.

Según lo expuesto, es posible realizar el análisis de estabilidad del sistema a partir de la función simplificada de lazo abierto. La ganancia de esta función de transferencia en lazo abierto simplificada vale:

$$|G(\omega)| = \frac{k}{\omega(L_S + L_F)}, \quad (6.18)$$

siendo su fase igual a:

$$\arg[G(\omega)] = \frac{\pi}{2} + \omega\tau_d. \quad (6.19)$$

El valor máximo de k que hace el sistema inestable es aquél que da lugar a una ganancia igual a 1 y a un desfase igual a π radianes. Este valor de ganancia máxima, k_{MAX} , se calcula mediante la ecuación (6.20).

$$\begin{cases} \frac{k}{\omega(L_S + L_F)} = 1 \\ \frac{\pi}{2} + \omega\tau_d = \pi \end{cases} \Rightarrow k_{MAX} = \frac{\pi(L_S + L_F)}{2\tau_d} \quad (6.20)$$

Como ejemplo, en un filtro híbrido de 100 kVA, donde el circuito LC tiene una frecuencia de resonancia 300 Hz (siendo $L_F = 0,25$ mH), el retardo del control es $\tau_d = 100$ μ s, y la inductancia de red vale $L_S = 60$ μ H, el valor máximo de ganancia del

lazo de realimentación vale $k_{MAX} = 4,8$. En este filtro, tras realizar las simulaciones correspondientes, se obtienen unos buenos resultados de filtrado, con atenuación rápida de oscilaciones, para un valor de ganancia $k = 2$, el cual garantiza un margen de fase de 47° . Hay que considerar que fijar una ganancia de valor $k = 2$ es equivalente a introducir una resistencia de 2Ω por fase en el lado de red. Para el nivel de potencia considerado en el filtro, este valor de resistencia es muy elevado, lo cual permite conseguir una alta calidad de filtrado.

En la **Figura 6.17**, se muestra el esquema de control y de potencia de un filtro híbrido de 3 hilos. La frecuencia de resonancia del filtro pasivo es de 300 Hz. La red es de 380 V y la tensión del bus de continua utilizada es de 65 V. Como carga, se han utilizado fuentes de corriente de 5° , 7° , 11° y 13° armónico, con unas amplitudes de pico de 4, 3, 1 y 0,5 A, respectivamente. La amplitud de la componente fundamental solicitada por la carga es de 10 A. Para una ganancia $k = 1$ y un retardo de simulación de $\tau_d = 50 \mu\text{s}$, el sistema es estable y se obtienen los resultados mostrados en la **Figura 6.18**. Para valores de ganancia mayores, por ejemplo $k = 2$, o para retardos de simulación mayores, por ejemplo $\tau_d = 100 \mu\text{s}$, el sistema presenta inestabilidad en alta frecuencia. En el filtro de la **Figura 6.17**, se ha eliminado la componente de frecuencia fundamental de la señal de corriente medida en el lado de red, puesto que la señal de control del inversor sólo debe contener armónicos. Este procesamiento de la señal se ha realizado mediante dos filtros de rechazo de banda de segundo orden conectados en serie,

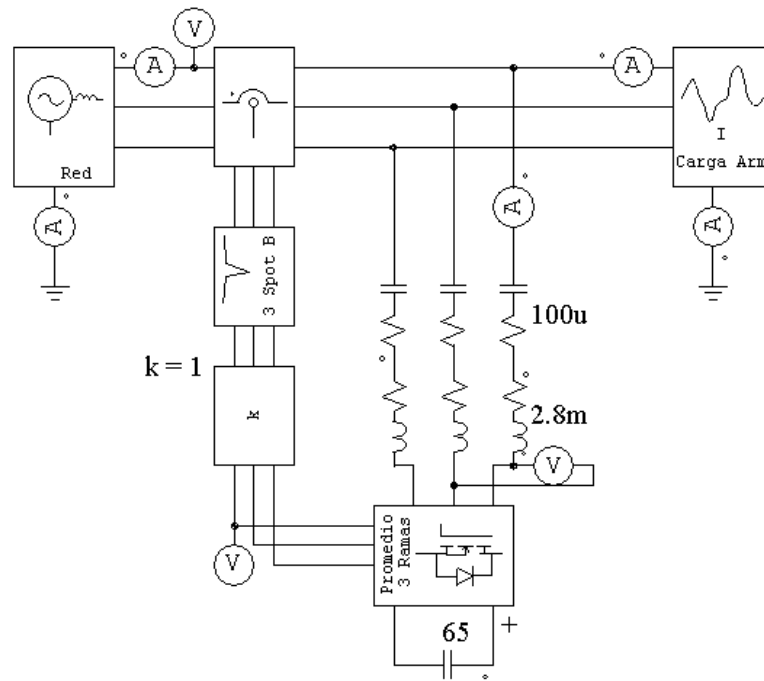


Figura 6.17 Esquema de control y potencia del filtro híbrido solo con k .

La señal mostrada en la **Figura 6.18(a)** es la intensidad de carga, con los armónicos antes indicados. La **Figura 6.18(b)** muestra la corriente de fuente, que es casi una senoidal perfecta. La **Figura 6.18(c)** muestra la corriente que absorbe el filtro híbrido, que comprende los armónicos de carga, más la reactiva de frecuencia fundamental. La señal de la **Figura 6.18(d)** es la tensión de referencia del inversor, con un fondo de escala de ± 1 V, esta señal solo tiene componentes armónicas.

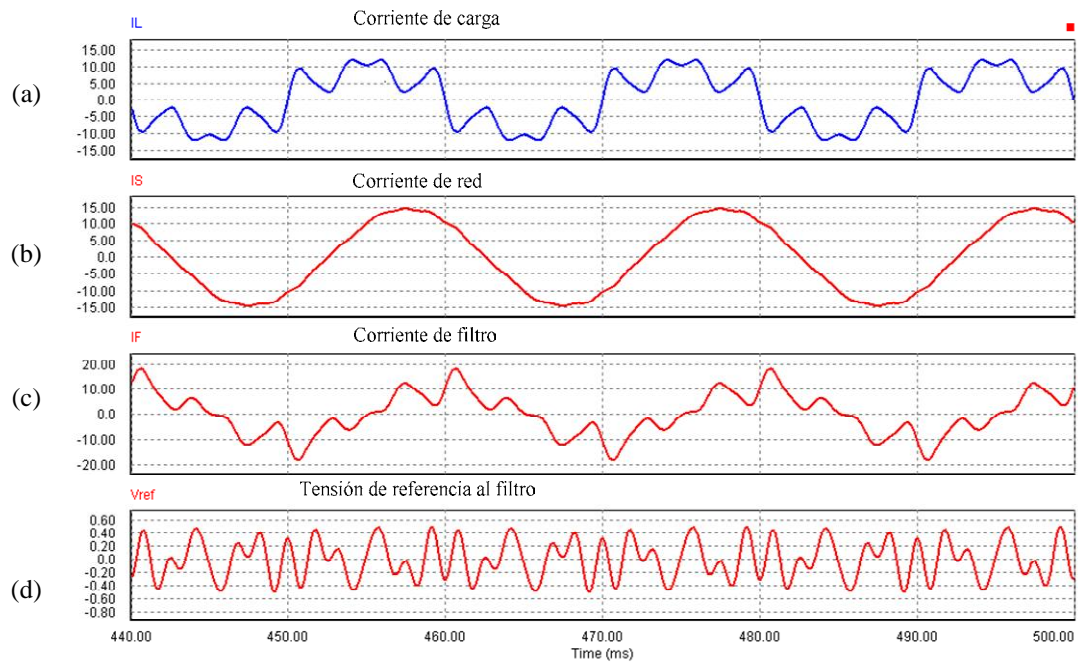


Figura 6.18 Corrientes y tensiones en el filtro híbrido.

En la **Figura 4.31**, se muestra el espectro de frecuencia de las señales de la **Figura 6.18**. Se observa la excelente eliminación de armónicos en el lado de red. En esta figura, también se observa que la señal de control sólo tiene armónicos y que su amplitud podría ser todavía mayor.

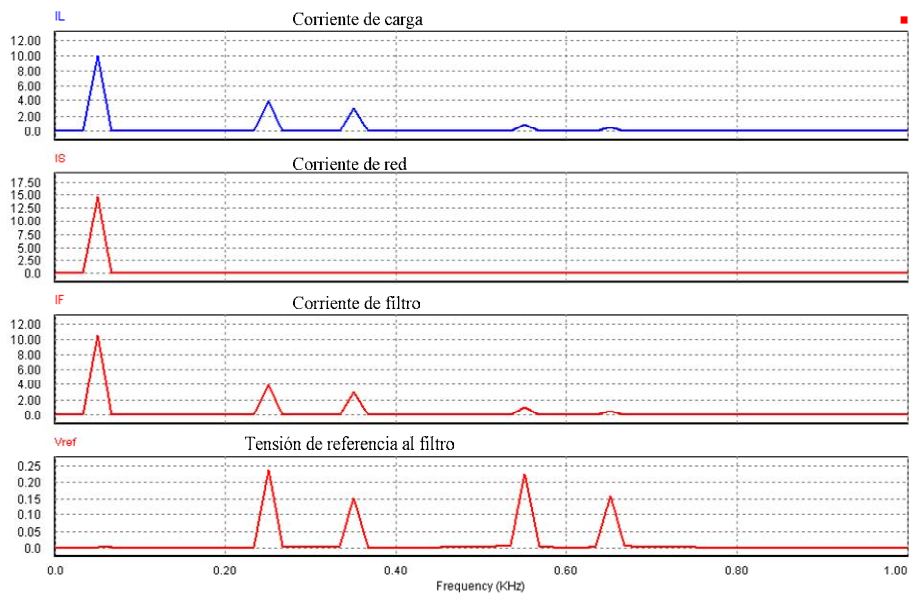


Figura 6.19 Espectro de frecuencia de las corrientes y señales de control.

6.3 Control selectivo de armónicos

Una forma de conseguir un mejor control del filtro híbrido es separar las señales de control en sus distintas componentes armónicas, con ello se obtiene un lazo de control independiente para cada armónico de la corriente. En estos lazos armónicos individuales, es más fácil añadir elementos que mejoren la estabilidad y como consecuencia, obtener una eliminación mejor de un armónico en concreto. Mediante el uso de esta técnica, se consigue aumentar la ganancia del lazo de realimentación para cada frecuencia armónica (teóricamente hasta infinito) y se pueden compensar los retardos existentes, resolviendo los principales problemas que presentaba la técnica de control presentada en el apartado anterior.

A continuación, se revisarán los diferentes métodos para la detección de armónicos, y se hará un especial hincapié en dos de ellos: *i)* el uso de coordenadas giratorias y *ii)* el uso de sistemas resonantes. Ambos métodos obtienen resultados prácticamente idénticos, aunque el primero permite estudiar el bucle selectivo de control de una manera más intuitiva. Un controlador basado en sistemas resonantes es mucho más simple de implementar en un microcontrolador, consiguiendo unos resultados óptimos. Por este motivo, en esta Tesis se ha implementado un control selectivo de armónicos basado en este segundo tratamiento de las componentes frecuenciales.

6.3.1 Métodos de detección de armónicos

El estudio de diferentes métodos numéricos para determinar los diferentes atributos de una señal, frecuencia, amplitud, fase u otros, su implementación en procesadores digitales de señal y su posterior aplicación en filtros de potencia, es un tema que está aún en desarrollo. Actualmente, continúan apareciendo nuevos métodos de detección basados en técnicas específicas, métodos para casos particulares de distorsión en la red o para minimizar la carga computacional del procesador digital de señal.

En este apartado, a modo de presentación del estado del arte en este tema, se hace una breve revisión de los métodos más habituales en la detección de armónicos para aplicaciones de filtros de potencia. Una información más amplia sobre el tema se puede encontrar en [Rechka2002], [Massoud2004], [Asiminoaei2005] y [Asiminoaei2007].

Si el objetivo de un filtro de potencia es eliminar totalmente uno o varios armónicos del punto de conexión, cualquier error en la estimación de la frecuencia, la magnitud o la fase de la corriente a eliminar daría como resultado un error en la señal de compensación. Un filtro con pérdida de información en las variables de entrada al sistema de control no puede conseguir una buena eliminación de armónicos. Por tanto, el algoritmo de detección de armónicos debe ser muy preciso. No obstante, esta característica está contrapuesta con otras igualmente deseables, como son velocidad de respuesta, estabilidad, robustez, facilidad de implementación y bajo coste computacional. La elección del método de separación de armónicos a utilizar no es una decisión fácil, ya que no existe una solución única para conseguir unos determinados resultados y tampoco existe una solución óptima en todos los casos.

Los métodos de detección de armónicos se pueden clasificar en dos familias diferentes, que son: *i*) métodos de detección basados en análisis en el dominio de la frecuencia y *ii*) métodos de detección basados en análisis en el dominio del tiempo. Dentro del primer grupo, estarían, entre otros, los métodos de detección basados en la Transformada Discreta de Fourier (DFT), en la Transformada Rápida de Fourier (FFT) y en la Transformada Recursiva Discreta de Fourier (RDFT). En el segundo grupo, estarían los métodos de detección basados en sistemas en coordenadas rotativas, en la teoría de la potencia reactiva instantánea y en sistemas resonantes. Dentro de todos estos métodos, hay multitud de variantes o aplicaciones, con nombres diferentes pero que se basan en el mismo principio.

Además de los métodos aquí tratados, existen otras técnicas de menor repercusión en el campo de los filtros de potencia, como son la aplicación de los filtros de Kalman o las Wavelets [Liu2001], que no se tratarán en esta Tesis.

Los métodos en el dominio de la frecuencia se basan en el análisis de Fourier, y persiguen una fácil implementación numérica en un procesador digital de señal, con un tiempo de cálculo mínimo y con una necesidad de potencia de cálculo limitada.

La Transformada Discreta de Fourier (DFT) es una transformación matemática para señales discretas que da como resultado la amplitud y fase de los armónicos de la señal de entrada. La DFT se puede calcular a partir de la siguiente expresión:

$$X_{hr} + j X_{hi} = \sum_{n=0}^{N-1} x(n) \cos\left(\frac{2\pi h n}{N}\right) - j \sum_{n=0}^{N-1} x(n) \sin\left(\frac{2\pi h n}{N}\right), \quad (6.21)$$

donde N es el número de muestras de la señal que se tienen por periodo, $x(n)$ es la n -ésima muestra de la señal a analizar, X_{hr} y X_{hi} son, respectivamente, la parte real e imaginaria del vector que determina la amplitud y fase del armónico de orden h de la señal de entrada.

La Transformada Rápida de Fourier (FFT) resuelve el mismo problema matemático que la transformación anterior, pero reduciendo el número de cálculos requeridos y por tanto el tiempo de procesado. El número total de operaciones se reduce de las N^2 necesarias en la DFT, a $N \log_2(N)$ necesarias en la FFT.

La Transformada Recursiva Discreta de Fourier (RDFT) utiliza el mismo principio que la DFT, pero en vez de utilizar una ventana de muestras fijas sobre un periodo de señal para ejecutar el algoritmo de (6.21), utiliza una ventana deslizante. Esta ventana deslizante avanza con cada nueva muestra de la señal de entrada, con lo que se puede obtener un nuevo resultado cada nueva muestra. En cada nueva muestra, no se repite el algoritmo de (6.21), sino que la integral acumulativa realizada mediante los sumatorios se incrementa con la nueva muestra adquirida y se decrementa con la muestra que se adquirió N periodos de muestreo atrás, siendo N la amplitud de la ventana deslizante. Como resultado, esta transformación tiene la forma de un filtro FIR. En [Srianthumrong1998] y [Sozanski2006] se muestra este tipo de detección de armónicos aplicada a filtros activos.

Los inconvenientes que se pueden achacar a los métodos basados en Fourier son: la gran potencia de cálculo requerida en el procesador digital de señal, la necesidad de almacenar en memoria los datos de la señal durante un periodo de la frecuencia

fundamental, la imposibilidad de tener resultados precisos en condiciones transitorias de la señal, la importancia de sincronización entre el periodo de muestreo y el periodo de la frecuencia fundamental y la importancia que tiene el diseño acertado de un filtro anti aliasing.

Los métodos en el dominio del tiempo requieren menor potencia de cálculo que los basados en la frecuencia y consiguen una mayor velocidad de procesado. A continuación, se profundiza en estos métodos temporales, puesto que uno de ellos es el utilizado en el desarrollo de esta Tesis.

Los sistemas basados en coordenadas rotativas, derivan de la aplicación de la transformada de *Park* a las señales de entrada. Estas señales de entrada, tensiones o corrientes, están expresadas en coordenadas de ejes estáticos, *abc*, y son transformadas en coordenadas de ejes giratorios, *dq*, a una frecuencia determinada. Como consecuencia, la componente armónica de la señal de entrada a la frecuencia de rotación aparece como una componente continua y las demás componentes armónicas aparecen como oscilaciones, con una nueva frecuencia que resulta de la adición o substracción de la frecuencia de rotación a su frecuencia original. Si las señales de entrada no tienen componentes homopolares, los ejes de salida pueden ser solo *dq*, mientras si no es así, se tienen tres ejes de salida, *dq0*. La transformación entre uno y otro sistema de coordenadas se realiza mediante la siguiente ecuación:

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \\ v_0 \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - 120^\circ) & \cos(\theta + 120^\circ) \\ \sin(\theta) & \sin(\theta - 120^\circ) & \sin(\theta + 120^\circ) \\ 0,5 & 0,5 & 0,5 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix}, \quad (6.22)$$

donde: v_a , v_b y v_c son las señales de entrada en coordenadas estáticas y v_d , v_q y v_0 las señales de salida expresadas sobre un sistema de coordenadas girado un ángulo θ . Este ángulo de giro se calcula como $\theta = 2\pi f t$, donde f es la frecuencia a la que se desee que gire el sistema de coordenadas.

Si la frecuencia a la que se hacen girar el sistema *dq0* es la frecuencia fundamental de la red, la tensión de frecuencia fundamental en coordenadas *abc* aparece a la salida de la transformación como una componente continua y todas las demás componentes de entrada se transforman en armónicos. Si a las componentes de salida en coordenadas *dq0* se le aplica un filtro pasa altos, se eliminará la componente continua (que era la componente fundamental en coordenadas *abc*) y, al hacer la transformación inversa, en la salida se obtendrán los armónicos de la señal original de entrada [Bhattacharya1995].

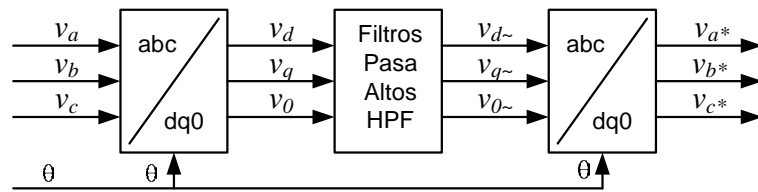


Figura 6.20 Esquema básico de sincronización de ejes con la frecuencia fundamental.

El esquema básico de este método de extracción de armónicos se muestra en la **Figura 6.20**. Se debe considerar en este caso la gran importancia que tiene conocer exactamente el ángulo θ . Para determinar este ángulo a partir de las tensiones o corrientes de red se suele utilizar una PLL (Phase-Locked Loop). El trabajo de las PLLs se complica en redes desequilibradas o en aquellas en que los armónicos tienen una amplitud importante. Diversos autores están desarrollando PLLs específicas más insensibles a los problemas antes indicados [Teodorescu2006a] o [Rodriguez2006].

El sistema de la **Figura 6.20**, separa los armónicos de la componente fundamental, pero no permite separar los diferentes armónicos entre ellos.. Si se quiere obtener un armónico de forma separada, en vez de hacer girar los ejes con la frecuencia de la fundamental, se hacen girar los ejes a la frecuencia del armónico de interés. Este sistema se muestra en el esquema de la **Figura 6.21**.

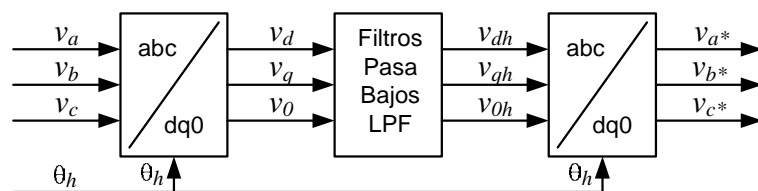


Figura 6.21 Esquema básico de sincronización de ejes con frecuencias armónicas.

Ahora, la componente de la señal de entrada que se convierte en una componente continua es la correspondiente al armónico de orden h . Si la señal resultante de la transformación en el dominio $dq0$ se pasa por un filtro pasa bajos que elimine todos los armónicos, sólo quedará la componente continua, la cual corresponde al armónico de interés. Cuando se aplica la transformación inversa, sólo se reconstruye el armónico seleccionado. Esta transformación se debe implementar tantas veces como armónicos se deseen discriminar en la señal de entrada, lo que incrementará las necesidades de cálculo del sistema. Este sistema tiene los mismos requerimientos

de precisión en la determinación del ángulo de giro de los ejes que los anteriores. Por tanto, la calidad y respuesta de la PLL elegida es de suma importancia. La presencia del filtro paso altos o pasa bajos en la etapa intermedia de este sistema de separar armónicos hace que la respuesta dinámica del conjunto dependa de la frecuencia de corte del mismo.

En redes de tres hilos, sin neutro, se suele omitir el cálculo de la componente homopolar en la transformada de *Park*, lo que reduce el número de cálculos requeridos.

Otra forma de separar los armónicos es la basada en la teoría de la potencia activa y reactiva instantánea, comentada en el Apartado 2.3 de esta Tesis. A partir del cálculo de la potencia reactiva instantánea, se puede obtener la corriente \mathbf{i}_q , que es la parte de la intensidad circulante entre la carga y la red que no transporta potencia activa. En filtros activos, habitualmente se elimina esta componente de la corriente, con lo que, utilizando cálculos puramente instantáneos, se obtienen resultados muy buenos en la mejora de la calidad de la corriente de red. En el supuesto de que la tensión de red sea senoidal de secuencia directa, esta componente \mathbf{i}_q representa las corrientes armónicas y la corriente reactiva de frecuencia fundamental, pero no permite separar cada una de las componentes entre sí. Si la tensión de red es desequilibrada y además presenta un nivel apreciable de armónicos, \mathbf{i}_q ya no se puede asociar solo a corrientes armónicas y, por tanto, se considera una técnica inadecuada para la separación específica de armónicos. Esta problemática ha dado lugar a diferentes técnicas en el control de filtros activos, pudiéndose controlar toda la potencia reactiva, sólo la reactiva más la potencia activa oscilante, la potencia reactiva pero inyectando sólo corrientes de frecuencia fundamental, la potencia reactiva pero inyectando sólo corrientes de frecuencia fundamental y secuencia positiva [Rodríguez2007] u otras variantes que optimicen algún parámetro de control o resuelvan algún tipo de problema de red específico.

Los controladores resonantes se pueden derivar de los controladores basados en coordenadas giratorias, pudiéndose conseguir prestaciones equivalentes –aunque existen ciertas diferencias entre ellos. En la **Figura 6.22(a)** se muestra un controlador $G_{DC}(s)$ que está regulando las variables dq de un sistema de referencia giratorio cuya posición viene determinada por el ángulo θ . Como ejemplo, se asumirá que la función $G_{DC}(s)$ corresponde a un filtro pasa bajos. Si el ángulo θ se calcula a partir de una frecuencia ω , como $\theta = \omega t$, la primera transformación a ejes rotativos representa un desplazamiento negativo de frecuencias. Es decir, las

componentes de frecuencia ω de la señal de entrada se convertirán en componentes continuas, pasando posteriormente por el filtro pasa bajos. Posteriormente, la salida del filtro se vuelve a transformar. Idealmente, la señal v_o sólo presentará componentes de frecuencia ω . Si aparecen componentes de otras frecuencias en la salida éstas serán debidas a imperfecciones en el filtro pasa bajos y tendrán una amplitud muy reducida. En este ejemplo, la función de transferencia $G_{DC}(s)$, un filtro pasa bajos, se ha convertido en la función de transferencia $G_{AC}(s)$, un filtro pasa banda. Esta transformación se puede realizar para diferentes tipos de funciones de transferencia, incluidos los reguladores PI, con lo que su capacidad de conseguir error cero en el control de componentes continuas se extrapola al control de señales con una frecuencia ω cualquiera.

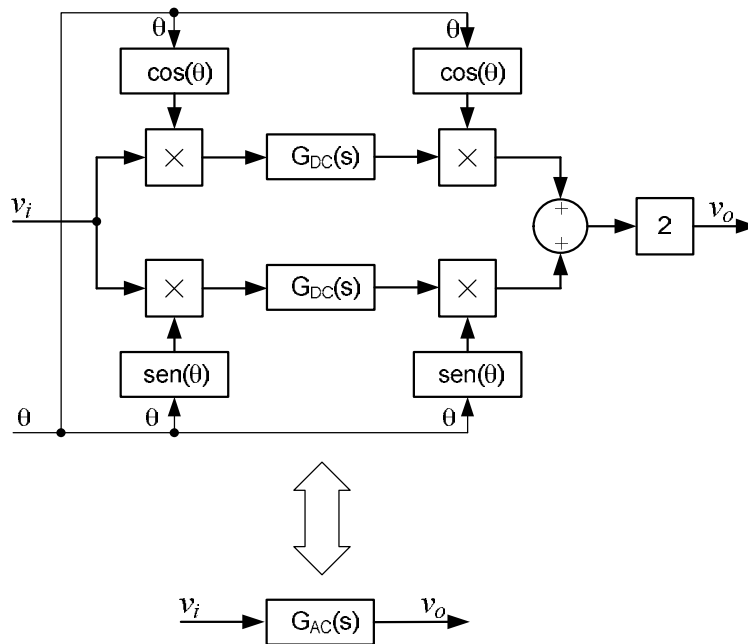


Figura 6.22 Equivalencia entre controladores en ejes rotativos y resonantes.

La transformación de funciones de transferencia de coordenadas giratorias $G_{DC}(s)$ a coordenadas estacionarias $G_{AC}(s)$ se ha presentado en diferentes artículos [Zmood2003] o [Teodorescu2006]. La relación entre ambas funciones de transferencia, mostradas en la **Figura 6.22**, viene dada por:

$$G_{AC}(s) = \frac{1}{2} [G_{DC}(s + j\omega) + G_{DC}(s - j\omega)], \quad (6.23)$$

donde ω es la frecuencia de rotación el sistema de coordenadas giratorias.

Como ejemplo, supongamos que la función de transferencia $G_{DC}(s)$ corresponde a un filtro pasa bajos tal que:

$$G_{DC}(s) = \frac{k \omega_c}{s + \omega_c}, \quad (6.24)$$

donde ω_c es la frecuencia de corte del filtro pasa bajos y k es la ganancia del filtro a bajas frecuencias. Aplicando la transformación de (6.23) a la función de transferencia de (6.24) se obtienen:

$$G_{AC}(s) = \frac{k \omega_c (s + \omega_c)}{s^2 + 2s \omega_c + (\omega^2 + \omega_c^2)}, \quad (6.25)$$

donde ω es la frecuencia a la que giraban los ejes del sistema de referencia. Esta frecuencia ω también se puede interpretar como el desplazamiento que ha experimentado la función de filtrado original a lo largo del eje de frecuencias. En la **Figura 6.23(a)** se muestra una representación esquemática de un filtro pasa bajos (FPB) con una frecuencia de corte ω_c y ganancia k . En la **Figura 6.23(b)** se representa el filtro resultante después de aplicar la transformación (6.23) con una frecuencia de desplazamiento ω . El filtro resultante es un filtro pasa banda con frecuencia central ω , con ganancia k y con ancho de banda $2\omega_c$.

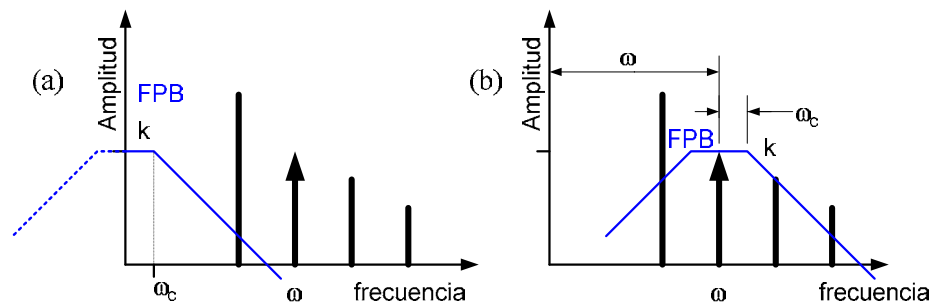


Figura 6.23 Representación del desplazamiento en frecuencia de un filtro pasa bajos.

Un ejemplo más detallado se presenta en la **Figura 6.24**. En este caso, la función de transferencia en coordenadas giratorias es un filtro pasa bajos más un amplificador proporcional de ganancia k_P .

$$G_{DC}(s) = \frac{k_{PB} \omega_c}{s + \omega_c} + k_P \quad \text{con } \omega_c = 0,1 \text{ rad/s}, k_{PB} = 100 \text{ y } k_P = 0,1. \quad (6.26)$$

La respuesta en frecuencia de la función de transferencia de (6.26) se puede apreciar en el diagrama de Bode de la **Figura 6.24(a)**, en azul. En la **Figura 6.24(b)**, se ha cambiado la escala logarítmica de frecuencias por una escala lineal. En estas figuras, aparece en verde la función de transferencia resultante de la transformación, con un desplazamiento de frecuencia $\omega = 100$ rd/s. El filtro pasa bajos se ha convertido en un filtro pasa banda, pudiéndose apreciar perfectamente en la **Figura 6.24(b)** el efecto del desplazamiento de frecuencia.

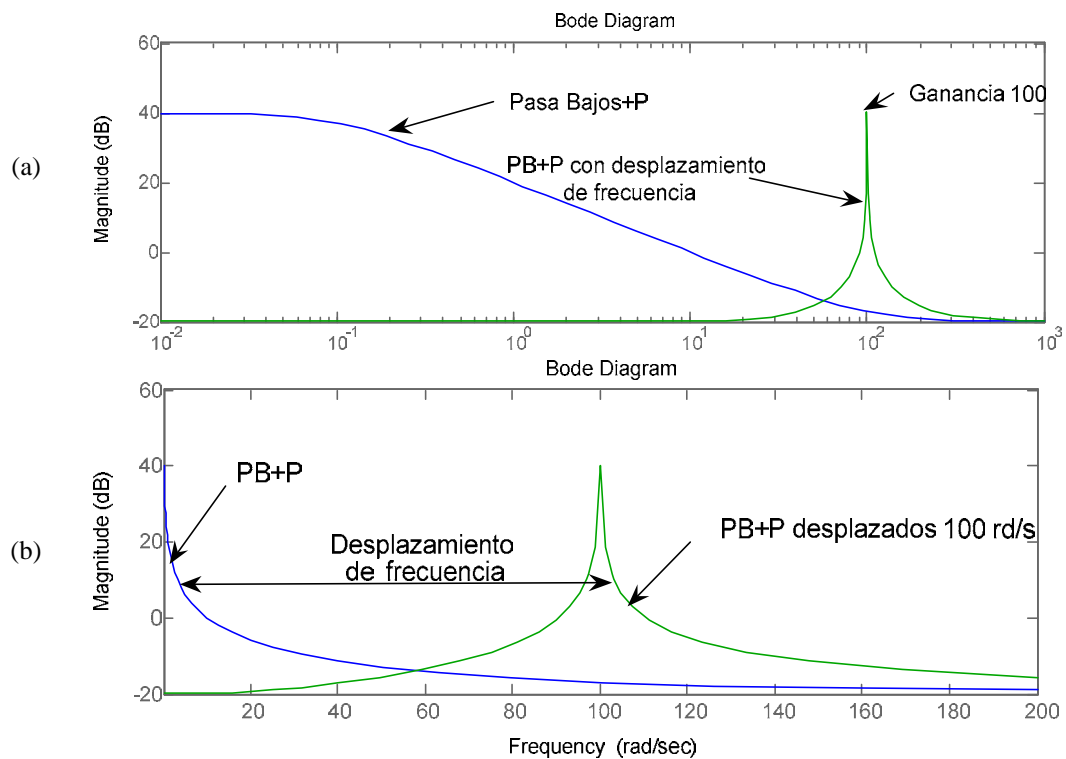


Figura 6.24 Bodes de un pasa bajos más proporcional normal y desplazado.

Cualquier método de detección de armónicos anteriormente expuesto sobre coordenadas giratorias, se puede implementar mediante la utilización de sistemas resonantes que trabajan sobre coordenadas estáticas. Las funciones de transferencias más habituales filtros pasa bajos, pasa altos, integradores y reguladores PI tienen su equivalencia en sistemas resonantes, con la ventaja de una implementación práctica mucho más sencilla, pues se elimina todo el conjunto de operaciones trigonométricas relacionadas con el giro de ejes.

6.3.2 Control en coordenadas giratorias o con controladores resonantes

Tanto en filtros activos o híbridos, como en aplicaciones con motores, es habitual controlar las variables del sistema en coordenadas giratorias. Estos controladores pueden necesitar sólo un lazo de control, a la frecuencia fundamental, o varios lazos de control, para diferentes armónicos. En la **Figura 6.25(a)**, se representa uno de estos controladores de forma genérica. La señal de entrada v_{abc} , una señal trifásica cualquiera en ejes estacionarios, se pasa a ejes rotativos dq a partir del conocimiento de la frecuencia del sistema ω . La señal resultante v_{dq} es tratada por la función de transferencia $G_{DCI}(s)$. Esta función de transferencia ve las componentes de la frecuencia ω como componentes de continua. La señal de salida de $G_{DCI}(s)$ es retornada a las coordenadas estacionarias originales. Si se desea que haya más lazos de control que afecten a otros armónicos de orden h , la señal de frecuencia fundamental ω se multiplica por el orden del armónico y, con esto, se tiene la nueva referencia para unos ejes que giren a una velocidad $\omega \cdot h$. Este proceso se puede aplicar para tantos armónicos como se desee. El problema que se suele achacar a este sistema de control para múltiples armónicos es la necesidad de una gran potencia de cálculo para realizar todas las transformaciones de ejes abc a dq y viceversa, así como la necesidad de disponer de una señal de sincronización con la frecuencia de red. Esta sincronización con la red se suele conseguir a través de una PLL, pero en redes altamente perturbadas por armónicos o desequilibrios de fases, las deficiencias en la detección de la frecuencia de red puede dar lugar a problemas apreciables.

En la **Figura 6.25(b)** se muestra otra forma de conseguir un controlador para diferentes frecuencias armónicas. En este caso, sólo hay una transformación de ejes, normalmente a la frecuencia fundamental. El control sobre la componente de frecuencia fundamental se hace de forma idéntica que el caso anterior, es decir, sobre la componente de continua de la señal transformada. Los armónicos en cambio se controlan mediante sistemas resonantes. Las señales armónicas que originalmente presentaban orden h sobre los ejes abc , pasarán a tener orden $h \pm 1$ sobre ejes dq girando a una frecuencia ω . El hecho de incrementar o decrementar la frecuencia de la señal trifásica original en una unidad depende de si su secuencia es positiva o negativa. A la función de transferencia original $G_{DCh}(s)$ se le debe aplicar la transformación de la ecuación (6.23) para obtener la función de transferencia resultante $G_{AC^h}(s)$. En esta configuración, sólo son necesarias dos transformaciones de ejes. En este sistema, la utilización de la señal de sincronización con red ω , permite adaptar la respuesta del controlador a posibles variaciones de frecuencia.

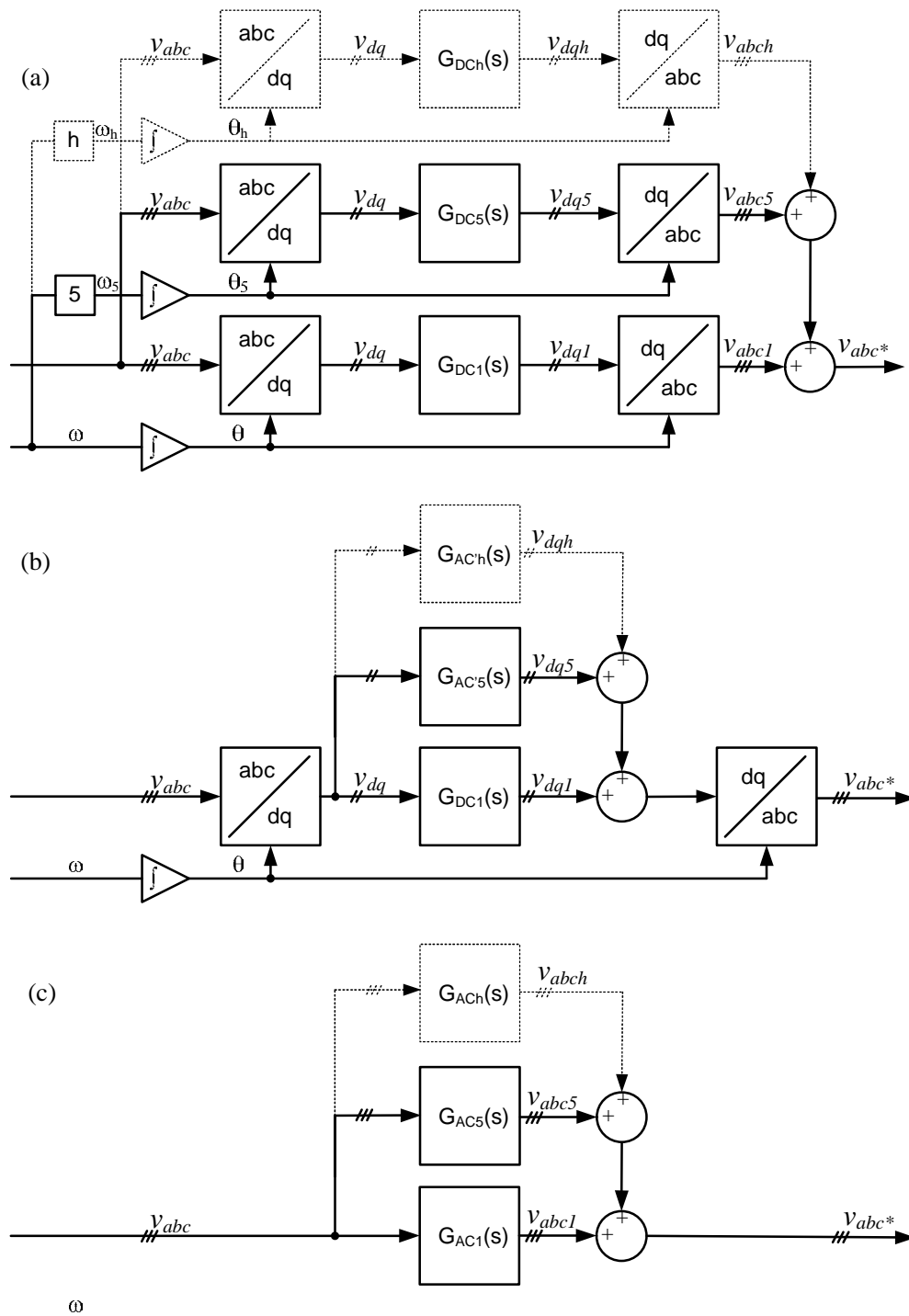


Figura 6.25 Controles en coordenadas giratorias y resonantes equivalentes.

Otra configuración de control posible se basa en la utilización exclusiva de sistemas resonantes, ver la **Figura 6.25(c)**. En este caso, todas las funciones de transferencia utilizadas sobre coordenadas giratorias se deben convertir en funciones de transferencia sobre ejes estacionarios $G_{ACH}(s)$ basadas en sistemas resonantes. En el

caso de usar controladores basados en sistemas resonantes, no es necesaria ninguna transformación de ejes. Además, si se conoce de antemano el valor nominal de la frecuencia de red y se asume que su variación es muy pequeña, se puede obviar la actualización de dicha variable por el sistema de sincronización, lo cual simplifica mucho la implementación de los filtros digitales y otros algoritmos del controlador. Este puede ser el caso de un filtro que no deba exhibir una gran precisión en su característica de filtrado durante la ocurrencia de grandes perturbaciones en la red. Por otro lado, si se quiere conseguir un sistema de control que realmente sea adaptativo en frecuencia, como se comentará más adelante, el sistema de sincronización deberá actualizar el valor de la frecuencia de red en los algoritmos de los sistemas resonantes usados en el controlador. Se debe remarcar que, para que los controladores de la **Figura 6.25** presenten el mismo comportamiento, se ha de suponer que las señales a tratar no tienen componente homopolar. En los controladores de las **Figura 6.25(a)** y **(b)**, la transformación abc a dq eliminaría la componente homopolar, mientras que en el esquema de las **Figura 6.25(c)**, esta componente pasaría a través del controlador.

En este sentido, es importante distinguir cómo los controladores basados en sistemas resonantes tratan las diferentes componentes de una señal trifásica. En la **Figura 6.26(a)**, se muestra el diagrama de un controlador que trata únicamente las señales de secuencia directa. El controlador de la **Figura 6.26(b)** es capaz de tratar simultáneamente las señales de secuencia directa e inversa. Por último, el esquema de la **Figura 6.26(c)** puede tratar simultáneamente las tres componentes, esto es, directa, inversa y homopolar.

En el controlador de la **Figura 6.26(a)**, es necesario aplicar la transformación de *Clarke* para pasar de tres variables, abc , a dos variables, $\alpha\beta$. En la transformación, directamente se cancela la componente de secuencia cero de las señales trifásicas de entrada. A las variables en $\alpha\beta$, se les aplica las funciones de transferencia definidas en la ecuación (6.27), donde $G_{11}(s)$ y $G_{22}(s)$ representan las funciones de transferencia del camino directo y $G_{12}(s)$ y $G_{21}(s)$ representan las funciones de transferencia del acoplamiento cruzado. Las funciones de transferencia $G_{12}(s)$ y $G_{21}(s)$ permiten, a la frecuencia ω , desacoplar el control entre componentes de diferente secuencia. En el caso de la matriz de control definida en (6.27), las funciones de transferencia $G_{12}(s)$ y $G_{21}(s)$ cancelan el flujo de señales de secuencia negativa desde la entrada hacia la salida del controlador, con lo que se elimina el control de las mismas. Si en (6.27), en vez de desear controlar la componente de secuencia positiva a la frecuencia ω , se deseara controlar la componente de

secuencia negativa, también a la frecuencia ω , bastaría con cambiar los signos de las funciones de transferencia $G_{12}(s)$ y $G_{21}(s)$.

$$\mathbf{G}_{AC}(s) = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} G_{11}(s) & G_{12}(s) \\ G_{21}(s) & G_{22}(s) \end{bmatrix} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} G_{DC}(s+j\omega) + G_{DC}(s-j\omega) & jG_{DC}(s+j\omega) - jG_{DC}(s-j\omega) \\ -jG_{DC}(s+j\omega) + jG_{DC}(s-j\omega) & G_{DC}(s+j\omega) + G_{DC}(s-j\omega) \end{bmatrix}. \quad (6.27)$$

En el diagrama de control de la **Figura 6.26(a)**, las funciones de transferencia $G_{11}(s)$ y $G_{22}(s)$ eran iguales y se correspondían con la ecuación (6.23). En estas condiciones, si se eliminan los acoplamientos cruzados, es decir, con $G_{12}(s) = G_{21}(s) = 0$, resulta el diagrama de control de la **Figura 6.26(b)**. Este controlador afecta por igual a las componentes de secuencia positiva y a las de secuencia negativa, ya que se han hecho desaparecer los bloques de control cruzados y la componente homopolar fue inicialmente eliminada mediante la transformación de *Clarke*. En algunos controladores en coordenadas giratorias que trabajaban con señales trifásicas desbalanceadas, era necesario realizar dos transformaciones de ejes rotativos, una para la secuencia positiva y otra para la secuencia negativa. Si el control que se desea realizar debe afectar por igual a ambas componentes, una buena solución que reduce mucho el tiempo de cálculo consiste en aplicar el esquema de control de la **Figura 6.26(b)**.

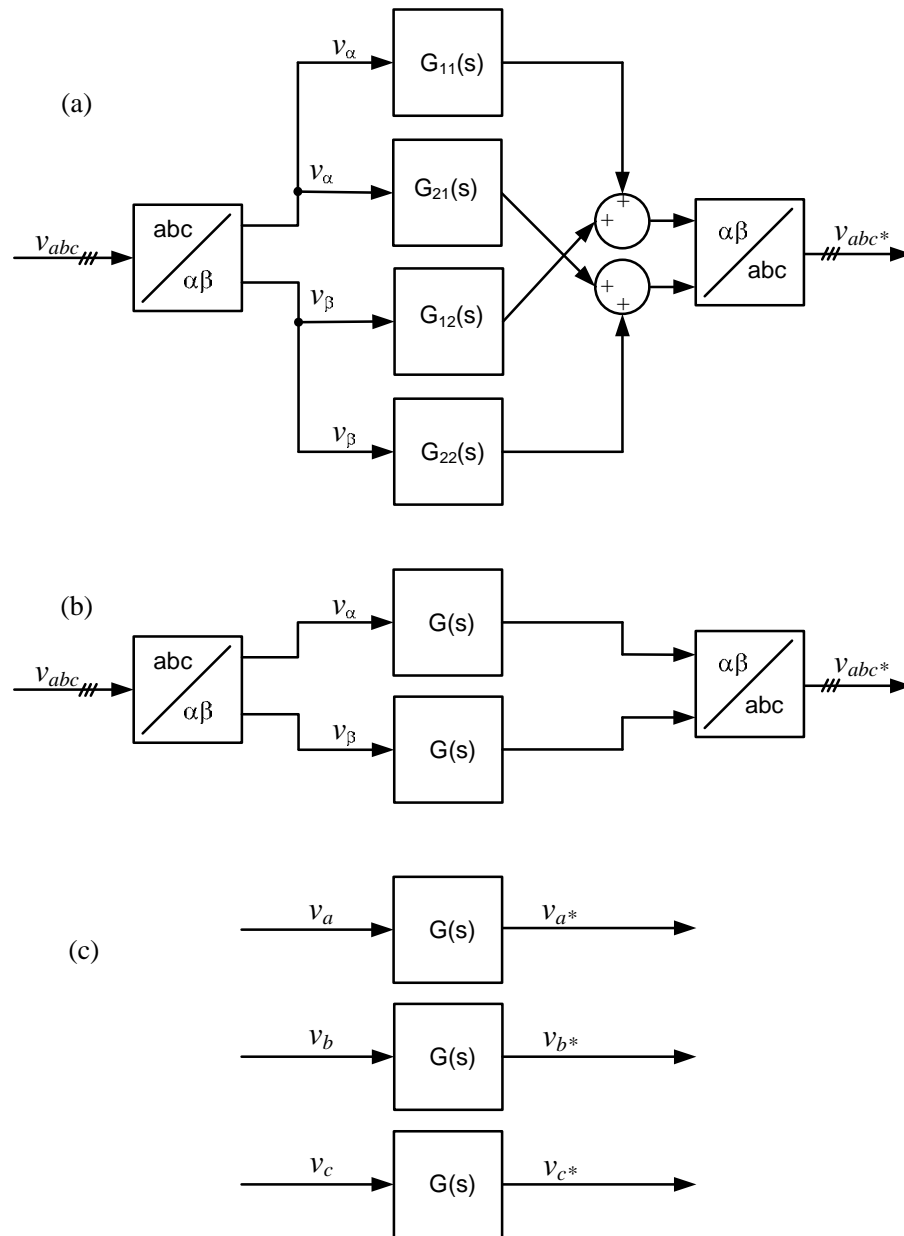


Figura 6.26 Control resonante en secuencia positiva, positiva y negativa, y positiva, negativa y homopolar.

Por último, queda por comentar el controlador de la **Figura 6.26(c)**, en el que los sistemas resonantes $G(s)$ afectan directamente a cada una de las señales abc del sistema trifásico. En este controlador, cada uno de los tres controladores de las fases es un elemento independiente, equivalente al mostrado en la **Figura 6.22**, el cual resultaba de aplicar la transformación de la ecuación (6.23). En el diagrama de la **Figura 6.26(c)**, los controladores resonantes afectan por igual a las tres componentes de secuencia (positiva, negativa y homopolar) y se podría decir que es

un control independiente por fase. En esta Tesis, teniendo en cuenta que el filtro híbrido estudiado es de cuatro hilos y está diseñado para poder compensar componentes de secuencia directa, inversa y homopolar, se ha elegido este tipo de configuración basada en sistemas resonantes para implementar el sistema de control del filtro.

En la **Figura 6.27(a)** se muestra un controlador que permite compensar retardos o desfases del lazo de control cuando se trabaja en coordenadas giratorias. Respecto al controlador estándar que se mostraba en la **Figura 6.25(a)**, el controlador de la **Figura 6.27(a)** permite sumar o restar un ángulo adicional φ sobre el ángulo de sincronismo θ con el objetivo de adelantar o atrasar la fase de la señal de salida del controlador. Si, en un sistema de control digital, se conoce el tiempo de retardo entre la conversión analógica-digital y la salida de la consigna de control, se puede compensar este retardo mediante el uso de un ángulo φ , específicamente calculado para la frecuencia de rotación del sistema síncrono de coordenadas giratorias.

El controlador en coordenadas giratorias con compensación de retardos tiene su equivalente en el campo de los controladores basados en sistemas resonantes, **Figura 6.27(b)**. La función de transferencia del controlador resonante resultante sobre ejes estacionarios viene dada por la transformación siguiente:

$$G_{AC\varphi}(s) = \frac{\cos(\varphi) \times [G_{DC}(s - j\omega) + G_{DC}(s + j\omega)] + j \operatorname{sen}(\varphi) \times [G_{DC}(s - j\omega) - G_{DC}(s + j\omega)]}{2} \quad (6.28)$$

donde φ es el ángulo de desplazamiento de las señales de salida. Obviamente, para $\varphi = 0$, esta ecuación es idéntica a la mostrada en (6.23). En [Mattavelli2001] se aplica este tipo de compensación al control de filtros activos, tanto en coordenadas giratorias como en controladores resonantes. En esta Tesis, la transformación de (6.28) se utilizará para mejorar la estabilidad del control del filtro híbrido.

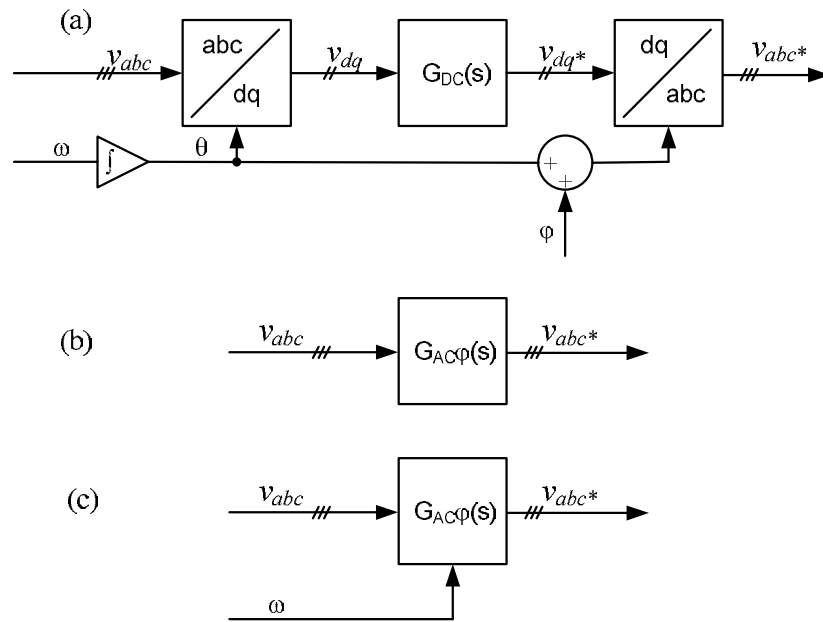


Figura 6.27 Controladores con desfase adicional y con control de frecuencia de desplazamiento.

Por último, es necesario comentar que es posible hacer que los controladores resonantes se adapten a una frecuencia de red variable, detectada a través de una PLL o por otro medio. En ese caso, la variable ω es un parámetro más de la función de transferencia del controlador resonante, como aparece en la **Figura 6.27(c)**. Un ejemplo de aplicación de este tipo de controladores resonantes se puede encontrar en (Teodorescu2006a).

6.4 Aplicación de los controladores resonantes a filtros híbridos

El objetivo fundamental de añadir selectividad en frecuencia a la etapa de control de un filtro híbrido es poder aumentar la ganancia del lazo de realimentación para ciertos armónicos de la carga. Cuando la ganancia proporcional k se aplicaba de manera global a todas las componentes armónicas de la señal de entrada del controlador, existía un límite de estabilidad determinado por la ecuación (6.20). No obstante, mediante un control selectivo en frecuencia, la ganancia aplicada a los armónicos característicos de la carga, en este caso el 5°, 7°, 11° y 13°, se puede hacer mayor, mejorando la característica de filtrado y sin poner en riesgo la estabilidad del conjunto. Otra aplicación posible, en caso de que se quisiera hacer un filtrado selectivo de algunos armónicos concretos, sería aplicar ganancias diferentes a cada armónico.

En coordenadas giratorias, el controlador PI resulta ideal, ya que presenta ganancia infinita para la componente continua, lo que permite disponer de ganancia infinita en el control de la componente armónica a la frecuencia de rotación del sistema de coordenadas giratorio. Una variante al controlador PI en coordenadas giratorias es la combinación de un filtro pasa bajos más un regulador proporcional, P [Liserre2006]. En este controlador, ajustando la ganancia del pasa bajos, el sistema se puede asemejar a un controlador PI no ideal, con ganancia no infinita. La limitación de la ganancia del integrador, al sustituirlo por un filtro pasa bajas, reporta ciertas ventajas prácticas en la implementación del filtro híbrido que nos ocupa. Una ganancia limitada y controlable en el filtro pasa bajos será una ventaja, ya que se podrá reducir la ganancia del lazo de control cuando se quiera limitar el valor de la corriente inyectada por el filtro. Al aplicar la ecuación (6.23) sobre un controlador síncrono constituido por un filtro pasa bajos en coordenadas giratorias, se obtiene un controlador estacionario con una función de transferencia que responde a un filtro pasa banda, con ganancia limitada en la banda pasante. En esta Tesis, se han empleado este tipo de controladores resonantes sobre ejes estacionarios..

Los filtros resonantes pasa bandas utilizados en esta Tesis se caracterizan por tener una ganancia que es 10 veces superior a la ganancia del control proporcional y una banda pasante de 4 Hz. Estos filtros están sintonizados a los armónicos 5°, 7°, 11° y 13°, respectivamente. La estructura de control del filtro híbrido se muestra en la **Figura 6.28**. El control se hace de manera individual para cada fase y afecta por igual a las tres secuencias posibles del sistema trifásico. En la implementación práctica del control, no se ha introducido un controlador resonante para el tercer armónico. ya que al coincidir este armónico con la frecuencia de resonancia del circuito resonante LC a componentes homopolares, sólo hace falta una ganancia proporcional pequeña para conseguir un muy buen grado de filtrado.

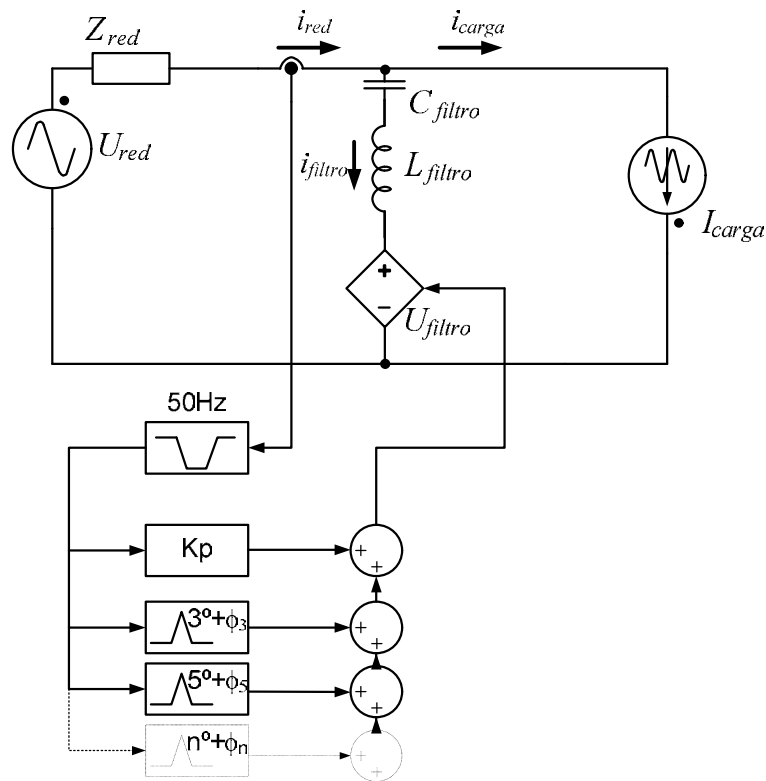


Figura 6.28 Esquema general de la aplicación de los filtros resonantes a los filtros híbridos.

En la **Figura 6.29** se muestra el diagrama de *Bode* de la función de control de lazo abierto con cuatro controladores resonantes aplicados. En la **Figura 6.29(a)** se muestra la ganancia del lazo, apareciendo el pico debido a la frecuencia de resonancia del filtro pasivo, al 6° armónico, y los cuatro picos debidos a los cuatro controladores resonantes. En la **Figura 6.29(b)** y la **Figura 6.29(c)** se muestra el desfase introducido por la función de control de lazo abierto. La **Figura 6.29(b)** no considera el retardo introducido por el control y el inversor. la **Figura 6.29(c)** considera un retardo de 100 μ s. Se puede observar en estas figuras que el sistema es claramente estable en ambos caso a pesar de haber incrementado sustancialmente la ganancia del lazo de control para los armónicos de interés.

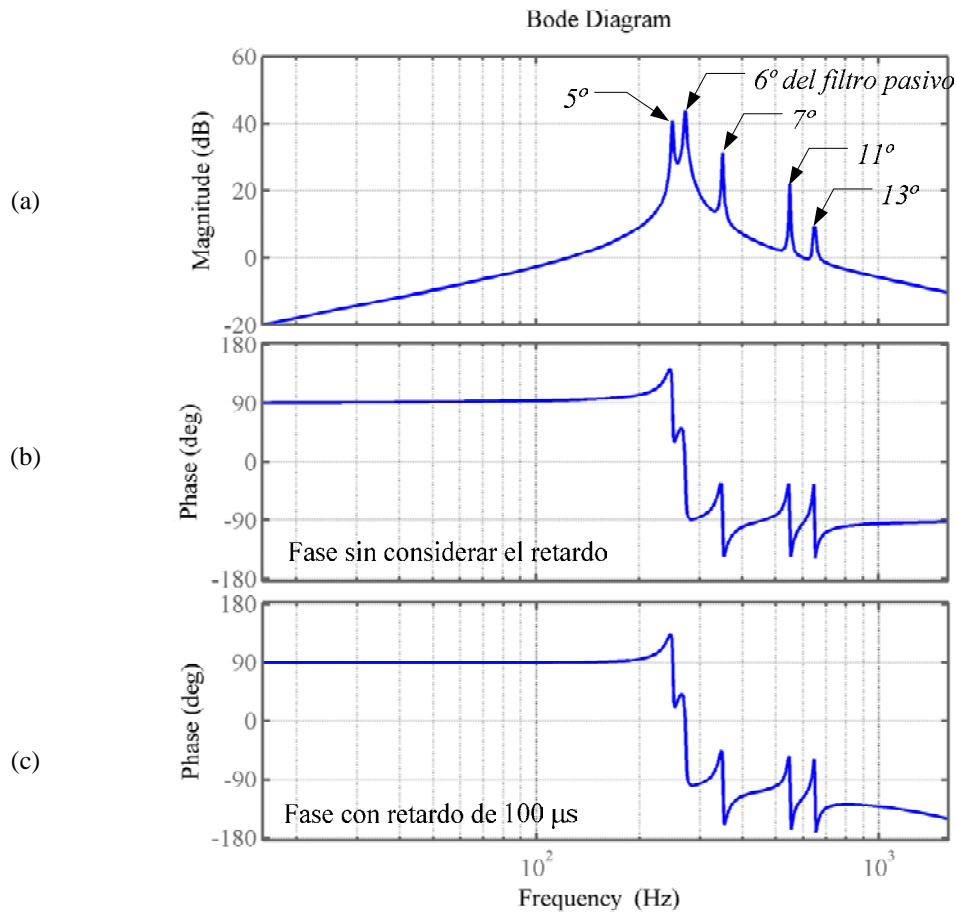


Figura 6.29 Diagrama de Bode del control en lazo abierto con controladores resonantes.

Diversos autores [Mattavelli2001], [Basic2001] o [Newman2002] han aplicado los filtros resonantes a filtros activos o híbridos y han compensado el retardo del lazo de control para mejorar la estabilidad del lazo de realimentación. Esta técnica es posible si se conoce el ángulo que se desea adelantar la señal de salida. Si el controlador del filtro es digital, como sucede habitualmente, se puede determinar de manera precisa el tiempo de procesamiento del control y sumarle el retardo que añade el inversor de potencia. Teniendo en cuenta estos retardos, se pueden rediseñar los controladores resonantes para que compensen los retardos citados a una frecuencia específica. Esto es especialmente interesante para armónicos de orden alto, donde el retardo representa un desfase mayor.

Esta técnica de compensación de retardos se implementó en el control del filtro híbrido, consiguiéndose los resultados esperados. En la **Figura 6.28**, este avance de fase está representado por el término ϕ_h que aparece en cada controlador resonante.

No obstante, no se hace una explicación más extensa de esta compensación, ya que el desplazamiento de fase finalmente se modificó sustancialmente para conseguir otras prestaciones de control que se explican a continuación.

6.4.1 Mejora de la respuesta del filtro híbrido a bajas ganancias

Hasta el momento, se ha intentado maximizar el valor de la ganancia del lazo de control con el objetivo de minimizar el contenido armónico aguas arriba del filtro. Sin embargo, este objetivo puede no ser siempre óptimo en todos los casos.

Un ejemplo en el que se hace necesaria la reducción de la ganancia k , podría darse en un filtro de una intensidad nominal cualquiera, por ejemplo 15 A, que está instalado en una red en la que los armónicos de la carga son 20 A en un momento determinado. Si la ganancia del lazo de control del filtro tiende a infinito, éste absorberá 20 A, lo que dará lugar a un sobrecalentamiento inadmisible que podría ocasionar su destrucción. Para evitar este problema, es necesario disminuir el valor de la ganancia del lazo de control. Con ello, disminuye el valor de la resistencia virtual que este control crea en el lado de red, ver **Figura 6.4**, y el filtro absorbe menos corriente. Sin embargo, al hacer más pequeña la ganancia del lazo de control, la corriente absorbida por el filtro ya no compensa los armónicos de la carga de una forma óptima. Por ejemplo, si se ha reducido la ganancia del lazo de control hasta conseguir que por el filtro solo circule su corriente nominal, 15 A, la no idealidad en el comportamiento del filtro a bajos valores de ganancia hará que la corriente que circula por el lado de red no sean los 5 A que cabría esperar, sino que circulará una corriente superior. Despreciando la impedancia de red (para simplificar), la corriente de carga que absorbe el filtro híbrido para una ganancia k vienen dada por:

$$I_F = I_L \left(\frac{k}{Z_F + k} \right) = I_L \left(\frac{k}{jZ_C \left(n - \frac{1}{n} \right) + k} \right), \quad (6.29)$$

donde Z_C es la impedancia característica del circuito resonante LC y n el valor relativo de la frecuencia del armónico a tratar con respecto a la frecuencia de resonancia del filtro. En (6.29), si k es muy grande, I_L e I_F estarán en fase. Sin embargo, a medida que k se vaya haciendo cada vez más pequeña, irá apareciendo un desfase entre I_L e I_F . Este desfase crece cuanto más pequeño es el valor de k . Este efecto se describe en la **Figura 6.30**. Para una intensidad de carga fija, un valor bajo de k reduce la amplitud de la intensidad del filtro y, simultáneamente, incrementa el

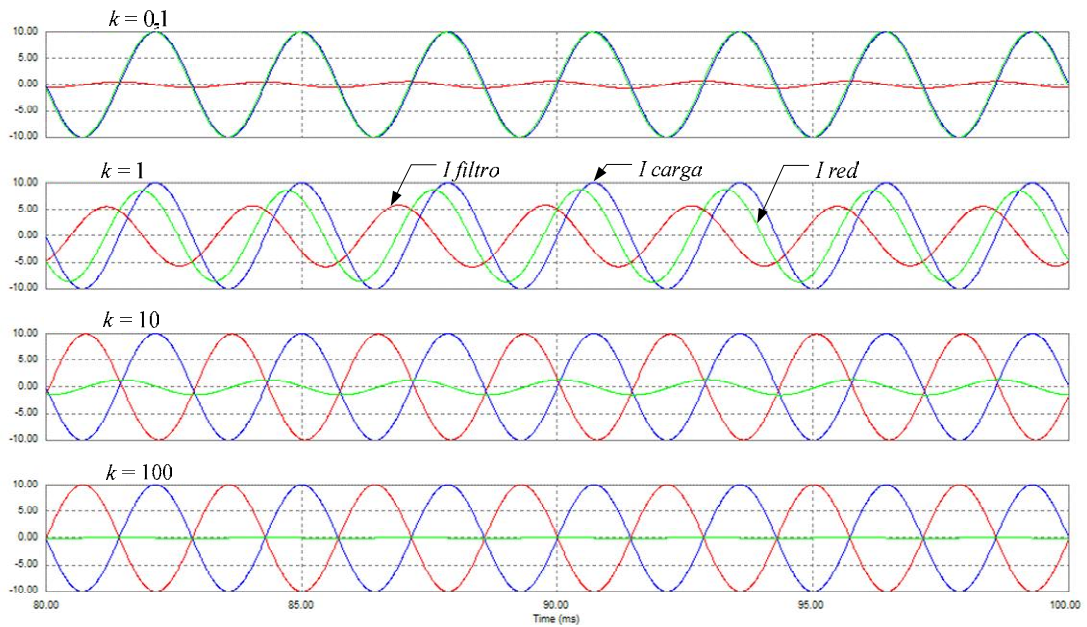


Figura 6.31 Funcionamiento del filtro híbrido con diferentes ganancias k .

Si, para un armónico determinado h , se evaluase la eficacia del filtrado como la relación entre la diferencia entre los valores eficaces de las corrientes de carga y fuente respecto al valor eficaz de la corriente absorbida por el filtro, es decir,

$$eficacia = \frac{I_{Lh\ rms} - I_{Sh\ rms}}{I_{Fh\ rms}}, \quad (6.30)$$

se tendría que la eficacia del filtro con valores bajos de ganancia sería muy baja también. En la **Figura 6.33(b)**, se muestra la eficacia de un filtro híbrido cuando se realiza un barrido de la ganancia k desde 0,1 a 100. En dicho filtro, $Z_C = 6\ \Omega$ y la frecuencia de resonancia del circuito resonante LC está situada en el 6º armónico. La corriente de carga considerada para esta evaluación de eficacia consistía en un 7º armónico de 10 A eficaces. Se puede apreciar que a partir del momento en que la corriente del filtro baja de 9 A, las eficacias de filtrado son ya muy malas, menores de 0,5.

A partir de los resultados mostrados en la **Figura 6.33**, se puede concluir que es necesario diseñar algún tipo de medida adicional al control descrito hasta el momento para compensar la falta de eficacia existente cuando la ganancia del lazo de control es baja.

Para conseguir que la corriente armónica que absorbe el filtro esté en fase con la corriente de la carga para cualquier valor de la ganancia del lazo de corriente, se puede pasar del modelo de control en el que k representa una resistencia virtual en el lado de fuente, ver **Figura 6.32(a)**, a otro modelo de control en el que k representa una reactancia, la cual introduce un desfase 90° , ver **Figura 6.32(b)**. Para frecuencias mayores de la de resonancia del circuito resonante LC, esta reactancia virtual debe ser inductiva, ya que para ese rango de frecuencia el circuito resonante LC se comporta como un elemento inductivo. En ese caso, la corriente de carga, la del filtro y la de fuente estarán siempre en fase, independientemente del valor de k . Para frecuencias menores que la de resonancia, el circuito resonante LC es capacitivo y la reactancia virtual del lado de red debe ser capacitiva también.

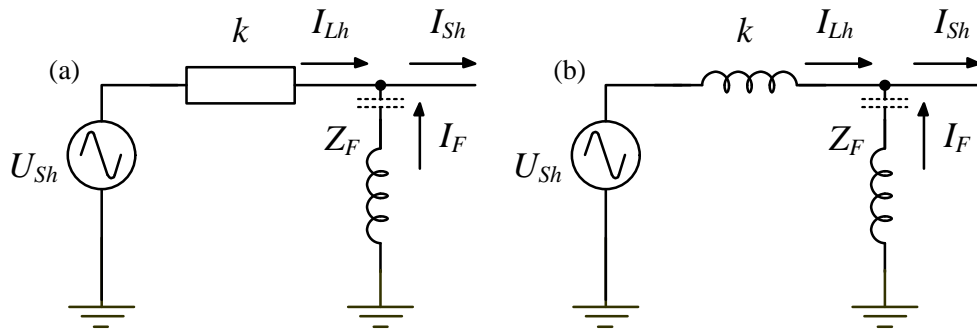


Figura 6.32 Circuitos equivalentes del filtro con k resistiva e inductiva.

Estos desfases adicionales se implementan mediante los controladores resonantes, los cuales actuaban selectivamente para cada frecuencia característica. Si el filtro híbrido estudiado tiene una frecuencia de resonancia de 300 Hz, es decir, el 6º armónico, los controladores resonantes de los armónicos característicos de orden superior, es decir, el 7º, 11º y 13º, introducirán un adelanto de fase 90° para simular una reactancia virtual inductiva en el lado de red. Esta medida también favorece la estabilidad del sistema, ya que el desfase introducido por la función de transferencia de lazo abierto estará más alejado de los 180° que en el caso de no introducir ningún desfase adicional, lo cual incrementa el margen de estabilidad. Para los armónicos característicos menores que el de resonancia, en este caso solo el 5º, el controlador resonante introducirá un retardo de fase de 90° para simular una reactancia virtual capacitiva en el lado de red.

En la **Figura 6.33(d)**, se muestra la eficacia del filtro descrito anteriormente, pero teniendo ahora una ganancia k en el controlador resonante con el desfase indicado. Se puede apreciar en la **Figura 6.33(d)** que, para cualquier valor de k entre 0,1 y 100, la eficacia del filtrado es prácticamente igual a 1.

Por tanto, es posible concluir diciendo que la simulación de una reactancia virtual en el lado de red, mediante el correspondiente desfase de $\pm 90^\circ$ en el controlador resonante, permitirá aprovechar en su totalidad la capacidad del filtro híbrido incluso en situaciones en las que se trabaje con bajas ganancias para evitar sobrecargas o para mejorar el reparto de la carga entre filtros conectados en paralelo..

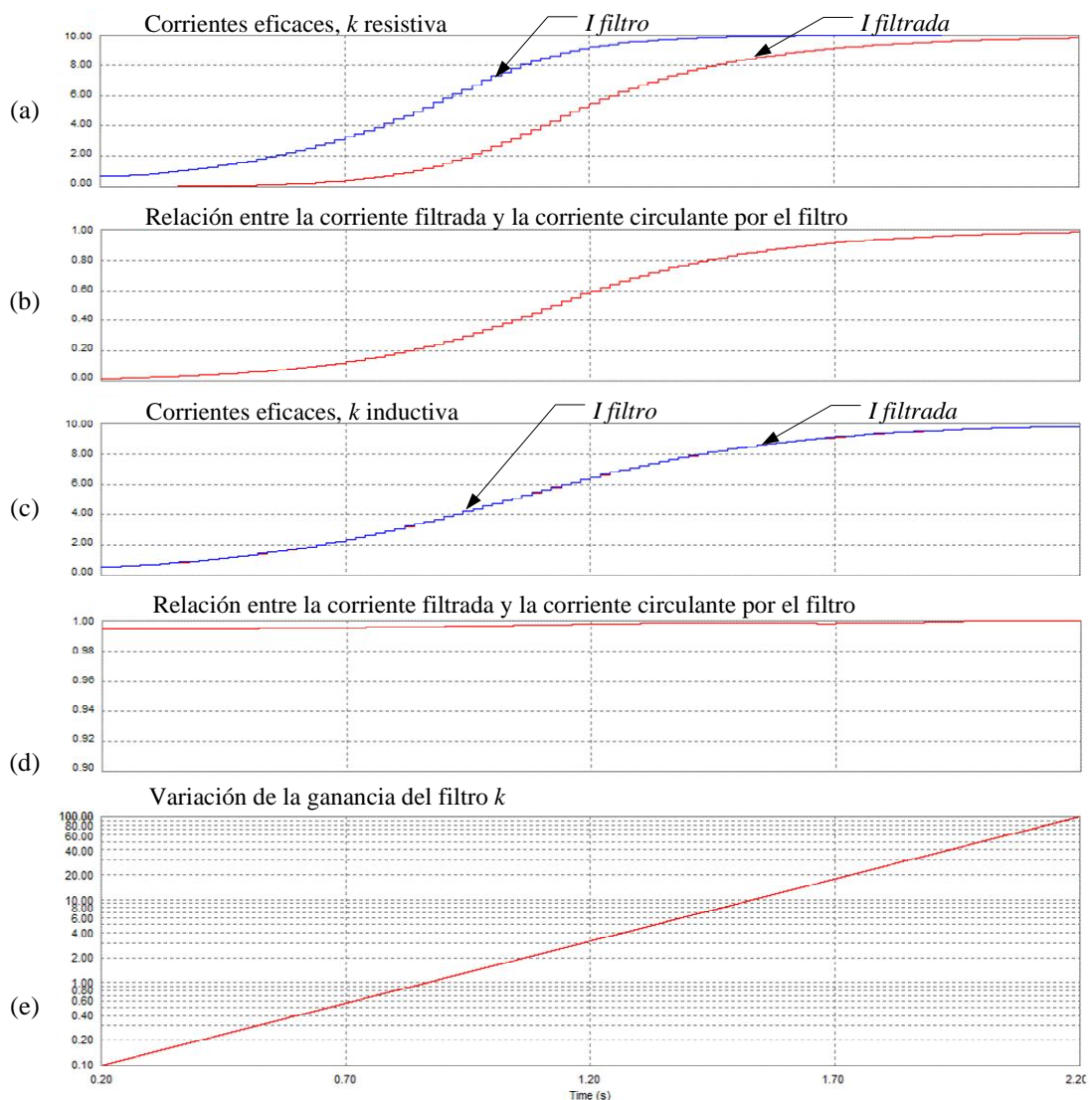


Figura 6.33 Comparación del filtrado de un armónicos con k resistiva o inductiva, para diferentes valores de k .

En la **Figura 6.34** se muestran las corrientes del filtro utilizado para generar la curva de eficacia de la **Figura 6.33(d)**. En esta figura, se puede apreciar que, independientemente del valor de k , las corrientes de carga, filtro y red están en fase. Por ejemplo, si la ganancia es pequeña ($k = 1$) y el filtro sólo absorbe 4 A, en el lado de red fluirá una corriente de 6 A.

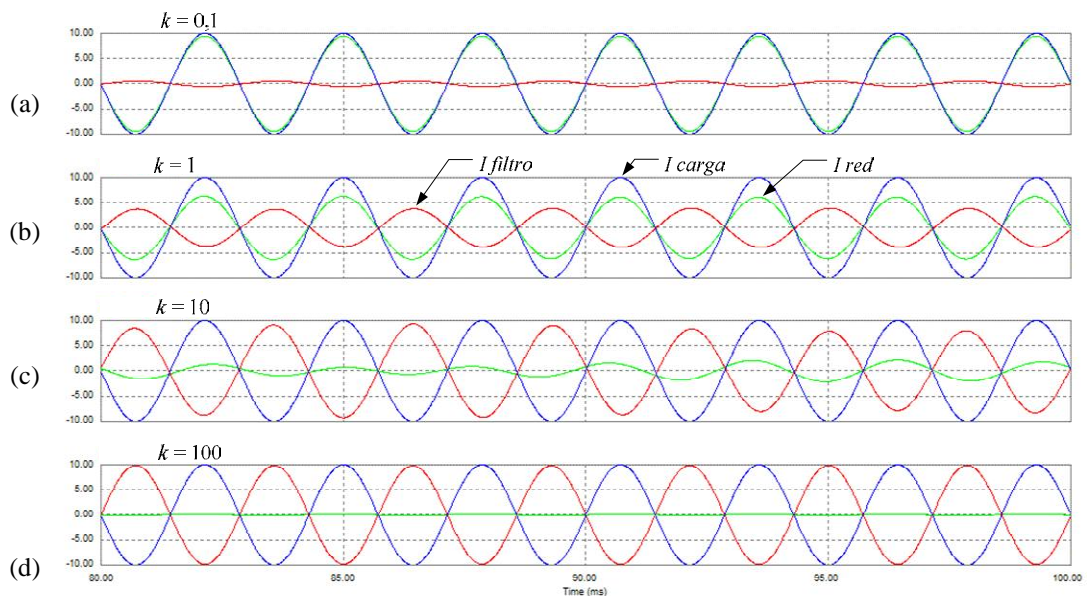


Figura 6.34 Funcionamiento del filtro híbrido con diferentes ganancias k inductiva.

Por último, la **Figura 6.35** muestra los diagramas de *Bode* de las funciones de lazo abierto y lazo cerrado del controlador en el que se han añadido los desfases pertinentes en los controladores resonantes. En la **Figura 6.35(a)**, que muestra la ganancia de lazo abierto del controlador, se tienen los picos de ganancia correspondientes a cada uno de los controladores resonantes. En la **Figura 6.35(b)**, que muestra el desfase de la función de lazo abierto del controlador, se observa que la fase está comprendida entre -90° y $+90^\circ$ y, por tanto, el sistema de control será estable cuando trabaje en lazo cerrado. La **Figura 6.35(c)** muestra la respuesta del sistema de control del filtro en lazo cerrado. En esta gráfica, aparecen sumadas la respuesta natural del circuito resonante LC (sintonizado al 300 Hz), la cual se ve mejorada por la acción de la parte proporcional del lazo de control, y la respuesta adicional de los controladores resonantes a 250, 350, 550 y 650 Hz.

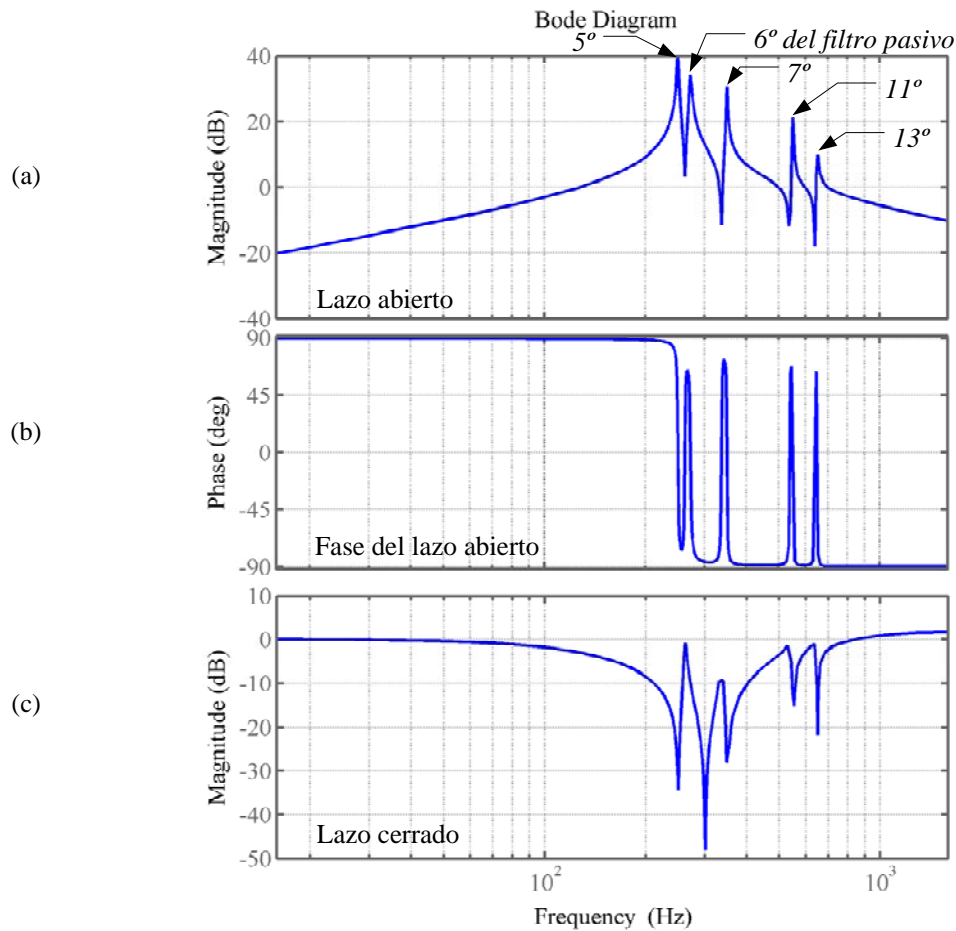


Figura 6.35 Bode del lazo abierto y cerrado del control del filtro híbrido.

6.5 Controles auxiliares

6.5.1 Control de la tensión del bus de continua

En los inversores que controlan motores, el suministro de potencia al bus de continua se suele hacer a través de un rectificador. Dicho tipo de inversor inyecta la potencia activa desde el bus hacia el inversor. En inversores para motores con dinámicas muy fuertes, o por ejemplo en el control de el rotor de los generadores asíncronos doblemente alimentados, es necesario que el flujo de potencia sea bidireccional, es decir, con flujo de potencia red-máquina y máquina-red. En estos casos, se suelen instalar dos inversores, uno en el lado de la máquina y otro en el lado de la red. El inversor de lado de máquina atiende los requerimientos de control

dinámico del motor y, por ello, tiene un intercambio de potencia muy variable en magnitud y sentido entre el bus de continua y el generador. El inversor del lado de red controla la tensión del bus de continua y, en función de su variación con respecto a la referencia, suministra o absorbe potencia de red.

La mayoría de aplicaciones de filtros activos e híbridos no suelen existir dos etapas de procesamiento de potencia, es decir, solo existe el inversor del lado de red, el cual inyecta las corrientes de compensación y controla la tensión del bus de continua. La potencia activa que estos inversores intercambian con la carga que acondicionan es nula o sólo apreciable durante los transitorios. Normalmente, la potencia activa absorbida por el inversor de un filtro sólo tiene que cubrir las pérdidas de el mismo y la de los componentes pasivos asociados. El bus de continua sufre también oscilaciones de tensión debido a las potencias oscilantes que se intercambian con la red o con la carga. Las oscilaciones de mayor amplitud se suelen deber a la inyección de componentes homopolares de corriente. Estas potencias oscilantes no conducen a un desequilibrio permanente en la tensión del bus y deben tenerse en cuenta principalmente en el dimensionado del condensador del bus. En la **Figura 6.36** se muestra el flujo de potencias en un filtro híbrido.

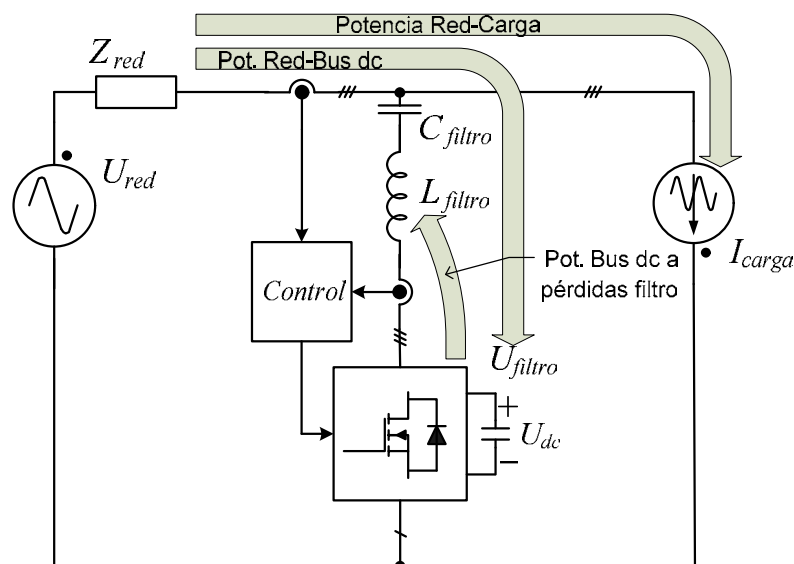


Figura 6.36 Intercambio de potencias en un filtro híbrido.

En los filtros híbridos, para cubrir la demanda de potencia activa que permita mantener la tensión del bus de continua en torno a su valor nominal, se suele aprovechar la corriente capacitiva de frecuencia fundamental que permanentemente circula por el circuito resonante LC. La magnitud de esta corriente capacitiva está

muy poco influenciada por la tensión suministrada por el inversor. Si el inversor genera una tensión de la misma frecuencia y la misma fase (o contrafase) que las corrientes capacitivas entrantes, absorberá (o cederá) potencia activa, consiguiendo controlar la tensión del bus de continua. Esta potencia activa absorbida (o cedida) resulta del producto de una corriente trifásica de secuencia directa por una tensión trifásica, también de secuencia directa y de la misma frecuencia y fase. Por tanto, se trata de una potencia activa constante, sin oscilaciones. El sistema de control de la tensión del bus de continua se debe ocupar de establecer la magnitud y signo de la tensión de frecuencia fundamental a generar. Esta generación de tensión de frecuencia fundamental no interfiere con las funciones propias de filtrado, que se controlan a partir de tensiones armónicas generadas por el inversor.

La mayoría de los filtros híbridos documentados en la bibliografía controlan el filtro en coordenadas giratorias, las cuales están sincronizadas con la tensión de frecuencia fundamental de la red. En este sistema de control, la aplicación de una señal continua en el eje q se traduce en una generación de una tensión por parte del inversor que está en fase con la corriente fundamental [Akagi2005] y, con ello, es posible controlar la tensión del bus de continua. La señal continua aplicada al eje q la genera un controlador PI a partir de la señal de error entre la tensión deseada en el bus de continua y la de referencia.

El sistema de control de armónicos de la presente Tesis utiliza controladores resonantes y, por tanto, no permite el control clásico de tensión del bus de continua. En este caso, el control de la tensión de bus de continua se basa también en la generación de tensiones en fase con la corriente capacitiva de frecuencia fundamental. En este caso, se hace que el inversor trabaje como una resistencia de valor y signo R ajustable. Esta resistencia sólo afecta a las corrientes de frecuencia fundamental. Para conocer la corriente circulante por el inversor, se aprovechan los sensores de corriente que el inversor tiene instalados para su protección contra sobrecorriente. De esta señal, se extrae la componente fundamental con un filtro pasa banda y se multiplica por una ganancia de valor R . El resultado de este producto es la señal de referencia de la tensión que se ha de generar por el inversor para intercambiar potencia activa. Por tanto, la tensión generada por el inversor para mantener la tensión del bus de continua tiene la misma frecuencia y la misma fase que la corriente fundamental. Como las corrientes son senoidales, trifásicas y equilibradas, se puede obtener directamente la ecuación de la potencia absorbida o cedida por el inversor. En valores eficaces, esta ecuación será:

$$P = 3U_f I_f = 3R I_f I_f = 3R I_f^2 \approx R \left(\frac{Q_{react}}{U_{Lred}} \right)^2, \quad (6.31)$$

donde I_f es la corriente entrante en el filtro de frecuencia fundamental, Q_{react} es la potencia reactiva de la batería de condensadores del circuito resonante LC, y R es la resistencia virtual atravesada por una corriente I_f . Para valores positivos de R se absorbe potencia y se aumenta la tensión del bus de continua. Para valores negativos de R el efecto es el contrario. En la **Figura 6.37** se muestra la disposición básica del control de la tensión del bus de continua, constituido por una resistencia virtual R que sólo afecta a las corrientes de frecuencia fundamental.

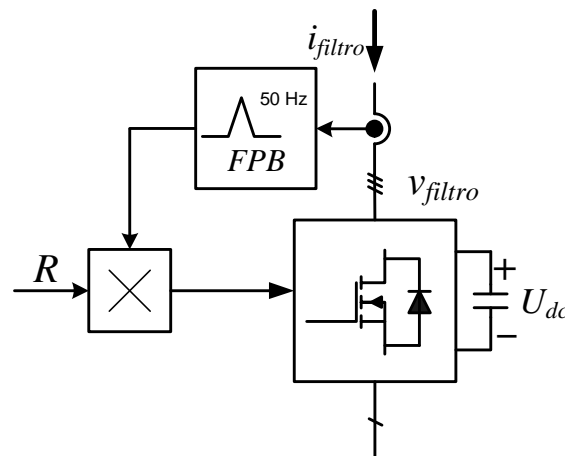


Figura 6.37 Control de bus de c.c. por inversor trabajando como resistencia equivalente.

A continuación, se analiza el bucle de control de la tensión del bus de continua de inversor de tres ramas con conexión asimétrica del neutro. Según la ecuación (5.17), la evolución de la tensión del bus de continua viene dada por:

$$v_{dc} = v_{dc}(0) - \frac{1}{2C} \int (c_a i_a + c_b i_b + c_c i_c) dt - \frac{1}{2C} \int i_n dt. \quad (6.32)$$

En los desarrollos que se realizarán seguidamente, se supondrán que las corrientes entran al inversor. Por tanto, se cambiarán los signos de las integrales de (6.32). Además, se despreciará la segunda integral de (6.32), ya que no se realiza ningún control sobre i_n para regular la tensión del bus de continua. La corriente i_n sólo creará una oscilación en la tensión en el bus de continua. El sistema de control de la tensión del bus de continua generará unas referencias proporcionales a las componentes de frecuencia fundamental de la corriente que vienen dadas por:

$$c_x = R \times i_{x50Hz}. \quad (6.33)$$

Entonces, la ecuación (6.32) se puede reescribir como:

$$v_{dc} = v_{dc}(0) + \frac{1}{2C} \int R (i_{a50Hz} i_a + i_{b50Hz} i_b + i_{c50Hz} i_c) dt. \quad (6.34)$$

Las corrientes i_a , i_b y i_c consisten en una componente a frecuencia fundamental, en este caso 50 Hz, más todas las componentes armónicas que se están filtrando. El producto de estas componentes armónicas por la componente fundamental $i_{x 50 Hz}$ únicamente produce potencia oscilante, ver ecuación (2.30) y, por tanto, sólo produce una oscilación en la tensión del bus de continua. Únicamente el producto entre componentes de la misma frecuencia produce un valor neto de potencia activa. Considerando corrientes trifásicas equilibradas, de la misma frecuencia y enfasadas entre sí, la ecuación anterior (6.34) se puede reescribir en base a los valores eficaces de las componentes de frecuencia fundamental, resultando:

$$v_{dc} = v_{dc}(0) + \frac{1}{2C} \int 3R I_f^2 dt = v_{dc}(0) + \frac{3I_f^2}{2C} \int R dt \quad (6.35)$$

Siempre que la corriente I_f sea apreciablemente constante, el valor de R regula directamente el valor de la tensión del bus de continua. En la **Figura 6.38**, se muestra el circuito simplificado de control de la tensión del bus de continua, donde la constante k vale $3/2 I_f^2$, según la ecuación (6.35).

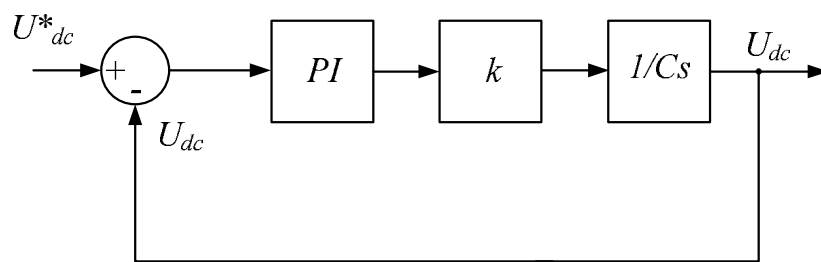


Figura 6.38 Circuito de control del bus de continua simplificado.

El control implementado, **Figura 6.39**, se han añadido algunos complementos al lazo de control. Al tratarse de un filtro híbrido de cuatro hilos, con una corriente homopolar que circula por el conductor de neutro, esta corriente homopolar produce una oscilación de la tensión del bus de continua más intensa que cualquiera del resto de corrientes armónicas que fluyen por el filtro. La componente de 150 Hz es la de mayor amplitud entre las corrientes homopolares que circulan por el neutro, con lo que la oscilación más intensa de la tensión del bus es de dicha frecuencia. Para evitar

que esta oscilación afecte al buen funcionamiento del lazo de control de la tensión del bus de continua, la señal procedente del sensado de dicho bus se filtra mediante un filtro de rechazo de banda, sintonizado a 150 Hz.

En el proceso de carga inicial del bus de continua, el regulador PI podría establecer un valor muy grande para la constante de proporcionalidad R (debido al gran error inicial existente), lo cual podría dar lugar a la saturación del inversor. Si el control de la tensión del bus de continua trabaja en la zona lineal (sin saturación), la tensión de salida del inversor, promediada localmente, será senoidal de frecuencia fundamental. Si dicho control se satura, la tensión de salida será una senoidal truncada de frecuencia fundamental y, por tanto, puede tener armónicos no deseados. Esta generación intempestiva de armónicos de tensión impediría el control de la corriente de salida y podría llevar a la excitación de alguna de las frecuencias de resonancia del conjunto filtro – red. Por eso, es interesante limitar el valor máximo de R . Como las consignas de entrada al inversor c_x tienen un valor máximo de ± 1 , el limitador de R se debe ajustar, para no saturar este control, a:

$$\sqrt{2}I_f R_{lim} = \pm 1 \Rightarrow R_{lim} = \pm \frac{1}{\sqrt{2}I_f} \approx \pm \frac{\sqrt{3}U_{Lred}}{\sqrt{2}Q_{react}}. \quad (6.36)$$

El filtro pasa banda que separa la componente de 50 Hz de la señal de intensidad que circula por el filtro se ha implementado con dos filtros resonantes pasa-banda (FPB) en serie sintonizados a dicha frecuencia, con ganancia unitaria y una banda pasante de 10 Hz.

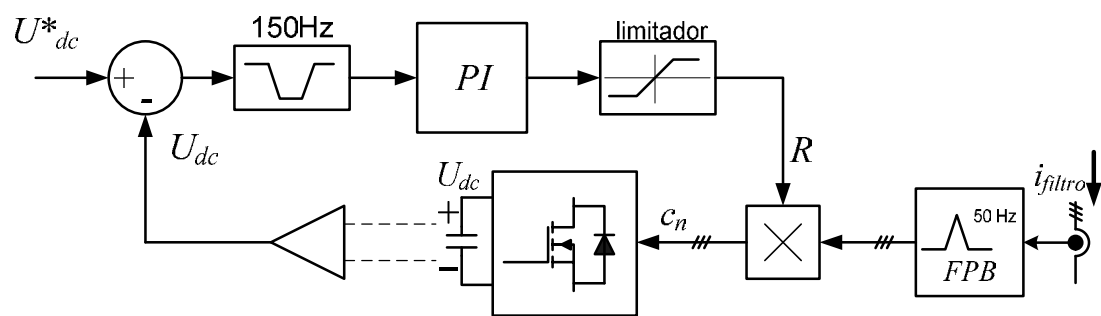


Figura 6.39 Circuito de control del bus de continua completo.

En la **Figura 6.40** se muestran las señales más representativas del bucle de control del bus de continua. Esta simulación está realizada sobre un filtro híbrido de corriente nominal 5 A, sintonizado a 300 Hz y con una corriente capacitiva de 2,5 A. La consigna del bus de continua es de 50 V y su condensador de 20 mF. Se ha

simulado la carga del bus de continua desde cero hasta alcanzar su valor nominal. Esta carga se produce durante los primeros 0,5 s de la simulación. Posteriormente, se activa el control del filtro, en el instante $t = 0,7\text{s}$, lo que provoca una perturbación en la tensión del bus que el controlador restablece rápidamente.

La señal de la **Figura 6.40(a)** es la corriente del lado de red, compuesta por la corriente de carga (constituida por una componente fundamental y diferentes armónicos) más la del filtro (principalmente reactiva). En dicha figura, se indica el momento en que se ha activado el filtrado de forma brusca para provocar una perturbación en el bus. Una vez activado el filtro, la corriente de red es casi senoidal.

Las señales de la **Figura 6.40(b)** muestran la evolución de la tensión en el bus de continua. El incremento de la tensión de 0 a 50 V es casi lineal, debido a que la corriente capacitiva que entra en el filtro es constante y que el regulador de tensión del bus de continua está proporcionando el nivel máximo de señal a su salida, es decir, el controlador se encuentra saturado. Cuando se activa la función de filtrado de armónicos, se produce una pequeña perturbación en la tensión del bus. En la **Figura 6.40(b)** también se muestra la tensión de salida del inversor. En esta simulación, se ha utilizado el modelo de inversor promediado. Por este motivo, se muestra una señal de salida continua y no una señal PWM. Durante la carga del bus de continua, el inversor genera solamente tensión de frecuencia fundamental. Una vez que el bus se ha cargado a su tensión nominal, y dado que las pérdidas son muy reducidas, el valor de R es prácticamente nulo, es decir, casi no es necesaria la acción del controlador para regular la tensión del bus. La carga del bus de continua también se podría haber realizado con el filtrado de armónicos activado. En ese caso, las tensiones generadas por el inversor contendrían armónicos. Una vez que se activa el filtrado, la tensión de salida del inversor es la suma de la tensión fundamental, para eliminar la perturbación en la tensión del bus, y las consignas necesarias para eliminar los armónicos de la carga.

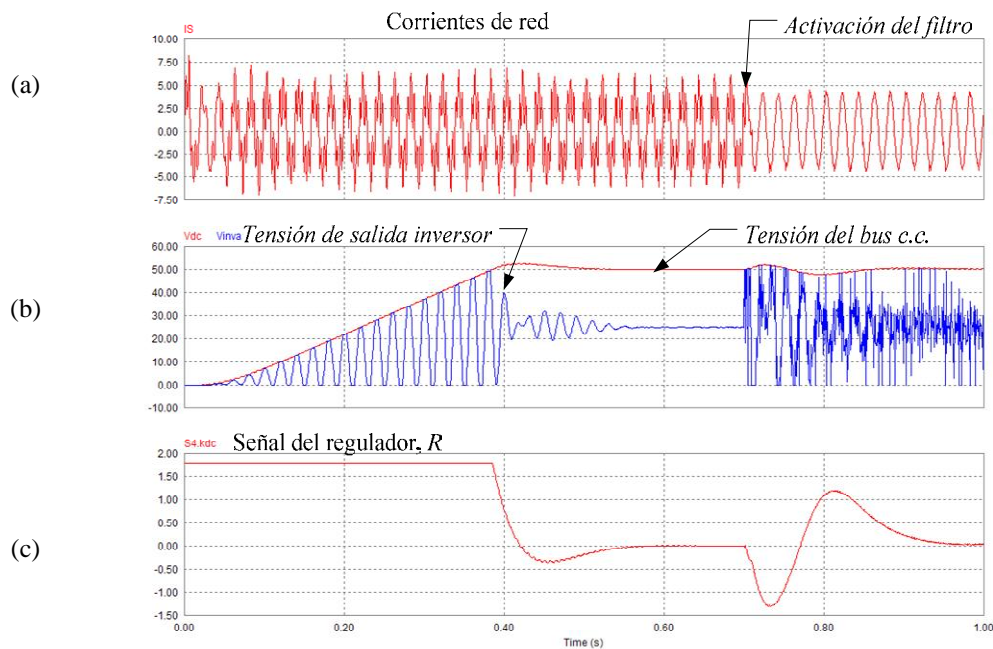


Figura 6.40 Señales para el control de la tensión del bus de continua.

En la **Figura 6.40(c)** se muestra la señal de salida del regulador, R . En esta figura se aprecia cómo el regulador está saturado durante la carga inicial del bus y cómo después experimenta variaciones suaves ante la presencia de perturbaciones.

6.5.2 Control de la corriente del filtro

En el filtro híbrido, tanto los componentes pasivos de potencia (condensadores e inductancia) como el inversor de potencia tienen una corriente eficaz máxima en régimen permanente. Estos componentes se seleccionan de una forma ajustada para una corriente máxima teniendo en cuenta factores económicos. En filtros pasivos paralelo, la limitación de corriente viene fijada por las protecciones, fusibles o magnetotérmicos. Estas protecciones son difíciles de ajustar de forma exacta. Además, en caso de disparo por sobrecarga, el filtro deja de actuar. La causa más habitual que provoca la sobrecarga de un filtro de armónicos es que la carga produzca más perturbaciones de las esperadas. También es posible que el filtro esté diseñado con varias ramas en paralelo y, en un momento determinado, no estén activas todas las ramas necesarias para cubrir los requisitos impuestos por la carga.

El objetivo básico del control en el filtro híbrido es eliminar totalmente todos los armónicos de la carga en la corriente del lado de red. Este objetivo es posible

siempre que la corriente nominal del filtro híbrido sea mayor que las corrientes perturbadoras de la carga, Pero si las corrientes perturbadoras de la carga son mayores que la corriente nominal del filtro híbrido, el algoritmo de control debe limitar la corriente absorbida. En estas condiciones, no será posible la eliminación total de los armónicos en el lado de red y el filtro sólo absorberá aquellos armónicos correspondientes a su corriente nominal.

Partiendo de la ecuación (6.3) y de la **Figura 6.4**, donde se mostraba la estructura de control del filtro híbrido por realimentación por corriente de fuente, era posible observar que la variable de control k se comportaba como una resistencia virtual situada en serie con la impedancia de red. En dicho lazo de control, la ganancia k debía ser elevada para obligar a los armónicos de la carga a fluir a través el filtro. Una forma para poder limitar la corriente circulante por el filtro híbrido es reducir el valor de esta resistencia virtual k . Por tanto, el valor de esta variable se mantendrá en el valor máximo que garantiza la estabilidad del filtro y, cuando sea necesario, se reducirá su valor para limitar la corriente que circula por el filtro.

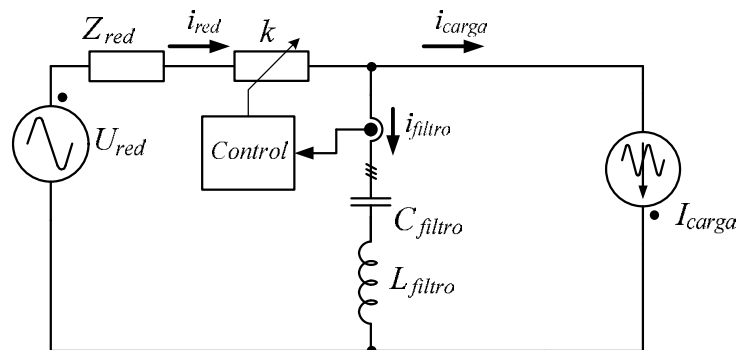


Figura 6.41 Limitación de la ganancia k del filtro híbrido.

En la **Figura 6.41** se muestra el esquema del filtro de potencia. En esta figura, el valor de k se limita en función del valor eficaz de la corriente absorbida. El valor eficaz de la corriente absorbida por el filtro se calcula por rama, para así poder limitar de forma independiente la corriente de cada una de las ramas del filtro. Para determinar el valor eficaz de la corriente absorbida se utiliza un filtro pasa-bajos aplicado sobre la señal de la corriente al cuadrado. El valor exacto de la corriente eficaz se calcula a partir de la raíz cuadrada de la señal de salida del filtro. Obviamente, en régimen transitorio, existirán errores transitorios en el cálculo del valor eficaz de la corriente que dependerán de la frecuencia de corte y del factor de amortiguamiento del filtro pasa-bajos.

En la **Figura 6.42** se muestra el bucle de control para limitar la intensidad eficaz absorbida por el filtro. La señal de referencia, I_f^* , tendrá el valor de la corriente nominal del filtro híbrido. Esta señal de referencia se compara con la lectura de valor eficaz y el error resultante se introduce en un regulador PI. Si la señal de referencia es mayor que la lectura real obtenida, la variable k tomará el valor máximo que garantiza la estabilidad del sistema. Si la corriente de carga aumenta por encima de la corriente nominal del filtro, el regulador disminuye el valor de k hasta que la corriente de filtro disminuya al valor de referencia. En su límite inferior, la ganancia k puede llegar a valer cero. Cuando k ha tomado el valor cero, el filtro híbrido está actuando como filtro pasivo, es decir, sin señal de realimentación.

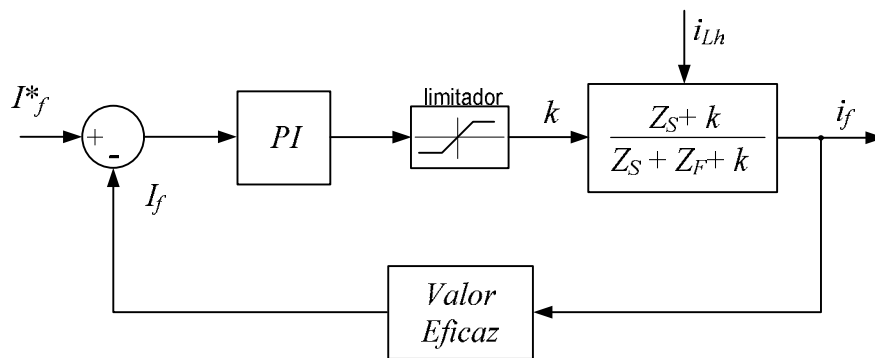


Figura 6.42 Esquema de control para limitar la corriente de filtro con k .

La relación que aparece entre la corriente armónica de carga I_{Lh} , y la corriente del filtro I_F , en función de la variable k está dada por la siguiente ecuación

$$I_F = \sqrt{\sum_{h>1}^{\infty} \left(I_{Lh} \frac{(Z_S + k)}{(Z_S + k) + Z_F} \right)^2 + \left(\frac{U_S}{Z_S + Z_F} \right)^2}. \quad (6.37)$$

Esta ecuación muestra las dos componentes en la corriente del filtro. La primera componente proviene de la corriente de carga y resulta de un divisor de corriente que depende del valor de la variable k . Este divisor de corriente es diferente para cada armónico de la carga. La disminución de k producirá una disminución en la corriente total resultante. La segunda componente de la ecuación (6.37) es la corriente de frecuencia fundamental que se absorbe de la red. Sobre esta componente, no se puede realizar ninguna acción y permanece constante durante el proceso de limitación de la corriente del filtro.

En el caso que el filtro se conecte a una red débil, es decir, una red de alta impedancia en comparación con las cargas conectadas, se puede dar el caso que la

regulación anterior no sea suficientemente efectiva. Según la ecuación (6.37), si el valor de k es cero, pero la impedancia de red es alta, la corriente total resultante por el filtro puede ser mayor que la nominal. En ese caso, la acción a tomar para limitar la corriente absorbida por el filtro consiste en aumentar la resistencia que la rama de filtrado presenta a los armónicos.

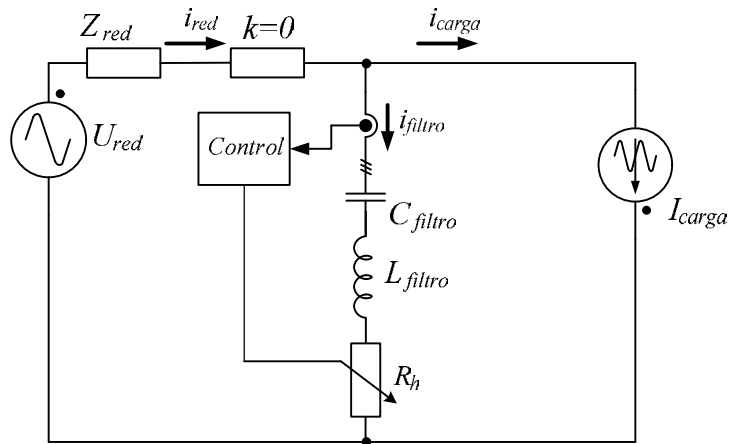


Figura 6.43 Estructura para limitar la corriente de filtro con R_h .

En la **Figura 6.43**, se muestra la estructura de control que permite limitar la corriente del filtro mediante la regulación de una resistencia virtual R_h que aparece en cada rama del filtro. Esta resistencia virtual ya se utilizó anteriormente para controlar la tensión del bus de continua. En esa ocasión, esta resistencia sólo afectaba a la corriente fundamental. Ahora sin embargo, la resistencia afectará a todos los armónicos que atraviesen el filtro. La implementación de esta resistencia virtual se realiza según muestra el esquema de la **Figura 6.37**, es decir, generando una tensión en el inversor que sea proporcional a la corriente armónica que lo atraviesa. Los efectos de la resistencia insertada en el lado de red mediante la ganancia k y de la resistencia R_h insertada en la rama del filtro son incompatibles entre sí. Es decir, no se puede tener simultáneamente una resistencia k en el lado de red, que obligue a los armónicos a pasar por el filtro, y una resistencia R_h en la rama de filtrado, que obligue a los armónicos a ir hacia red. Por tanto, el sistema de control por R_h sólo se activa si k ha tomado valor cero. Y el sistema de control de k se activará cuando, una vez que desaparezca la sobrecarga, el valor de R_h sea otra vez cero.

El bucle de control resultante para limitar la corriente absorbida por el filtro se muestra en la **Figura 6.44**. El limitador establece los valores máximos y mínimos de

R_h . El mínimo es cero y el valor máximo debe ser elegido de forma que no se sature el inversor a la vez que se garantiza la estabilidad del bucle de control.

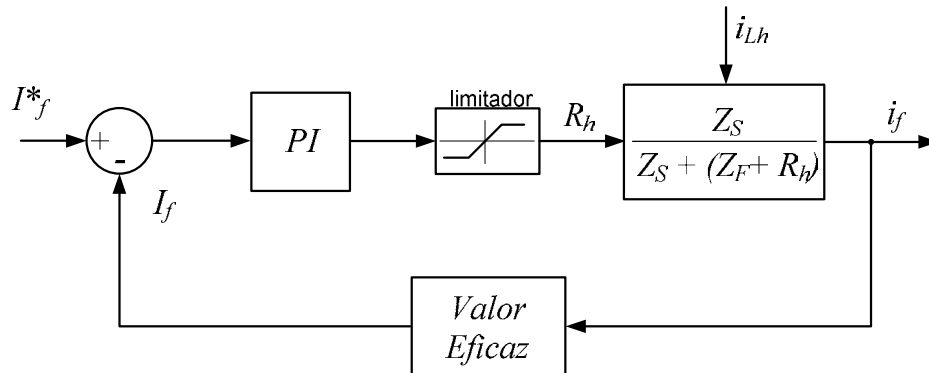


Figura 6.44 Esquema de control para limitar la corriente de filtro con R_h .

La relación que aparece entre la corriente armónica de carga I_{Lh} , y la corriente del filtro I_F , en función de la variable R_h viene dada por la siguiente ecuación:

$$I_F = \sqrt{\sum_{h>1}^{\infty} \left(I_{Lh} \frac{Z_S}{Z_S + (Z_F + R_h)} \right)^2 + \left(\frac{U_S}{Z_S + Z_F} \right)^2}. \quad (6.38)$$

El primer término de la ecuación (6.38) deriva de la corriente de carga. En este término, un aumento de R_h produce una disminución en la corriente total absorbida por el filtro. En el límite, cuando R_h tendiese a infinito, la corriente armónica de filtro tendería a cero. Cuando R_h vale cero, el filtro híbrido se comporta como un filtro pasivo. El segundo término de la ecuación (6.38) es la componente de corriente de frecuencia fundamental que se absorbe de red, que permanece constante durante el proceso de limitación de la corriente del filtro.

La **Figura 6.45** muestra las señales más relevantes durante el proceso de limitación de corriente del filtro. Para esta simulación, se ha elegido un ejemplo en el que secuencialmente entran en acción las dos etapas del limitador. El filtro híbrido del ejemplo tiene una corriente nominal de 5 A y está conectado a una red que alimenta una carga de 8 A con un THD del 43 %. Durante los primeros 0,3 s, la corriente del filtro es solo el 80 % de la nominal, la ganancia k del filtro toma su valor máximo y se consigue casi una eliminación total de los armónicos en el lado de red. En el instante $t=0,3$ s, se produce un aumento de la corriente de carga del 50 %, con la misma distorsión. El filtro intenta compensar todos los armónicos de red y la

corriente eficaz del filtro sube hasta el 110 % de la nominal. En ese momento, el regulador empieza a disminuir el valor de k , hasta un valor en torno a 1, para el que la corriente del filtro pasa a ser exactamente la nominal. En el instante $t=0,7$ s, la carga distorsionante crece otro 50 %. La disminución hasta cero de k no reduce lo suficiente la corriente del filtro y empieza a actuar la regulación de R_h . El regulador establece un valor de R_h para el cual la corriente de filtro vuelve a ser la nominal. Mediante estos mecanismos de limitación, el aprovechamiento del filtro es siempre máximo, pues este siempre absorbe la máxima corriente armónica.

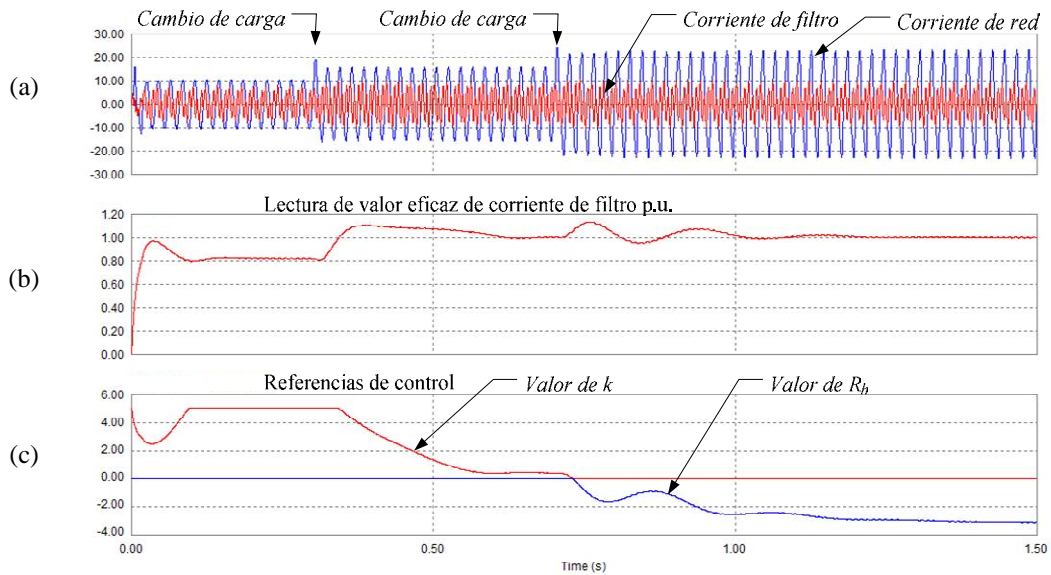


Figura 6.45 Respuesta del control a una sobrecarga del filtro.

En la **Figura 6.46**, se presentan con mayor claridad las corrientes de red, carga y filtro para los tres estados posibles de limitación de corriente de filtro del ejemplo anterior. En la **Figura 6.46(a)**, la protección contra sobrecorriente del filtro no ha empezado a actuar. En esas condiciones, el filtro actúa perfectamente, con una distorsión en el lado de red que apenas es apreciable. La **Figura 6.46(b)** presenta el caso en que ha sido necesario reducir k para reducir la corriente absorbida por el filtro a su valor nominal. En este caso, el filtro sigue absorbiendo armónicos, pero no en cantidad suficiente para obtener una onda senoidal pura en el lado de red. La distorsión armónica resultante es del 5,8 %. En la **Figura 6.46(c)**, la corriente de carga ha aumentado más y ha entrado en acción la limitación de corriente por R_h . La corriente de filtro es idéntica en amplitud y forma que el caso anterior, es decir, se

están absorbiendo la misma cantidad de armónicos. En este caso, la distorsión resultante en la red ha subido hasta el 21 %.

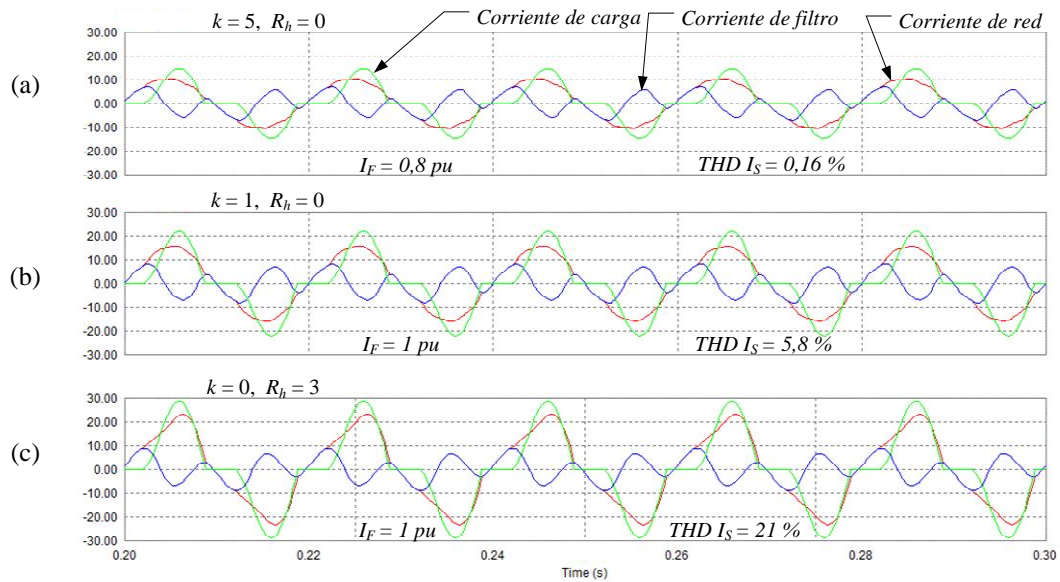


Figura 6.46 Efecto de la limitación de la corriente de filtro.

Si la corriente absorbida por el filtro disminuye por debajo de su valor nominal, el filtro comenzará a filtrar con sus máximas prestaciones, es decir, reduciendo R_h hasta cero y aumentando k hasta su valor máximo. Este lazo de control es independiente de las posibles protecciones contra corrientes máxima instantánea que puedan existir en el inversor. Se supone que este valor máximo está por encima del producto de valor eficaz de corriente por el factor de forma de la misma. En el caso de que este lazo de control presentado anteriormente alcance el valor máximo de R_h sin que se limite adecuadamente el valor de la corriente de filtro, el control general del sistema debería desconectar el filtro de la red. Este último caso es extremo y sólo se daría en circunstancias de sobrecarga armónica muy importante cuando se trabajase en una red de muy alta impedancia.

6.6 Conclusiones

En este Capítulo se ha estudiado el control del filtro híbrido, partiendo de la estrategia a elegir hasta llegar los controles auxiliares necesarios para la protección del filtro. Las conclusiones más importantes extraídas en este Capítulo son:

- i)* Existen tres estrategias de control posibles para el elemento activo del filtro híbrido, que son: realimentación de la corriente de red, realimentación de la corriente de carga o realimentación de la tensión del punto de acoplamiento. De estas estrategias, la basada en la realimentación por corriente de red es la que presenta más ventajas en el filtrado.
- ii)* La estrategia de control por realimentación por corriente de red puede presentar problemas de estabilidad. Estos problemas de estabilidad aparecen cuando se considera el retardo introducido por el lazo de realimentación. Para evitar este problema, se ha determinado analíticamente la ganancia máxima que puede tener el lazo de control en cada caso.
- iii)* Se han presentado los controladores en coordenadas giratorias y sus controladores resonantes equivalentes. Este tipo de controladores permiten un control selectivo de armónicos en los filtros de potencia.
- iv)* Se han introducido los controladores resonantes en el filtro híbrido para regular las frecuencias específicas a filtrar. Con ello, se ha conseguido una mejora en el grado de filtrado y se ha podido hacer un filtrado selectivo de armónicos.
- v)* Se ha aprovechado el hecho de que el controlador resonante pueda introducir un desfase adicional para conseguir dos objetivos específicos, que son: mejorar la estabilidad del sistema, sobretodo para armónicos altos, y conseguir una mayor eficacia del filtrado cuando las ganancias del lazo de control son reducidas.
- vi)* Se ha propuesto un sistema de control de la tensión del bus de continua basado en la implementación de una resistencia virtual para corriente fundamental que circula por el filtro, consiguiéndose los mismos resultados que en el típico control de la tensión del bus sobre ejes giratorios dq .

vii) Se ha propuesto una estrategia de control de la ganancia del lazo de control para poder limitar la corriente máxima que absorbe el filtro. Esta estrategia se complementa en casos extremos con una resistencia virtual para corrientes armónicas, en serie con el circuito resonante LC.

7 Simulaciones de filtros híbridos

En este Capítulo, se van a presentar una serie de simulaciones de filtros híbridos con la intención de comprobar su buen funcionamiento en concordancia con los desarrollos teóricos presentados en capítulos anteriores. Estas simulaciones permiten también estudiar la respuesta del filtro en condiciones de especial interés. En el presente Capítulo, también se presentan simulaciones de diferentes topologías de filtros híbridos, las cuales se han considerado interesantes para aplicaciones particulares. En estas topologías, tanto el principio de funcionamiento como la etapa de control se corresponden con los desarrollos teóricos de capítulos anteriores. El software utilizado en la fase de simulación ha sido PSIM de *Powersim Inc.*

El Capítulo está dividido en dos partes. La primera parte está basada en simulaciones del mismo filtro de cuatro ramas que se desarrolla en la fase experimental. Sobre este filtro, para comprobar su funcionamiento en condiciones genéricas de un entorno industrial o condiciones de trabajo en paralelo con otros filtros, se han realizado muchos más ensayos y medidas que en la fase experimental. En la segunda parte del Capítulo, se presentan algunas de las posibles variantes del filtro híbrido, manteniendo una estructura de control común y resaltando las posibles diferencias respecto al modelo de filtro estudiado en la primera parte del Capítulo.

7.1 Ensayos del filtro híbrido de cuatro hilos

El filtro simulado en este apartado es un filtro de cuatro hilos, con inversor de tres ramas con conexión asimétrica de neutro y circuito pasivo de doble sintonización. El filtro tiene una corriente nominal de 5 A, y está diseñado para absorber el 3°, 5°, 7°, 11° y 13° armónico. El esquema de conjunto se muestra en la **Figura 4.36**.

Para poder comparar los resultados de la simulación con los obtenidos experimentalmente, se ha modelado todo el entorno del inversor experimental (red, carga, inversor y filtro pasivo). El sistema de control del filtro en las simulaciones es más sofisticado que el programado en el filtro utilizado en la fase experimental, pero con una estructura básica similar.

A no ser que se indique lo contrario, el modelo de red estará formado por una fuente de tensión ideal trifásica (400 V de tensión de línea y 50 Hz), sin armónicos y de secuencia directa. A esta fuente, se le ha añadido una impedancia en serie por fase que varía en función de la potencia de la fuente. La parte resistiva de esta

impedancia se ha tomado del 1,5 % de la impedancia nominal y la parte reactiva del 6,25 %. La selección de estos valores de impedancia se ha hecho suponiendo que la impedancia de red está principalmente determinada por la potencia del transformador de alimentación y por los cables de interconexión. Durante la simulación, se han utilizado dos potencias de red, una red de 10 kVA (red débil) y otra de 100 kVA (red fuerte).

La carga distorsionante esta formada por rectificadores monofásicos conectados entre fase y neutro. En la parte de continua de cada rectificador, existe un filtro LC para reducir el rizado. La inductancia tiene un valor de 50 mH y el condensador de 48 μ F. La carga de cada rectificador es una resistencia de 92 Ω , lo que resulta una potencia activa total en carga de 2,5 kW. Este tipo de cargas producen principalmente 3°, 5° y 7° armónico. El tercer armónico, que es homopolar, multiplica por tres su amplitud en el conductor de neutro. Cuando la carga necesaria en las simulaciones ha sido mayor, se han conectado más unidades de estos rectificadores.

Los elementos pasivos de potencia utilizados son un circuito resonante trifásico LC, más una inductancia para la conexión a neutro. El circuito resonante LC está formado por tres ramas, una por fase, con un condensador de 33,5 μ F y una bobina de 8,5 mH, que tiene una resistencia interna de 0,24 Ω . La inductancia de neutro es idéntica a las de fase, de 8,5 mH. Con este circuito, se consigue una frecuencia de resonancia a secuencia directa de 300 Hz (el 6° armónico) y una frecuencia de resonancia a componentes homopolares de 150 Hz (el 3^{er} armónico).

Se han utilizado dos modelos de inversor en las simulaciones, esto es, un modelo conmutado y un modelo promediado, como el descrito en el Capítulo 5. El modelo conmutado es un inversor estándar de tres ramas que exteriormente tiene conectado el terminal negativo del bus de continua al conductor de neutro. Los semiconductores son ideales a nivel de pérdidas y tiempos de conmutación y, por tanto, el modelo tampoco incluye tiempos muertos en la conmutación. El control de cada rama es independiente y se basa en un control PWM estándar, es decir, se basa en la comparación entre una portadora triangular a la frecuencia de conmutación y la señal moduladora de control. La frecuencia de conmutación es de 10 kHz y la amplitud máxima de la señal de control es de ± 1 V. Este modelo añade el retardo característico de un inversor, el cual es debido al muestreo de la señal moduladora de control en cada periodo de conmutación. Este modelo conmutado sólo se ha

utilizado en las primeras simulaciones de este Capítulo. En los demás casos, se ha utilizado el modelo promediado, el cual es mucho más rápido.

El modelo de inversor promediado se presentó en el Capítulo 5 de esta Tesis. Este modelo está formado por fuentes de tensión controladas en el lado de alterna y fuentes de corriente controladas en el lado de continua. Por compatibilidad, las señales de control de este inversor son también de ± 1 V. Este modelo no incluye ningún retardo y no contempla la frecuencia de conmutación del inversor. La tensión de salida en el lado de alterna está únicamente constituida por la componente de baja frecuencia que suministraría el inversor conmutado descrito anteriormente.

El control de este inversor se explicó en el Capítulo 6 de esta Tesis. A no ser que se indique lo contrario, se supondrá que todos los controladores y sistemas auxiliares estarán activados. El control está implementado en valor unitario, es decir, sus variables de entrada de tensión y corriente se dividen por la tensión y corriente nominal, respectivamente. Cuando se trabaje con un filtro híbrido de una potencia diferente a la indicada en estas simulaciones, bastará con cambiar estos parámetros nominales en la etapa de control. El sistema de control se basa en la lectura de tres señales de corriente de red, tres señales de corriente en las ramas del inversor y la señal de tensión del bus de continua.

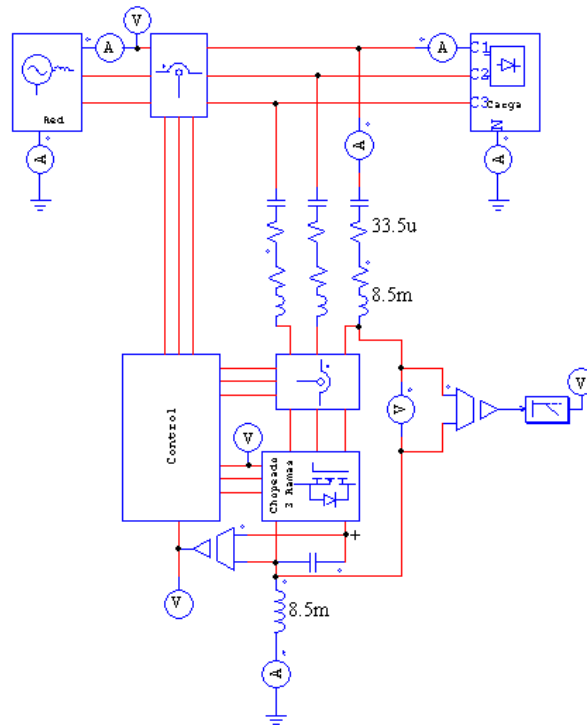


Figura 7.1 Esquema básico de simulaciones del filtro con PSIM.

En la **Figura 7.2**, se muestran las señales más representativas del funcionamiento del filtro en régimen permanente. En la **Figura 7.2(a)**, se muestra (para una fase) la corriente de la carga (con distorsión armónica), la corriente que absorbe el filtro y la corriente de red (casi sin armónicos). En la **Figura 7.2(b)**, se muestra la corriente del conductor de neutro aguas arriba y abajo del filtro, así como la corriente que absorbe el filtro del conductor de neutro. En esta figura se aprecia cómo en el neutro había una elevada proporción de tercer armónico, la cual ha desaparecido por completo en el lado de red, quedando sólo componentes de 9° y 15° armónico, las cuales no pueden ser eliminadas por este diseño de filtro. En la **Figura 7.2(c)**, se muestra la tensión de salida de una de las fases del inversor. Esta tensión consiste en una señal modulada en anchura de pulsos que varía entre 0 y 50 V, ésta última es la tensión del bus de continua. En la **Figura 7.2(c)**, además de esta señal modulada, que aporta poca información, se ha incluido superpuesta la misma señal de tensión filtrada con un filtro pasa bajos de segundo orden (ganancia unidad y frecuencia de corte 1000 Hz). Esta señal filtrada permite visualizar la tensión que está suministrando el inversor para compensar los armónicos. El efecto de la frecuencia de conmutación en las corrientes inyectadas por el filtro es inapreciable, lo que sugiere el uso del modelo promediado, el cual permite simulaciones más rápidas.

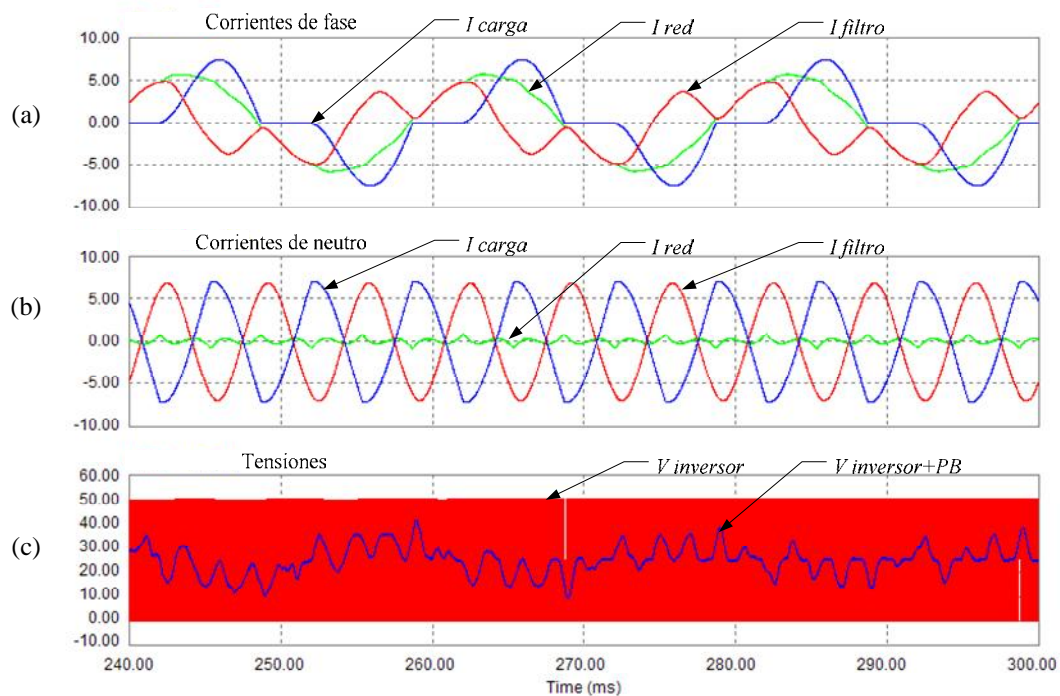


Figura 7.2 Tensiones y corrientes del filtro híbrido de cuatro hilos.

En la **Figura 7.3**, se muestra el efecto de la activación del control del filtro híbrido descrito anteriormente. Para esta simulación, se ha utilizado el modelo promediado del inversor. En el resto de simulaciones de este Capítulo, también se utilizará el modelo promediado. Hasta $t=0,35$ s, el filtro híbrido estaba trabajando con el control desactivado, es decir, se comportaba como un filtro pasivo. En estas condiciones, se puede observar que la corriente de neutro se reduce bastante, pues el filtro está sintonizado a la frecuencia de dicho armónico (150 Hz). En las corrientes de fase, la absorción de armónicos es muy pequeña y además aparece una resonancia parcial entre la impedancia de red y el filtro pasivo. Una vez que se activa el control del filtro híbrido, la reducción de armónicos en las corrientes de fase y de neutro es apreciable en 50 ms. No obstante, el sistema se no estabiliza hasta pasados unos 200 ms desde la activación del control. Al igual que en la **Figura 7.2**, la eliminación de armónicos en las corrientes de fase es casi total y queda un residuo de 9º armónico en la corriente de neutro. Las tensiones de inversor mostradas no tienen componente de frecuencia de conmutación y, salvo saturaciones, siguen perfectamente la señal de control impuesta por el controlador. En la **Figura 7.3(d)**, aparece la evolución del THD de la carga y de la corriente de red. En este ensayo, la red era una red débil de 10 kVA de potencia.

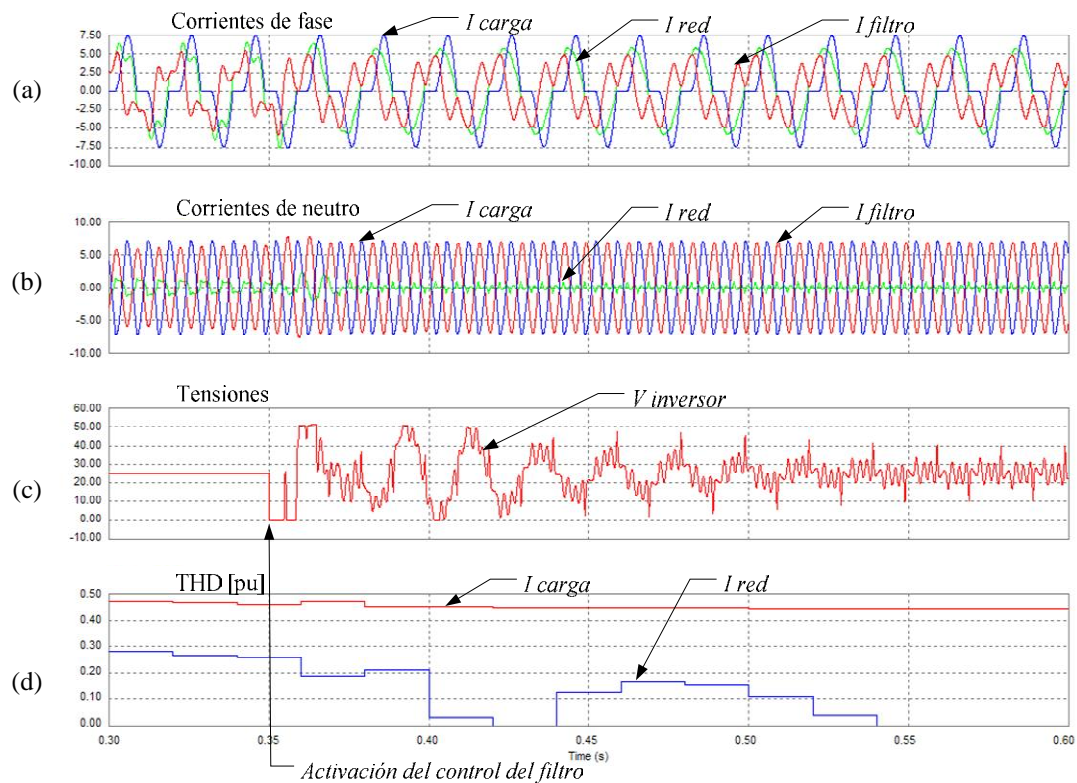


Figura 7.3 Conexión del filtro sobre una red débil.

La **Figura 7.4** muestra el transitorio de conexión del lazo de control del filtro, pero considerando esta vez una red fuerte de 100 kVA. En este caso, la corriente de neutro antes de conectar el control está solo filtrada al 50 %. Esto se debe a que, al ser la impedancia del lado de red mucho más pequeña, el divisor de corriente que forma el filtro pasivo absorbe menos corriente. Además, al haber cambiado la impedancia de red, ya no se produce la resonancia entre esta impedancia y el filtro pasivo. Una vez que se activa el filtro, con independencia de la variación en impedancia de red, los resultados son casi idénticos a los mostrados en la **Figura 7.3**, es decir, se consigue una reducción total de armónicos en las corrientes de fase y casi total en el neutro, con un transitorio de la misma duración. Por tanto, el sistema de control del filtro híbrido consigue una característica de filtrado que es independiente de la impedancia de red. Teóricamente, se podrían llegar a obtener los mismos buenos resultados en una red de impedancia cero.

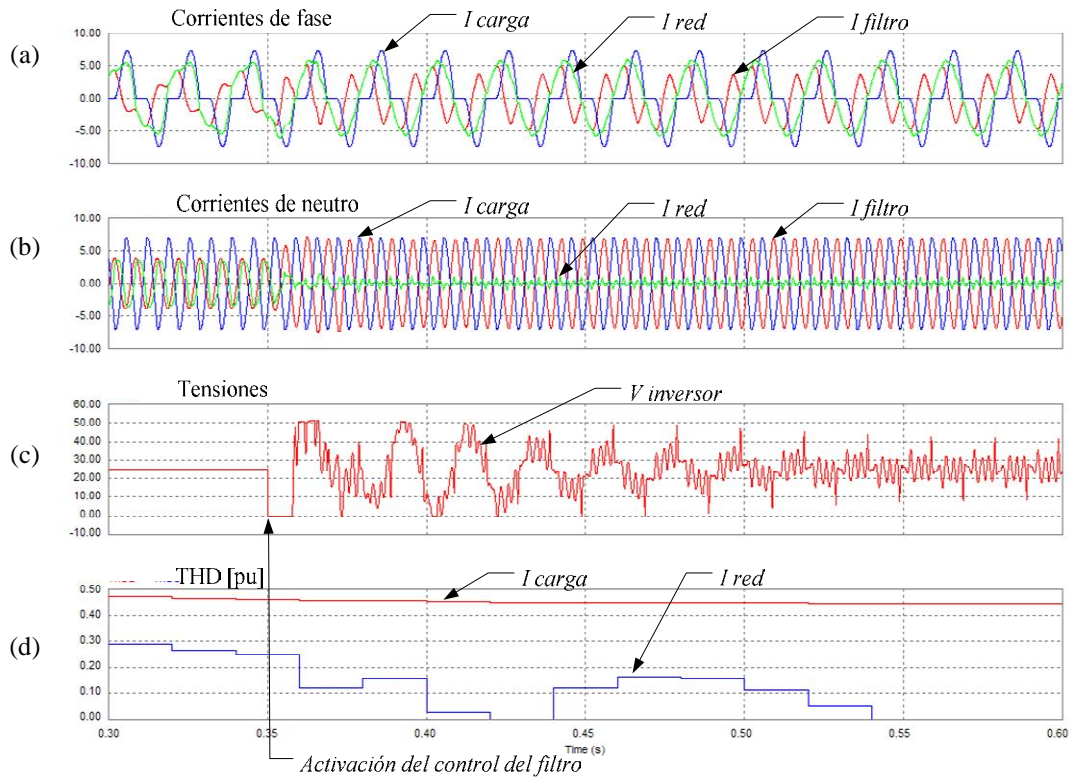


Figura 7.4 Conexión del filtro sobre una red fuerte.

En la **Figura 7.5** se muestra el transitorio inicial de conexión del filtro a la red y la carga del bus de continua a partir de las corrientes de frecuencia fundamental que circulan por el mismo. En esta simulación, la conexión brusca del filtro a la red y la activación del control de armónicos son simultáneas. En el momento de la conexión del filtro, aparece una corriente transitoria circulante por el circuito resonante LC, a la frecuencia de resonancia del mismo, que se atenúa rápidamente. Como la corriente de frecuencia fundamental que circula por el filtro es casi constante, la carga del bus de continua es lineal y, por tanto, el tiempo de carga sólo depende del valor de los condensadores del circuito resonante LC y del valor del condensador del bus de continua. El filtro híbrido actúa de una forma activa sobre los armónicos de corriente desde el momento de la conexión, no obstante, durante el periodo en que la tensión del bus de continua no es la nominal, las prestaciones del filtro híbrido están mermadas y su capacidad de filtrado es reducida. En $t=0,7$ s, la tensión del bus de continua alcanza su valor nominal y el filtrado de armónicos se corresponde con los casos de régimen permanente mostrados anteriormente.

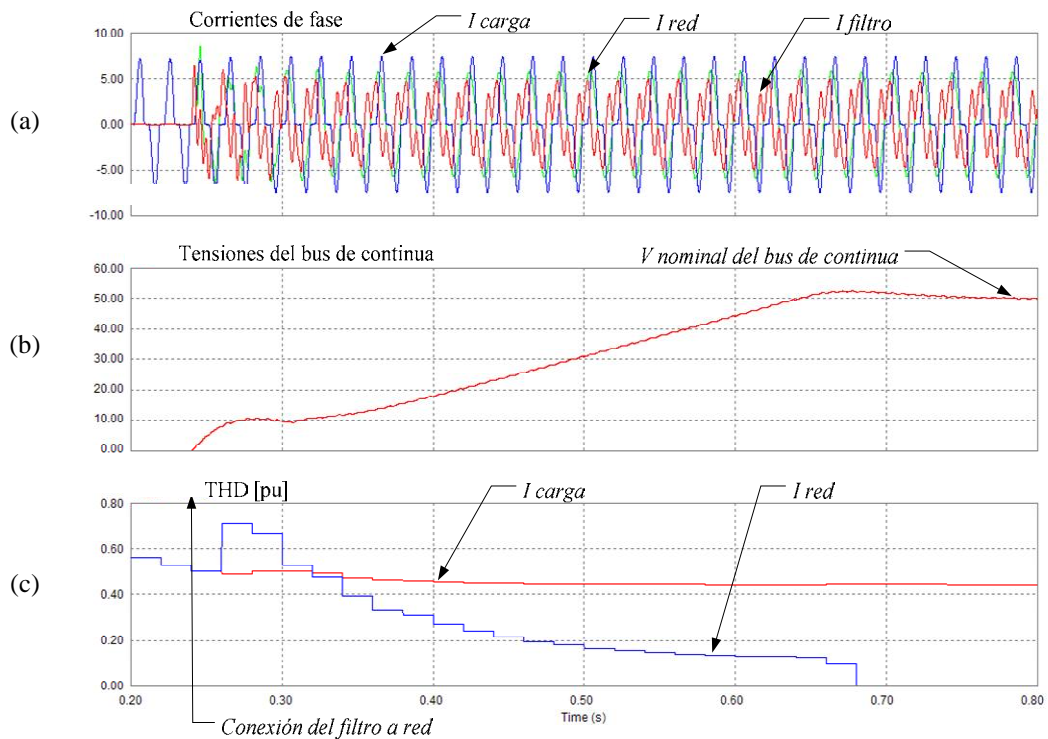


Figura 7.5 Conexión del filtro y carga del bus de continua.

La **Figura 7.6** reincide en el fenómeno de conexión del filtro y carga del bus de continua. En esta simulación, para visualizar mejor dicho fenómeno, se ha separado el control de tensión del bus de continua de la activación del control de armónicos. El filtro se conecta en $t = 0,25$ s. Se produce el transitorio de conexión y el bus se empieza a cargar. El filtro se ha sincronizado con la corriente de frecuencia fundamental que circula por él y el inversor genera una tensión con la misma frecuencia y fase que dicha corriente, ver **Figura 7.6(b)**. En ese periodo, el inversor está absorbiendo potencia activa de red para cargar su bus de continua. En $t = 0,65$ s, una vez que el bus ha alcanzado su tensión nominal (50 V), la tensión de frecuencia fundamental del inversor disminuye. En este momento, el filtro está actuando como un filtro pasivo y por eso, sólo hay una reducción parcial de los armónicos en el lado de fuente. En $t = 0,7$ s, se activa el control de armónicos, lo que provoca una pequeña perturbación en la tensión del bus de continua, ya que cambian las corrientes circulantes por el filtro. Después de 200 ms, el sistema se ha estabilizado y los armónicos se han eliminado completamente en el lado de fuente.

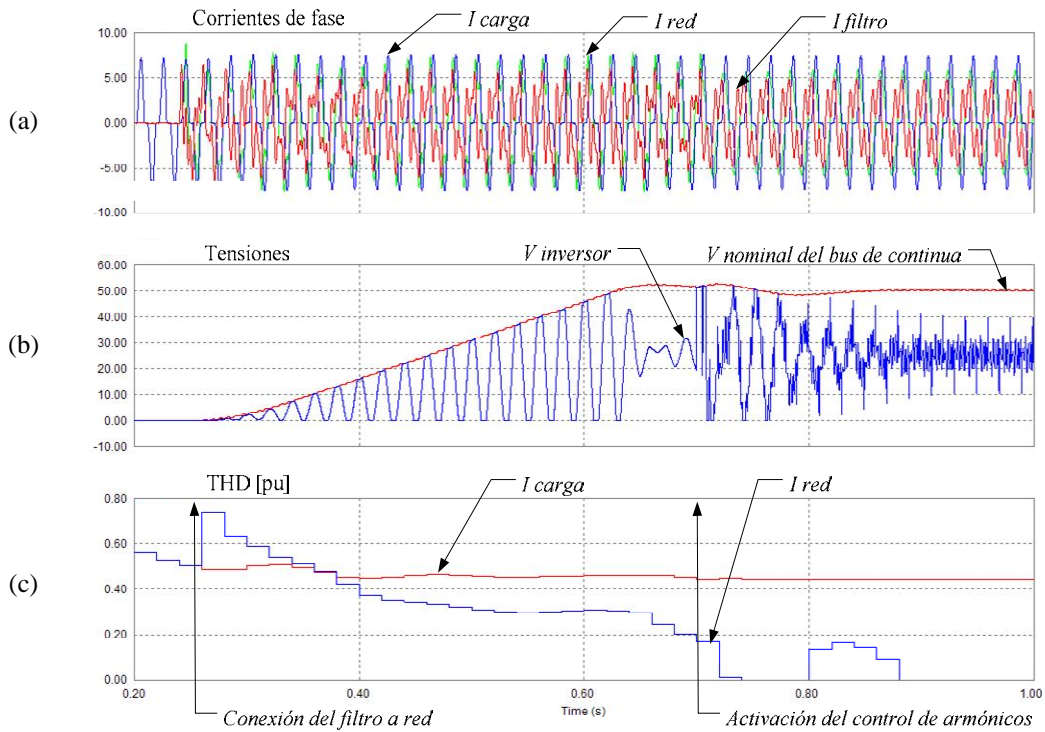


Figura 7.6 Conexión del filtro, carga de bus y activación del filtrado activo.

La **Figura 7.7** muestra el transitorio experimentado por el filtro ante la conexión de una nueva carga distorsionante. En este caso, las cargas sólo tienen una potencia de 1,8 kW cada una, pero mantienen la misma estructura de las descritas al principio de este apartado. En esta simulación, se ha reducido la carga para que, cuando estén las dos cargas conectadas el filtro, no se supere su intensidad nominal. Hasta el instante $t = 0,45$ s, el filtro está trabajando con una sola carga en régimen permanente. En dicho instante, se conecta la segunda carga idéntica. La distorsión en la corriente del lado de red dura apenas 20 ms, tanto en fase como en neutro. El retardo en la reducción de la tasa de distorsión armónica en la **Figura 7.7(c)** no es debido a la respuesta del filtro híbrido, sino al sistema de medida de la misma, el cual incorpora un filtro pasa bajos. Esta simulación muestra como el filtro híbrido se ha adaptado perfectamente, y en un tiempo mínimo, al cambio de carga.

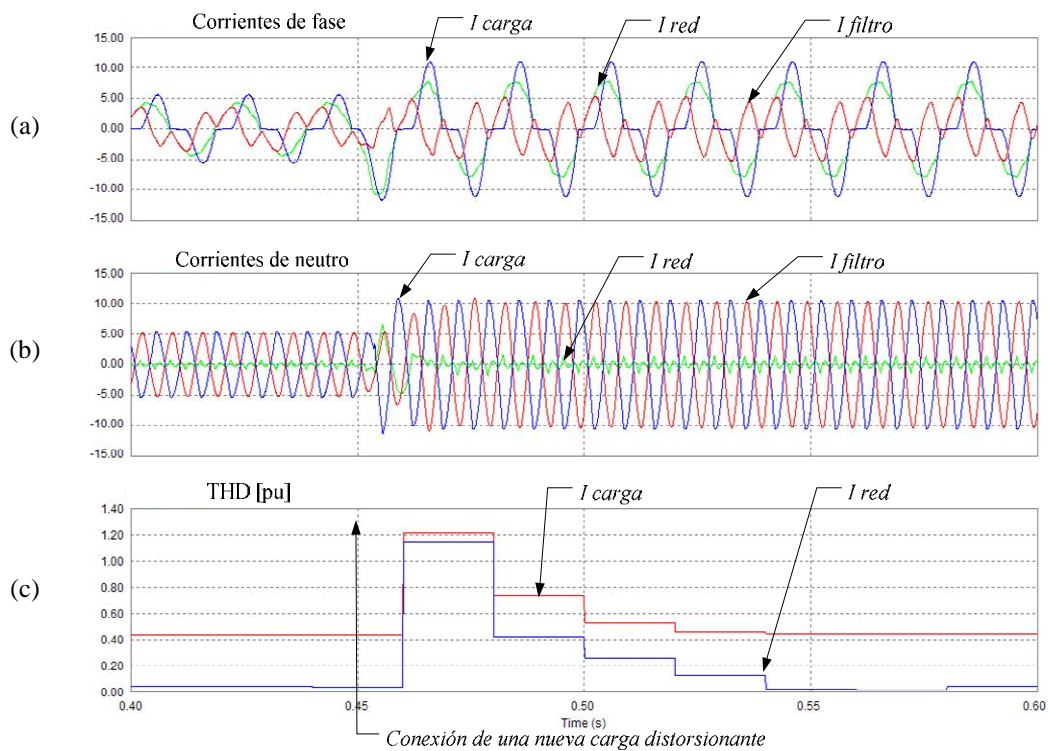


Figura 7.7 Conexión de una nueva carga distorsionante.

Otro posible test para el filtro es el mostrado en la **Figura 7.8**. En este caso, inicialmente existía una carga previa no distorsionante. En estas condiciones, el filtro sólo absorbe la corriente reactiva especificada por la batería de condensadores del circuito resonante LC. En esta situación, el control del filtro garantiza que no se produzcan resonancias entre otros elementos de la red y el circuito resonante LC. Sin la activación del control, el circuito resonante LC absorbería una cierta corriente armónica resultante de la resonancia con la inductancia de red. En este caso, la carga es inductiva y la acción del filtro reduce la magnitud de la corriente en el lado de red.

En $t = 0,4$ s, se conecta la carga distorsionante y, tras un pequeño transitorio, la corriente de red se encuentra prácticamente libre de armónicos, tanto en las fases como en el neutro.

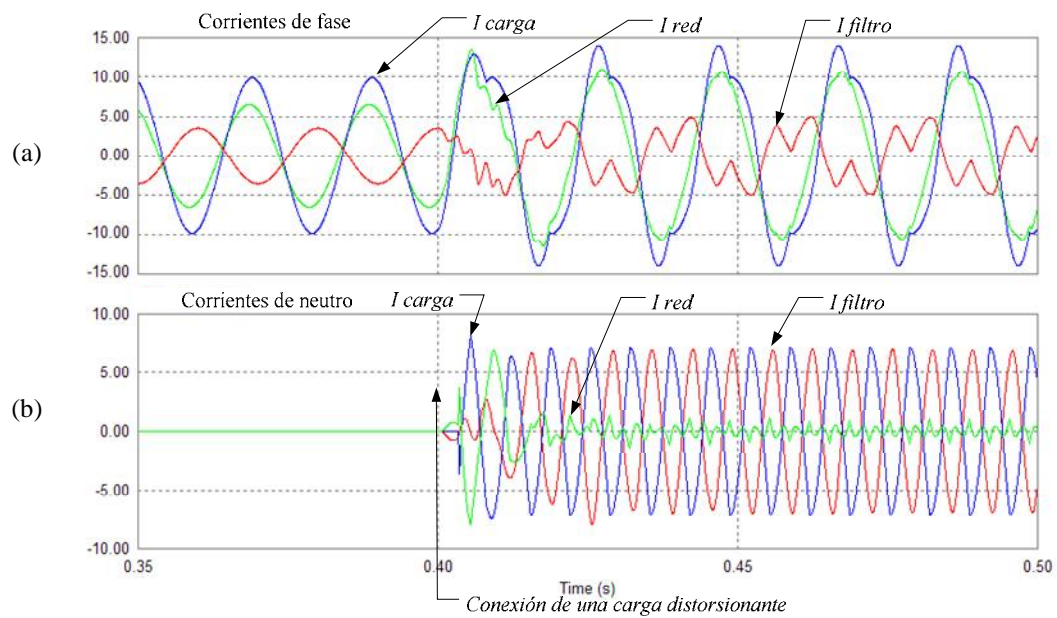


Figura 7.8 Conexión de una carga distorsionante.

Cuando los filtros híbridos se aplican a instalaciones eléctricas reales, es posible que haya que instalar más de un filtro sobre el conjunto de la instalación y que, por necesidades de instalación, estos filtros puedan quedar distribuidos a lo largo de una línea eléctrica. Según la **Figura 7.9**, si los dos filtros distribuidos a lo largo de una línea son totalmente independientes (tanto en medida, como en control y elementos de potencia), el filtro de aguas abajo debería absorber todos los armónicos existentes en su punto de acople. El filtro de aguas arriba de la instalación, sólo debería filtrar aquellos armónicos que no pudieron ser cancelados por el filtro de aguas abajo (debido a la saturación del mismo) o los armónicos debidos a las cargas intermedias conectadas entre ambos filtros.

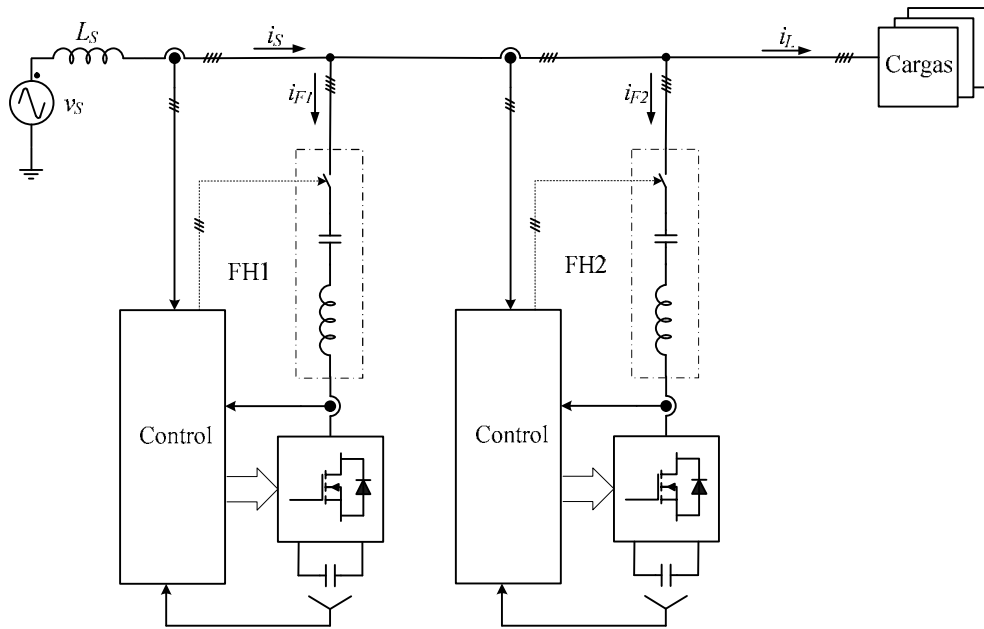


Figura 7.9 Esquema de conexión de dos filtro híbridos independientes en serie.

En la **Figura 7.10** se muestra el caso de una transición de filtrado entre dos filtros conectados a una misma línea eléctrica. El ‘filtro 1’ está conectado más cerca de la alimentación de la línea, mientras que el ‘filtro 2’ está conectado más cerca del punto de conexión de la carga. La carga distorsionante del sistema es única y está situada aguas abajo de los puntos de conexión de ambos filtros, es decir, en la terminación de la línea. Hasta el instante $t = 0,4$ s, sólo el filtro 1 estaba conectado a la línea, el cual filtraba correctamente los armónicos. En $t = 0,4$ s, se conecta el filtro 2. En ese instante se produce el transitorio de conexión del filtro y la transferencia de los armónicos del filtro 1 al filtro 2. En poco más de 100 ms, el filtro 2 es el que absorbe los armónicos de la carga y el filtro 1 sólo absorbe corriente reactiva, más una mínima corriente distorsionante, pues en su punto de medida de corriente no detecta apenas armónicos.

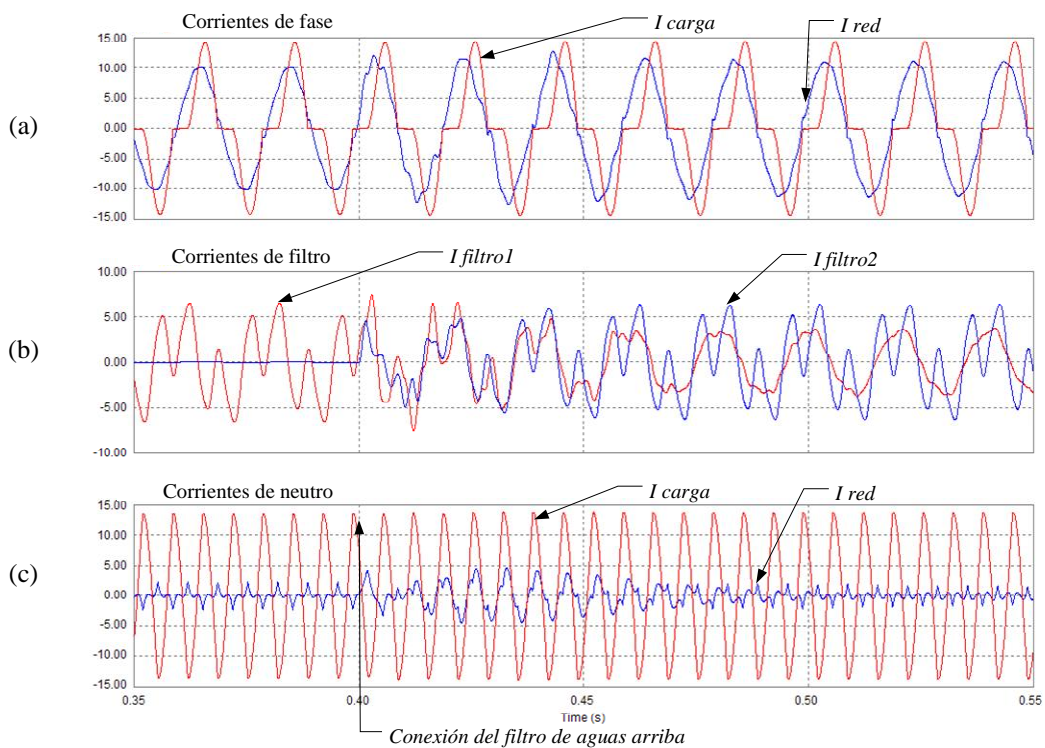


Figura 7.10 Señales de la conexión de filtros híbridos independientes en serie.

Si el nivel de armónicos en un punto de la instalación eléctrica es elevado y se considera necesario instalar más de un filtro en dicho punto hasta completar la potencia total deseada, la forma más adecuada de realizar dicha conexión de filtros en paralelo sería la mostrada en la **Figura 7.11**. En este caso, todos los filtros instalados en paralelo comparten un único punto de medida de la corriente de red. Esto minimizará los problemas de instalación de los filtros en los embarrados de la red, a la vez que garantiza que a todas las etapas de control les llega la misma señal de sensado. Al tener la misma señal de sensado, los filtros se reparten la corriente armónica a eliminar de forma proporcional. Este reparto contrasta con el mostrado en el caso anterior, donde existían sensados independientes. En ese caso, el filtro que sensaba la corriente más cerca de la carga era el principal responsable de la cancelación de los armónicos de dicha carga. En el caso de utilizar una única señal de sensado para todos los filtros conectados en paralelo, dichos filtros deben tener la misma ganancia k para que se repartan las corrientes armónicas de forma proporcional a sus potencia nominal.

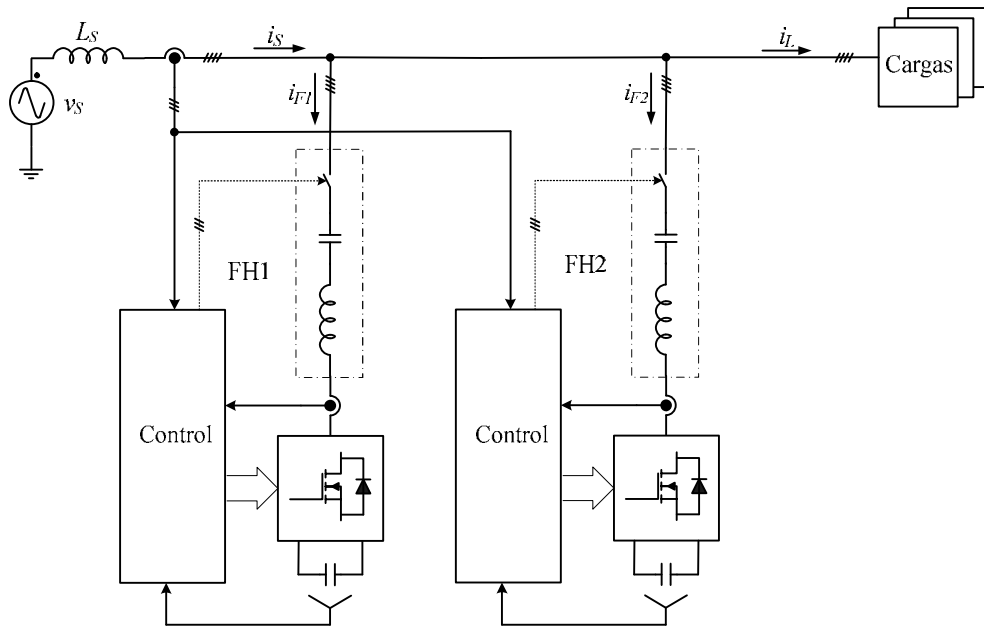


Figura 7.11 Esquema de conexión de dos filtro híbridos en paralelo.

En la **Figura 7.12** se muestra las señales más representativas del funcionamiento en paralelo de dos filtros híbridos de la misma potencia conectados según el esquema de la **Figura 7.11**. Para hacer más útil esta simulación, se ha capturado el transitorio que se produce cuando el sistema pasa de funcionar con un único filtro (el segundo está inicialmente desactivado) a funcionar con los dos filtros trabajando en paralelo (repartiendo la carga). Hasta el instante $t = 0,45$ s, sólo trabaja un filtro que es capaz de absorber todos los armónicos de la carga, aunque está próximo a alcanzar su intensidad nominal (5 A). En $t = 0,45$ s, se conecta el segundo filtro, dando lugar a una corriente transitoria de conexión. Una vez pasado este transitorio, la corriente armónica de la carga se reparte equitativamente entre los dos filtros. Las corrientes de red, tanto en fase como en neutro, apenas se ven afectadas por la conexión del segundo filtro. Al final de la transición, los dos inversores de ambos filtros producen la misma tensión y los dos filtros absorben la misma corriente, ya que se supuso que ambos eran de la misma potencia nominal.

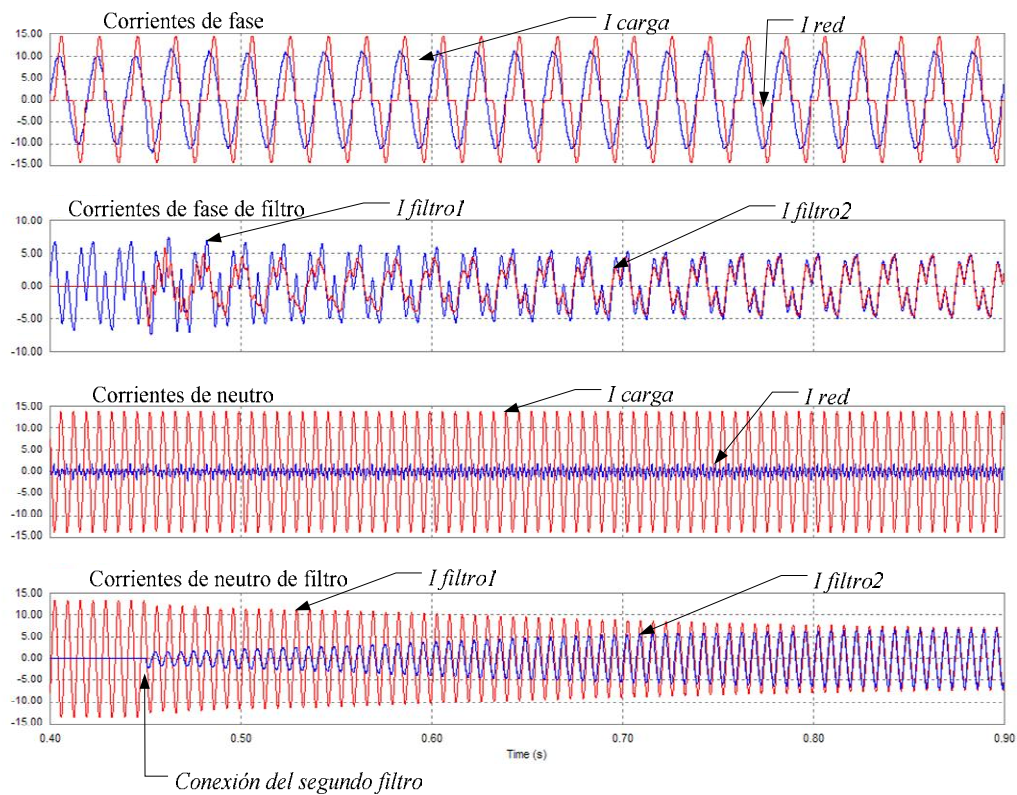


Figura 7.12 Señales de la conexión de filtros híbridos en paralelo.

En la **Figura 7.13**, se muestra la transición resultante de la conexión de un segundo filtro utilizando la misma señal de medida, pero en este caso, ambos filtros son de distinta potencia. En esta simulación, se ha considerado que el filtro que estaba inicialmente conectado era de triple potencia que el filtro que se conecta después. El transitorio de conexión es similar al descrito anteriormente, salvo que al final de éste, el reparto de las corrientes armónicas de carga no es equitativo, sino que es de tres a uno. Si se supone que todas las etapas de control de los diferentes filtros en paralelo tienen la misma ganancia k para todas las frecuencias, la tensión de salida de los inversores puestos en paralelo será la misma. En estas condiciones, el reparto de carga dependerá de la impedancia característica del circuito resonante LC. Un filtro híbrido de mayor potencia tiene circuito resonante LC de menor impedancia. Este efecto de reparto se consigue fácilmente si todos los posibles circuitos resonantes LC se diseñan a partir de un modelo en valor unitario, el cual después se escala a la potencia deseada. Con estas condiciones de diseño, se pueden instalar filtros híbridos de igual o diferente potencia en paralelo, repartiendo las corrientes de forma proporcional a sus potencias nominales. En caso de que la carga aumente, todos los filtros instalados en paralelo llegarán a plena carga simultáneamente.

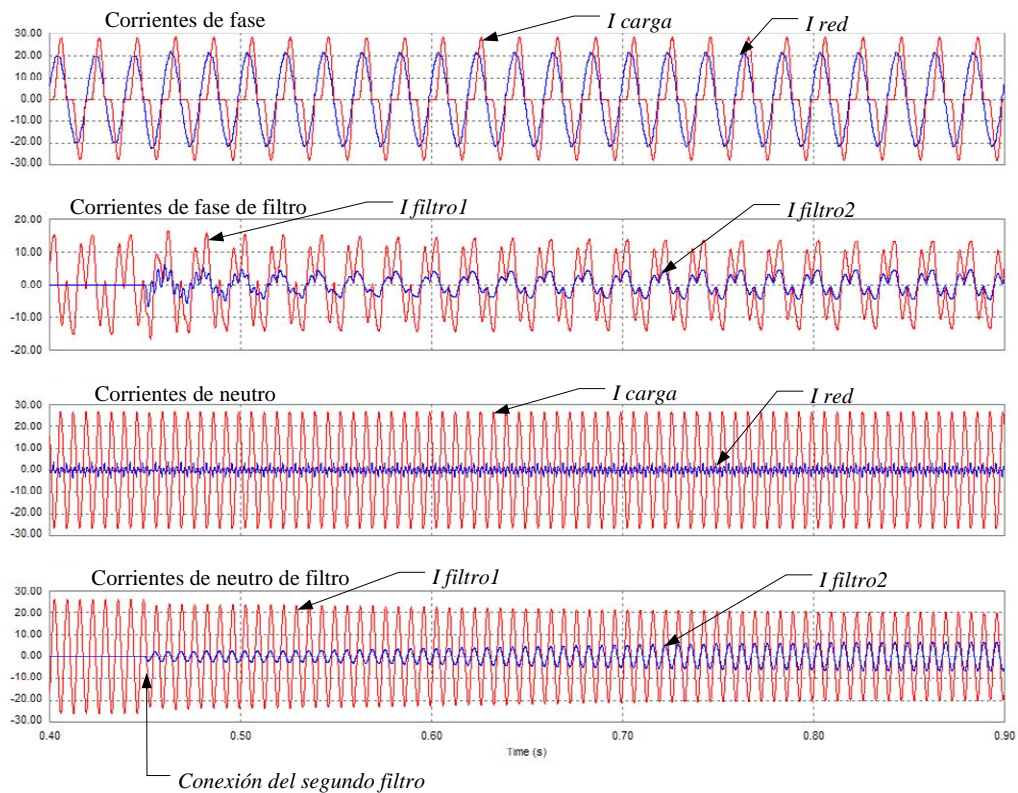


Figura 7.13 Señales de la conexión de filtros híbridos en paralelo de diferente potencia.

Otra posibilidad en la instalación de filtros en paralelo se podría dar en instalaciones en las que aparezcan armónicos de orden muy diferentes entre sí, donde el ancho de banda de un solo filtro híbrido no puede cubrir la totalidad de la banda distorsionante. Esto podría ocurrir si el 9º armónico de neutro fuera muy importante, o si apareciera un armónico de magnitud importante por encima del 13. En estos casos, se podrían instalar dos filtros en paralelo de rangos de armónicos diferentes. Por ejemplo, uno para los armónicos 3º, 5º, 7º, 11º y 13º y otro filtro para el 9º, 17º, 19º, 23º y 25º. Cada uno de estos filtros sería de la potencia necesaria para las corrientes esperadas en cada rango de armónicos, pudiendo ser, por tanto, de potencias diferentes. Aunque ambos filtros reciben las mismas lecturas de corriente de red, sus lazos de control tienen ganancias específicas para los armónicos a eliminar y, por tanto, cada uno presenta un comportamiento diferente sobre su rango de armónicos.

En la **Figura 7.14** se muestran las señales más representativas de dos filtros híbridos trabajando en paralelo. El primer filtro es idéntico al utilizado en simulaciones anteriores, es decir, con frecuencias de resonancia situadas en el 3º (homologar) y 6º

(directa/inversa) armónicos. El segundo filtro está pensado para frecuencias más altas. Sus frecuencias de resonancia están situadas en el 9° (homopolar) y 18° (directa/inversa) armónicos. Este segundo filtro para frecuencias altas es de menor potencia. El inversor es de la misma tensión, pero de corriente más reducida, al igual que los componentes del circuito resonante LC, que se adaptaran a la magnitud de la corriente a filtrar. El control es idéntico al de simulaciones anteriores, pero adaptado a las nuevas frecuencias de trabajo. En este caso, para que sea aún más evidente el filtrado diferenciado de cada filtro, a la carga se le ha añadido un armónico de corriente de orden 17°. Hasta $t = 0,45$ s, sólo está trabajando el filtro para bajas frecuencias, con lo que se tiene un residuo en la corriente de fase de orden 17° y de orden 9° en la corriente de neutro. Cuando se conecta el segundo filtro, estas componentes son absorbidas por éste, dando una corriente de fase y de neutro en el lado de fuente casi perfecta.

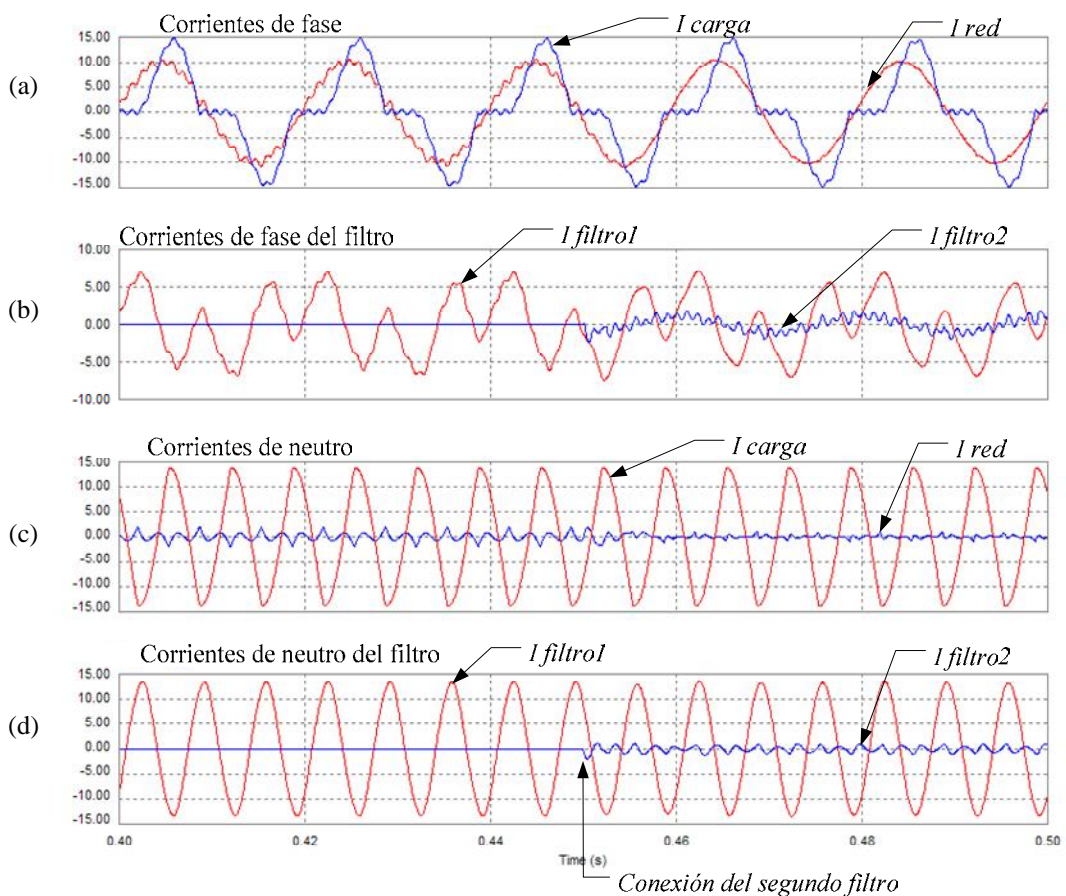


Figura 7.14 Trabajo de dos filtros en paralelo de diferentes frecuencia de filtrado

Otra posible variante en la instalación de filtros híbridos se puede dar en el caso de querer minimizar el problema del control de la potencia reactiva. Cuando se diseña el filtro híbrido, se puede elegir cuanta potencia reactiva absorberá el filtro de la red. En la mayoría de los casos, mientras la instalación esté cerca de plena carga, la potencia reactiva del filtro (capacitiva) será la adecuada para compensar la potencia reactiva de la carga (inductiva), o adoptará un valor algo inferior al óptimo. Pero durante los periodos de baja carga, la potencia reactiva que necesita la instalación puede ser mucho menor. Un filtro híbrido con una sola etapa pasiva LC siempre absorbe la misma potencia reactiva de la red. Por tanto, en los momentos de baja carga, el factor de potencia en el lado de red puede llegar a ser capacitivo. Una posible solución de este problema es diseñar un filtro híbrido, con una única etapa de control y con un único inversor, en el que existan varias etapas pasivas LC, sintonizadas a la misma frecuencia de resonancia, que pueden trabajar en paralelo. En caso de plena carga, todas las etapas estarían conectadas y si la potencia reactiva de la carga disminuye, el control desconectaría varias etapas para disminuir la potencia reactiva absorbida por el filtro. En el control de los armónicos absorbidos por el filtro, el número de etapas conectadas en cada momento sólo afecta a la corriente máxima que se puede absorber. Si el algoritmo de control del sistema implementa las funciones de control de armónicos circulantes y control de reactiva, dicho sistema hará las funciones de filtro y control de reactiva por etapas. Esta configuración del filtro híbrido se muestra en la **Figura 7.15**, con un filtro de tres etapas pasivas LC idénticas.

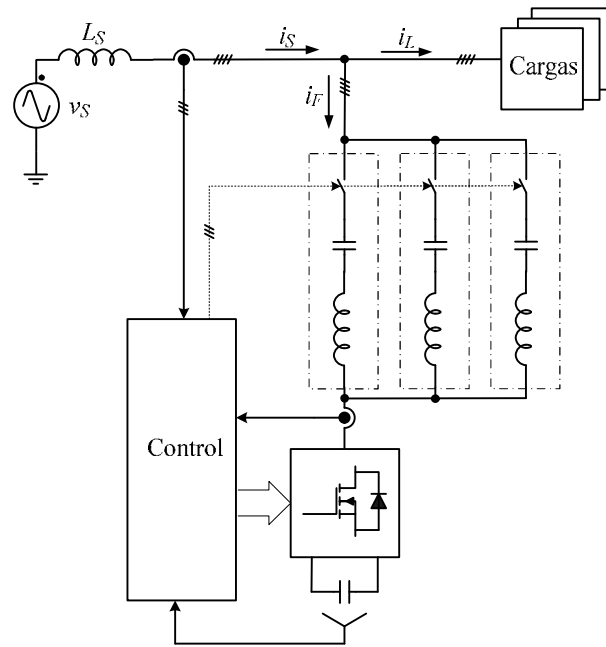


Figura 7.15 Esquema de un filtro híbrido con múltiples etapas pasivas.

En la **Figura 7.16**, se muestran las señales más representativas de un filtro como el descrito anteriormente. En este caso, la carga es una combinación de cargas inductivas y cargas distorsionantes. El sistema tiene tres etapas pasivas LC idénticas. En un primer instante, sólo está conectada la primera etapa pasiva LC. En la simulación, el sistema de control detecta que el factor de potencia de la instalación es muy inductivo y acopla las otras dos etapas hasta conseguir un factor de potencia de 0,98. La señal de la **Figura 7.16(c)** representa la evolución del factor de potencia en el lado de red durante este proceso. Salvo los transitorios de conexión de las diferentes etapas pasivas LC, el filtrado de armónicos se adapta a las nuevas impedancias que adopta el circuito resonante LC y el filtrado siempre es óptimo. Si la carga inductiva disminuyese, se desconectarían etapas pasivas LC hasta conseguir un factor de potencia lo mayor posible, o hasta que las necesidades de corrientes armónicas por el filtro no permitieran menor impedancia del circuito resonante LC.

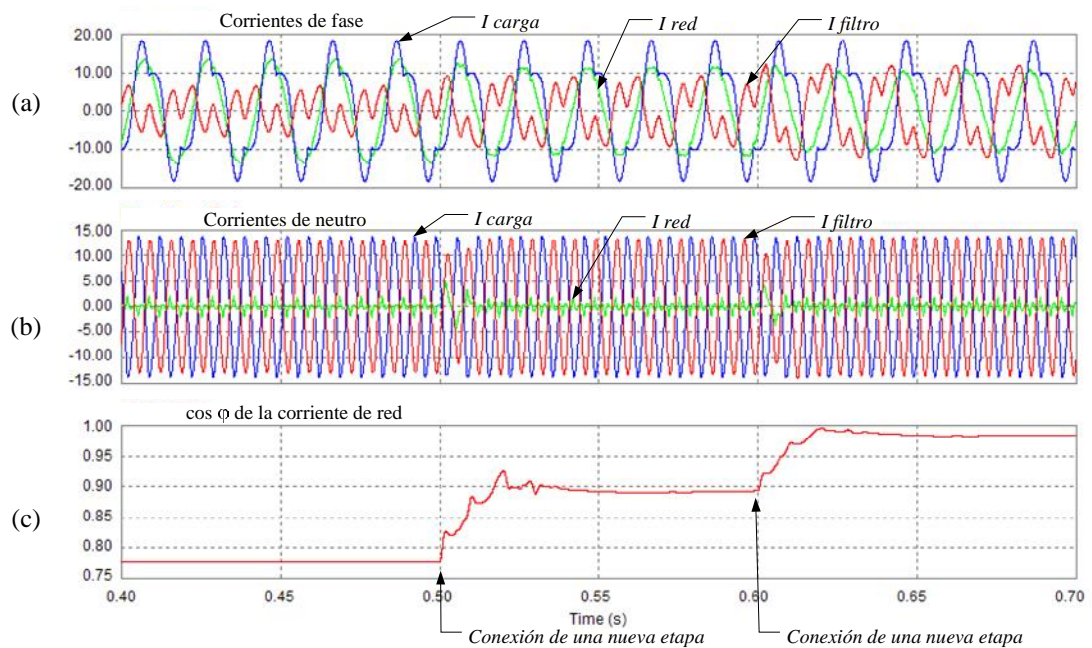


Figura 7.16 Señales de un filtro híbrido con múltiples etapas pasivas.

Uno de los problemas más graves que afecta a la instalación de filtros pasivos en redes eléctricas industriales es la absorción por parte del filtro de corrientes armónicas que no pertenecen a la instalación a acondicionar, sino que provienen de otras instalaciones vecinas con las que comparte un punto de acoplamiento común. Si una instalación vecina genera armónicos del mismo orden que los considerados en el diseño del filtro pasivo, la deformación armónica producida en la tensión del punto de acoplo común, hará que el filtro pasivo absorba parte de los armónicos producidos por la instalación vecina. Como el filtro pasivo está diseñado solo para absorber únicamente los armónicos de las cargas propias, esto puede dar lugar a sobrecargas graves en el filtro. Este tipo de problemas o similares debidos a la presencia de armónicos en la tensión de alimentación se eliminan con el uso de filtros híbridos.

En la **Figura 7.17** se muestran las señales más representativas de un ejemplo del fenómeno anteriormente descrito. Para que la simulación resulte lo más ilustrativa posible, se ha considerado una carga no distorsionante conectada aguas abajo del filtro híbrido. Existe también una carga distorsionante que está conectada aguas arriba del punto de acoplo del filtro, como si fuera una carga vecina, pero con la que se comparte la impedancia de red. Esta carga distorsionante es la misma que se ha utilizado en las otras simulaciones. Hasta $t = 0,35$ s, la carga distorsionante esta

desconectada. Las corrientes de fases son senoidales y las de neutro inexistentes. El filtro sólo absorbe potencia reactiva. A partir de $t = 0,35$ s, la impedancia de red se ve recorrida por la corriente de la carga no distorsionante (carga propia), más la corriente distorsionante (carga vecina, “ I en PAC” en la **Figura 7.17(a)**). Eso provoca una distorsión en la tensión de red en el punto de acoplo del filtro. Hasta $t = 0,45$ s, el filtro actúa sólo como pasivo y, por tanto, absorbe corrientes armónicas de red, tanto en fase como en neutro. A partir de $t = 0,45$ s, se activa el control del filtro híbrido. A partir de ese instante, las corrientes de red vuelven a ser senoidales y la corriente de neutro es cero. Las corrientes armónicas de la carga vecina ya no contribuyen en la corriente absorbida por el filtro híbrido, a pesar que la tensión en el punto de acoplo siga estando distorsionada.

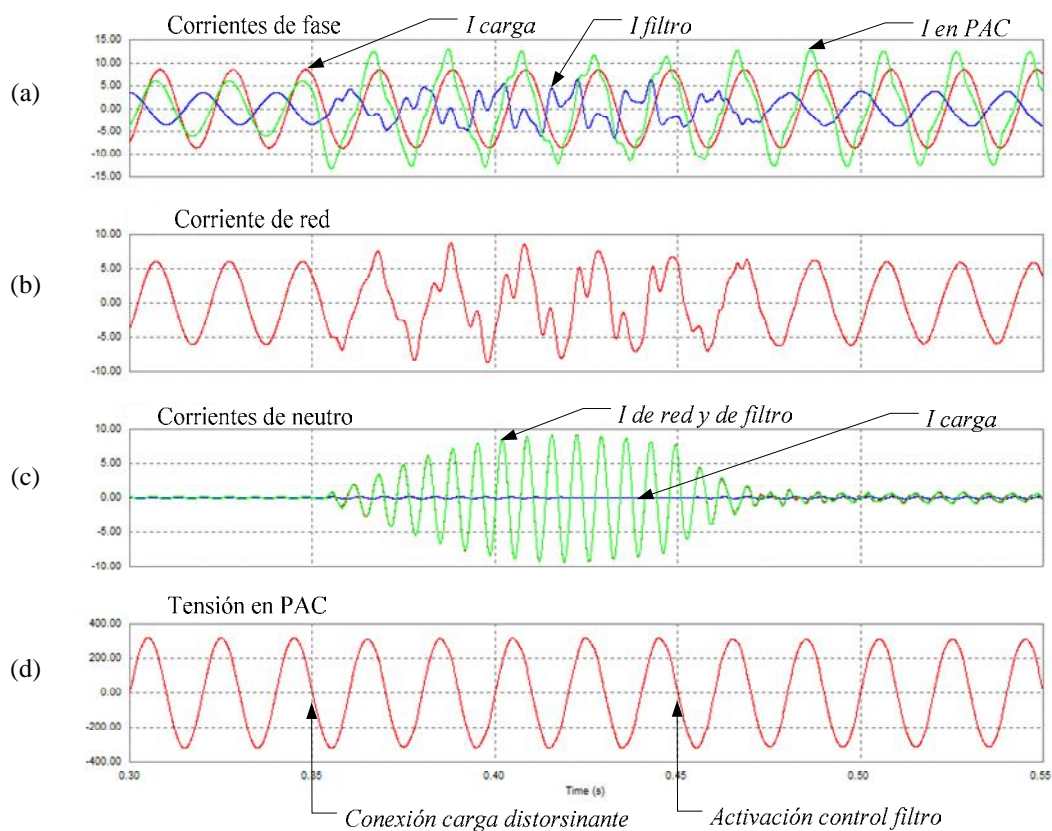


Figura 7.17 Respuesta del filtro a una distorsión en la tensión de red.

7.2 Ensayos de otras topologías de filtros híbridos

En este apartado, se mostrarán diversas topologías alternativas al filtro híbrido de cuatro hilos estudiado anteriormente. En cada topología, se parte de la estructura

general del filtro híbrido de cuatro hilos y se hacen las variaciones necesarias para adaptarlo a la nueva aplicación.

La primera variante a mostrar es el filtro híbrido a cuatro hilos basado en la inductancia de doble sintonización presentada en el Apartado 4.2. En los filtros anteriores, se utilizaba un filtro de doble sintonización formado por tres células resonantes LC, una en cada fase, y una inductancia en neutro que caracterizaba la frecuencia de resonancia homopolar. Si para el filtro híbrido se utiliza la inductancia de doble sintonización como elemento pasivo, sólo son necesarias las tres ramas LC, una en cada fase, para conseguir las dos frecuencias de resonancia. La inductancia de neutro ya no es necesaria y directamente el negativo del bus de continua puede conectarse a neutro. La inductancia de doble sintonización es constructivamente más compleja que tres inductancias simples, pero a cambio, se consiguen otras ventajas. En primer lugar, el inversor no estará flotando con respecto al conductor de neutro, ya que están directamente interconectados. En el caso del inversor basado en células LC independientes, la tensión de flotación del inversor respecto al conductor de neutro viene dada por la caída de tensión en la inductancia de neutro. Esta tensión puede ser más elevada que la propia tensión del inversor y normalmente de 150 Hz. En el caso de usar la inductancia de doble sintonización, el hecho de que el inversor no flote respecto al conductor de neutro puede simplificar las necesidades de aislamiento entre la etapa de control y la de potencia, así como el disparo de las puertas de los MOSFET o el sensado de corrientes y tensiones del inversor. Una segunda ventaja resulta del hecho de que los filtros pasivos construidos con bobinas de doble sintonización pueden conectarse en paralelo sobre el mismo inversor, aunque tengan frecuencias de resonancia diferentes. En la **Figura 7.14**, se mostraba el resultado de instalar dos filtros híbridos en paralelo para poder abarcar un mayor ancho de banda. Para tener filtros pasivos con diferentes frecuencias de resonancia, era necesario diferentes inversores. Si se intentan instalar estos filtros en el mismo inversor, las resonancias a componentes homopolares interfieren entre sí, desplazándose y dando lugar a una nueva frecuencia de resonancia, en lugar de mantener tantas frecuencias de resonancia como circuitos LC existan.

En la simulación que se muestra a continuación el objetivo es controlar con un solo inversor dos etapas pasivas sintonizadas a diferentes frecuencias. El esquema de dicho filtro se muestra en la **Figura 7.18**. Todos los elementos del inversor son idénticos a los del caso original, salvo las inductancias de la etapa pasiva. En esta simulación, se tienen dos etapas pasivas montadas en paralelo entre la red y el inversor, con frecuencias de resonancias 150 Hz (homopolar) y 300 Hz

(directa/inversa) en la primera etapa pasiva y 450 Hz (homopolar) y 900 Hz (directa/inversa) en la segunda etapa pasiva. La inductancia de la primera etapa pasiva es de 8,5 mH para secuencia directa (la misma que las bobinas sencillas del filtro original) y 34 mH para componentes de secuencia homopolar. El condensador es el mismo del caso anterior, es decir, 33,5 μ F. La segunda etapa pasiva presenta una inductancia de 2,83 mH para secuencia directa y 11,3 mH para componentes de secuencia homopolar. En esta segunda etapa pasiva, el condensador es de 11,1 μ F. Se podrían instalar más etapas pasivas en paralelo, de igual potencia para aumentar corrientes admisibles o de diferentes frecuencias para cambiar el espectro de absorción del filtro.

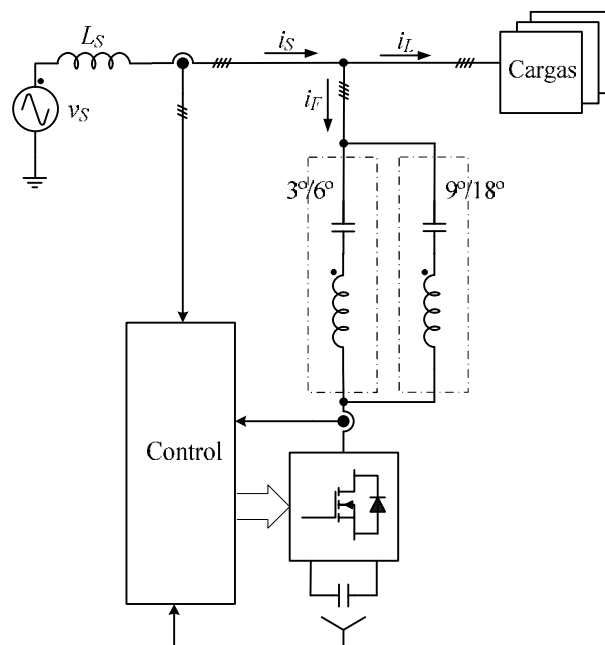


Figura 7.18 Filtro híbrido con inductancias de doble sintonización.

En la **Figura 7.19** se muestran las señales más significativas de la simulación del filtro híbrido con dos etapas pasivas en paralelo basadas en inductancias de doble sintonización. Las señales de la **Figura 7.19** son prácticamente idénticas a las de la **Figura 7.14**, pero sin la necesidad de un segundo inversor. Hasta el instante $t=0,43$ s, sólo estaba conectada la etapa pasiva de más baja frecuencia y, a partir de ese instante, trabajan las dos etapas pasivas en paralelo. Como muestra la **Figura 7.19**, la acción del filtro permite que las corrientes obtenidas en el lado de red, tanto en fase como en neutro, sean de alta calidad.

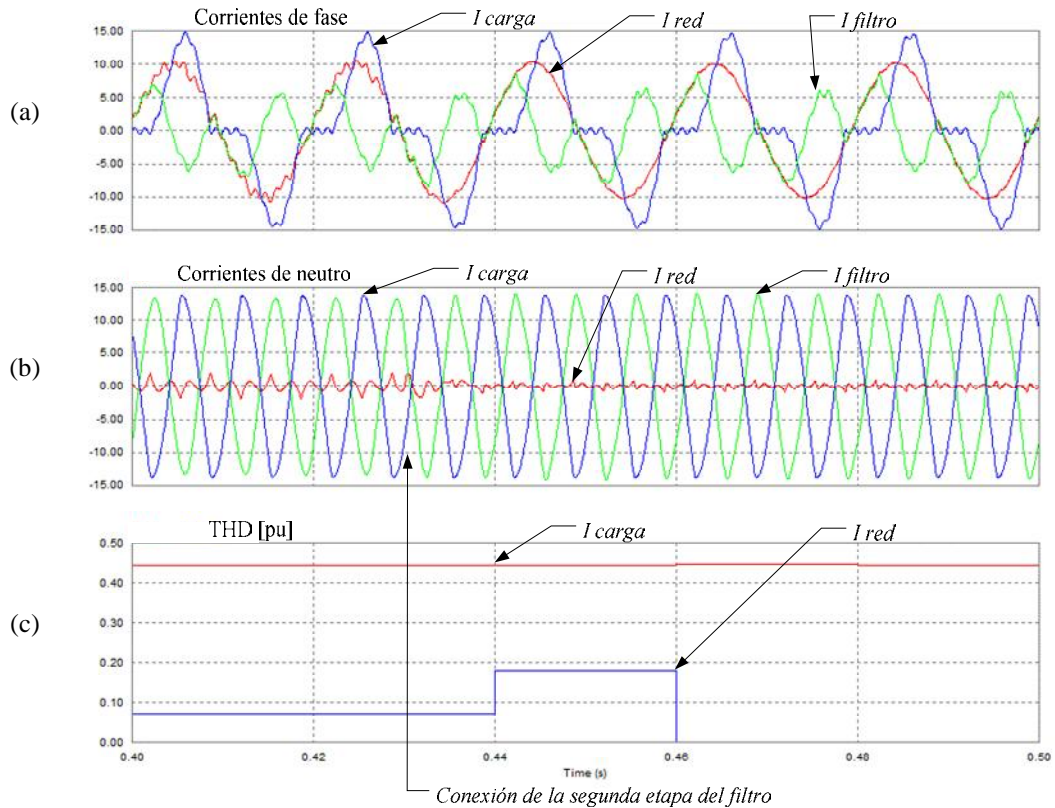


Figura 7.19 Señales del filtro con inductancias de doble sintonización.

Otra variación en la topología del filtro híbrido original, se da cuando no es necesario el uso del cuarto hilo. En redes industriales, donde la mayoría de cargas son trifásicas sin neutro, el valor eficaz y la distorsión en la corriente de neutro puede ser reducida. Por tanto, en este tipo de redes, no se considera necesario el uso de un filtro de cuatro hilos. Partiendo del filtro original, se pueden hacer las modificaciones necesarias para obtener una topología alternativa para el filtro de tres hilos. La variante más intuitiva para conseguir un filtro de tres hilos resulta de desconectar la inductancia de neutro y dejar el bus de continua flotante. Por tanto, por el filtro no puede circular corriente hacia neutro y sólo aparecen las frecuencias de resonancia de secuencia directa o inversa. En estas condiciones, se pueden instalar en paralelo diferentes etapas pasivas de igual o diferente frecuencia de resonancia.

En la **Figura 7.20**, se muestran las señales del transitorio de activación del filtro anteriormente descrito. La frecuencia de resonancia de la etapa pasiva sigue siendo de 300 Hz (6° armónico). La carga generadora de armónicos es un rectificador

trifásico, siendo sus armónicos característicos el 5°, 7°, 11° y 13°. Hasta el instante $t=0,35$ s, se ha mantenido conectado el filtro a la red, pero sin activar el control del inversor. En estas condiciones, el filtro sólo absorbe potencia reactiva pues su frecuencia de resonancia no coincide exactamente con ninguno de los armónicos característicos de la carga. El grado de filtrado en estas condiciones es prácticamente cero. Cuando se activa el control, y tras un corto transitorio, el filtro híbrido absorbe prácticamente la totalidad de los armónicos de la carga.

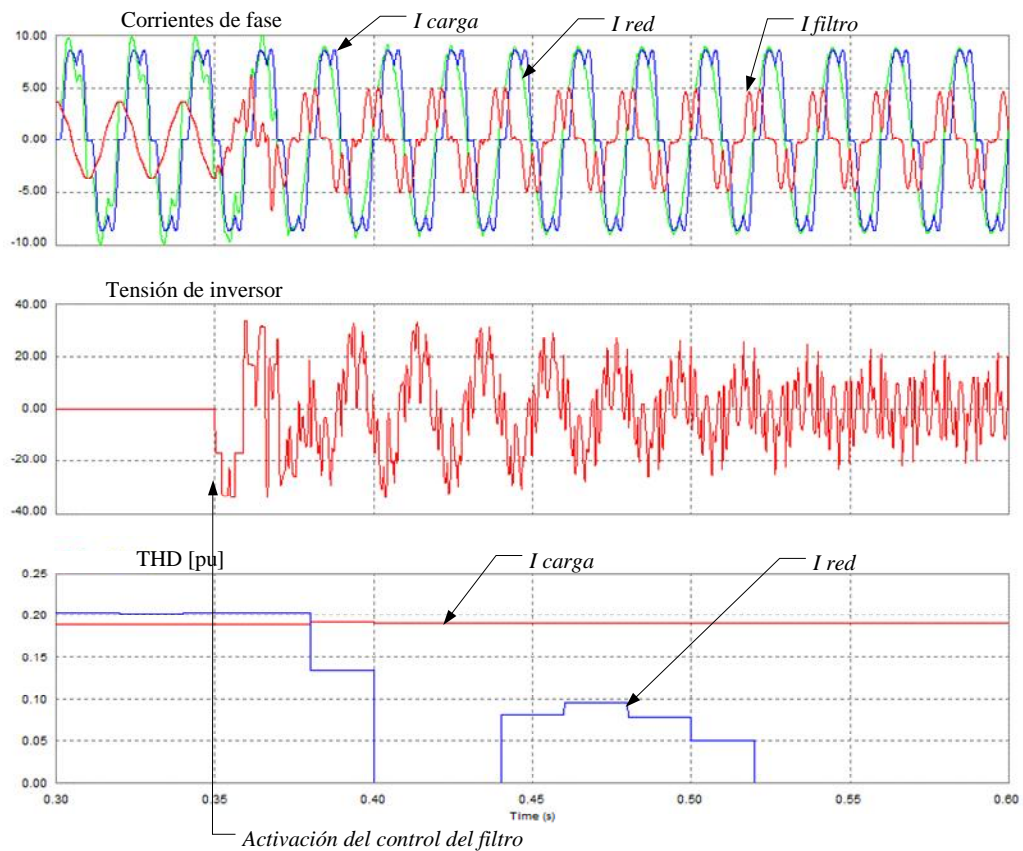


Figura 7.20 Señales del filtro híbrido de tres hilos.

Otra posible variante de filtro híbrido para redes de tres hilos consiste en sustituir el inversor de tres ramas en puente completo por un inversor de dos ramas en puente en H. En el filtro de cuatro hilos, se utilizó un inversor de tres ramas, en el que el conductor de neutro se conectó al terminal negativo del bus de continua para obtener el cuarto hilo. De la misma forma, como indica la **Figura 7.21**, un puente en H de dos ramas puede ofrecer un tercer punto de conexión en el terminal negativo de su bus de continua. Las tensiones de salida de las fases a y b tendrán, además de la componente alterna que especifique la señal de control, una componente de continua

que bloquea el condensador del circuito resonante LC. En este filtro, tanto el control para la eliminación de armónicos, como el control de la tensión del bus de continua, se han modificado para adaptarlos a un sistema con sólo dos señales de control en el inversor. Por lo demás, el sistema de filtrado es idéntico a los mostrados anteriormente.

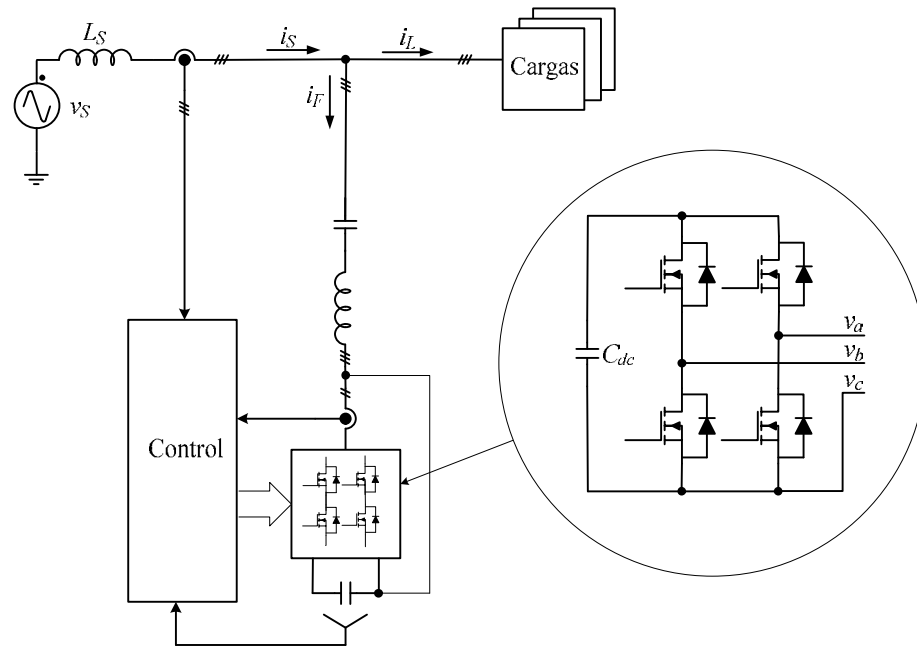


Figura 7.21 Esquema del filtro híbrido de tres hilos con inversor en puente en H.

En la **Figura 7.22** se muestran las señales más representativas del funcionamiento de este filtro con inversor en puente en H. Al igual que en el caso anterior, hasta el instante $t = 0,35$ s, el sistema trabajó como un filtro pasivo, con un grado de filtrado de armónicos prácticamente nulo. Una vez que se activa el control del filtro, se obtiene un buen filtrado de armónicos en la corriente de red. En esta figura, se muestran las corrientes de las tres fases para comprobar que la asimetría del puente inversor no afecta al grado de filtrado de las corrientes en ninguna de las fases. No obstante, hay que hacer notar que, con el mismo nivel de bus de continua, un inversor en puente en H consigue una tensión de salida menor que un inversor trifásico en puente completo y, por tanto, su grado de filtrado es menor. En el caso de un inversor en puente en H, la tensión de salida de cada rama se aplica entre dos fases del circuito resonante LC, por tanto, dicha tensión de salida es mayor que en caso de un inversor trifásico en puente completo, en el que la tensión de salida de cada rama se aplica a la fase correspondiente del circuito resonante LC. Además, la tensión de salida del inversor en puente en H va acompañada de una componente de

continua. Por tanto, para las mismas condiciones de filtrado, es más fácil alcanzar la saturación del filtro cuando se trabaja con un inversor en puente en H que cuando se trabaja con un inversor trifásico en puente completo.

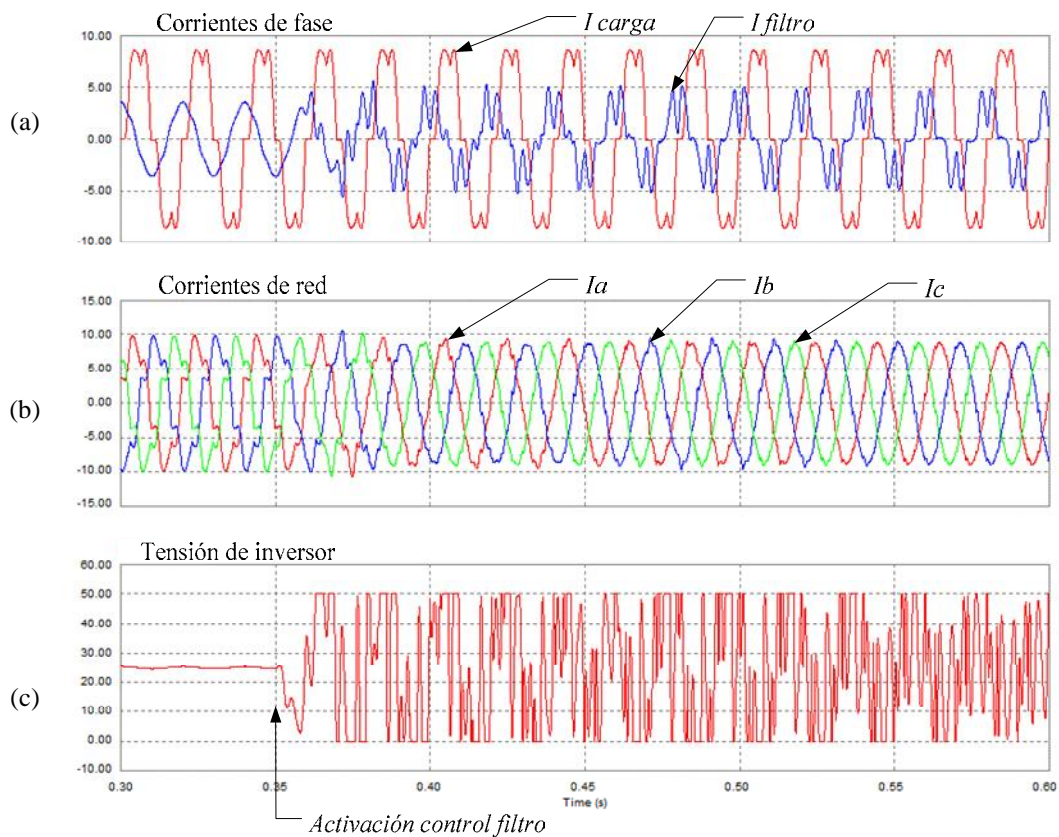


Figura 7.22 Señales del filtro híbrido de tres hilos con inversor en puente en H.

Otra posible topología de filtro híbrido es la que se mostró en la **Figura 5.5** donde se representaba un sistema exclusivamente destinado a filtrar componentes de secuencia homopolar. En este filtro, el inversor necesario sólo tiene una rama, por tanto generará una componente continua en su salida que será bloqueada por los condensadores del circuito resonante LC. En este caso, el elemento pasivo de filtrado se basa en una batería de condensadores para compensación de potencia reactiva, más una inductancia que une el centro de la estrella de la batería de condensadores con el conductor de neutro. Esta estructura de filtro pasivo sólo tiene una frecuencia de resonancia, la cual afecta a las componentes homopolares. Este tipo de filtrado puede ser interesante en redes de baja tensión con elevada densidad de cargas monofásicas no lineales, como grandes salas de ordenadores o instalaciones de iluminación por lámparas de descarga.

Las señales más representativas resultantes de esta topología de filtro se muestran en la **Figura 7.23**. En esta simulación, la carga está constituida por un conjunto de rectificadores monofásicos, que producen armónicos en las fases y una corriente homopolar de neutro de casi la misma amplitud que la corriente de fase. Cuando únicamente se conecta el filtro pasivo, se produce una compensación parcial de las corrientes de neutro. La calidad de filtrado en ese caso depende de la impedancia de la red. Además, el filtro absorbe la corriente reactiva para la que está diseñado. En el instante $t = 0,44$ s, se activa el control del filtro. En ese instante, la corriente de neutro se reduce drásticamente, persistiendo sólo el armónico 9º y otros de orden superior. La reducción de la tasa de distorsión armónica no es total, ya que las corrientes de fase siguen estando contaminadas por los armónicos 5º, 7º y otros de orden superior. No obstante, este filtro consigue satisfactoriamente su objetivo, que es reducir la corriente homopolar de neutro. Hay que hacer notar que, si bien los filtros híbridos trifásicos impiden cualquier resonancia entre el circuito resonante LC y otros elementos de la red, en este filtro homopolar sólo es posible evitar las resonancias que afectan a componentes homopolares. Es decir, los condensadores del filtro pueden entrar en resonancia con las inductancias de red si la tensión de red tiene un grado de distorsión importante. Al igual que cuando se instala una batería de condensadores en una red con perturbaciones, es necesario hacer un estudio detallado de posibles resonancias y, en su caso, instalar inductancias de rechazo en serie con los condensadores para evitar dichas resonancias. En este filtro híbrido que nos ocupa, estas inductancias pueden ser necesarias y, en caso de instalarlas, se deben tener en cuenta en el cálculo de la frecuencia de resonancia homopolar del sistema. En este tipo de filtro, es preferible mantener la tensión del bus de continua mediante el uso de un rectificador independiente. Este rectificador puede ser de mucha menos potencia que el inversor, pues solo tiene que cubrir las pérdidas del inversor y de los componentes pasivos. En esta Tesis, se han probado diferentes estrategias para mantener la tensión del bus de continua a partir de la corriente circulante por el inversor. Una solución para conseguir una corriente circulante de valor apreciable a la frecuencia fundamental de la red, consiste en hacer que los condensadores del filtro pasivo estén parcialmente desequilibrados. No obstante, este sistema crea más problemas que el uso del rectificador y por eso se ha desestimado como una implementación interesante.

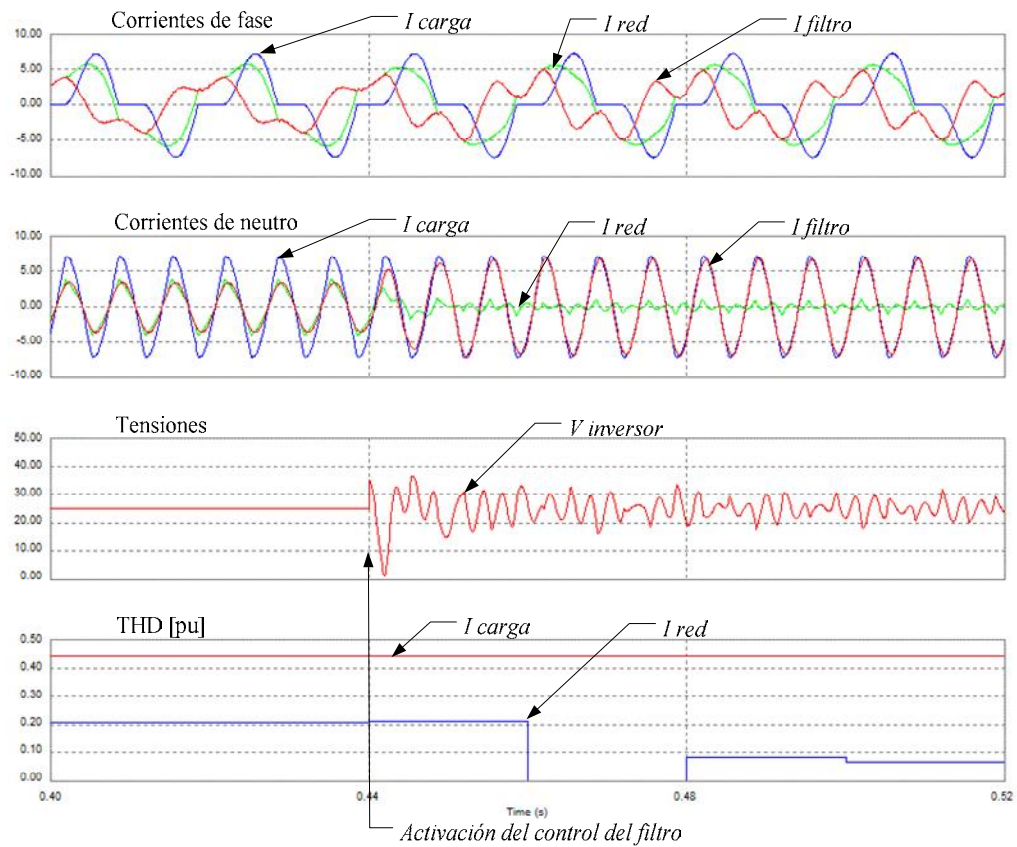


Figura 7.23 Señales del filtro híbrido para corrientes homopolares.

Otra posible aplicación del filtro híbrido paralelo es el filtrado de armónicos de corriente en redes de corriente continua. La **Figura 7.24** muestra el esquema una de estas posibles aplicaciones. En este caso, se ha considerado una red de continua de 1000 V y un inversor de 50 V de tensión de bus de continua. No obstante, se supone que este sistema de filtrado es escalable a redes de baja tensión más reducida o a sistemas de transmisión de energía por corriente continua a muy alta tensión. La principal ventaja que presenta este filtro híbrido respecto del filtrado pasivo normal es que el grado de filtrado es independiente de la impedancia de la red y, por tanto, se puede conseguir un filtrado del 100 % en los armónicos deseados. Otra ventaja es que evita resonancias entre los elementos pasivos de los filtros y otros elementos de la red de continua. En este ejemplo, se han utilizado dos filtros pasivos en paralelo sintonizados a 600 y 1200 Hz, que se correspondían con los armónicos de corriente más característicos generados por un rectificador de tiristores de 12 pulsos. En esta aplicación, el inversor utilizado es de una sola rama y sin control de tensión del bus de continua.

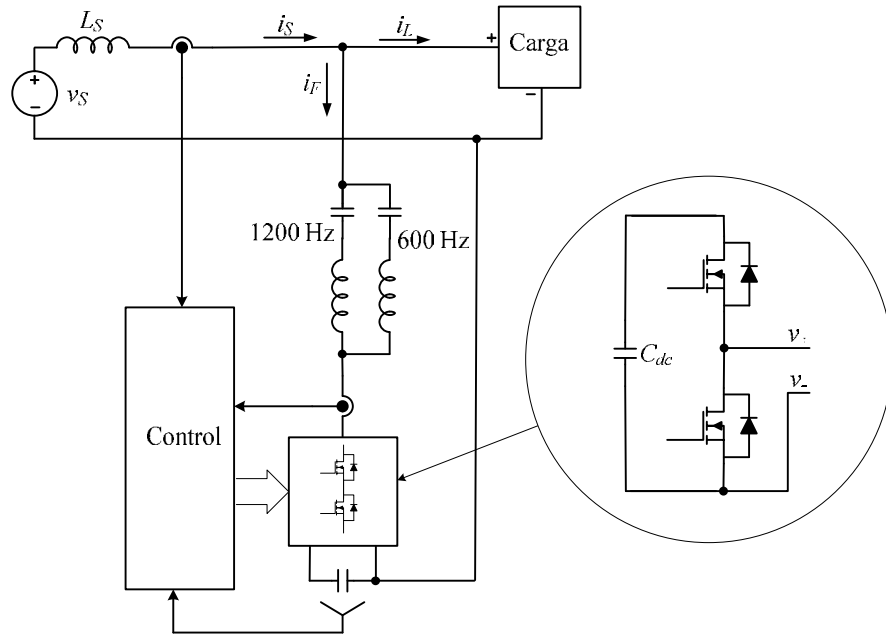


Figura 7.24 Esquema de un filtro híbrido trabajando sobre una red de continua.

La **Figura 7.25** muestra las señales de este tipo de circuito, hasta el instante $t = 0,03$ s, la red de continua no dispone de ningún sistema de filtrado. En ese periodo, se tiene una corriente de 135 A con un rizado de 20 A_{pp}. La tensión de salida del rectificador de tiristores presenta el rizado característico de este tipo de convertidor, aunque esta conectado a la red de alterna a través de una inductancia de alisamiento. A partir del instante $t = 0,03$ s, se conectan los filtros pasivos. Con estos filtros, se consiguió un grado medio de filtrado, ya que la impedancia en el lado de red era baja. A partir del instante $t = 0,04$ s, se activa el control del filtro. A partir de ese instante, los armónicos de 600 Hz y 1200 Hz desaparecen totalmente de las corrientes circulantes por la red de continua y tan sólo queda una pequeña componente de mayor frecuencia. El hecho de que no circulen corrientes armónicas por la red de continua hace que la tensión de dicha red presente un menor rizado. Las componentes de alta frecuencia aún persistentes se pueden eliminar mediante el uso de un filtro pasivo pasa-altas en paralelo con los filtros híbridos.

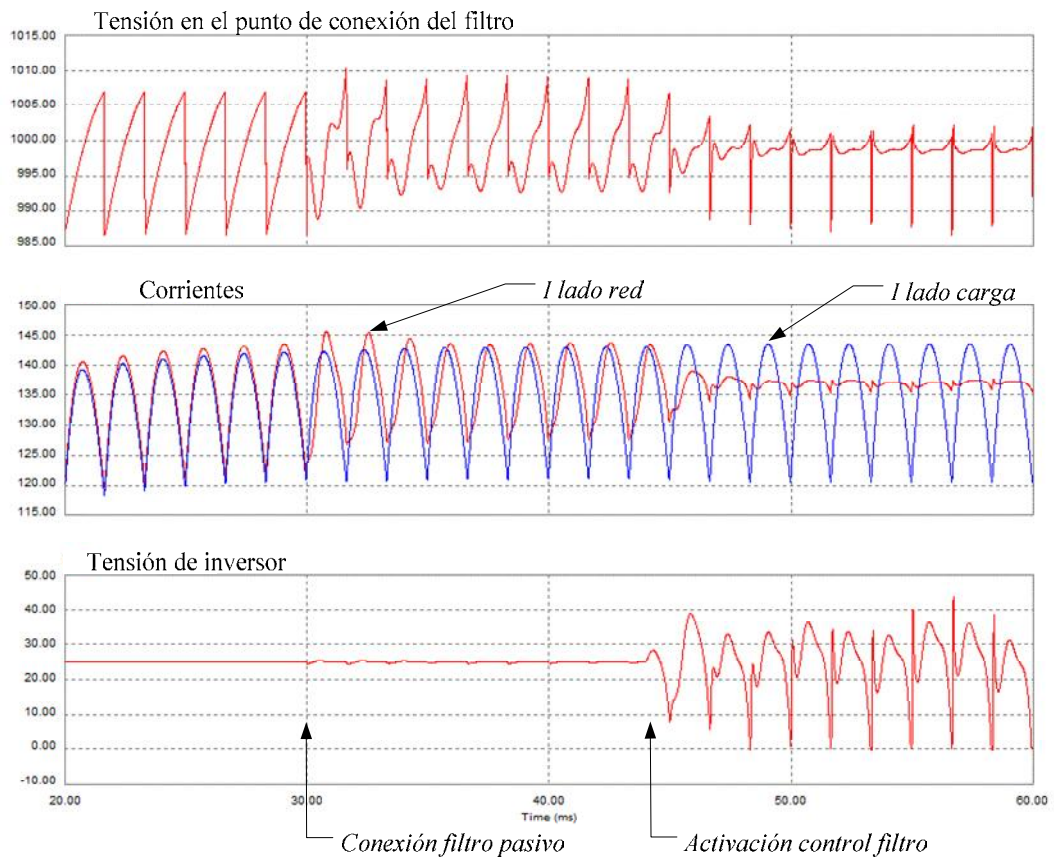


Figura 7.25 Señales del filtro híbrido trabajando sobre una red de continua.

Como se puede intuir, existen muchas más topologías posibles, para diferentes aplicaciones, con diferentes combinaciones de etapas y elementos pasivos y con diferentes tipos de inversores. No obstante, esta Tesis no intenta hacer un análisis exhaustivo de todas las posibles combinaciones de filtrado, tan sólo se pretende ofrecer nuevos puntos de vista acerca de otras aplicaciones de filtrado híbrido paralelo, las cuales dan lugar a topologías diferentes a la de cuatro hilos estudiada en esta Tesis.

7.3 Conclusiones

En este Capítulo se han estudiado diferentes escenarios de trabajo del filtro híbrido de cuatro ramas y se han evaluado nuevas estructuras híbridas de filtrado partiendo de la base del filtro propuesto en la presente Tesis. Como resultado de ello, se pueden extraer las siguientes conclusiones:

- i)* Se ha verificado la respuesta del filtro híbrido en régimen permanente para diferentes valores de impedancia de red.
- ii)* Se ha evaluado la respuesta transitoria del filtro durante su conexión a red, durante a una variación brusca de la carga o durante la súbita activación del control.
- iii)* Con las estrategias de control propuestas, los filtros híbridos pueden trabajar en cascada, distribuidos a lo largo de la instalación a acondicionar. En este caso, los filtros situados aguas abajo filtran la máxima corriente posible hasta alcanzar su potencia nominal.
- iv)* Con las estrategias de control propuestas, los filtros híbridos pueden trabajar en paralelo, conectados sobre un único punto de medida. En este caso, los filtros se reparten las corrientes a filtrar de forma proporcional a su potencia nominal.
- v)* El filtro híbrido puede controlar la potencia reactiva que consume de forma escalonada, conectando más o menos etapas pasivas resonantes en paralelo. Esto no afecta al grado de filtrado, sólo a la corriente reactiva de frecuencia fundamental absorbida por el filtro.
- vi)* Se ha demostrado la viabilidad de un filtro híbrido de cuatro ramas basado en una inductancia de doble sintonización.
- vii)* Se ha comprobado la viabilidad de las estrategias de control propuestas para su aplicación en filtros híbridos de tres ramas.
- viii)* Se ha comprobado la efectividad del filtro híbrido específico para componentes homopolares mediante el uso de un inversor de una rama.
- ix)* Se han propuesto una serie de topologías derivadas, para su estudio en posibles trabajos futuros, entre estas se pueden destacar el filtro híbrido a

tres hilos con inversor en puente en H, el filtrados hibrido para redes de corriente continua y la aplicación de filtros híbridos en redes de media tensión.

8 Implementación y resultados experimentales

En este Capítulo se describe la estructura de cada elemento que forma parte del prototipo experimental del filtro híbrido (circuito pasivo, hardware de potencia, sistema de control digital y programa de control) y presenta los resultados obtenidos de las dos topologías de filtrado híbrido ensayadas.

8.1 Circuito pasivo

Dada la dificultad de llevar a la práctica un filtro pasivo constituido por la inductancia de doble sintonización como la descrita en el Apartado 4.2, se ha optado por implementar dos prototipos de filtros híbridos a partir del circuito pasivo de doble sintonización que se presentó en el Apartado 4.3, el cual está formado por bobinas estándar.

En el prototipo experimental se optó por dos tamaños de filtro, uno de 5 A / 400 V y otro de 15 A / 400 V, ambos trifásicos. Ambos filtros se diseñaron con las mismas frecuencias de resonancia, esto es, 300 Hz para las componentes de secuencia directa e inversa y 150 Hz para las componentes de secuencia homopolar. Partiendo de la estructura básica de estos filtros, se pueden realizar variaciones en su configuración que permiten trabajar como pasivo clásico, pasivo de doble sintonización, filtro pasivo monofásico para homopolar, así como las variantes de los mismos como filtros híbridos.

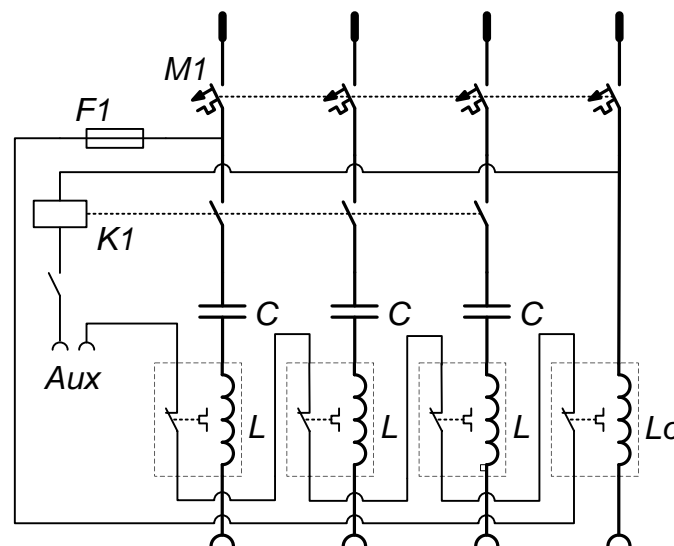


Figura 8.1 Estructura de los filtros pasivos montados.

En la **Figura 8.1** se muestra el esquema general de montaje de la etapa pasiva. Este circuito está protegido por un magnetotérmico ajustado a la intensidad nominal de los elementos del circuito, *MI*. Esta etapa, se puede conectar o desconectar de red por medio de un contactor, *KI*. Con ello, se facilita y automatiza la maniobra de puesta en marcha, parada y protección del filtro híbrido. Un circuito auxiliar controla este contactor. Dicho circuito auxiliar, se puede conectar manualmente, por medio de un interruptor, o accionarse desde la placa de control a través de las conexiones auxiliares, *Aux*. También se aprovechan los contactos de protección térmica que posee cada bobina para añadirlos en serie con el circuito de control del contactor, lo que proporciona al sistema un grado de protección adicional contra sobrecargas. Cada fase del filtro acaba en unos conectores que permiten, por medio de puentes entre ellos, montar las topologías que se consideren oportunas.

Las inductancias utilizadas para el filtro de 5 A son de 8,5 mH, con una resistencia de 0,244 Ω , lo que implica un factor de calidad a la frecuencia de resonancia de 65, y un peso de 1,3 kg para cada una de ellas. Las inductancias del filtro de 15 A son de 2,8 mH, con una resistencia de 0,034 Ω (factor de calidad de 155 a la frecuencia de resonancia) y un peso de 2,7 kg para cada una de ellas. La corriente eficaz nominal de cada inductancia es la nominal de cada filtro, es decir, 5 y 15 A, respectivamente. Las inductancias tienen temperatura máxima de trabajo 120 °C, que es la temperatura que dispara su protección térmica.

Los condensadores utilizados en el filtro de 5 A son el modelo MKP-400-I-1.7 de Epcos, de 33,5 μF / 400 V eficaces, diseñados para compensar 1,7 kvar y con un peso de 0,3 kg cada uno de ellos. Los condensadores utilizados en el filtro de 15 A son el modelo MKP-400-I-3.3 de Epcos, de 66 μF / 400 V eficaces, diseñados para compensar 3,3 kvar y con un peso de 0,4 kg cada uno de ellos. Uno de estos condensadores, conectados en paralelo con uno de los anteriores, dan lugar a la capacidad necesaria en el circuito resonante LC del filtro de 15A, que es de 99,5 μF . La tolerancia de fabrica de estos condensadores es de -5% / $+10\%$. Estos condensadores incorporan una resistencia de descarga de 150 k Ω para asegurar un manejo seguro después de su desconexión.

En la **Figura 8.2** se muestran los dos filtros pasivos montados en sus cajas. En la **Figura 8.2(a)** se muestra el modelo de 15 A de corriente nominal y en la **Figura 8.2(b)** el modelo de 5 A, con un detalle en la parte inferior de las conexiones en el lado del inversor.

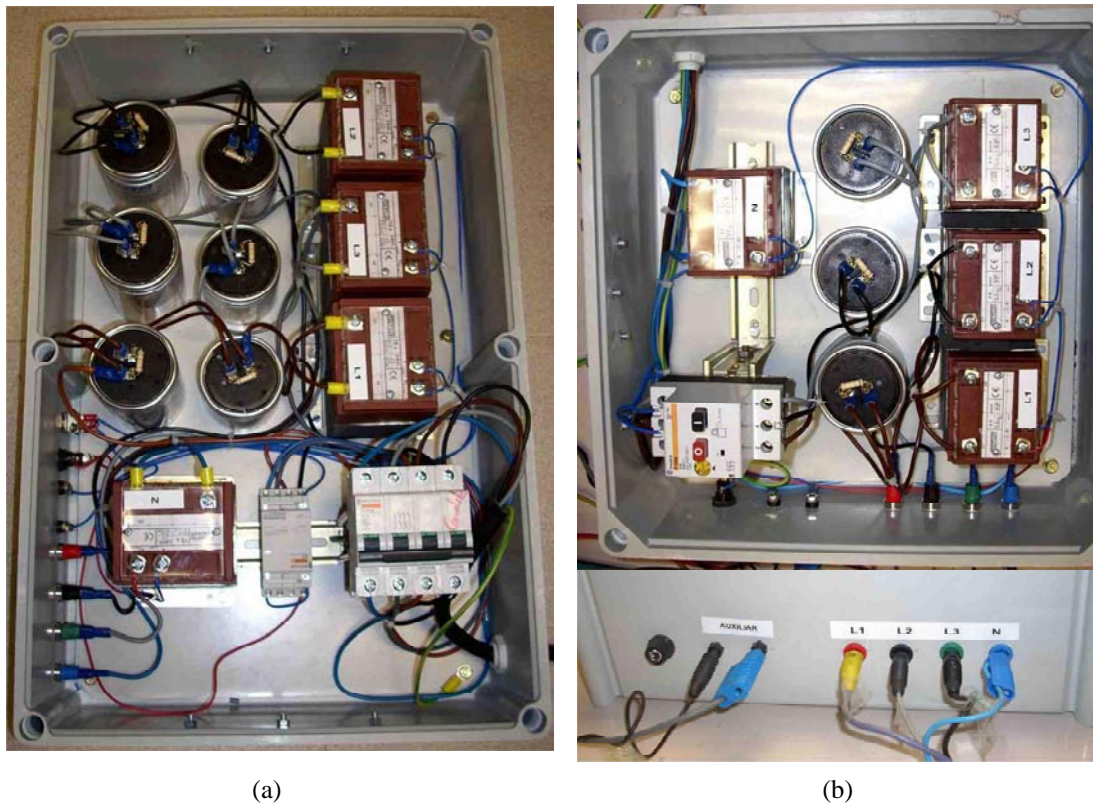


Figura 8.2 Fotos de los filtros pasivos, de 15 A izquierda y 5 A derecha.

8.2 Hardware de potencia y control

A continuación se presenta una breve descripción del hardware del prototipo experimental. Dado que el hardware utilizado está basado en un producto comercial, del que se puede encontrar información mas detallada, sólo se hará hincapié en los aspectos que afectan más directamente a la implementación del filtro híbrido y al hardware adicional que se ha añadido.

En la **Figura 8.3** se muestra el esquema general del prototipo desarrollado. El sistema de control se basa en el procesador digital de señal dsPIC30F6010, que recibe directamente todas las señales de sensado. El procesador digital, a través de unos drives optoaislados, controla directamente un puente inversor de tres ramas por modulación de anchura de pulsos (PWM). La carga esta formada por tres rectificadores monofásicos con una carga variable RLC en el lado de continua, con lo que se pueden conseguir diferentes distribuciones armónicas. En el prototipo experimental, la conexión a red puede realizarse mediante un autotransformador

variable o conectando directamente a la red de baja tensión. Con estos dos tipos de conexión se consiguen impedancias de red muy diferentes. En concreto, se han probado los dos casos más característicos estudiados de manera teórica y por simulación, es decir, se ha hecho que la potencia de red sea del mismo orden que la de la carga (impedancia de red alta) y que la potencia de red sea mucho más alta que la de la carga (impedancia de red muy baja).

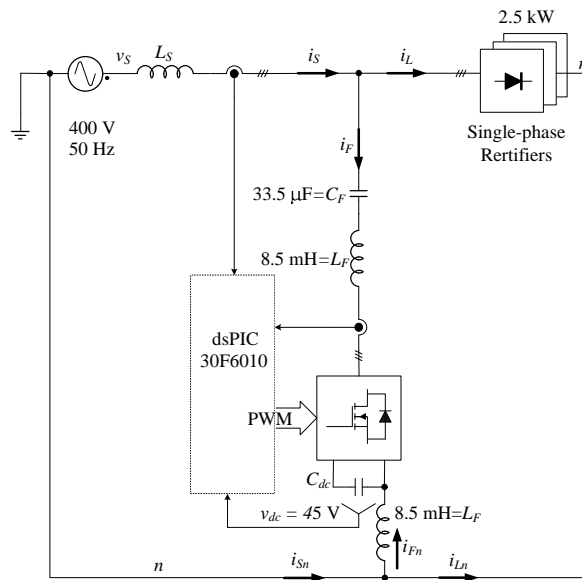


Figura 8.3 Esquema general del prototipo.

8.2.1 Convertidor de potencia

El convertidor de potencia utilizado es el dsPICDEM™ MC1L 3-Phase Low Voltage Power Module de la firma Microchip. Toda la información sobre este convertidor se puede encontrar en [Microchip2003]. Básicamente, el convertidor de potencia es un inversor trifásico de tres ramas, montado con transistores MOSFET y diseñado específicamente para el desarrollo y evaluación de aplicaciones de control de motores con procesadores dsPIC. La estructura básica del convertidor se muestra en la **Figura 8.4**. Este convertidor de potencia es capaz de operar a una tensión de bus de continua de 48 V y con una corriente eficaz de 15 A, lo que da una potencia máxima en el lado de alterna de 750 W. Una fotografía de este convertidor de potencia se muestra en la **Figura 8.5**.

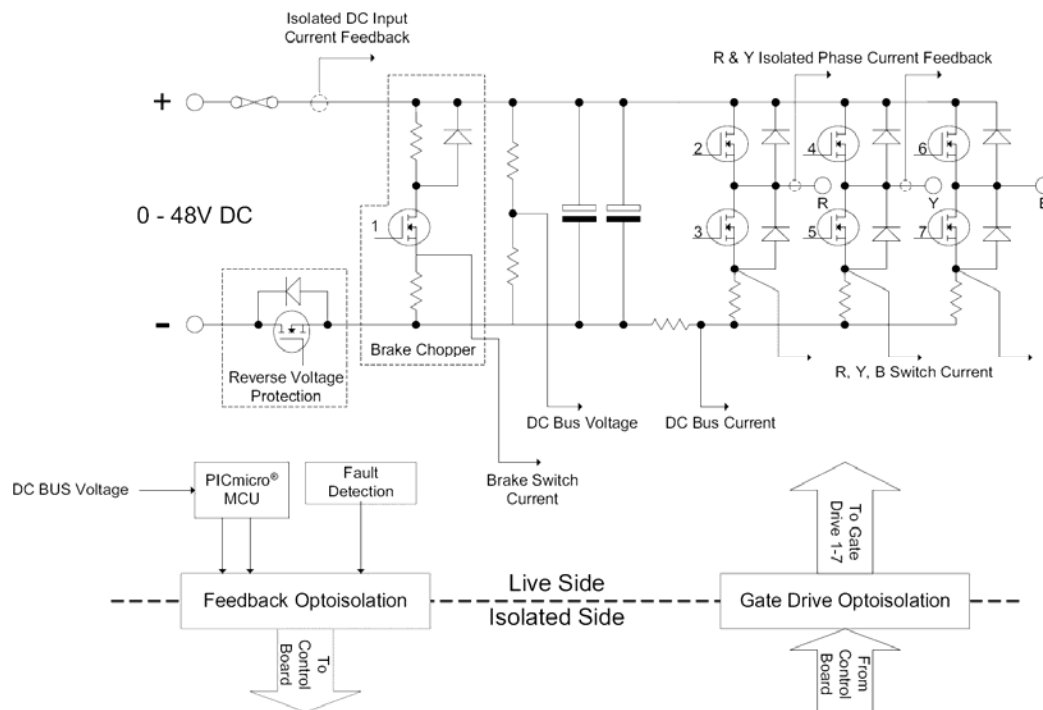


Figura 8.4 Diagrama de bloques del convertidor de potencia.

El convertidor incorpora una barrera de separación galvánica entre la parte de potencia y la placa de control. Del sistema de medidas aisladas y no aisladas que tiene el equipo, solo se han utilizado las aisladas, para mantener la separación galvánica. Este sistema de medidas aisladas proporciona medida de corriente sobre dos de las fases de salida del inversor, con una escala de 12 A/V y con un offset de 2,5 A que representa 0 A. Dicha medida se realiza con sensores de efecto Hall, con un fondo de escala de 24 A. Este offset y margen de escala está especialmente indicado para las entradas analógicas del procesador digital dsPic. Estas señales son las que servirán para el control de la corriente máxima del filtro y para controlar la carga del bus de continua. En los esquemas de control mostrados en los capítulos anteriores, siempre se ha utilizado la corriente de las tres fases. No obstante, para no variar el hardware de la placa, el control del prototipo experimental se ha realizado con sólo dos señales de corriente.

La medida de tensión del bus de continua se realiza a través de un convertidor analógico digital de 8 bits, con comunicación serie vía un optoacoplador. Este convertidor da una resolución de 0.255 V/bit, con 65 V de fondo de escala. Esta

lectura se actualiza cada 128 μ s. El procesador dsPic tiene una entrada dedicada para comunicación serie con este formato.

Las lecturas de corrientes del lado de red no están incorporadas en la placa de control. Por tanto, se han diseñado tres placas de sensado de corriente basadas en el sensor de efecto Hall Lem LTS 15-NP, el mismo que va montado en la placa de potencia. En este caso, con una escala de 24 A/V y un offset de 2,5 V, para obtener 2,5 V a 0 A y un fondo de escala de 48 A. Este es un sensor de bajo coste, con un rango de frecuencia desde corriente continua hasta 100 kHz y con alimentación única a +5 V. Se ha escogido un rango de medida ampliado respecto a las corrientes del inversor, ya que la corriente de red puede ser muy superior a la corriente nominal del filtro, con una proporción muy alta en forma de corriente de frecuencia fundamental.

El convertidor de potencia también incorpora los sistemas de protección habituales para los inversores, es decir, protección por sobre corriente de las ramas del inversor, ajustada por hardware a 22,2 A, protección por sobretensión del bus de continua, ajustada a 58,7 V, protección por sobrecorriente de la rama de frenado del inversor, ajustada a 24,5 A, y protección por sobre temperatura del refrigerador de los semiconductores, ajustado a 65 °C. Todas estas protecciones están controladas por hardware y conducen a la inhibición de los pulsos de disparo de los transistores del inversor. El disparo de cualquiera de las protecciones antes descrita también envía una señal de *fallo* a la placa de control, la cual se puede gestionar como se desee por software.

La estructura de protecciones del convertidor de potencia presenta un problema, ya que está pensada para el control de motores. En un a aplicación con motores, si hay una sobrecorriente, el corte de los transistores implica que se deja de aplicar tensión al motor y por tanto la corriente se reduce rápidamente. A diferencia de esto, en un filtro híbrido, el elemento pasivo siempre está absorbiendo una corriente parcial, al menos la correspondiente a la potencia reactiva del filtro. El hecho de dejar de aplicar tensión con el inversor como consecuencia de algún tipo de falla, no implica que la corriente por el filtro disminuya, sino que se pierde el control sobre la misma, lo que puede dar lugar a consecuencias inesperadas.

Además, si los transistores dejan de conducir después de una señal de fallo, el inversor sigue actuando como rectificador a través de los diodos que hay en paralelo con los transistores. Esto hace que, al seguir circulando corriente por el elemento

pasivo, el bus de continua se sobrecargue a través del rectificador de forma incontrolada.



Figura 8.5 Vista de la placa de potencia.

Por todo ello, en una futura nueva implementación del filtro, el sistema de protección frente a fallos no debería eliminar todas las señales de control del inversor, sino hacer conducir los tres transistores de la rama inferior del mismo, como ya se sugiere en [Akagi2005]. Con ello, a pesar de que haya un cortocircuito en bornes del inversor, se estará aplicando una tensión cero a su salida, lo cual protege el propio inversor. Además, la corriente proveniente del elemento pasivo queda cortocircuitada por el terminal negativo del bus de continua del inversor, sin posibilidad de que se produzca ninguna sobrecarga descontrolada de dicho bus. Este tipo de protección implica que los transistores deben poder soportar la corriente máxima transitoria que pueda circular por el elemento pasivo. El valor de pico de este transitorio en la conexión brusca a red no suele superar las 4 veces el valor eficaz de diseño del circuito pasivo.

El inversor también cuenta con una rama de frenado en el bus de corriente continua. Esta rama de frenado cuenta de origen con una resistencia de frenado de 75Ω , en paralelo con la cual se ha añadido otra de $6,8 \Omega$, 100 W . Esta resistencia se utiliza

como protección contra sobretensiones del bus de continua del inversor. En caso de fallo, esta protección contra sobretensiones actuaría por software al alcanzar los 48,5 V, consumiendo potencia activa y sin desconectar el filtro de la red. Además, existe una protección hardware que conecta permanentemente la resistencia de frenado al bus y que simultáneamente desconecta el filtro de la red a través de un contactor. Esta protección por hardware se dispara a partir de los 51 V de tensión en el bus de continua. La resistencia de protección para el bus de continua se ha diseñado para que pueda absorber la potencia máxima que se pueda inyectar al inversor en las peores condiciones cuando trabaja como rectificador.

El inversor está diseñado para trabajar con una frecuencia máxima de conmutación de 20 kHz. Por cuestiones de programación, se ha seleccionado una frecuencia de conmutación de 14,4 kHz, con un tiempo muerto de 2 μ s. A esta frecuencia, el ruido producido por el inversor es apenas audible y la corriente de alta frecuencia inyectada a red es muy reducida.

8.2.2 Sistema de control digital

El sistema de control digital utilizado en el prototipo experimental es el dsPICDEM™ MC1 Motor Control Development Board de Microchip [Microchip2003a]. El procesador utilizado es el dsPIC30F6010 en formato de 80 patillas [Microchip2004].

En esta presentación, no se va entrar en detalle de todas las funciones que puede realizar este procesador de señal ni la placa de desarrollo, la cual está pensada para el control de motores. Sólo se van a exponer las características más importantes que afecten directamente al sistema de control del filtro híbrido.

El diagrama de bloques del microcontrolador se muestra en la **Figura 8.6**. Las características del microcontrolador son: bus de datos de 16 bits, 144 kbytes de memoria Flash para programa, 8 kbytes de RAM para datos, 4 kbytes de memoria no volátil EEPROM, velocidad de proceso de hasta 30 MIPS, compilador de C optimizado para su juego de instrucciones, núcleo de cálculo DSP que permite multiplicaciones de 17 x 17 bits, 8 canales de salida para el control PWM con tiempo muerto programable, 16 canales de conversión analógica digital de 10 bit, con 4 S/H y 500 ksps, Programación y emulación a través de un canal serie incluido en el micro.

El sistema de control del filtro procesa los siguientes datos analógicos de entrada: dos corrientes de rama de inversor, tres corrientes de red y la tensión del bus de continua. Como salida del sistema de control, se tienen las señales complementarias de disparo de las tres ramas del inversor, más la de la rama de frenado para el bus de continua del inversor.

Existen cuatro pulsadores a los que se les han programado las siguientes funciones: 1) la desconexión total del inversor, tensión cero a la salida del inversor; 2) activación del control de la tensión del bus de continua pero sin control de filtrado de armónicos; 3) puesta en marcha del filtro, con control del bus de continua y de los armónicos; 4) el funcionamiento completo del filtro, pero con un salto brusco en la ganancia del mismo respecto al modo de operación anterior. En la placa de control, existe también un botón de reset general y un botón para el rearme de las protecciones en caso de fallo. Así mismo, existe una entrada serie para la comunicación con el convertidor A/D que mide la tensión del bus de continua. En la **Figura 8.7** se muestra la placa de control con el microcontrolador.

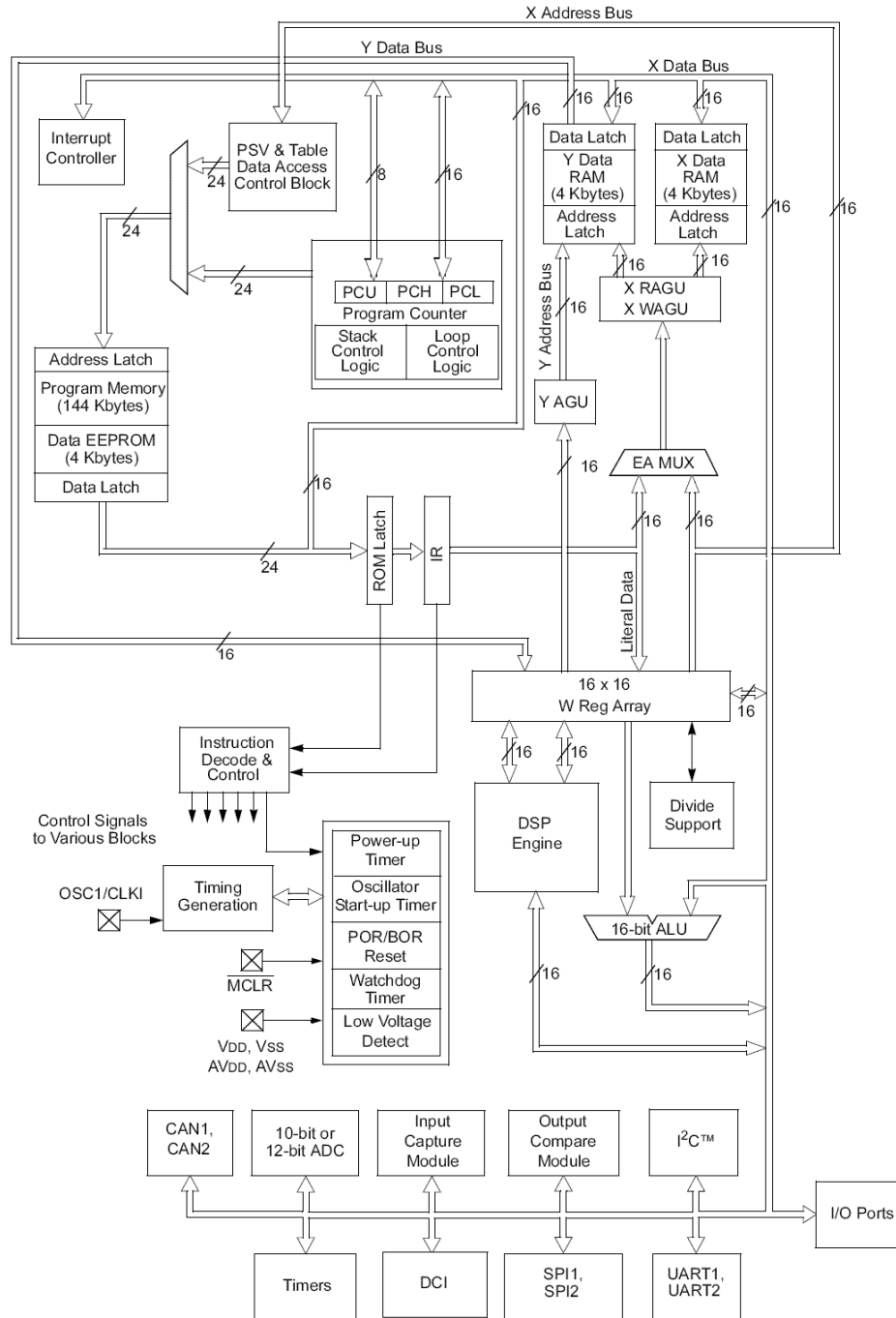


Figura 8.6 Diagrama de bloque del los micros de la familia dsPIC30F.

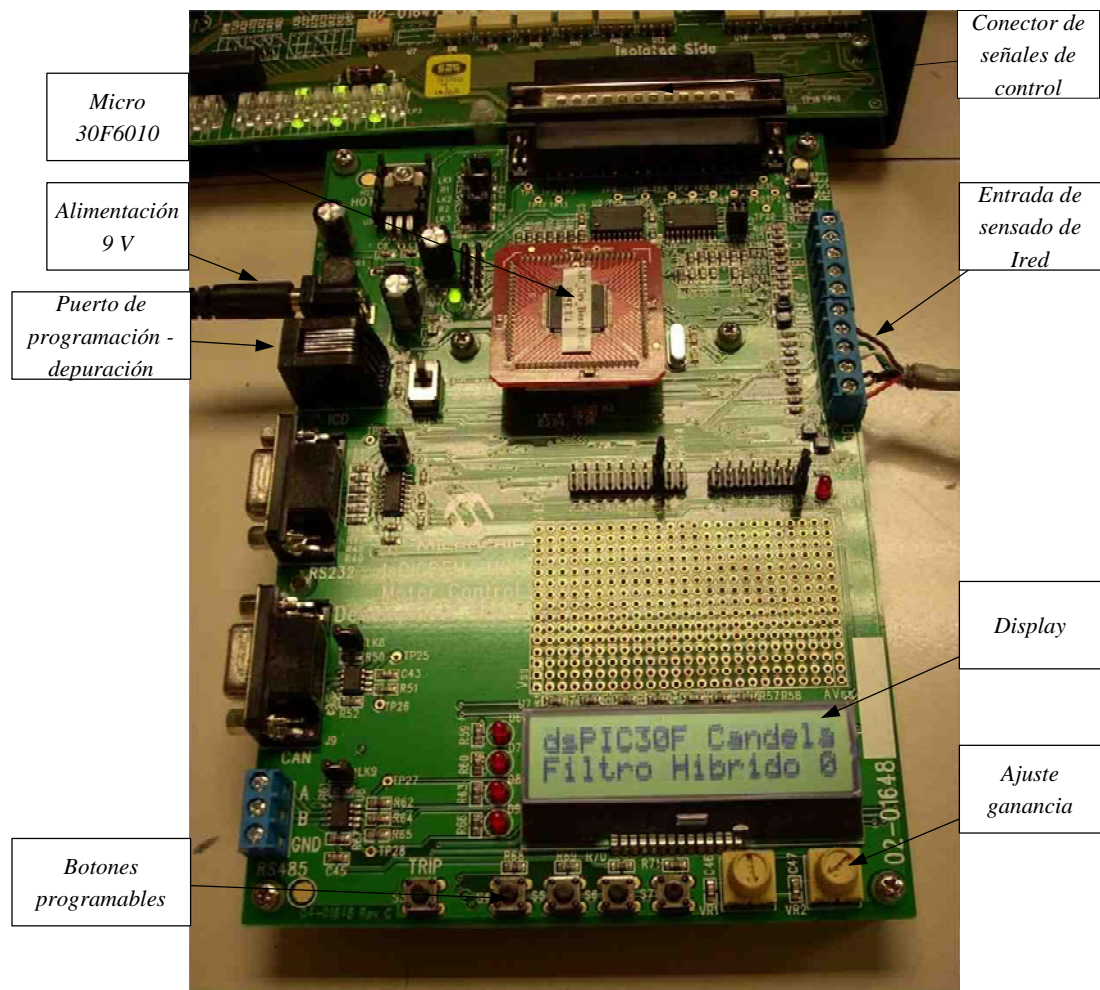


Figura 8.7 Vista de la placa de control.

8.3 Programa de control

El control que se ha implementado sobre el microcontrolador es una versión simplificada de los algoritmos de control que se presentaron en el Capítulo 6. A pesar de las simplificaciones realizadas, se pretende que el filtro disponga de todas sus funcionalidades y que pueda funcionar de forma aislada, dentro de los límites que impone un primer desarrollo experimental.

Para simplificar las tareas de programación, el programa de control está totalmente desarrollado en C estándar. Todas las variables de control y las operaciones realizadas con las mismas están realizadas en coma fija, con una resolución de 16 bits, la que tiene el microcontrolador por defecto. Dadas las limitaciones de cálculo

del microcontrolador utilizado, tanto en precisión como en velocidad, respecto a otras familias de microcontroladores actuales, que superan las 100 MIPs y pueden trabajar con variables en coma flotante, se estimó un tiempo de procesamiento muy amplio, 208,3 μs , y se intentó minimizar la complejidad de los cálculos. En el programa definitivo, este tiempo resultó excesivamente sobredimensionado, ya que el tiempo de cálculo final fue de solo 10 μs .

La **Figura 8.8** muestra la estructura del control que se programó en el prototipo experimental. Las tres señales de corriente de red I_S , pasan por un filtro de rechazo de banda sintonizado a 50 Hz, para luego aplicarles la ganancia k , que es ajustable. Las tres señales de corriente de filtro I_F , pasan por un filtro pasa banda sintonizado a 50 Hz. Todos los filtros implementados en el prototipo experimental resultan de la discretización de los filtros en tiempo continuo que se utilizaron en las simulaciones, con un tiempo de muestreo de 4,8 kHz.

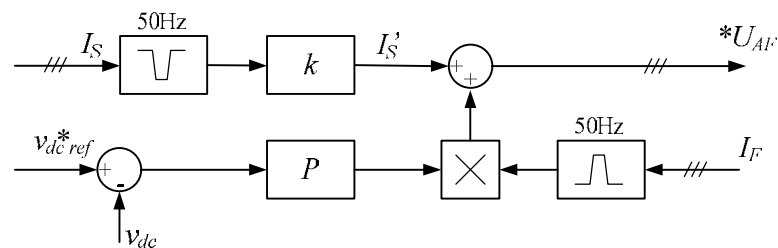


Figura 8.8 Esquema de control implementado en el microcontrolador.

El control del bus de continua se implementa sólo con un controlador proporcional de ganancia P que hace estable al sistema. En la práctica, este controlador proporcional origina un error estacionario en la tensión del bus de continua de menos de 0,5 V. La señal procedente de la corriente del filtro se multiplica por la salida del controlador proporcional del bus y el resultado se suma a la consigna para la eliminación de armónicos, I_S' . Esta suma es la referencia para la tensión que debe ser generada por el inversor, $*U_{AF}$.

En la **Figura 8.9**, se muestra el diagrama de flujo del programa de control implementado en el microprocesador. El programa tiene tres partes básicas: la rutina de inicialización, una rutina rápida para el control del proceso y una rutina lenta para comprobación del teclado.

La rutina de inicialización sirve para definir el modo de actuación de los periféricos del microprocesador, siendo una de las partes más delicadas del programa. Las tareas más importantes llevadas a cabo por esta rutina son:

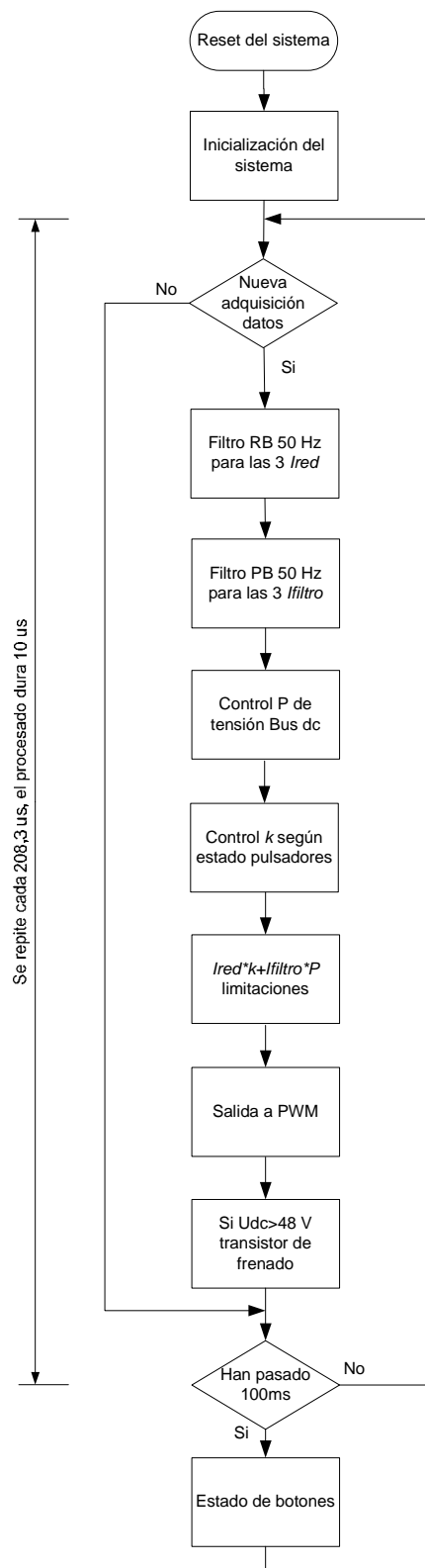


Figura 8.9 Diagrama de flujo del programa de control del filtro.

- Inicializar los puertos necesarios como entradas o salidas, según las necesidades.
- Inicializar el display, se utiliza solo para mostrar un mensaje de funcionamiento
- Inicializar el control del PWM, a 14,4 kHz en tres ramas complementarias, con un tiempo muerto de 2 μ s, habilitando una línea como señal de entrada de fallo de inversor y habilitando una interrupción en cada ciclo del PWM.
- Inicialización del protocolo de comunicaciones serie con el conversor A/D que da lectura de tensión del bus de continua.
- Inicializar los conversores A/D del microprocesador, elegir el formato de salida de la conversión, sincronizar la conversión con el PWM con una conversión cada 3 ciclos de PWM, configurar los “sample and hold” para muestreo simultaneo de la corriente de las tres fases, habilitar para generar una interrupción al finalizar la conversión, configurar el reloj del conversor A/D y los ciclos de reloj que se asignan a la conversión.
- Definir las rutinas de interrupción debidas a la señal de fallo, fin de ciclo del PWM y fin de conversión A/D.
- Definición de las variables generales del programa y de los coeficientes y variables intermedias para los filtros pasa banda necesarios en el programa.

La rutina rápida se repite cada tres ciclos de PWM, o lo que es lo mismo cada ciclo de conversión A/D (cada 208,3 μ s a una frecuencia de 4,8 kHz). En esta rutina están incluidos todos los cálculos necesarios para el control del filtro. Gracias a la inicialización de periféricos y programación de interrupciones antes descritos, cada vez que se inicia esta rutina, las variables de interés ya tienen cargados los nuevos valores adquiridos y, una vez terminada la rutina, los nuevos valores de ciclo de trabajo para cada rama del PWM se actualizarán automáticamente.

La descripción secuencial de esta rutina es:

- Actualización del “Watchdog”, para que se produzca un reset en caso de fallo del software.

- Si la tensión del bus de continua es mayor de 48 V, se activa el transistor de frenado, sino se desactiva. Esto produce una frecuencia máxima de conmutación en dicho transistor de 2,4 kHz, y una activación continua si el problema se mantiene.
- Si está activado el “flag” del botón de paro del filtro, se ponen todas las salidas del PWM a cero, si no el programa continúa.
- La señal de corriente del lado de red atraviesa el filtro de rechazo de banda para 50 Hz. La salida del filtro se escala en función de la ganancia k . Esto se realiza con cada fase.
- Se resta la tensión real del bus de continua de la referencia deseada, esta diferencia se escala con un control proporcional. Este error de tensión del bus sirve como control de la tensión del bus.
- Las tres señales de corrientes que entran en el filtro híbrido se pasan por un filtro pasa banda de 50 Hz. Las señales de salida se multiplican por la señal de salida del controlador del bus y el resultado se suma a las señales procedentes de las corrientes de red.
- Las señales de salida para las tres fases se cargan en los registros de ciclo de trabajo del PWM. Previamente, se debe comprobar que no superen los valores máximos y mínimos del ciclo de trabajo.
- Se comprueba si debe realizarse la rutina lenta y si no es así, queda en espera hasta que se renuevan los datos y se repita la rutina.

La rutina al completo consume un tiempo de cálculo total de 10 μ s, con lo que la salida del inversor se actualiza en la próxima conmutación. El retardo total desde que se leen variables de corriente hasta que el inversor conmuta es menor de 70 μ s.

La rutina lenta se ejecuta cada 111 ms. Esta rutina se activa por medio de un contador de eventos del PWM y se ejecuta cada 1600 ciclos de trabajo. Esta rutina esta destinada a servicios auxiliares del filtro, básicamente a comprobación de botones activos y enviar mensajes al display. Cuando se pulsa un botón determinado se activa un “flag” que luego se utilizará en el programa.

8.4 Evaluación experimental del filtro híbrido de doble sintonización

El filtro híbrido implementado se ha probado con dos tipos de redes, caracterizadas por tener impedancias de red muy diferentes. El valor de esta impedancia afecta mucho a la calidad del filtrado en los filtros pasivos. La primera red utilizada es un autotransformador regulable de 0 a 400 V / 7,6 A / 5 kVA. Por motivos técnicos relacionados con corrientes de fugas, este autotransformador estaba alimentado a su vez por un autotransformador reductor de 380 a 220 V. Esta última es la tensión nominal de entrada del autotransformador regulable. Este conjunto de dispositivos presenta una impedancia de red relativamente elevada, estimándose la reactancia en un 6 % y la resistencia en un 1,5 % para una tensión de salida de 400 V. La otra red utilizada es la red de alterna de 380 V del laboratorio. A causa de la proximidad entre este laboratorio de ensayo y el cuadro principal de distribución del edificio, se puede estimar que la impedancia de red vista desde el laboratorio es ligeramente superior a la impedancia del transformador de distribución de 630 kVA, más la impedancia de los cables de distribución. A partir de los resultados obtenidos en los ensayos y en las simulaciones, se ha podido estimar que la potencia equivalente en este punto a efectos de impedancia es del orden de 250 kVA.

En el prototipo experimental, la carga armónica se ha creado en base a tres rectificadores monofásicos, conectados entre fase y neutro. La carga de salida de los rectificadores es un circuito RC paralelo, más una inductancia de alisamiento serie. La resistencia de carga es variable de 24 a 168 Ω , en saltos de 24 Ω . La posición más utilizada durante los ensayos a sido la de 96 Ω . Lo que daba una carga de unos 2,5 kW. La batería de condensadores en paralelo con la resistencia también es variable de 12 a 48 μF en saltos de 12 μF . La posición durante casi todos los ensayos ha sido la de 48 μF . La inductancias de alisamiento que se han colocado en la parte de continua, entre el rectificador y la carga RC es de 50 mH. Este conjunto genera una carga armónica similar a las descritas en la bibliografía especializada en este tema [Santoso2002] y corresponde con los armónicos característicos en sistemas comerciales y oficinas con cargas monofásicas.

En su mayoría, las medidas se han tomado con un osciloscopio Yokogawa DL708E, con 7 canales disponibles. El osciloscopio permite hacer volcados de pantalla y exportar los datos de la adquisición para su posterior tratamiento. Todos los canales permiten lecturas de tensiones diferenciales y aisladas de tierra. Para las lecturas de corriente sobre este osciloscopio se han conectado pinzas de corriente de efecto

Hall. Los modelos E3n de Chauvin Arnoux y PR30 de LEM ofrecen una salida de 100 mV/A y su ancho de banda que abarca desde corriente continua hasta los 100 kHz. Se han seleccionado las escalas del osciloscopio de tal forma que en pantalla directamente se pueda leer 1 V/A.

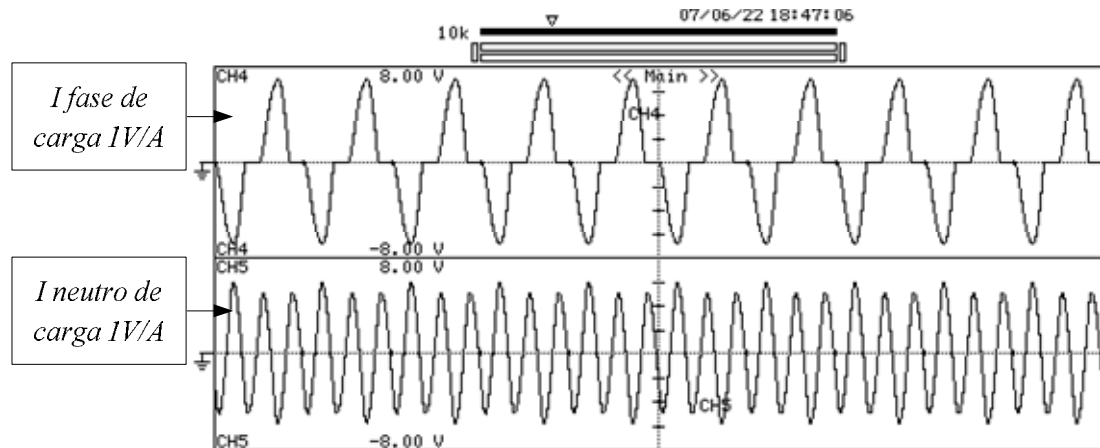


Figura 8.10 Corriente de carga en fase y en neutro.

En la **Figura 8.10**, se puede ver la corriente típica que demanda la carga. Esta corriente tiene un valor de pico de 7 A en cada fase y de 6 A en el conductor de neutro. En la **Figura 8.11**, se muestra la distribución armónica de la corriente de la carga. El THD de la corriente de fase es de un 39,2 %, con presencia predominante de los armónicos 3°, 5° y 7° y con menor presencia de otros superiores. La corriente de neutro tiene un THD del orden del 1000 %, estando principalmente compuesta por un 3^{er} armónico, aunque también existen otras componentes de menos magnitud, como el 9° armónico.

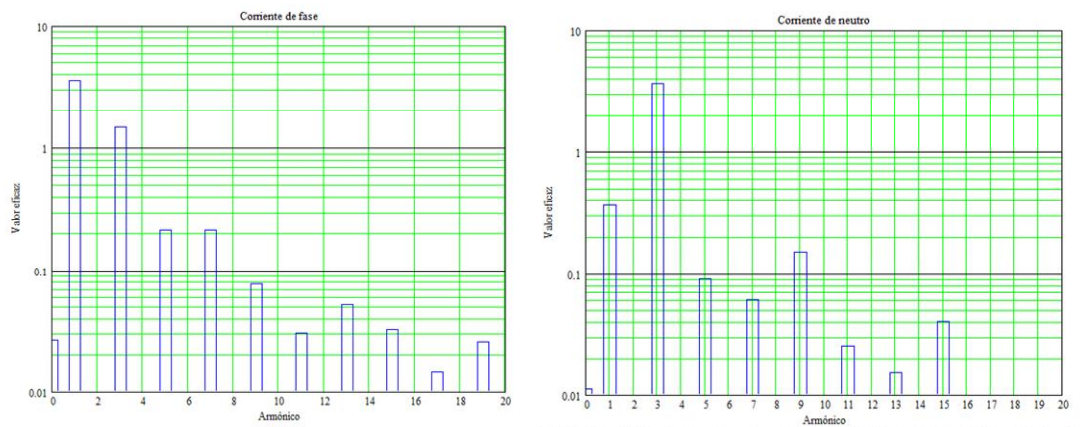


Figura 8.11 Distribución armónica de la corriente de carga en fase y en neutro.

En las pruebas experimentales, se ha trabajado más a fondo con el filtro híbrido de 5 A de corriente nominal, el cual constaba de unas inductancias de 8,5 mH y unos condensadores de 33,5 μF en su circuito resonantes. Con este filtro, el inversor puede soportar el transitorio de conexión directa a la red de 400 V sin que disparen las protecciones. En el caso del filtro de 15 A, las pruebas se han realizado tras hacer una conexión suave a red.

En la **Figura 8.12**, se muestran las corrientes de conexión del filtro híbrido de 5 A a la red. La amplitud del transitorio depende de la fase de las tensiones de red en el momento de la conexión. La frecuencia del transitorio es la de resonancia del filtro, es decir, 300 Hz. En los ensayos, se busco el caso más desfavorable para observar la máxima amplitud del transitorio, es decir, se eligió la mínima impedancia de red y se forzó que el bus de continua del inversor estuviera completamente descargado. Así mismo, se consideró que los condensadores del filtro pasivo estaban completamente descargados. Esta condición debe estar asegurada en las reconexiones del filtro para no incrementar la magnitud de la corriente transitoria absorbida de la red, lo cual incrementaría innecesariamente los esfuerzos sufridos por el inversor. En estas condiciones, el mayor pico de corriente observado después de numerosos ensayos fue de 20 A para las fases y solo 4 A para la corriente de neutro. Por tanto, el inversor del filtro debería soportar, como mínimo, una corriente de pico cuatro veces superior al valor nominal de la corriente eficaz considerada en el diseño. En este caso, el ajuste de las protecciones de sobrecorriente del inversor se fijó en 22,2 A.

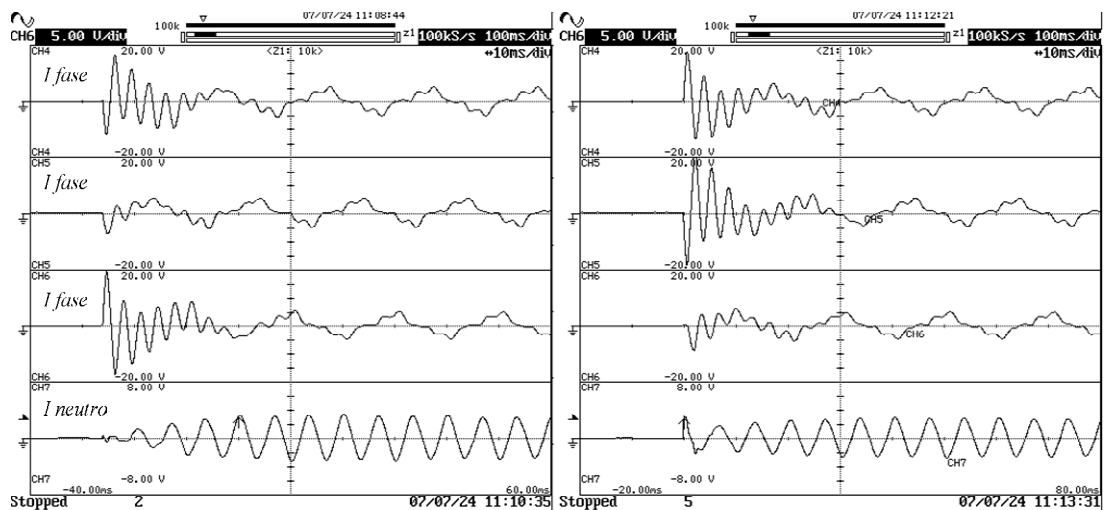


Figura 8.12 Corrientes de conexión del filtro híbrido, los dos casos con corrientes transitorias más elevadas.

La **Figura 8.13** muestra el proceso de carga del bus de continua del inversor desde el momento de conexión del filtro híbrido a la red. El bus de continua en el momento del ensayo estaba compuesto por los condensadores propios del inversor, que tenían un valor de $14100 \mu\text{F}$, más una batería de condensadores externa de $60.000 \mu\text{F}$. Esta capacidad suplementaria exterior se añadió para ralentizar las variaciones de tensión en el bus de continua en caso de fallo del software de control.

Los plots de la **Figura 8.13** abarcan 5 segundos. La tensión de consigna del bus de continua era de 45 V . Este valor se alcanza en unos $2,5$ segundos desde la conexión del filtro. Como muestra la **Figura 8.13(f)**, durante el proceso de carga del bus, el circuito pasivo se ve recorrido por una determinada corriente, la cual también atraviesa el inversor. Esta corriente tiene una componente fundamental que sólo depende de la batería de condensadores que forma el circuito pasivo del filtro y unas componentes armónicas que dependen de la carga y de la impedancia de red. El inversor genera una tensión en fase con la corriente de frecuencia fundamental. Esto hace que el inversor absorba potencia activa, la cual carga los condensadores del bus de continua. La tensión que se ve en la **Figura 8.13(e)**, con el nombre de U_{inversor} , es la tensión de salida del inversor (procesada por un filtro pasa bajos de 500 Hz para sólo apreciar el valor medio de la tensión conmutada), la cual está claramente en fase con la componente fundamental de la corriente que circula por el inversor.

Una vez que se ha alcanzado la tensión del bus de continua deseada, la tensión necesaria para mantener esta tensión es muy reducida, pues sólo tiene que cubrir las

pérdidas en los componentes del filtro. En régimen permanente, el filtro híbrido apenas intercambia potencia activa con red.

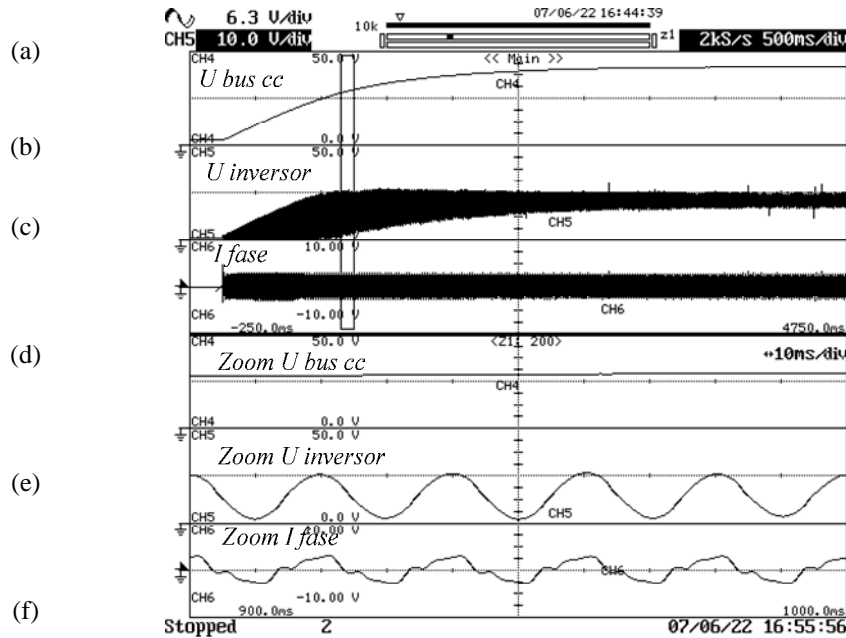


Figura 8.13 Proceso de carga del bus de continua del inversor.

La **Figura 8.14** muestra la activación del control del filtro híbrido en una red de baja impedancia. En la parte izquierda de la figura, el inversor no está activado y las señales corresponden a las que se obtendrían de un filtro pasivo. Como la impedancia de red es más baja que la impedancia del filtro pasivo, no hay casi efecto de filtrado de armónicos. Esto se aprecia especialmente en la corriente de neutro, la cual es prácticamente la misma en el lado de carga y en el lado de red. Por otra parte, hay una resonancia parcial entre el filtro pasivo y la impedancia de red. Esta resonancia da lugar a que la corriente de fase en el lado de red tenga más armónicos que en el lado de carga. Particularmente, esta resonancia tiene una frecuencia que ronda el 5º armónico.

Una vez que se activa el control del inversor del filtro híbrido, sus efectos se hacen visibles en menos de 20 ms. Las señales resultantes de la activación del inversor se muestran en la parte derecha de la **Figura 8.14**. En este caso, la corriente de fase del lado de red se ha transformado en prácticamente senoidal, es decir, ha desaparecido la resonancia con red y se han absorbido los armónicos de carga. En el neutro, se ha

reducido mucho la corriente de 3^{er} armónico. No obstante, se aprecia una pequeña componente de frecuencia fundamental en este conductor que es debida a un pequeño desequilibrio de las cargas. Además, también existen armónicos de orden superior, 9° y 15°, que el filtro no es capaz de eliminar ya que se encuentran lejos de la frecuencia de resonancia a componentes homopolares. En este test, se ha pasado de un THD de casi el 40 % en las corrientes de fase del lado de red a un THD del 4,5 %.

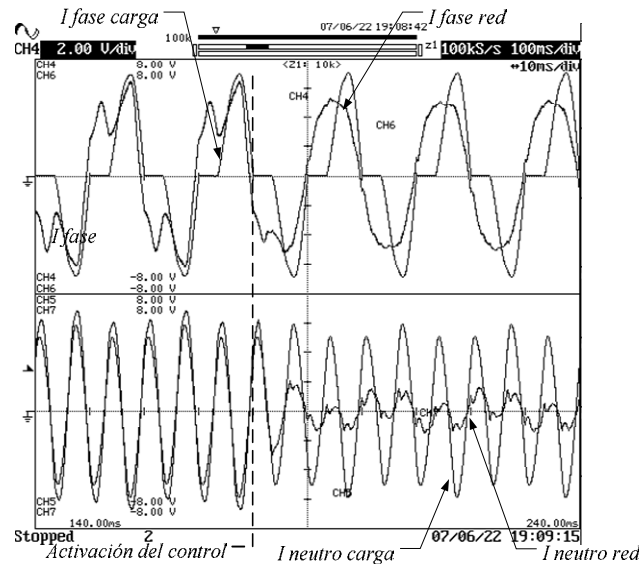


Figura 8.14 Activación del control del filtro híbrido con red de baja impedancia.

En la **Figura 8.15** se muestra el mismo proceso de activación del control del filtro, pero en este caso sobre una red de alta impedancia. La diferencia más importante con respecto al caso anterior es que, antes de que actúe el control, la resonancia entre el circuito pasivo del filtro y la red es ahora más acentuada. También se puede observar que el filtro pasivo filtra mejor los armónicos de neutro en este caso. Esto es debido a que ahora el filtro presenta menos impedancia que la red a estos armónicos. Una vez que se activa el control, los resultados son similares a los que se obtuvieron cuando se trabajaba con una red fuerte.

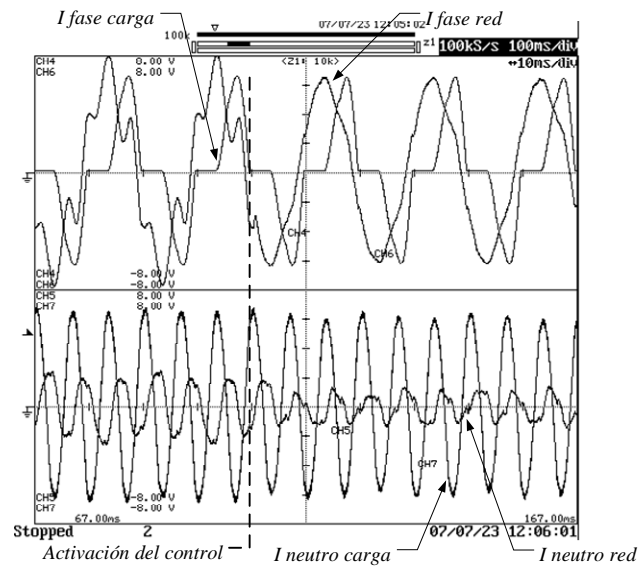


Figura 8.15 Activación del control del filtro híbrido con red de alta impedancia.

En la **Figura 8.16**, se muestra la tensión de salida del inversor durante la activación del control del filtro híbrido. Las tensiones de salida del inversor están filtradas con un filtro pasa bajos para cancelar las componentes a la frecuencia de conmutación. Antes de que se active el control del inversor del filtro, la tensión de salida de éste está constituida por la tensión de frecuencia fundamental para mantener la tensión del bus de continua, más la caída de tensión en los elementos conmutadores debido a la corriente circulante. La tensión media de salida que da el inversor es de 22,5 V, es decir, la mitad de la tensión del bus de continua.

Una vez activado el control del inversor, su tensión de salida prácticamente alcanza su excursión máxima, es decir, de 0 a 45 V. En este caso, la ganancia del lazo se calculó para que el filtro aproveche al máximo la tensión del bus de continua en la cancelación de los armónicos de la carga. Si se intenta superar esta excursión máxima, se generarían armónicos indeseables debido a la saturación. En este caso, los resultados en la corriente de fase y de neutro del lado de red son similares a los obtenidos en los tests anteriores.

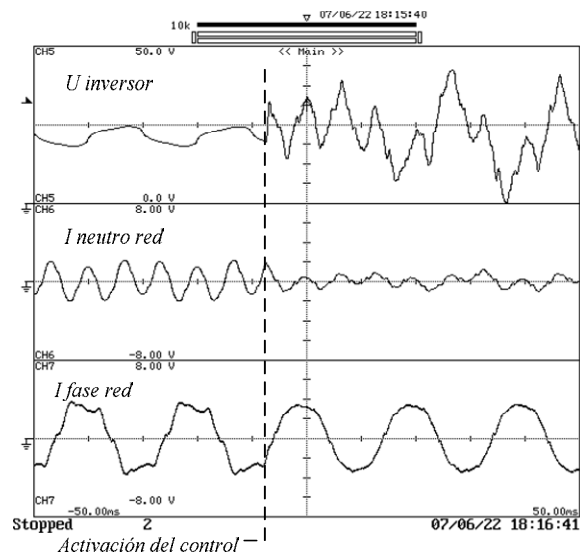


Figura 8.16 Activación del control del filtro híbrido, tensión de control.

La **Figura 8.17** muestra la respuesta dinámica del filtro híbrido ante la conexión brusca de una carga distorsionante. Las **Figura 8.17(a)** y **Figura 8.17(b)** muestran la corriente de fase y de neutro, respectivamente, las cuales tienen la misma amplitud y distribución armónica que en los casos anteriores, pero aparecen de forma brusca a los 40 ms.

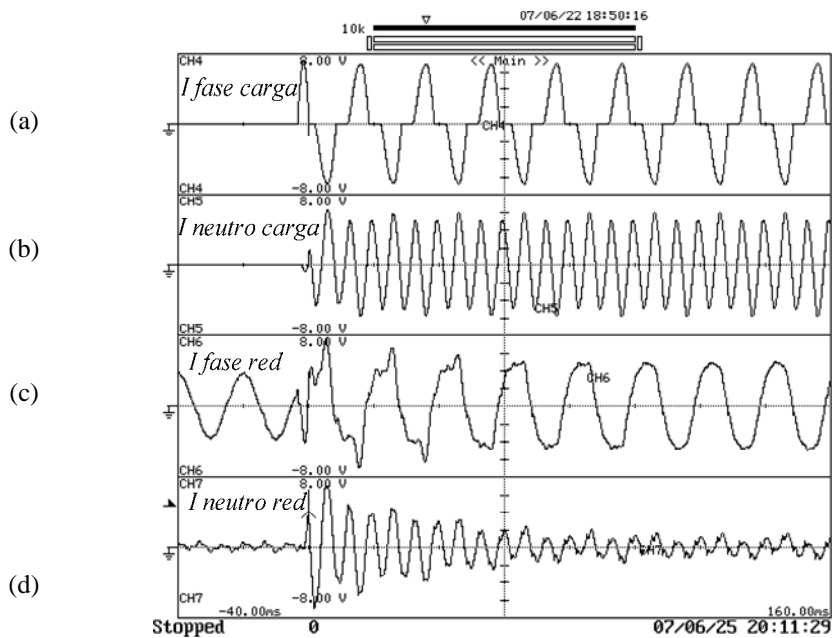


Figura 8.17 Conexión brusca de la carga.

Las **Figura 8.17(c)** y **Figura 8.17(d)** muestran la corriente de fase y de neutro del lado de red, respectivamente. Antes de conectar la carga, el filtro sólo absorbía corriente reactiva de primer armónico y no absorbía corriente de neutro. Una vez se conecta la carga, aparece un periodo transitorio en que los armónicos de la carga circulan por el lado de red. Este periodo transitorio dura aproximadamente 100 ms y, una vez superado, las corrientes de red vuelven a ser prácticamente senoidales. El tiempo de respuesta del filtro al cambio de carga no depende del algoritmo de control, sino principalmente del tiempo de respuesta del filtro pasivo a la excitación que le impone el circuito de control.

Una ventaja importante de los filtros híbridos respecto de los pasivos es su capacidad para atenuar resonancias entre el filtro la red. La **Figura 8.18** muestra el filtro de 15 A conectado a una red de 400 V que trabaja en vacío, es decir, sin carga alguna. Las formas de onda de la parte izquierda de la figura corresponden a una situación en la que el control del inversor del filtro híbrido está activado. En ese caso, el filtro está consumiendo 5 kvar de potencia reactiva de la red, lo cual coincide con las especificaciones de este filtro. Cuando se desactiva el control del inversor del filtro híbrido, el sistema pasa a trabajar como un filtro pasivo. En la parte derecha de la **Figura 8.18** se aprecia como, en ese modo de trabajo, el filtro, además de consumir la potencia reactiva, también absorbe armónicos del lado de

red. Si esta resonancia entre el circuito pasivo y la impedancia de red fuese muy agresiva, es decir, si no hubiese suficientes elementos atenuadores, podría llegar a destruir el filtro por sobre corriente. El control implementado en el inversor del filtro híbrido evita este problema totalmente.

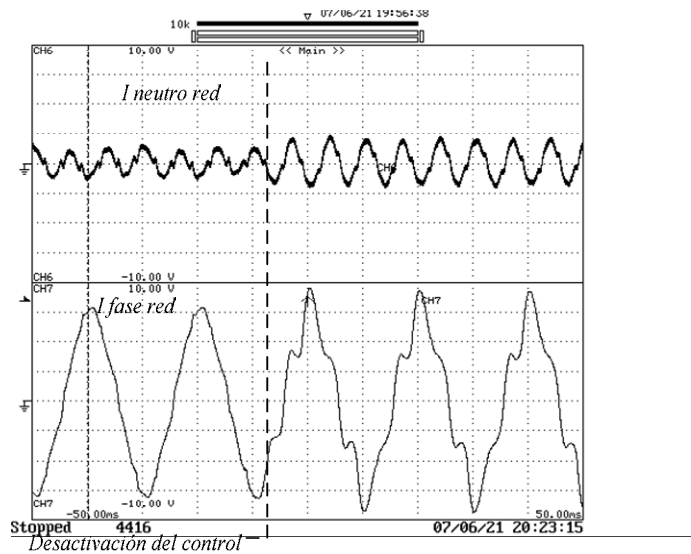


Figura 8.18 Filtro híbrido y pasivo de 15 A conectado a red sin carga.

A pesar que el control implementado en el modelo experimental es más sencillo que los desarrollados en el Capítulo 6, los siguientes objetivos han sido cubiertos satisfactoriamente durante la fase experimental:

- Se ha comprobado la utilidad del filtro pasivo de doble sintonización.
- Se han eliminado varios armónicos simultáneamente, incluidos los de neutro.
- Se ha estudiado el proceso de carga del bus de continua y se ha controlado la tensión del mismo.
- Se han eliminado resonancias entre el circuito pasivo y la red.
- Se ha evaluado la respuesta dinámica del filtro.
- Se ha trabajado con un bus de continua de tensión muy reducida.
- Se ha implementado el control en un microcontrolador de bajo coste.

8.5 Evaluación experimental del filtro híbrido para componentes homopolares

Aprovechando las similitudes en el control y en los componentes de potencia entre el filtro híbrido trifásico de cuatro hilos y el filtro híbrido para el control de componentes de corriente homopolar, en la fase experimental también se evaluó el comportamiento de este último. El esquema general del filtro híbrido para el control de componentes de corriente homopolar se muestra en la **Figura 8.19**. En este caso, el filtro pasivo está formado por una batería de tres condensadores, de $33,5 \mu\text{F}$ cada uno, conectados en estrella. La inductancia de conexión a neutro tiene un valor de $11,3 \text{ mH} / 5 \text{ A}$, que resuena con la batería de condensadores a 150 Hz . Esta resonancia sólo afecta a las componentes homopolares. Esta inductancia está conectada entre el centro de estrella de la batería de condensadores y una de las ramas del inversor trifásico.

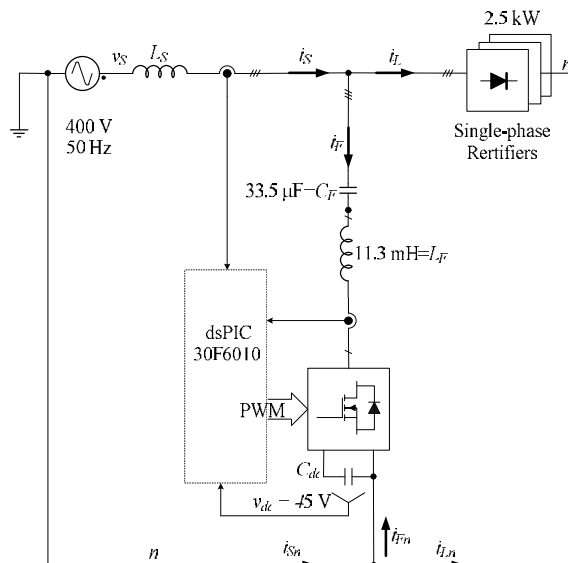


Figura 8.19 Esquema general del filtro híbrido para componentes homopolares.

Del inversor trifásico sólo se utiliza una de las ramas, ya que sólo se van a suministrar tensiones homopolares. El negativo del bus de continua del inversor está conectado directamente al conductor de neutro de la red. En esta configuración, el inversor siempre suministra en su salida una componente de continua que tiene que ser bloqueada por la batería de condensadores. Pero esta tensión suplementaria de continua sólo es de $22,5 \text{ V}$, lo cual incrementa muy poco los requerimientos de la batería de condensadores. En este caso, no se ha implementado un control específico

para la tensión del bus de continua y, en su lugar, éste se alimenta a través de una fuente de alimentación exterior.

Si bien solo sería necesario un sensor de corriente en el conductor de neutro para hacer funcionar el filtro, para no cambiar la estructura general del filtro trifásico, se sigue tomando la lectura de corriente trifásica y se implementa el cálculo de la corriente de neutro por software, a través de la ecuación:

$$i_n = -(i_a + i_b + i_c). \quad (6.1)$$

El resto del control es idéntico al del filtro trifásico, salvo que sólo se suministra la señal de salida de una rama del inversor.

La **Figura 8.20** muestran las formas de onda correspondientes a la conexión a red del conjunto formado por el filtro híbrido y la carga distorsionante. En el momento de la conexión, la corriente de fase del lado de red experimenta un pico muy alto de corriente. Este pico es debido a la carga de la batería de condensadores. Este pico sobrepasa en exceso la máxima amplitud representable en la pantalla del osciloscopio para la escala seleccionada. La corriente de neutro no presenta ese pico de conexión de los condensadores. Por tanto, el inversor no se ve sometido a dicho esfuerzo, el cual seguramente sería inadmisibles.

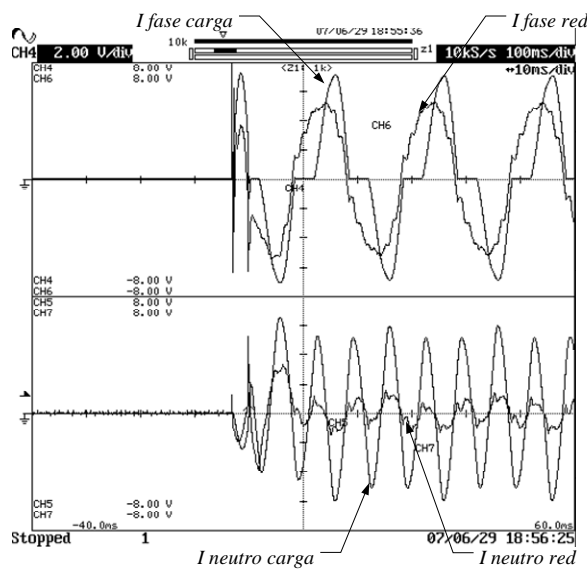


Figura 8.20 Conexión del conjunto filtro híbrido y carga.

Como el control del inversor del filtro está activo desde el momento de la conexión a red y el bus de continua del inversor mantiene su tensión por una fuente exterior,

la respuesta del filtro es casi instantánea. En 20 ms la corriente de tercer armónico de neutro ha reducido significativamente su valor.

En la **Figura 8.21**, se puede ver la diferencia de actuación sobre la misma carga del filtro híbrido y el filtro pasivo. En la parte izquierda de la **Figura 8.21**, se muestran las formas de onda cuando está actuando el control del inversor del filtro híbrido. En ese modo de trabajo, la corriente de neutro es muy reducida y la corriente de fase no presenta tercer armónico. En la parte derecha de la **Figura 8.21**, se ha desactivado el control del inversor del filtro híbrido y, por tanto, solo actúa el circuito pasivo, el cual no consigue filtrar apenas los armónicos de la carga.

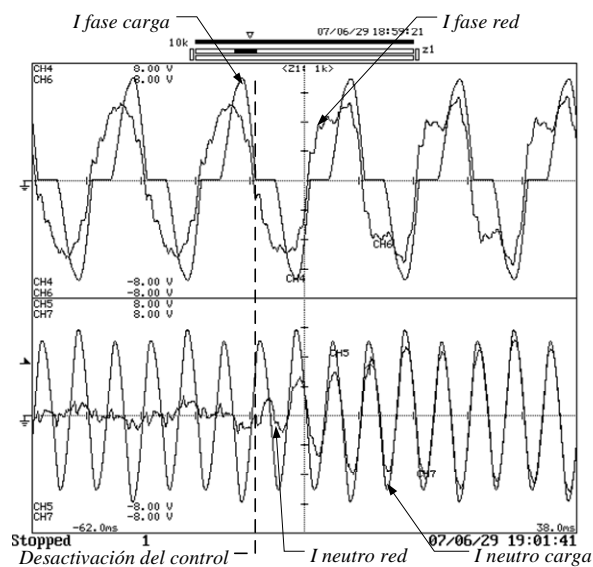


Figura 8.21 Desactivación del control del filtro híbrido para componentes homopolares.

Por último, en la **Figura 8.22** se muestra la respuesta dinámica del filtro ante la conexión brusca de la carga. Las corrientes que se muestran en la parte izquierda de la **Figura 8.22** corresponden al consumo de potencia reactiva del filtro. En ellas, aparecen ciertos armónicos debidos a la resonancia entre la impedancia de red y la batería de condensadores. El filtro híbrido trifásico eliminaba esas resonancias, ya que el inversor trifásico era capaz de controlar las componentes de secuencia directa e inversa que circulaban por la red. En el caso del filtro híbrido para componentes homopolares, sólo es posible eliminar las perturbaciones que aparecen en el conductor de neutro.

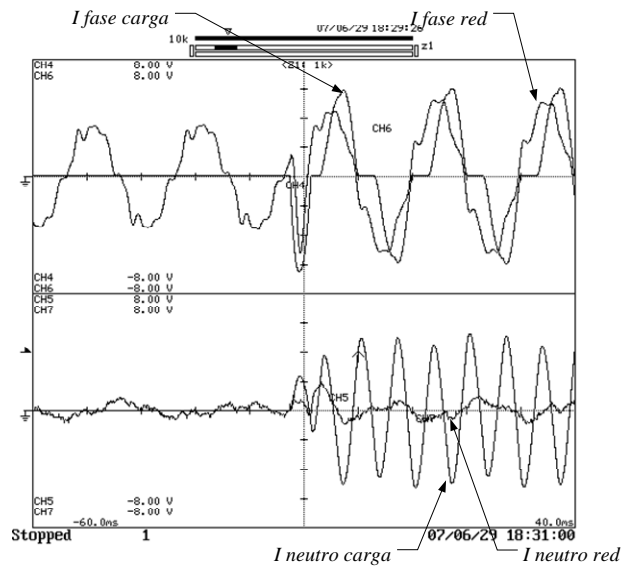


Figura 8.22 Conexión brusca de la carga.

Durante los ensayos, en algunas ocasiones y para determinadas impedancias de red, estas resonancias entre la batería de condensadores y la impedancia de red fueron bastante intensas. Si se tuviera la necesidad de conectar el filtro en redes con armónicos en tensión, o con problemas de resonancia graves, el filtro híbrido para componentes homopolares debería incluir una inductancia en serie con cada condensador para impedir dichas resonancias [Balcells2001]. Normalmente, la batería de condensadores resuena con esta inductancia adicional a una frecuencia de 189 Hz. Si se coloca esta inductancia, su valor debe ser tenido en cuenta a la hora de calcular la frecuencia de resonancia homopolar.

En las formas de onda de la parte derecha de la **Figura 8.22** se aprecia como, una vez ha entrado la carga, en unos 20 ms, el filtro ha superado el régimen transitorio y consigue eliminar el tercer armónico de neutro por completo.

Los objetivos alcanzados en esta fase experimental han sido:

- Se ha comprobado la utilidad del filtro pasivo para componentes homopolares.
- Se ha eliminado el tercer armónico de neutro.
- Se ha evaluado la respuesta dinámica del filtro.

- Se ha demostrado que una batería de condensadores podría tener una segunda función, eliminar el tercer armónico, a un coste muy bajo.

8.6 Conclusiones

En este Capítulo, se ha realizado una validación experimental de los estudios presentados a lo largo de la Tesis. Como resumen final de los ensayos realizados se puede concluir que:

- i)* Se ha implementado un prototipo experimental de un filtro híbrido de cuatro ramas, en base a un microcontrolador, para su funcionamiento de forma autónoma.
- ii)* Se ha evaluado experimentalmente el correcto funcionamiento de la topología de filtro pasivo de doble sintonización.
- iii)* Se ha evaluado experimentalmente la idoneidad del inversor de tres ramas con conexión asimétrica a neutro para su uso con filtros híbridos de cuatro ramas.
- iv)* Se ha evaluado experimentalmente la respuesta de la etapa de control de la tensión del bus de corriente continua del inversor.
- v)* Se ha evaluado experimentalmente el funcionamiento de la topología de filtro híbrido para componentes homopolares.
- vi)* Los resultados obtenidos en la fase experimental para los filtros híbridos evaluados han coincidido con los obtenidos en el análisis teórico y con las simulaciones realizadas a lo largo de la presente Tesis.

9 Conclusiones y aportaciones

En este Capítulo, se resume el trabajo desarrollado en esta Tesis Doctoral, recopilando las principales aportaciones y conclusiones a las que se ha llegado a partir de los objetivos planteados, del estudio teórico realizado y de la validación mediante simulación y experimentación de las soluciones propuestas. En este Capítulo, también se proponen trabajos futuros en este campo, basados en aspectos e ideas que se podrían haber desarrollado de forma más profunda o abordado con un enfoque diferente al utilizado en esta Tesis Doctoral.

9.1 Conclusiones

Los filtros pasivos paralelo, pese a ser unos dispositivos que llevan tiempo en el mercado y haber sido estudiados a fondo, presentan serios problemas de instalación en redes en las que no se conozcan con precisión todos sus parámetros, así como las posibles perturbaciones que las puedan acontecer. El filtro activo paralelo es un dispositivo que todavía está en fase de evolución. Este filtro puede eliminar diferentes tipos de perturbaciones, no sólo armónicos de corriente. En la actualidad, su único inconveniente radica en su coste elevado, pues sus prestaciones a nivel de filtrado y dinámica son casi ideales. El filtro híbrido paralelo puede ocupar una posición intermedia en el mercado de filtrado de armónicos, con un coste menor que el filtro activo y sin los problemas que presenta el filtro pasivo.

A pesar de las numerosas topologías que se han encontrado en la bibliografía para la implementación de filtros híbridos paralelo, el estudio comparativo de las mismas ha resaltado dos de ellas como realmente interesantes. Una de estas topologías de interés es la desarrollada en esta Tesis Doctoral.

Los elementos pasivos filtrantes que se encuentran documentados en la bibliografía técnica están pensados para ser aplicados fundamentalmente en redes trifásicas de tres hilos, existiendo un menor número de referencias destinadas a la eliminación de la corriente de neutro en redes de cuatro hilos. El estudio realizado en esta Tesis sobre las propiedades que deben tener los elementos pasivos del filtro ha conducido a la presentación de dos nuevos tipos de filtros aptos para redes de cuatro hilos, los cuales permiten tratar de manera simultánea las corrientes de secuencia directa, inversa y homopolar.

El estudio realizado en esta Tesis acerca de los inversores aptos para el filtrado de corriente en redes de cuatro hilos ha permitido evaluar la tensión de salida de cada inversor, su capacidad para controlar la tensión del bus de continua y sus ventajas e inconvenientes particulares. En esta Tesis Doctoral, se ha optado por utilizar un inversor muy poco conocido, que es el inversor de tres ramas con conexión asimétrica a neutro. Este inversor ofrece las mismas prestaciones que el inversor de condensador repartido, sin la complejidad del control del bus de continua de éste.

Los estudios realizados han demostrado que el inversor necesario para la implementación de este tipo de filtros puede tener una tensión de salida muy reducida. Mediante estudios teóricos y experimentación, se ha comprobado que con una tensión del 10 % de la de red se consigue un buen ancho de banda de filtrado.

Los modelos promediados de los inversores han facilitado el trabajo de simulación de los filtros híbridos, sin desvirtuar los resultados. En casos puntuales, en los que era necesario evaluar aspectos relacionados con el funcionamiento real del inversor, se han utilizado también modelos de inversores conmutados.

En esta Tesis, se ha demostrado que el sistema de control más indicado para la topología de filtro híbrido paralelo estudiada es aquél basado en la realimentación de las corrientes del lado de fuente. Teóricamente, con esta técnica de control, se pueden eliminar todos los armónicos en el lado de fuente. La única limitación de esta técnica de control es la estabilidad del lazo de realimentación cuando se utilizan ganancias grandes. Además, el sistema control-inversor presenta un modo de trabajo no lineal debido a la saturación del inversor, por lo que en la práctica existe un límite físico de cancelación de armónicos.

Como se ha demostrado en los estudios teóricos, el hecho de añadir controladores resonantes en el lazo de control permite aumentar la calidad de filtrado, además de poder tener un control selectivo de los armónicos a eliminar. En principio, las funciones de transferencia de los controladores resonantes y los controladores en coordenadas giratorias son idénticas, no obstante, la implementación práctica de los controladores resonantes es más sencilla.

A diferencia de otros enfoques clásicos, en esta Tesis ha sido posible controlar la tensión del bus de continua del inversor mediante la creación de una resistencia virtual que sólo afecta a la corriente de frecuencia fundamental que siempre circula por el filtro híbrido.

Mediante estudios basados en simulación, se ha comprobado el buen funcionamiento del filtro híbrido con el sistema de control propuesto tanto en conexiones en cascada y con en conexiones en paralelo de varios filtros de igual o diferente potencia. En estas simulaciones, se ha evidenciado la necesidad de añadir un lazo de control para limitar al valor nominal la corriente circulante por el filtro, lo cual le protege al filtro en casos especiales y ayuda en el reparto de las corrientes armónicas generadas por grandes cargas distorsionantes.

Los estudios realizados han evidenciado que, mediante una variante muy sencilla de este filtro híbrido de cuatro ramas, es posible obtener un nuevo filtro útil para atenuar las corrientes de neutro en redes de baja tensión. Este nuevo filtro estaría basado en un inversor de una rama y aprovecha las baterías de compensación de reactiva que generalmente existen en la instalación.

Los resultados experimentales han demostrado que es posible implementar todo el control del filtro híbrido en un DSP de bajo coste. Además, un pequeño inversor con tan sólo 45 V de tensión de bus de continua fue suficiente para obtener buenos resultados de filtrado en un a red industrial de 400 V.

Como resumen al trabajo realizado, se puede decir que esta Tesis Doctoral ha demostrado el buen funcionamiento de la topología propuesta de filtro híbrido paralelo con topología en redes de cuatro hilos, ha establecido las reglas de diseño de los elementos pasivos de dicho filtro, ha fijado las bases para la elección del inversor más adecuado y explicado en detalle las técnicas necesarias para implementar un sistema de control potente y funcional.

9.2 Aportaciones

En opinión del Autor, las aportaciones más importantes realizadas durante el desarrollo de esta Tesis Doctoral han sido:

- La obtención de conclusiones resultante de un estudio comparativo de las topologías más importantes de filtros híbridos paralelo, determinando qué topologías son realmente viables y qué ventajas e inconvenientes conllevan cada una de ellas.
- Se ha desarrollado el control del filtro híbrido mediante un elemento activo que trabaja en fuente de tensión, al contrario que en aplicaciones convencionales, en las que el elemento activo trabaja como una fuente de

corriente. Esto ha permitido simplificar el control del inversor, ya que no ha sido necesaria la implementación de un lazo de control interno de la corriente inyectada. En su lugar, el inversor trabaja de forma natural, con un control PWM de frecuencia fija.

- Se han desarrollado dos topologías de filtros pasivos que permiten filtrar, de forma simultánea, componentes de secuencia directa-inversa y homopolar y que son aptas para su adaptación como parte de filtros híbridos de cuatro hilos. Estas dos topologías de filtrado han quedado protegidas por sendas patentes [Candela2006] y [Candela2007a], estando una de ellas actualmente en explotación.
- Se han extendido las topologías existentes de filtros híbridos de tres hilos a cuatro hilos, introduciendo variaciones en los tipos de inversores necesarios y cambios en el lazo de control.
- Se ha utilizado el inversor de tres ramas con conexión asimétrica a neutro en filtros híbridos paralelo de cuatro hilos, describiendo sus prestaciones y su estrategia de control.
- Se han utilizado filtros resonantes para el control selectivo de armónicos en sistemas de filtrado híbrido.
- Se ha desarrollado un control específico para trabajar con bajas ganancias, añadiendo retardos adicionales a los controladores resonantes para aprovechar al máximo la corriente disponible de filtrado y que asegurar que ésta esté siempre en fase con el armónico a eliminar.
- Se ha diseñado un sistema de control de la tensión del bus de continua del inversor basado en una resistencia virtual a la frecuencia fundamental.
- Se ha propuesto una estructura de control de armónicos y un sistema de limitación de corriente que permite la conexión de filtros en cascada y en paralelo.
- Se ha desarrollado, de forma teórica y experimental, un filtro híbrido específicamente diseñado para componentes homopolares.

- Se ha implementado un filtro híbrido de cuatro hilos que resulta totalmente funcional de forma autónoma, tanto en lo referente a sistemas de potencia como a sistemas de control,.

En resumen, la aportación básica de esta Tesis Doctoral es el desarrollo de un nuevo filtro híbrido paralelo para redes de cuatro hilos, habiéndose estudiado todos los aspectos referentes a su diseño, desde los sistemas de potencia y control, a su interacción con la red o con otros filtros.

La investigación realizada en esta Tesis Doctoral se ha reflejado también en las siguientes publicaciones [Candela2008], [Candela2008a] y [Candela2009].

9.3 Trabajos futuros

En toda la Tesis y especialmente en el Capítulo 7, se presentan posibles ideas a desarrollar más profundamente en trabajos futuros. Entre estos trabajos destacan los siguientes:

- El desarrollo de filtros híbridos de tres hilos con un inversor en puente en H de dos ramas, estudiando las variantes en el control que esto implica.
- El desarrollo de filtros híbridos para filtrado de armónicos en sistemas de transmisión en corriente continua, estudiando la problemática específica de este tipo de redes, detectando sus armónicos característicos y seleccionando las mejores estrategias para el filtrado.
- La utilización de inversores multinivel y las estrategias específicas de control de éstos para la implementación de filtros híbridos en redes de media tensión.
- La implementación de estrategias de control para controlar simultáneamente los armónicos y la reactiva de la carga, en base a múltiples etapas pasivas en paralelo.
- La construcción y experimentación real con la inductancia de doble sintonización. Comprobando su posible viabilidad económica frente a las inductancias clásicas.

- Estudiar teóricamente la selección de los parámetros del sistema de control para conseguir resultados óptimos en el filtrado de armónicos y una mejor respuesta dinámica del filtro.

Referencias bibliográficas

[Akagi1984]

Akagi, H.; Kanazawa, Y. & Nabae, A.

Instantaneous Reactive Power Compensators Comprising Switching Devices without Energy Storage Components

Industry Applications, IEEE Transactions on, **1984**, IA-20, 625-630

[Akagi1991]

Fujita, H. & Akagi, H.

A practical approach to harmonic compensation in power systems-series connection of passive and active filters

Industry Applications, IEEE Transactions on, **1991**, 27, 1020-1025

[Akagi2001]

Akagi, H.

Grigsby., L. (ed.)

Active Filters for Power Conditioning; *The electric power engineering handbook*

CRC Press, **2001**

[Akagi2002]

Srianthumrong, S.; Fujita, H. & Akagi, H.

Stability analysis of a series active filter integrated with a double-series diode rectifier

Power Electronics, IEEE Transactions on, **2002**, 17, 117-124

[Akagi2003]

Srianthumrong, S. & Akagi, H.

A medium-voltage transformerless AC/DC power conversion system consisting of a diode rectifier and a shunt hybrid filter

Industry Applications, IEEE Transactions on, **2003**, 39, 874-882

[Akagi2005]

Inzunza, R. & Akagi, H.

A 6.6-kV transformerless shunt hybrid active filter for installation on a power distribution system

Power Electronics, IEEE Transactions on, **2005**, 20, 893-900

[Akagi2007]

Akagi, H.; Watanabe, E. H. & Aredes, M.

Instantaneous Power Theory and Applications to Power Conditioning

Wiley-IEEE Press, **2007**

[Al-Haddad1999]

Singh, B.; Al-Haddad, K. C. A.

A review of active filters for power quality improvement

Industrial Electronics, IEEE Transactions on, **1999**, 46, 960-971

[Al-Haddad2005]

Singh, B.; Verma, V.; Chandra, A. & Al-Haddad, K.
Hybrid filters for power quality improvement
Generation, Transmission and Distribution, IEE Proceedings-, **2005**, *152*, 365-378

[Aredes1995]

Aredes, M. & Watanabe, E.
New control algorithms for series and shunt three-phase four-wire active power filters
Power Delivery, IEEE Transactions on, **1995**, *10*, 1649-1656

[Aredes1996]

Aredes, M.
Active power line conditioners
PhD thesis, Technical University of Berlin, **1996**

[Aredes1997]

Hafner, J.; Aredes, M. & Heumann, K.
A shunt active power filter applied to high voltage distribution
Power Delivery, IEEE Transactions on, **1997**, *12*, 266-272

[Aredes1997a]

Aredes, M.; Hafner, J. & Heumann, K.
Three-phase four-wire shunt active filter control strategies
Power Electronics, IEEE Transactions on, **1997**, *12*, 311-318

[Arrillaga2003]

Arrillaga, J. & Watson, N. R.
Power System Harmonics
Wiley, **2003**

[Asiminoaei2005]

Asiminoaei, L.; Blaabjerg, F. & Hansen, S.
Evaluation of harmonic detection methods for active power filter applications
Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2005. APEC 2005. Twentieth Annual IEEE, **2005**, *1*, 635-641 Vol.1

[Asiminoaei2006]

Asiminoaei, L.; Wiechowski, W.; Blaabjerg, F.; Krzeszowiak, T. & Kedra, B.
A New Control Structure for Hybrid Power Filter to Reduce the Inverter Power Rating
IEEE Industrial Electronics, IECON 2006 - 32nd Annual Conference on, **2006**, 2712-2717

[Asiminoaei2007]

Asiminoaei, L.; Blaabjerg, F. & Hansen, S.
Detection is key - Harmonic detection methods for active power filter applications
Industry Applications Magazine, IEEE, **2007**, *13*, 22-33

[Asiminoaei2007a]

Asiminoaei, L.; Lascu, C.; Blaabjerg, F. & Boldea, I.
Performance Improvement of Shunt Active Power Filter With Dual Parallel Topology
Power Electronics, IEEE Transactions on, **2007**, *22*, 247-259

[Asiminoaei2007b]

Asiminoaei, L.; Hansen, S.; Lascu, C. & Blaabjerg, F.
Selective harmonic current mitigation with shunt active power filter
Proc. European Conference on Power Electronics and Applications, **2007**, 1-10

[Balbo1993]

Balbo, N.; Sella, D.; Penzo, R.; Bisiach, G.; Cappellieri, D.; Malesani, L. & Zuccato, A.
Hybrid active filter for parallel harmonic compensation
Power Electronics and Applications, 1993., Fifth European Conference on, **1993**, 133-138vol.8

[Balcells2001]

Balcells, J.
Calidad y uso racional de la energía eléctrica
Circuitur S.A., **2001**

[Balcells2006]

Balcells, J.
Filtrado de armónicos en instalaciones industriales
JCEE 2006, **2006**

[Basic2000]

Basic, D.; Ramsden, V. & Muttik, P.
Selective compensation of cycloconverter harmonics and interharmonics by using a hybrid power filter system
Power Electronics Specialists Conference, 2000. PESC 00. 2000 IEEE 31st Annual, **2000**, 3, 1137-1142vol.3

[Basic2001]

Basic, D.; Ramsden, V. & Muttik, P.
Harmonic filtering of high-power 12-pulse rectifier loads with a selective hybrid filter system
Industrial Electronics, IEEE Transactions on, **2001**, 48, 1118-1127

[Bettega2000]

Bettega, E. & Fiorina, J. N.
Armónicos: rectificadores y compensadores activos; Cuaderno Técnico nº 183
Schneider Electric, **2000**

[Bhattacharya1995]

Bhattacharya, S. & Divan, D.
Synchronous frame based controller implementation for a hybrid series active filter system
Conference Record of the 1995 IEEE Industry Applications Conference Thirtieth IAS Annual Meeting, IAS '95, **1995**, 3, 2531-2540 vol.3

[Bhattacharya1997]

Bhattacharya, S.; Cheng, P. & Divan, D.
Hybrid solutions for improving passive filter performance in high power applications
Industry Applications, IEEE Transactions on, **1997**, 33, 732-747

[Blaabjerg2002]

Marian P. Kazmierkowski, Ramu Krishnan, F. B.
Control in power electronics, selected problems
Academic Press, 2002

[Bollen1999]

Bollen, M. H. J.
Understanding Power Quality Problems: Voltage Sags and Interruptions
Wiley-IEEE Press, 1999

[Candela2003]

Candela, J. I.
Sistemas de filtrado de armónicos en la red eléctrica
JCEE 2003, Jornades de Conferències d'Enginyeria Electrònica, 2003

[Candela2003a]

Candela, J. I.; Rodríguez, P. & Bergas, J. G.
Filtro híbrido para la eliminación del tercer armónico de corriente
SAAEI 2003, Annual Symposium on Automatics, Industrial Electronics and Instrumentation, 2003

[Candela2003b]

Candela, J. I.; Rodríguez, P. & Bergas, J. G.
Harmonic currents filtering with shunt hybrid filter
8CLEEE, 8º Congreso Luso-Español de Ingeniería Eléctrica, 2003

[Candela2004]

Candela, J. I.
Filtros Híbridos a Cuatro Hilos
JCEE 2004, Jornades de Conferències d'Enginyeria Electrònica, 2004

[Candela2005]

Candela, J. I.
Eliminación de armónicos en redes de BT con filtros híbridos
JCEE 2005, Jornades de Conferències d'Enginyeria Electrònica, 2005

[Candela2006]

Candela, J. I.; Rodríguez, P.; Pindado, R.; Pou, J. & Montaña, J.
Filtro pasivo de potencia sintonizable simultaneamente a dos frecuencias, una para componentes homopolares y otra para directas
Oficina española de patentes y marcas nº ES2253095, 2006

[Candela2007]

Candela, J. I.
Apuntes de Cad en máquinas eléctricas
Campus digital de la EUETIT, 2007

[Candela2007a]

Candela, J. I. & Rodriguez, P.

Filtro de potencia con topología en estrella de cuatro ramas para la cancelación simultánea de armónicos de corriente de secuencia directa, inversa y homopolar
Oficina española de patentes y marcas n°P200700209, 2007

[Candela2008]

Rodriguez, P.; Candela, I.; Luna, A.; Teodorescu, R. & Blaabjerg, F.

Four-branch Start Hybrid Power Filter for Three-phase Four-wire Systems
34th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, 2008

[Candela2008a]

Rodriguez, P.; Candela, I.; Teodorescu, R.; Blaabjerg, F. & Bogarra, S.

Cancellation of Neutral Current Harmonics by Using a Four-Branch Star Hybrid Filter
IEEE 39th Power Electronics Specialists Conference, 2008

[Candela2008b]

Rodriguez, P.; Candela, I.; Asiminoaei, L.; Teodorescu, R. & Blaabjerg, F.

Current Harmonics Cancellation in Three-phase Four-wire Systems by Using a Four-branch Start Filtering Topology
Aceptado en IEEE Transactions on Power Electronics, 2008?

[Candela2009]

Candela, I.; Rodriguez, P.; Luna, A.; Teodorescu, R. & Blaabjerg, F.

Proposal of a resonant controller for a three phase four wire grid-connected shunt hybrid filter
Aceptado en IEEE ECCE Energy Conversion Congress and Exposition, 2009

[Choi1996]

Choi, J. & Sul, S.

Inverter output voltage synthesis using novel dead time compensation
Power Electronics, IEEE Transactions on, 1996, 11, 221-227

[Choi2007]

Choi, S. & Jang, M.

Analysis and Control of a Single-Phase-Inverter-Zigzag-Transformer Hybrid Neutral-Current Suppressor in Three-Phase Four-Wire Systems
Industrial Electronics, IEEE Transactions on, 2007, 54, 2201 - 2208

[Chou2005]

Chou, Hung-Ling et al.

Power converter for a hybrid power filter
United State Patent n° US 2005/0207197 A1, 2005

[Chung1998]

Chung, D.; Chung, D.; Kim, J. & Sul, S.

Unified voltage modulation technique for real-time three-phase power conversion
Industry Applications, IEEE Transactions on, 1998, 34, 374-380

[Collombet2000]

Collombet, C.; Lupin, J. & Schonek, J.

Los armónicos en las redes perturbadas y su tratamiento; Cuaderno Técnico n° 152
Schneider Electric, 2000

[Dahono1997]

Dahono, P.; Widjaya, R.; Syafrudin & Qamaruzzaman

A practical approach to minimize the zero-sequence current harmonics in power distribution systems

Proc. Power Conversion Conference - Nagaoka 1997, **1997**, 2, 683-686 vol.2

[Das2004]

Das, J.

Passive filters - potentialities and limitations

Industry Applications, IEEE Transactions on, **2004**, 40, 232-241

[Deng2002]

Deng, Z.; Jiang, X. & Zhu, D.

A novel hybrid filter to cancel the neutral harmonic current

37th IAS Annual Meeting Industry Applications Conference Conference Record of the, **2002**, 1, 59-63

[Detjen2001] *Filtro híbrido paralelo con transformador, control en coordenadas giratorias*

Detjen, D.; Jacobs, J.; De Doncker, R. & Mall, H.

A new hybrid filter to dampen resonances and compensate harmonic currents in industrial power systems with power factor correction equipment

Power Electronics, IEEE Transactions on, **2001**, 16, 821-827

[Emadi2005]

Emadi, A.; Nasiri, A. & Bekiarov, S. B.

Uninterruptible power supplies and active filters

CRC PRESS, **2005**

[Enjeti1994]

Enjeti, P.; Shireen, W.; Packebush, P. & Pitel, I.

Analysis and Design of a New Active Power Filter to Cancel Neutral Current Harmonics in Three-Phase Four-Wire Electric Distribution Systems

Industry Applications, IEEE Transactions on, **1994**, 30, 1565

[Enjeti1996]

Enjeti, P. & Pidel, I.

Active harmonic power filter apparatus and method

United State Patent n° 5,568,371, **1996**

[Enjeti2001]

Enjeti, P.

Harmonics in low voltage three-phase four-wire electric distribution systems and filtering solutions

Pserc Online Seminar, **2001**

[Enjeti2001]

Enjeti, P.

Harmonics in low voltage three-phase four-wire electric distribution systems and filtering solutions

Pserc Online Seminar, **2001**

[Fauria2001]

Fauria Jordá, J. & Egea González, A.

Inductancia para el bloqueo de armónicos de intensidad de secuencia cero en redes polifásicas
Oficina española de patentes y marcas n° 2 197 784, 2001

[Grainger1995]

Grainger, J. J. & Stevenson, W. D.

McGraw-Hill (*ed.*)

Análisis de sistemas de potencia, **1995**

[Holtz1994] *Compendio de modulación*

Holtz, J.

Pulsewidth modulation for electronic power conversion

Proceedings of the IEEE, 1994, 82, 1194-1214

[ICE1997]

IEC-61000-3-2, Limits for harmonics current emissions (equipment input current 16A per phase)

Electromagnetic Compatibility (EMC), Part 3: Limits, Section 2, 1997

[IEC1998]

IEC-61000-3-4, Limitation of emissions of harmonics currents in low-voltage power supply systems for equipment with rated currents greater than 16A

Electromagnetic Compatibility (EMC), Part 3 Limits, Section 4, 1998

[IEC2002]

IEC 61000-2-2, Niveles de compatibilidad para las perturbaciones conducidas de baja frecuencia y la transmisión de señales en las redes de suministro público en baja tensión.

Electromagnetic Compatibility (EMC), Part 2 Limits, Section 2, 2002

[IEEE1992]

IEEE Std. 519-1992, Recommended practices and requirements for harmonic control in electrical power systems

IEEE, 1992

[Jaakkola2001]

Jaakkola, J.

Puesta a punto para una mejor calidad de la energía. Filtros del tercer armónico.

Revista ABB, 2001, Marzo

[Kawann1996]

Kawann, C. & Emanuel, A.

Passive shunt harmonic filters for low and medium voltage: a cost comparison study

Power Systems, IEEE Transactions on, 1996, 11, 1825-1831

[Kim2004]

Kim, J. & Sul, S.

A carrier-based PWM method for three-phase four-leg voltage source converters

Power Electronics, IEEE Transactions on, 2004, 19, 66-75

[Kupisiewicz1998]

Kupisiewicz, S.

Unipolar filter for reducing zero currents in electric power supply

Intitut National de la Propriete Industrielle *FR2765725*, **1998**,**[Lam2006]**

Lam, C. & Wong, M.

A Novel b-shaped L-type Transformerless Hybrid Active Power Filter in Three-Phase Four-Wire Systems

Power Symposium, 2006. NAPS 2006. 38th North American, **2006**, 235-241**[Lamich2006]**

Lamich, M.; Balcells, J.; Garcia, J.; Gonzalez, D. & Gago, J.

New Structure for Three Phase Four Wires Hybrid Active Filters

IEEE Industrial Electronics, IECON 2006 - 32nd Annual Conference on, **2006**, 1603-1608**[Larsen1999]**

Larsen, E.

Filter for removing harmonic current from a neutral conductor

United States Patent n° 5,914,540, **1999****[Lascu2007]** *Aplicación de controladores resonantes en filtros activos*

Lascu, C.; Asiminoaei, L.; Boldea, I. & Blaabjerg, F.

High Performance Current Controller for Selective Harmonic Compensation in Active Power Filters

Power Electronics, IEEE Transactions on, **2007**, 22, 1826-1835**[Liserre2006]**

Liserre, M.; Teodorescu, R. & Blaabjerg, F.

Multiple harmonics control for three-phase grid converter systems with the use of PI-RES current controller in a rotating frame

Power Electronics, IEEE Transactions on, **2006**, 21, 836-841**[Liu2001]**

Liu, Y.

A wavelet based model for on-line tracking of power system harmonics using Kalman filtering

Proc. IEEE Power Engineering Society Summer Meeting, **2001**, 2, 1237-1242 vol.2**[Mahamad2004]**

Mahamad, N.; Hadzer, C. & Masri, S.

Application of LC filter in harmonics reduction

Power and Energy Conference, 2004. PECon 2004. Proceedings. National, **2004**, 268-271**[Massoud2004]**

Massoud, A.M.; Finney, S. W. B.

Review of harmonic current extraction techniques for an active power filter

Harmonics and Quality of Power, 2004. 11th International Conference on, **12-15 Sept. 2004**, 154-159

[Mattavelli2001]

Mattavelli, P.

A closed-loop selective harmonic compensation for active filters
Industry Applications, IEEE Transactions on, **2001**, 37, 81-89

[McLyman2004]

McLyman, W. T.

Dekker, M. (*ed.*)

Transformer and inductor design handbook
2004

[Meeker2007]

Meeker, D.

Finite Element Method Magnetics, FEMM v. 4.2

<http://femm.foster-miller.net/wiki/HomePage>, **2007**

[Meeker2007a]

Meeker, D.

Finite Element Method Magnetics, Version 4.2, User's Manual

<http://femm.foster-miller.net/Archives/doc/manual42.pdf>, **2007**

[Microchip2003]

Microchip

dsPICDEM™ MC1 Motor Control Development Board User's Guide

Microchip Technology Incorporated, <http://www.microchip.com>, **2003**

[Microchip2003a]

Microchip

dsPICDEM™ MC1L 3-Phase Low Voltage Power Module User's Guide

Microchip Technology Incorporated, <http://www.microchip.com>, **2003**

[Microchip2004]

Microchip

dsPIC30F Family Reference Manual

Microchip Technology Incorporated, <http://www.microchip.com>, **2004**

[MIT1980]

Staff of Massachusetts Institute of Technology

Reverte, E. (*ed.*)

Circuitos magnéticos y transformadores

M.I.T., **1980**

[Mohan1993]

Quinn, C.; Mohan, N. & Mehta, H.

A four-wire, current-controlled converter provides harmonic neutralization in three-phase,
four-wire systems

Proc. 1993. Eighth Annual Applied Power Electronics Conference and Exposition APEC '93,
1993, 841-846

[Mohan1994]

Kamath, G. & Mohan, N.

A novel, reduced rating active filter for 3-phase, 4-wire loads

*Industry Applications Society Annual Meeting, 1994., Conference Record of the 1994 IEEE, 1994, 936-940*vol.2

[Newman2002]

Newman, M. & Holmes, D.

A universal custom power conditioner (UCPC) with selective harmonic voltage compensation

IECON 02 [Industrial Electronics Society, IEEE 2002 28th Annual Conference of the], 2002, 2, 1261-1266 vol.2

[Peng1990] *Primeros filtros híbridos, serie activo-paralelo pasivo*

Peng, F.; Akagi, H. & Nabae, A.

A new approach to harmonic compensation in power systems-a combined system of shunt passive and series active filters

Industry Applications, IEEE Transactions on, 1990, 26, 983-990

[Peng1996]

Peng, F. Z. & Lai, J.

Generalized instantaneous reactive power theory for three-phase power systems

Instrumentation and Measurement, IEEE Transactions on, 1996, 45, 293-297

[Peng1998]

Peng, F. Z.; Ott, G.W., J. & Adams, D.

Harmonic and reactive power compensation based on the generalized instantaneous reactive power theory for three-phase four-wire systems

Power Electronics, IEEE Transactions on, 1998, 13, 1174-1181

[Peng1999] *Añadir a Peng 2001*

Peng, F. & Adams, D.

Harmonic sources and filtering approaches-series/parallel, active/passive, and their combined power filters

*Industry Applications Conference, 1999. Thirty-Fourth IAS Annual Meeting. Conference Record of the 1999 IEEE, 1999, 1, 448-455*vol.1

[Peng2001]

Peng, F.

Harmonic sources and filtering approaches

Industry Applications Magazine, IEEE, 2001, 7, 18-25

[Pindado1999]

Pindado, R.

Calidad de potencia La calidad del servicio eléctrico en redes públicas de baja y media tensión

Mundo electrónico. Edición internacional, 1999, 299, 42-51

[Quinn1992]

Quinn, C. & Mohan, N.

Active filtering of harmonic currents in three-phase, four-wire systems with three-phase and single-phase nonlinear loads

Proc. 1992. Seventh Annual Applied Power Electronics Conference and Exposition APEC '92, **1992**, 829-836

[Rechka2002]

Rechka, S.; Ngandui, E.; Xu, J. & Sicard, P.

A comparative study of harmonic detection algorithms for active filters and hybrid active filters

Power Electronics Specialists Conference, 2002. pesc 02. 2002 IEEE 33rd Annual, **2002**, *1*, 357-363vol.1

[Rivas2003]

Rivas, D.; Moran, L.; Dixon, J. & Espinoza, J.

Improving passive filter compensation performance with active techniques

Industrial Electronics, IEEE Transactions on, **2003**, *50*, 161-170

[Rodriguez2001]

Rodríguez, P.; Montañá, J.; Candela, J. & Horta, R.

Filtro Activo Monofásico Basado en un Inversor en Fuente de Tensión con Conmutación Unipolar Realimentado

XI Reunión de Grupos de Investigación en Ingeniería Eléctrica, **2001**

[Rodriguez2001a]

Rodríguez, P.; Hermoso, J. & Candela, J.

Modelo Continuo Promediado para un Acondicionador Unificado de Calidad de Potencia para Redes Trifásicas de Cuatro Hilos

SICEL'01 Simposio Internacional sobre Calidad de la Energía Eléctrica, **2001**

[Rodriguez2002]

Rodríguez, P.; Pindado, R. & Bergas, J.

Alternative topology for three-phase four-wire PWM converters applied to a shunt active power filter

Proc. IEEE 2002 28th Annual Conference of the] IECON 02 [Industrial Electronics Society, **2002**, *4*, 2939-2944 vol.4

[Rodriguez2003]

Rodríguez, P.; Candela, J. I. & Pindado, R.

State-Space Averaged Model of Three-Phase Four-Wire Shunt Active Power Filter

International Conference On Renewable Energy And Power Quality, ICREPQ, **2003**

[Rodriguez2005]

Rodríguez, P.

Aportaciones a los acondicionadores activos de corriente en derivación para redes trifásicas de cuatro hilos

Tesis Doctoral, Univ. Politècnica de Catalunya, **2005**

[Rodriguez2006]

Rodriguez, P.; Luna, A.; Ciobotaru, M.; Teodorescu, R. & Blaabjerg, F.
Advanced Grid Synchronization System for Power Converters under Unbalanced and Distorted Operating Conditions
Proc. IECON 2006 - 32nd Annual Conference on IEEE Industrial Electronics, **2006**, 5173-5178

[Rodriguez2007]

Rodriguez, P.; Timbus, A.; Teodorescu, R.; Liserre, M. & Blaabjerg, F.
Flexible Active Power Control of Distributed Power Generation Systems During Grid Faults
Industrial Electronics, IEEE Transactions on, **2007**, 54, 2583-2592

[Santoso2002]

Santoso, S.; Beaty, H. W.; Dugan, R. C. & McGranaghan, M. F.
Electrical Power Systems Quality
McGraw-Hill, **2002**

[Schonek2001]

Schonek, J.
Las peculiaridades del 3er armónico; Cuaderno Técnico nº 202
Schneider Electric, **2001**

[Senini2002]

Senini, S. & Wolfs, P.
Systematic identification and review of hybrid active filter topologies
Power Electronics Specialists Conference, 2002. pesc 02. 2002 IEEE 33rd Annual, **2002**, 1, 394-399vol.1

[Singh2005]

Singh, B.; Verma, V.; Chandra, A. & Al-Haddad, K.
Hybrid filters for power quality improvement
Generation, Transmission and Distribution, IEE Proceedings-, **2005**, 152, 365-378

[Sozanski2006]

Sozanski, K.
Sliding DFT control algorithm for three-phase active power filter
Proc. Twenty-First Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition APEC '06, **2006**, 7 pp.-

[Srianthumrong1998]

Srianthumrong, S. & Sangwongwanich, S.
An active power filter with harmonic detection method based on recursive DFT
Proc. 8th International Conference on Harmonics And Quality of Power, **1998**, 1, 127-132 vol.1

[Syafudin2002]

Syafudin, M.; Hadzer, C. & Sutanto, J.
Zero-sequence harmonics current minimization using zero-blocking transformer and shunt LC passive filters
Proc. International Conference on Power System Technology PowerCon 2002, **2002**, 1, 116-120 vol.1

[Teodorescu2006]

Teodorescu, R.; Blaabjerg, F.; Liserre, M. & Loh, P.
Proportional-resonant controllers and filters for grid-connected voltage-source converters
IEE Proc.-Electr. Power Appl., **2006**, 153

[Teodorescu2006a]

Ciobotaru, M.; Teodorescu, R. & Blaabjerg, F.
A New Single-Phase PLL Structure Based on Second Order Generalized Integrator
Proc. 37th IEEE Power Electronics Specialists Conference PESC '06, **2006**, 1-6

[Willems1992]

Willems, J.
A new interpretation of the Akagi-Nabae power components for nonsinusoidal three-phase situations
Instrumentation and Measurement, IEEE Transactions on, **1992**, 41, 523-527

[Zmood2001]

Zmood, D.; Holmes, D. & Bode, G.
Frequency-domain analysis of three-phase linear current regulators
Industry Applications, IEEE Transactions on, **2001**, 37, 601-610

[Zmood2003]

Zmood, D. & Holmes, D.
Stationary frame current regulation of PWM inverters with zero steady-state error
Power Electronics, IEEE Transactions on, **2003**, 18, 814-822

