



UNIVERSITAT POLITÈCNICA DE CATALUNYA
BARCELONATECH

Departament d'Enginyeria Electrònica

***“ELIMINACIÓN DE PERTURBACIONES DE BAJA FRECUENCIA EN REDES ELÉCTRICAS, MEDIANTE
COMPENSADORES ESTÁTICOS”***

Tesis doctoral presentada como requisito parcial para la obtención del título de Doctor por la Universitat Politècnica de Catalunya, dentro del Programa de Doctorado en Ingeniería Electrónica.

Manuel Lamich Arocas

Director: *Josep Balcells Sendra*

Febrero 2015

A mis compañeros de trabajo y amigos sin cuyo apoyo nunca habría podido terminar esta tesis;
a mis directores de tesis por su paciencia y ayuda y a mis familiares y amigos.

RESUMEN

La proliferación de equipos electrónicos alimentados en CC, conectados a la red, provoca multitud de problemas de distorsión armónica y una reducción de la eficiencia en la transmisión de la energía eléctrica. Estos equipos se comportan como cargas fuertemente no lineales, cuyo comportamiento depende de su topología y estructura, pero también de la impedancia de la red que los alimenta y de otras posibles cargas en paralelo, alimentadas por la misma red. Para corregir esta situación se puede optar por modificar las cargas o por introducir filtros, generalmente en paralelo con las mismas, para reducir la propagación de armónicos por la red de alimentación. Los filtros pueden ser de dos tipos: activos o pasivos. La tesis se ha centrado en el estudio de la topología, los métodos de control y el comportamiento una vez conectados a la red de los filtros activos paralelo.

Más concretamente, la tesis está centrada en el estudio de filtros híbridos, acoplados a red mediante un filtro pasivo LC serie. Las aportaciones básicas de la tesis, todas ellas avaladas por publicaciones, son las siguientes:

- a) Topología del filtro: Distintas topologías de filtros presentan diversos problemas, que se explican detalladamente en la memoria. En la tesis se han analizado los filtros híbridos acoplados a la red mediante un conjunto LC y se propone una nueva topología llamada "Neutro a Negativo" (NtN). La topología propuesta utiliza un solo condensador en el bus de CC y por tanto elimina la necesidad de equilibrar la tensión respecto a otras topologías basadas en convertidores VSI con bus de continua partido.
- b) Control y técnicas de modulación PWM: En el apartado de control, la tesis hace aportaciones en dos aspectos: Por una parte se ha introducido una transformación basada en ejes de referencia a 60° , en vez de la clásica descomposición en ejes ortogonales $\alpha\beta$. Este cambio simplifica enormemente la obtención de los estados del VSI cuando el sistema al que va destinado es un filtro que no dispone de neutro. Por otra parte se ha desarrollado un regulador de corriente, y una nueva técnica de modulación para seguimiento rápido de la consigna, desarrollada para trabajar con redes de 3 y 4 hilos.
- c) Control de la corriente reactiva: Se ha desarrollado un nuevo método que permite reducir la corriente reactiva capacitiva que requiere el filtro híbrido en condiciones de poca carga. El método regula la tensión disponible en el condensador de acoplo, adaptándolo a la necesidad de crear un determinado di/dt . El método es aplicable sin pérdida de prestaciones del filtro.
- d) Modelado de cargas: La inserción de filtros de armónicos en la red, altera el funcionamiento de las cargas no lineales que los producen y genera ciertos problemas de amplificación que se han tratado en el último capítulo. El capítulo está dedicado a obtener un modelo de las cargas no lineales para poder predecir los resultados de la inserción de los filtros. Se ha desarrollado un modelo de las cargas basado en Redes Neuronales, que permite predecir el fenómeno de amplificación. El modelo se genera a partir de un conjunto de medidas tomadas en el punto donde se pretende conectar el filtro activo. Este modelo se ha completado con un método iterativo que permite predecir la variación de las corrientes armónicas en la red cuando se introduce un filtro activo en una instalación.

SUMMARY

The increasing use of DC electronic devices connected to mains lead to several problems of harmonic distortion and efficiency reduction in electrical energy transmission. These devices behave as strongly non linear loads, whose behavior depends on their topology and structure, but also on the impedance of the supply network and on other possible parallel loads fed by the same network. In order to correct this situation, we can modify the loads (which will not always be a possible solution) or we can introduce filters, usually connected in parallel with the loads, to reduce harmonic propagation to the supply network. These filters can be active or passive. This thesis is devoted to study the most suitable topology and control methods of parallel active filters. It also analyses the filters behavior when they are connected to the mains.

More specifically, the thesis is focused on hybrid filters, coupled to the mains by means of LC passive filters. The main contributions of the thesis, all of them supported by publications, are explained below:

a) Contribution concerning filter topology: Various filter topologies show several problems which are explained in detail on the memory document. Hybrid filters coupled to the mains by passive LC filters are analyzed in the thesis and a new topology called "Neutral to Negative" (NtN) is proposed. This topology uses only one capacitor in the DC bus and therefore avoids the problem of the DC bus balance requirement, characteristic of VSI with DC bus split capacitors topologies.

b) Contributions concerning control and PWM modulation techniques: In these area the contributions are concentrated in two features:

b1) A new current decomposition based on a vector split up using two unit vectors shifted 60° , instead of the classical decomposition using $\alpha\beta$ orthogonal transformation. Such decomposition considerably simplifies obtaining the VSI states in case of three wire systems (without neutral).

b2) A new feed forward current controller, using time domain techniques, which has been developed to track current. The method can be used in three or four-wire mains.

c) New Technique for leading current control in hybrid filters: A new method to reduce leading current in low load conditions has been developed. This method regulates the available voltage across coupling capacitors in order to obtain the necessary di/dt . The method optimizes the filter behavior without losing filter features.

d) Contribution to non linear loads modeling: The insertion of harmonics filters in power lines changes the behavior of non-linear-loads (NLL) and produce harmonic amplification problems, as described in the last chapter. This chapter is devoted to obtain a NLL model in order to predict the load response when a filter is introduced. A model based in Neural Networks (NN) has been developed. This model is obtained by training the NN using a set of harmonics data, (V_h, I_h) , obtained at the point where the filter is going to be connected. This NN model has been completed with the use of an iterative method allowing the prediction of harmonic currents in the electric network when an active filter is connected.

CONTENIDO

Capítulo 1 Generalidades. Estado del Arte

1.1	Descripción del problema	1-1
1.2	Objetivos de la tesis	1-4
1.3	Topologías de filtros. Híbridos no híbridos	1-5
1.4	Discusión y elección del tipo de filtro	1-12
1.5	Resumen.....	1-13

Capítulo 2 Filtro Híbrido Paralelo

2.0	Introducción	2-1
2.1	Estructura de filtro híbrido de 4 hilos	2-4
2.2	Limitaciones de la estructura clásica.....	2-6
2.3	Nueva estructura "Neutro a Negativo" (NtN)	2-8
2.3.1	Elección del circuito LC de acoplo	2-11
2.4	Estructura del filtro híbrido 3 hilos	2-14
2.5	Nueva propuesta de modelo vectorial.....	2-16
2.6	Esquema unifilar equivalente del filtro de 3 hilos.....	2-17
2.7	Conclusiones.....	2-19
2.8	Aportaciones	2-19

Capítulo 3 Control del Filtro Híbrido Paralelo

3.0	Introducción	3-1
3.1	Control en lazo abierto o en lazo cerrado del FA.....	3-2
3.2	Obtención de consignas de corriente	3-4
3.3	Obtención de consignas: Métodos Temporales vs. Frecuenciales	3-4
3.3.1	Aplicación de PLL.....	3-6
3.3.2	Filtros de ventana adaptable.....	3-10
3.3.3	Obtención de la potencia activa.....	3-16
3.4	Control del filtro híbrido de 4 hilos con N a negativo	3-18
3.5	Control del filtro híbrido 3 hilos	3-23
3.6	Simulación del comportamiento del Filtro Híbrido.....	3-25
3.7	Resultados experimentales del Filtro Híbrido	3-30

3.8	Conclusiones.....	3-34
3.9	Aportaciones	3-35
Capítulo 4 Mejora del Filtro Híbrido con estructura NtN		
4.0.	Introducción	4-1
4.1.	Presentación del método	4-1
4.2.	Simulación del comportamiento del filtro híbrido con reducción de reactiva	4-6
4.3.	Resultados experimentales del Filtro Híbrido	4-7
4.4.	Conclusiones.....	4-11
4.5.	Aportaciones	4-12
Capítulo 5 Aplicación de los Filtros Activos: Modelado de cargas.		
5.0	Introducción	5-1
5.1	Variación de la corriente de carga al filtrar	5-2
5.2	Fenómeno de amplificación de armónicos	5-3
5.3	Modelado de las cargas no lineales	5-11
5.4	Aplicación de las redes neuronales	5-14
5.5	Resultados de simulación	5-26
5.6	Resultados de simulación al incluir el FA	5-39
5.7	Resultados experimentales	5-42
5.8	Conclusiones.....	5-50
5.9	Aportaciones	5-51
Aportaciones y Futuros Trabajos		A-1
Referencias		R-1

INDICE DE FIGURAS

Figura 1-1 Acondicionador activo de líneas de alimentación (APLC).....	1-3
Figura 1-2 Conexión de un Filtro Activo Paralelo	1-5
Figura 1-3 Filtro híbrido serie formado por la combinación de dos filtros serie, uno activo y uno pasivo	1-6
Figura 1-4 Filtro híbrido paralelo, formado por la combinación de dos filtros paralelos, uno activo y uno pasivo.	1-6
Figura 1-5 Filtro híbrido paralelo, formado por la combinación de un activo y un pasivo en serie	1-6
Figura 1-6 Filtro activo trifásico con un Inversor corriente CSI.....	1-7
Figura 1-7 Filtro activo trifásico con un Inversor de Tensión VSI.....	1-7
Figura 1-8 Filtro activo basado en un VSI de cuatro ramas.....	1-8
Figura 1-9 Filtro activo basado en un VSI de tres ramas y condensador partido	1-8
Figura 1-10 Filtro activo basado en un VSI de cuatro ramas y condensador partido	1-9
Figura 1-11 Filtro activo multinivel formado por la combinación de múltiples inversores monofásicos.....	1-10
Figura 1-12 Filtro paralelo con VSI acoplado mediante transformador.....	1-11
Figura 1-13 Filtro paralelo con VSI multinivel del tipo "diode clamped"	1-11
Figura 2-1 Tensión disponible en distintos instantes del ciclo de red	2-1
Figura 2-2 Filtro clásico de cuatro hilos con condensador partido	2-2
Figura 2-3 Tensión disponible en distintos instantes del ciclo de red	2-2
Figura 2-4 Estados posibles del ciclo de conmutación de una de las fases	2-3
Figura 2-5 Filtro híbrido de tres / cuatro hilos con condensador partido.....	2-4
Figura 2-6 Esquema del filtro híbrido clásico de 4 hilos y condensador partido	2-5
Figura 2-7 Convertidor de cuatro ramas y condensador partido.....	2-7
Figura 2-8 Diagrama vectorial de estados del VSI de la Figura 2-6	2-8
Figura 2-9 Esquema del filtro híbrido de 4 hilos con N a negativo	2-9
Figura 2-10 Esquema unifilar en el que se presenta el convenio de signos adoptado.	2-9
Figura 2-11 Circuito equivalente de una fase en la topología propuesta.	2-10
Figura 2-12 Circuito equivalente de una fase en la topología clásica de condensador partido.	2-10
Figura 2-13 Esquema del filtro híbrido de 3 hilos.	2-15
Figura 2-14 Representación gráfica de la transformación propuesta.....	2-17
Figura 2-15 Diagrama unifilar equivalente.....	2-18
Figura 2-16 Diagrama vectorial de las tensiones disponibles en el VSI	2-18
Figura 3-1 Diagrama de bloques de un filtro activo paralelo.....	3-1
Figura 3-2 Control lazo abierto.....	3-2
Figura 3-3 Control en lazo cerrado.....	3-2
Figura 3-4 Medida de la corriente de carga	3-3
Figura 3-5 Medida de la corriente de línea para un FA en una instalación	3-3
Figura 3-6 Separación componentes de la corriente	3-4

Figura 3-7 Obtención de la consigna del FA.....	3-5
Figura 3-8 Estructura básica de un PLL.....	3-7
Figura 3-9 Obtención de la componente fundamental de la corriente de carga.....	3-8
Figura 3-10 Respuesta del controlador a un escalón de amplitud.....	3-8
Figura 3-11 Respuesta del controlador a un escalón de fase de 150°	3-8
Figura 3-12 respuesta frecuencial de filtros con cuatro tipos de ventanas distintas	3-13
Figura 3-13 Respuesta frecuencial de la fase en un filtro de ventana tipo Blackman de 40 ms.....	3-16
Figura 3-14 Respuesta frecuencial de la fase en un filtro de ventana tipo rectangular de 20 ms.....	3-16
Figura 3-15 Diagrama de bloques del generador de la componente fundamental de la corriente de carga.....	3-18
Figura 3-16 Diagrama de bloques filtro activo paralelo clásico	3-19
Figura 3-17 Diagrama de bloques del filtro híbrido	3-20
Figura 3-18 Diagrama de obtención de la consigna de corriente del Filtro Híbrido	3-21
Figura 3-19 Evolución de la corriente en un periodo de conmutación.....	3-22
Figura 3-20 Sextantes en la transformación propuesta.....	3-25
Figura 3-21 Corriente de carga (verde) y corriente de línea (azul)	3-26
Figura 3-22 Tensión en bornes del condensador de acoplo (sin corriente de carga).....	3-26
Figura 3-23 Tensión en bornes del condensador de acoplo (filtrando los armónicos).....	3-27
Figura 3-24 Corriente de carga (verde) y corriente de línea (azul) el filtrado arranca en $t=0.3s$	3-27
Figura 3-25 Corriente de carga (azul) y corriente de línea (verde) en la puesta en marcha del filtro (Caso 1).....	3-28
Figura 3-26 Corriente de carga (azul) y corriente de línea (verde) en la fase 3 (Caso 2).....	3-28
Figura 3-27 Tensión en los condensadores de acoplamiento (Caso 2).....	3-29
Figura 3-28 Tensión en el bus de continua (carga 2)	3-29
Figura 3-29 Tensión en bornes de los tres condensadores de acoplo y en bornes del condensador del bus de continua VDC (el filtrado arranca en $t=0.3s$).....	3-30
Figura 3-30 Planta experimental del filtro active híbrido	3-31
Figura 3-31 Corrientes de línea en el arranque del filtro (carga 1).....	3-32
Figura 3-32 Corriente de carga (carga 2).....	3-32
Figura 3-33 Corriente de línea en proceso de arranque (carga 2)	3-33
Figura 3-34 Tensión en los condensadores de acoplamiento (filtrado desactivado)	3-33
Figura 3-35 Tensión en los condensadores de acoplamiento (carga 2)	3-34
Figura 4-1 Tensiones de red V_F del condensador V_C y del bus de continua V_{DC} para i_{AC}^* nominal (V_F-V_C exagerada)	4-3
Figura 4-2 Tensiones de red V_F del condensador V_C y del bus de continua V_{DC} para i_{AC}^* reducida	4-3
Figura 4-3 Diagrama de obtención de la consigna de corriente del Filtro Híbrido modificado	4-4
Figura 4-4 Diagrama de bloques del escalado de K_H	4-5
Figura 4-5 Evolución de las corrientes en las tres fases de línea (azul) y de la carga (verde) y del factor de escalado de K_C (rojo) en una puesta en marcha del filtro híbrido.....	4-6

Figura 4-6 Evolución de las corrientes en las tres fases de línea (azul) y de la carga (verde) y del factor de escalado de K_C (rojo) en un cambio de carga del filtro híbrido.....	4-7
Figura 4-7 Corriente de carga.....	4-8
Figura 4-8 Corriente de red con toda la reactiva	4-8
Figura 4-9 Armónicos en la carga con toda la reactiva (Figura 4-7).....	4-8
Figura 4-10 Armónicos en la red con toda la reactiva (Figura 4-8).....	4-8
Figura 4-11 Corriente de carga con la reducción de reactiva activada ($K_{Hmin}=0,38$).....	4-9
Figura 4-12 Corriente de red con la reducción de reactiva activada ($K_{Hmin}=0,38$).....	4-9
Figura 4-13 Armónicos en la carga con la reducción de reactiva activada (Figura 4-11).....	4-9
Figura 4-14 Armónicos en la red con la reducción de reactiva activada (Figura 4-12).....	4-9
Figura 4-15 Corriente de carga con la reducción de reactiva activada ($K_H=0,29$).....	4-10
Figura 4-16 Corriente de red con la reducción de reactiva activada ($K_H=0,29$).....	4-10
Figura 4-17 Armónicos en la carga con la reducción de reactiva activada (Figura 4-15).....	4-10
Figura 4-18 Armónicos en la red con la reducción de reactiva activada (Figura 4-16).....	4-10
Figura 4-19 Corrientes de carga	4-11
Figura 4-20 Corriente de carga por el conductor neutro.....	4-11
Figura 4-21 Corrientes de línea	4-11
Figura 4-22 Corriente de línea por el conductor neutro.....	4-11
Figura 4-23 Corrientes del filtro	4-11
Figura 4-24 Corriente del filtro, conductor neutro	4-11
Figura 5-1 Esquema simplificado del punto de conexión del filtro activo.....	5-3
Figura 5-2 N cargas iguales que comparten la impedancia de línea.....	5-5
Figura 5-3 Formas de onda correspondientes a los rectificadores monofásicos.....	5-6
Figura 5-4 Fenómenos de atenuación correspondientes a los rectificadores monofásicos.....	5-6
Figura 5-5 Formas de onda correspondientes a los rectificadores trifásicos	5-7
Figura 5-6 Fenómenos de atenuación correspondiente a los rectificadores trifásicos	5-7
Figura 5-7 Conexión de un FA a N cargas iguales que comparten la impedancia de línea.....	5-8
Figura 5-8 Formas de onda correspondientes a los rectificadores monofásicos con y sin FA.....	5-9
Figura 5-9 Contenido armónico de las corrientes correspondientes a los rectificadores monofásicos con y sin FA.....	5-9
Figura 5-10 Formas de onda correspondientes a los rectificadores trifásicos con y sin FA	5-10
Figura 5-11 Contenido armónico de las corrientes correspondientes a los rectificadores trifásicos con y sin FA.....	5-10
Figura 5-12 Conexión de cargas similares en paralelo.....	5-12
Figura 5-13 Carga variable en el bus de corriente continua	5-12
Figura 5-14 Aumento esperado de la amplitud de un armónico en función del factor de carga.....	5-13
Figura 5-15 Aumento de la amplitud de los armónicos observado en las simulaciones con PST.....	5-14
Figura 5-16 Diagrama de bloques de una RN recurrente de tipo Elman	5-15
Figura 5-17 Diagrama matricial de Red Neuronal Recurrente de tipo Elman.....	5-16
Figura 5-18 Diagrama simplificado RN "Fed Forward" obtenida al desplegar la RN de tipo Elman de la Figura 5-17	5-16

Figura 5-19 Red neuronal recurrente de tipo Elman utilizada para modelar las cargas no lineales	5-17
Figura 5-20 Estructura desplegada para el entrenamiento de la RN con BTT	5-18
Figura 5-21 RN estática para modelar las cargas no lineales en régimen frecuencial.....	5-19
Figura 5-22 Redes neuronales independientes para cada armónico de corriente	5-22
Figura 5-23 Entradas y salidas de las redes neuronales que modelan las cargas no lineales	5-22
Figura 5-24 Estructura interna de la RN que modela la amplitud o la fase de los armónicos de corriente.....	5-24
Figura 5-25 Distintos grados de aproximación a un conjunto de datos experimentales.....	5-25
Figura 5-26 Circuito utilizado para obtener datos de simulación para entrenar la RN	5-26
Figura 5-27 Comparación de amplitudes y fases entre los datos de entrenamiento y los obtenidos con la RN con una normalización de los datos entre -1 y 1 (Caso 3).....	5-29
Figura 5-28 Reconstrucción de la corriente de entrenamiento y los obtenidos con la RN (Caso 3)	5-29
Figura 5-29 Comparación de amplitudes y fases entre los datos de entrenamiento y los obtenidos con la RN con una normalización de los datos entre -1 y 1 (Caso 29).....	5-30
Figura 5-30 Reconstrucción de la corriente de entrenamiento y los obtenidos con la RN (Caso 29)	5-30
Figura 5-31 Comparación de amplitudes y fases entre los datos de entrenamiento y los obtenidos con la RN con una normalización de los datos entre -1 y 1 (Caso 53).....	5-30
Figura 5-32 Reconstrucción de la corriente de entrenamiento y los obtenidos con la RN (Caso 53)	5-31
Figura 5-33 Comparación de amplitudes y fases entre los datos de entrenamiento y los obtenidos con la RN con una normalización de los datos entre -1 y 1 (Caso 66).....	5-31
Figura 5-34 Reconstrucción de la corriente de entrenamiento y los obtenidos con la RN (Caso 66)	5-31
Figura 5-35 Comparación de amplitudes y fases entre los datos de entrenamiento y los obtenidos con la RN con una normalización de los datos entre -0,7 y 0,7 (Caso 27).....	5-32
Figura 5-36 Reconstrucción de la corriente de entrenamiento y los obtenidos con la RN con una normalización de los datos entre -0,7 y 0,7 (Caso 27)	5-33
Figura 5-37 Comparación de amplitudes y fases entre los datos de entrenamiento y los obtenidos con la RN con una normalización de los datos entre -0,7 y 0,7 (Caso 63).....	5-33
Figura 5-38 Reconstrucción de la corriente de entrenamiento y los obtenidos con la RN con una normalización de los datos entre -0,7 y 0,7 (Caso 63).....	5-33
Figura 5-39 Comparación de amplitudes y fases entre los datos reales y los obtenidos con la RN en un caso intermedio para unas corrientes de 49,5A y 15A por la carga a modelar y la carga vecina respectivamente.....	5-34
Figura 5-40 Reconstrucción de la corriente real y los obtenidos con la RN en un caso intermedio para unas corrientes de 49,5A y 15A por la carga a modelar y la carga vecina respectivamente.	5-34

Figura 5-41 Comparación de amplitudes y fases entre los datos reales y los obtenidos con la RN en un caso intermedio para unas corrientes de 49,5A y 45,5A por la carga a modelar y la carga vecina respectivamente.....	5-35
Figura 5-42 Reconstrucción de la corriente real y los obtenidos con la RN en un caso intermedio para unas corrientes de 49,5A y 15A por la carga a modelar y la carga vecina, respectivamente.	5-35
Figura 5-43 Comparación de amplitudes y fases entre los datos reales y los obtenidos con la RN en un caso fuera de los límites del entrenamiento. Se han utilizado unas corrientes de 70A y 25A para la carga a modelar y la carga vecina, respectivamente.	5-36
Figura 5-44 Reconstrucción de la corriente real y los obtenidos con la RN en un caso fuera de los límites del entrenamiento. Se han utilizado unas corrientes de 70A y 25A para la carga a modelar y la carga vecina, respectivamente.	5-36
Figura 5-45 Comparación de amplitudes y fases entre los datos reales y los obtenidos con la RN en un caso fuera de los límites del entrenamiento. Se han utilizado unas corrientes de 40A y 70A para la carga a modelar y la carga vecina , respectivamente.	5-37
Figura 5-46 Reconstrucción de la corriente real y los obtenidos con la RN en un caso fuera de los límites del entrenamiento. Se han utilizado unas corrientes de 40A y 70A para la carga a modelar y la carga vecina respectivamente.	5-37
Figura 5-47 Reconstrucción de la corriente real y los obtenidos con la RN en un caso fuera de los límites del entrenamiento. Se han utilizado unas corrientes de 75A y 48A para la carga a modelar y la carga vecina respectivamente.	5-38
Figura 5-48 Reconstrucción de la corriente real y los obtenidos con la RN en un caso fuera de los límites del entrenamiento. Se han utilizado unas corrientes de 32.5A y 80A para la carga a modelar y la carga vecina, respectivamente.....	5-39
Figura 5-49 Amplitud y fase de la corriente por la carga no lineal, con y sin filtro activo	5-40
Figura 5-50 Reconstrucción de la corriente por la carga no lineal, con y sin filtro activo	5-40
Figura 5-51 Amplitud y fase de la corriente por la carga no lineal predichas por la RN, con y sin filtro activo.....	5-41
Figura 5-52 Reconstrucción de la corriente por la carga no lineal predichas por la RN, con y sin filtro activo.....	5-41
Figura 5-53 Evolución de la corriente de carga a lo largo de tres días	5-43
Figura 5-54 Amplitud del 7º armónico de tensión.	5-43
Figura 5-55 Amplitud del 11º armónico de tensión.	5-44
Figura 5-56 Comparación de amplitudes y fases entre los datos reales y los obtenidos con la RN en torno a la muestra 30 (caso 1).....	5-45
Figura 5-57 Reconstrucción de la corriente real y los obtenidos con la RN en torno a la muestra 30 (caso 1)	5-45
Figura 5-58 Comparación de amplitudes y fases entre los datos reales y los obtenidos con la RN en torno a la muestra 58 (caso 2).....	5-45
Figura 5-59 Reconstrucción de la corriente real y los obtenidos con la RN en torno a la muestra 58 (caso 2)	5-46
Figura 5-60 Comparación de amplitudes y fases entre los datos reales y los obtenidos con la RN en torno a la muestra 110 (caso 3).....	5-46

Figura 5-61 Reconstrucción de la corriente real y los obtenidos con la RN en torno a la muestra 110 (caso 3)	5-46
Figura 5-62 Comparación de amplitudes y fases entre los datos reales y los obtenidos con la RN en torno a la muestra 180 (caso 4).....	5-47
Figura 5-63 Reconstrucción de la corriente real y los obtenidos con la RN en torno a la muestra 180 (caso 4)	5-47
Figura 5-64 Comparación de amplitudes y fases entre los datos reales y los obtenidos con la RN en torno a la muestra 400 (caso 5).....	5-47
Figura 5-65 Reconstrucción de la corriente real y los obtenidos con la RN en torno a la muestra 400 (caso 5)	5-48
Figura 5-66 Comparación de amplitudes y fases entre los datos reales y los obtenidos con la RN en torno a la muestra 480 (caso 6).....	5-48
Figura 5-67 Reconstrucción de la corriente real y los obtenidos con la RN en torno a la muestra 480 (caso 6)	5-49
Figura 5-68 Comparación de amplitudes y fases entre los datos reales y los obtenidos con la RN en torno a la muestra 515 (caso 7).....	5-49
Figura 5-69 Reconstrucción de la corriente real y los obtenidos con la RN en torno a la muestra 515 (caso 7)	5-49
Figura 5-70 Comparación de amplitudes y fases entre los datos reales y los obtenidos con la RN en torno a la muestra 525 (caso 8).....	5-50
Figura 5-71 Reconstrucción de la corriente real y los obtenidos con la RN en torno a la muestra 525 (caso 8)	5-50

CAPÍTULO 1

Generalidades. Estado del Arte

1.1 Descripción del problema

La proliferación de equipos electrónicos, que se comportan como cargas no lineales, conectados a la red, provocan multitud de problemas de distorsión armónica y una reducción de la eficiencia en la transmisión de la energía eléctrica.

Dichos equipos consumen corrientes de forma no senoidal, con distinto contenido armónico en función de los distintos tipos de cargas (por ejemplo en rectificadores monofásicos el tercer armónico es muy importante mientras que en rectificadores trifásicos no aparece). Estas corrientes armónicas causan sobrecarga del sistema de distribución ya que aumenta la corriente eficaz que debe circular por las líneas, para suministrar la misma potencia activa. Si además combinamos este efecto con el hecho de que la impedancia de líneas y transformadores no es nula y en ocasiones puede ser elevada provocan distorsión de la tensión de alimentación, que afecta a todas las cargas que comparten la línea. Por todo ello, la reducción de los armónicos de corriente en las líneas de alimentación de baja tensión se ha convertido en un problema, que se intenta solucionar con la colocación de filtros y procurando, en lo posible, reducir las impedancias de las líneas de distribución. Asimismo, se procura alimentar las cargas distorsionantes con tramos de línea independientes para que no compartan impedancias en común.

Tanto en Europa como en Estados Unidos se han introducido Normas Regulatoras que restringen la emisión de armónicos de corriente. Estos estándares son básicamente

el IEC 61000-3-2 / IEC 61000-3-4 , 61000-3-12 para Europa i el IEEE 519-1992 [CENELEC/IEC] para Estados Unidos.

Para mejorar la situación, existen dos alternativas: modificar el diseño de los equipos (cargas) que generan las perturbaciones o modificar la red para reducirlas. La mejor solución sería la combinación de ambas, pero también lógicamente la más cara.

La primera alternativa parecería la más adecuada ya que se eliminaría el problema desde la raíz, y en ciertos campos ya se está aplicando. La solución consiste básicamente en controlar las cargas como cargas con Factor de Potencia Unitario (UPF, Unit Power Factor). Sin embargo, la eliminación total de las perturbaciones, implicaría la sustitución de los equipos ya existentes con el coste económico asociado. Incluso suponiendo que el coste económico de la sustitución fuese aceptable, en algunos casos se podría reducir la fiabilidad de los equipos [Akagi, 2006] [Tangtheerajaronwong et al 2006].

Atendiendo a la segunda alternativa, uso de filtros, las soluciones posibles se pueden dividir en dos tipos: activas o pasivas.

Los filtros pasivos hace ya más de tres décadas que se vienen aplicando, pero presentan una serie de problemas que, básicamente, se pueden reducir a su incapacidad de adaptarse, en cada instante, a las condiciones cambiantes de la red y de la carga, donde se encuentran conectados.

Dentro de las soluciones activas, una de las soluciones implementadas los últimos años es la utilización de Filtros Activos de Potencia (APF "Active Power Filters") [Akagi 2005]. De hecho la primera publicación en la que se propone un APF de forma práctica es [Akagi, Kanazawa y Nabae 1984]. Estos Filtros Activos (FA) se pueden utilizar en solitario, o combinados con otros dispositivos como son: Filtros Pasivos, Sistemas para la compensación del $\cos \phi$, para el equilibrado de fases, o para la regulación de la tensión.; formando lo que se ha llamado Acondicionadores Activos de Líneas de Alimentación (APLC "Active Power Line Conditioners") Figura 1-1.

El término APLC es mucho más que un filtro de armónicos ya que incluye la eliminación de los armónicos, el control del factor de potencia, la regulación de la tensión y el equilibrado de las fases.

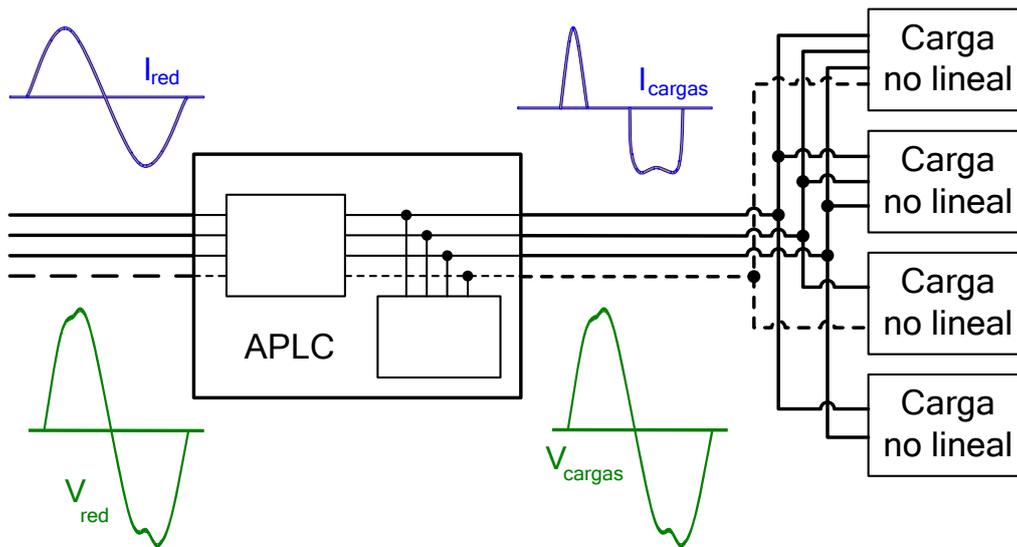


Figura 1-1 Acondicionador activo de líneas de alimentación (APLC)

Un par de ejemplos de aplicación donde se puede mantener la carga perturbadora y se aplican filtros externos son: Primer caso, un rectificador controlado para un sistema de alimentación en CC de una planta. Esta red de CC alimenta diversas cargas, entre ellas, onduladores conectados a motores asíncronos. La potencia de la red de CC puede ser del orden de 2MW. Este proceso de rectificación controlada se puede realizar mediante SCR (tiristores) o mediante rectificadores PWM a base de IGBT. Si se utilizan los tiristores clásicos, el control del ángulo de disparo por control de fase genera una gran cantidad de armónicos de corriente; en cambio si se utilizan IGBT, con técnicas de control y estructuras del convertidor adecuadas, se puede conseguir que la corriente absorbida de la red sea prácticamente senoidal. Los pros y contras son que los sistemas basados en tiristores tienen una alta fiabilidad y soportan mejor las sobrecargas, pero generan gran cantidad de armónicos, mientras que los sistemas basados en rectificadores conmutados son menos robustos y más caros, pero prácticamente no generan armónicos. Por ello, algunos fabricantes aconsejan instalar rectificadores basados en tiristores y añadir un elemento externo de filtrado. De esta forma se garantizaría la robustez; y gracias al filtro se reducirían los armónicos de corriente generados. Pese a que estos fabricantes proponen la instalación de un FA, al tratarse de una sola carga (un único motor), sería más fácil y fiable dimensionar e instalar un filtro pasivo LCL adaptado a esta carga.

Un segundo caso sería el de varias cargas (rectificadores) conectadas a una misma línea. En este caso se podría optar por rectificadores PWM con IGBT o puentes rectificadores con diodos. Al igual que en el ejemplo anterior para garantizar la máxima

robustez y fiabilidad sería más adecuado la segunda alternativa, añadiendo elementos de filtrado adicionales en la línea. Pero en este caso, al tratarse de varias cargas sería más adecuado utilizar un FA único en lugar de diversos filtros LCL (uno por carga). El FA se puede adaptar a las distintas condiciones de consumo de las distintas cargas y a la vez se mantiene la robustez y fiabilidad de los rectificadores con diodos. La fiabilidad estaría garantizada ya que el componente menos robusto, en este caso el FA, incluso si se produjera un fallo eventual, no provocaría una parada del sistema, simplemente solamente se estaría ensuciando la red mientras no se procediera a su reparación/sustitución.

Si se toma como objetivo principal la reducción de los armónicos, y básicamente los armónicos de baja frecuencia, el sistema que presenta una mejor relación entre sus ventajas (mejora de eficiencia energética en el transporte, reducción de perturbaciones, ...) e inconvenientes (coste, complejidad, fiabilidad, ...) es el filtro activo paralelo.

Cuando se pretende reducir perturbaciones mediante un Filtro Activo Paralelo, además de tener en cuenta el propio Filtro (su estructura, algoritmos de control, ...) es importante analizar los problemas que presenta su instalación en un punto de la red y cómo interaccionará el filtro con la red y con los distintos elementos que estén conectados a la misma.

1.2 Objetivos de la tesis

En esta tesis se pretende investigar sobre topologías de filtros activos híbridos tipo paralelo. Se pretende hacer aportaciones para conseguir una estructura de FA con un bajo coste relativo, pero que a su vez permita que sus prestaciones no se vean comprometidas y solucionar el problema de exceso de inyección de reactiva a baja carga, inherente a este tipo de filtros.

En el estudio de los filtros activos paralelo hay varios puntos clave, en los cuales esta tesis pretende hacer algunas aportaciones y que se indican a continuación:

1. Estructura del propio filtro. En particular se estudiarán distintas alternativas de acoplo a la red y distintos métodos de regulación de la potencia reactiva inyectada a la misma.
2. Obtención de la consigna de corriente. Estudiar distintas técnicas de obtención de las consignas de corriente necesarias para el funcionamiento del filtro activo, analizando los pros y contras de distintas técnicas frecuenciales y

temporales y la posibilidad o no de que el filtro activo elimine los armónicos de forma selectiva.

3. Diseño del regulador de corriente. 'Para un filtro activo, el regulador de corriente debe ser capaz de seguir perturbaciones de alto di/dt . En general para las frecuencias habituales de conmutación, el regulador de corriente debe responder en tiempos inferiores a los $100\mu s$. Todo esto hace que el diseño del regulador de corriente suele ser otra parte crítica del Filtro Activo. En este punto se propone una nueva técnica de modulación para seguimiento rápido de la consigna de corriente; desarrollada para trabajar con redes de 3 y 4 hilos.
4. Finalmente, en esta tesis se dedicará también una especial atención a los problemas de aplicación trabajando en el análisis del comportamiento del sistema compuesto por el propio filtro activo y la red de distribución donde se encuentra conectado. En particular se pretende prestar atención al problema de aumento de armónicos absorbidos por la carga cuando se filtran dichos armónicos con un filtro paralelo. El problema es especialmente importante, cuando se conecta un filtro activo en una parte de la red de distribución con una impedancia de cortocircuito elevada (lo que se ha venido en llamar una red "blanda").

1.3 Topologías de filtros. Híbridos no híbridos

Los FA se pueden clasificar en filtros serie y filtros paralelos [Akagi 2005]. Los filtros serie son más adecuados para mejorar la forma de onda de la tensión en el lado de la carga. La principal función de un filtro paralelo es mejorar la forma de la onda de la corriente en el lado de la red (Figura 1-2), lo que implica aumentar el factor de potencia y reducir las pérdidas en los sistemas de distribución.

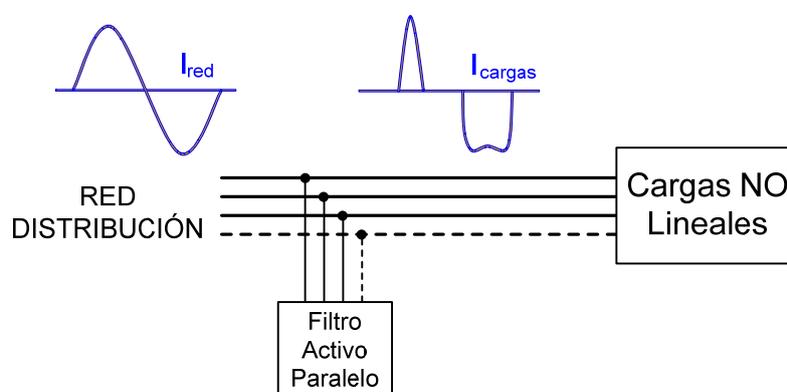


Figura 1-2 Conexión de un Filtro Activo Paralelo

Evidentemente se pueden combinar las dos estructuras (serie y paralelo) para obtener ambas mejoras. Sin embargo, a topología más utilizada a nivel práctico es la de FA paralelo. Sus prestaciones adaptabilidad y tamaño los hacen claramente superiores a los Filtros Pasivos, formados por circuitos LC sintonizados a frecuencias concretas. Estos FA paralelo, además de eliminar los armónicos, permiten también eliminar el desequilibrio entre fases y compensar el $\cos \varphi$.

Otra posibilidad es la combinación de filtros activos y pasivos, normalmente denominados híbridos. Existe un amplio abanico de estas combinaciones. A modo de ejemplo se muestran diversos ejemplos en las figuras: Figura 1-3 a Figura 1-5. Las topologías más representativas y empleadas son la de un filtro pasivo paralelo más un filtro activo serie o paralelo.

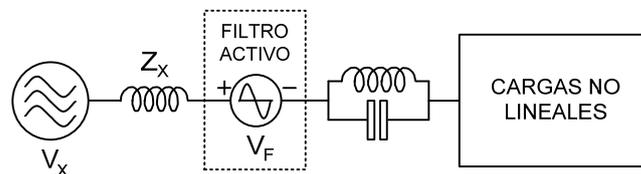


Figura 1-3 Filtro híbrido serie formado por la combinación de dos filtros serie, uno activo y uno pasivo

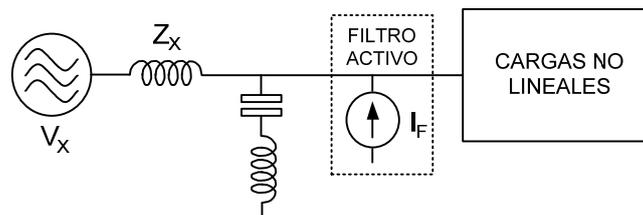


Figura 1-4 Filtro híbrido paralelo, formado por la combinación de dos filtros paralelos, uno activo y uno pasivo.

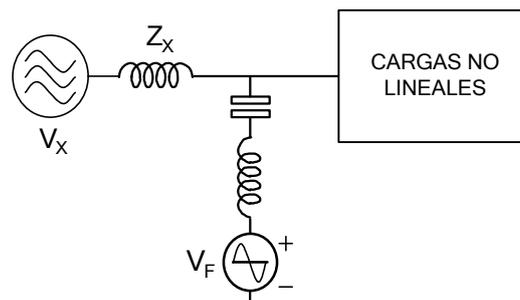


Figura 1-5 Filtro híbrido paralelo, formado por la combinación de un activo y un pasivo en serie

Atendiendo al tipo de inversor utilizado, los FA paralelo se pueden implementar a partir de un circuito inversor en forma de fuente de corriente (CSI “Current Source Inverter”) [Salo y Tuusa 2005] (Figura 1-6) o en forma de fuente de tensión (VSI “Voltage Source Inverter”) (Figura 1-7). En el primer caso la energía se almacena en bobinas mientras que en el segundo se almacena en condensadores. El almacenamiento de energía en bobinas no es muy eficiente, salvo en el caso de bobinas superconductoras. La

utilización de bobinas superconductoras implica un coste elevado de fabricación y de operación (temperaturas cercanas al cero absoluto), por lo que la estructura más habitual de un FA paralelo está basada en los Inversores de tensión VSI.

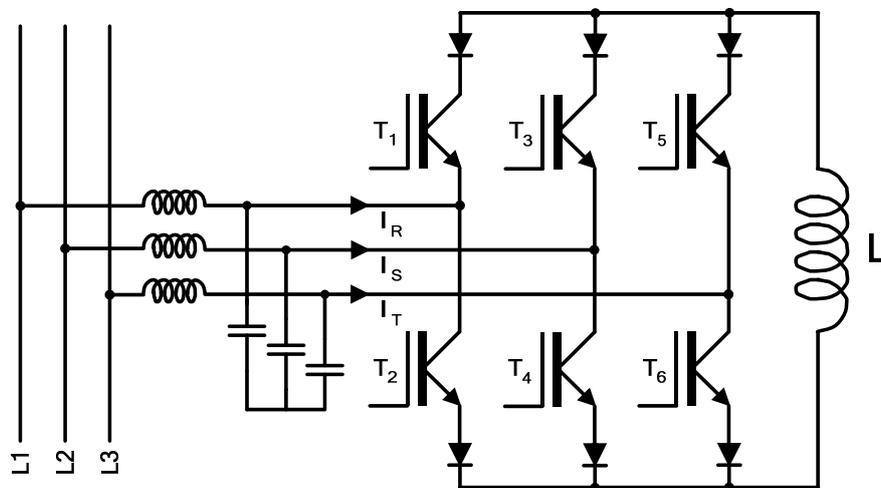


Figura 1-6 Filtro activo trifásico con un Inversor corriente CSI

Para que trabajen como fuente de corriente, estos VSI, se conectan a la red a través de unas inductancias (Figura 1-7) y se recurre al control en lazo cerrado para que se comporten como fuente de corriente controlada o como una impedancia variable en función de la frecuencia.

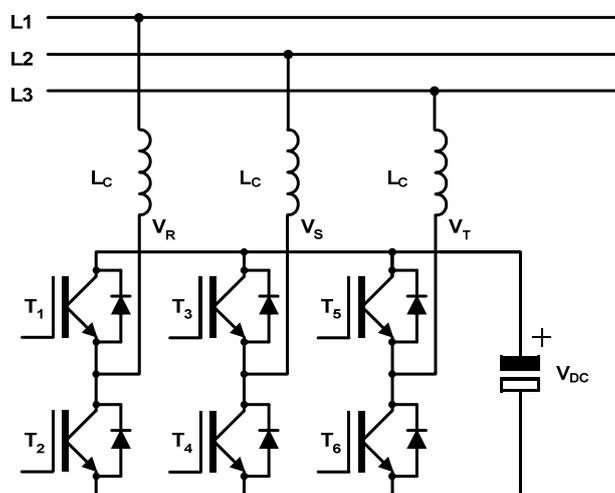


Figura 1-7 Filtro activo trifásico con un Inversor de Tensión VSI

Para permitir la eliminación de las perturbaciones en una red trifásica con neutro la solución más genérica es emplear VSI de cuatro ramas (Figura 1-8). Este tipo de solución es relativamente cara ya que los convertidores habituales (utilizados en sistemas de control de motores), son de tres ramas. Por tanto un VSI de cuatro ramas se debe construir a medida con un incremento de coste considerable. Además si se pretende compensar el tercer armónico; donde la mayor parte de las cargas son

monofásicas; la cuarta rama (T_7 y T_8) debe dimensionarse para controlar más corriente que las otras tres. En redes domésticas y de oficinas el tipo de carga más habitual son las cargas monofásicas conectadas entre una fase y el conductor neutro.

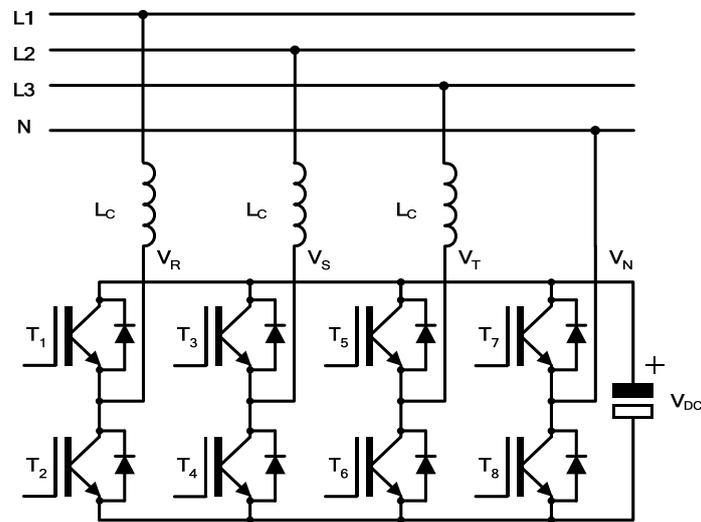


Figura 1-8 Filtro activo basado en un VSI de cuatro ramas

Para resolver el problema del convertidor de cuatro ramas, se han propuesto diversas soluciones como por ejemplo:

1) Bus de continua con condensador partido, y con la conexión del neutro en el punto medio del bus (Figura 1-9). De esta forma se pueden utilizar inversores de tres ramas de tipo estándar.

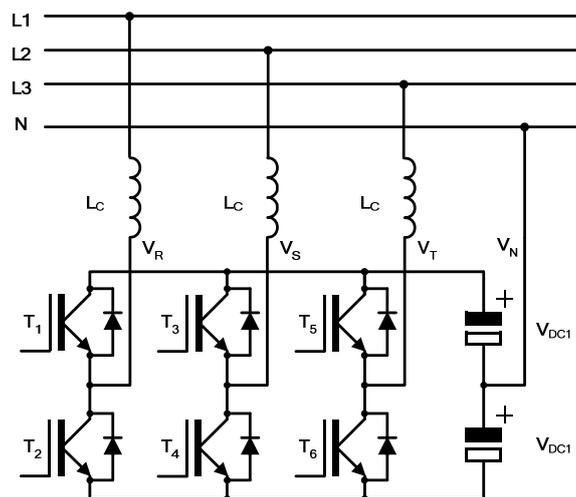


Figura 1-9 Filtro activo basado en un VSI de tres ramas y condensador partido

2) Convertidor de cuatro ramas y condensador partido [Rodríguez 2005]. Donde la función de la cuarta rama es el equilibrado de las tensiones de ambos condensadores (Figura 1-10). Utilizando esta estructura las cuatro ramas pueden ser del mismo tipo. La función de la cuarta rama es el equilibrado de la tensión de los condensadores.

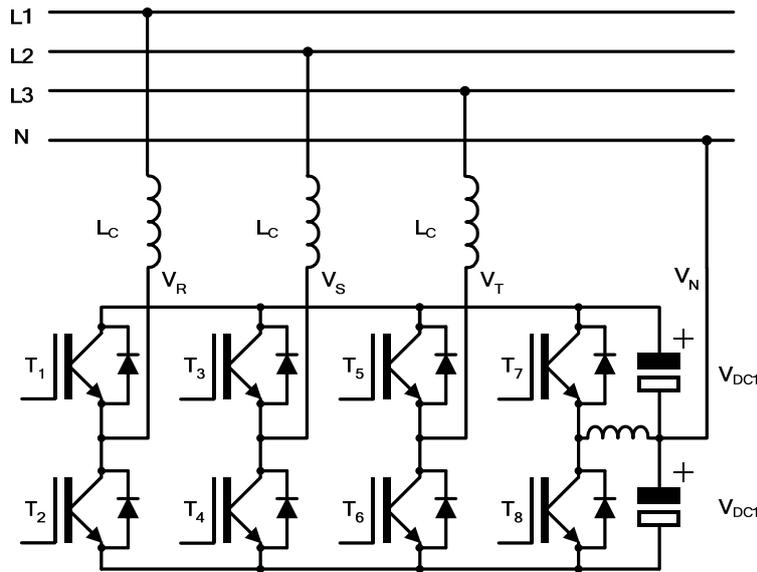


Figura 1-10 Filtro activo basado en un VSI de cuatro ramas y condensador partido

Si el FA solo debe eliminar los armónicos, sin corregir el $\cos \phi$ ni equilibrar las fases, habitualmente es posible utilizar convertidores de menor potencia y costo. En este caso la solución formada por un puente de tres ramas y la conexión del neutro al punto medio del bus de continua (Figura 1-9) es la más adecuada desde un punto de vista económico y existen varios FA comerciales basados en ella.

Sin embargo, si se utiliza esta estructura, se deben tener en cuenta ciertas limitaciones. En primer lugar el circuito de control debe garantizar que la tensión en ambos condensadores permanece equilibrada; y en ciertos momentos, esta condición, puede oponerse a la necesidad de inyección de armónicos del APF. En segundo lugar, cuando la tensión del VSI no incorpora componente homopolar, el puente no aprovecha totalmente la tensión del bus DC [Rodríguez 2005]. Y por último, la tensión homopolar no es independiente de la tensión de salida de las tres fases. Por ejemplo, si se pretende obtener la máxima tensión homopolar, la tensión entre fases del convertidor deberá ser nula.

Un problema importante que presenta la utilización de estructuras formadas por un VSI acoplado a la línea mediante bobinas, es que la tensión del bus de continua de este, ha de ser superior a la tensión de pico máxima de la red a la que está conectado. Esto es necesario para poder inyectar corriente hacia la red en cualquier instante del ciclo. Se puede justificar también esta necesidad, teniendo en cuenta que el sistema actúa como un convertidor elevador y que por lo tanto solo se puede controlar la corriente, si la tensión del bus es superior a la de red. También debe tenerse en cuenta que para permitir elevadas pendientes en la corriente inyectada por el FA (situación muy normal si se deben inyectar armónicos) es necesario que la tensión del bus sea bastante

mayor que la máxima en la red. En consecuencia la tensión del bus, desde un punto de vista práctico, debe ser del orden de un 40-50% mayor que el pico de red; y por tanto los semiconductores del puente han de soportar tensiones superiores a las utilizadas en aplicaciones habituales de control de motores (“drivers”). Es decir, mientras que en un driver para motores, el bus de continua del VSI trabaja con una tensión inferior a los 600V, en el caso de un FA aplicado a redes de alimentación de baja tensión (380/400V), esta tensión debe ser de al menos 800/850V. Esto implica la utilización de semiconductores que soporten tensiones de ruptura superiores a los que se utilizan habitualmente en el control de motores, y por lo tanto de peor relación precio/prestaciones.

Esta necesidad de trabajar con elevadas tensiones del bus de continua ha llevado a que se propongan diversas alternativas como son:

- 1) La conexión de varios convertidores en serie, de forma que la tensión total necesaria se divida por el número de convertidores [Ortuzar et al. 2006] (Figura 1-11). Esta solución plantea diversos problemas en primer lugar desde un punto de vista económico: el coste y desde un punto de vista técnico: mantener el equilibrado de la energía almacenada por cada convertidor.

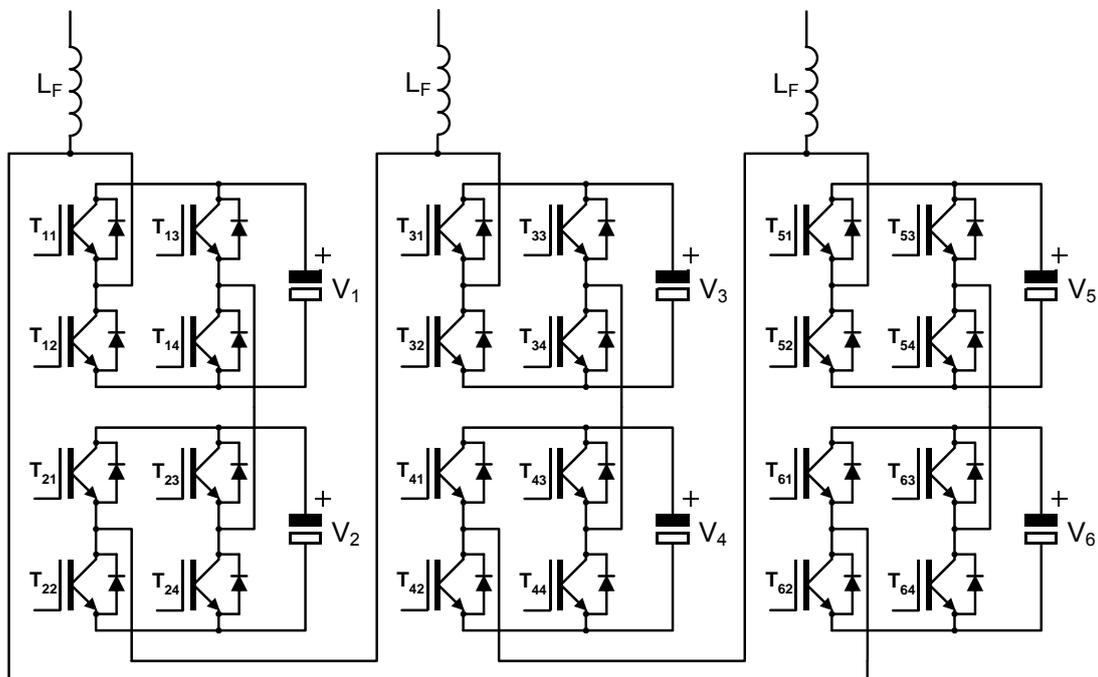


Figura 1-11 Filtro activo multinivel formado por la combinación de múltiples inversores monofásicos

- 2) Conexión a la red a través de un transformador elevador [Changzheng et al. 2005] (Figura 1-12). Esta solución implica un incremento de volumen, peso y precio considerables.

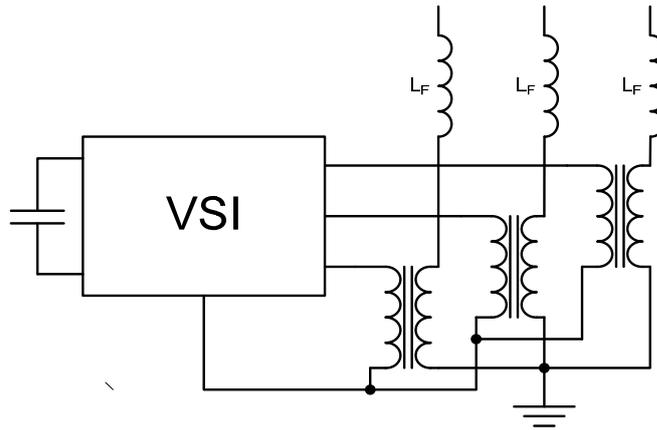


Figura 1-12 Filtro paralelo con VSI acoplado mediante transformador

- 3) Soluciones basadas en la utilización de VSI multinivel [Lin y Yang 2005], como los del tipo “diode clamped” de tres niveles de la Figura 1-13; o del tipo “flying capacitor” [Lin y Huang 2006]. Esta solución, permite utilizar semiconductores con tensiones de ruptura de valor mitad (en el caso del VSI de tres niveles) que en el caso de los VSI clásicos de dos niveles y a su vez permite reducir el rizado de la corriente del filtro y/o reducir el tamaño de las bobinas de acoplamiento. A cambio, aumenta significativamente el número de dispositivos de potencia utilizados y complica el sistema de modulación del puente; encareciendo el APF resultante.

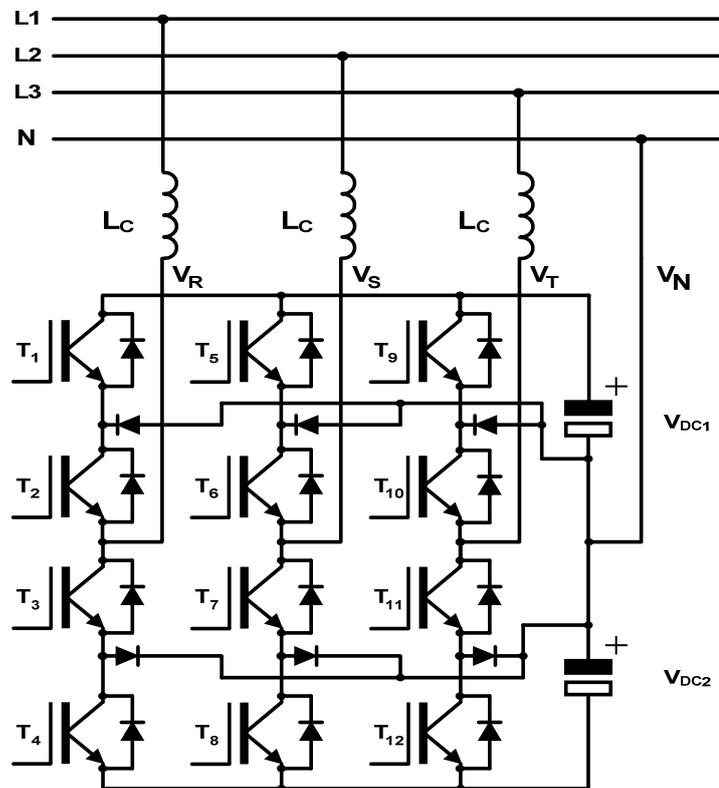


Figura 1-13 Filtro paralelo con VSI multinivel del tipo "diode clamped"

En algunas propuestas de APF para líneas de media tensión, donde las tensiones de bus deberían ser muy superiores, se han presentado soluciones de FA híbridos [Inzunza y Akagi 2005] [Srianthumrong y Akagi 2003], donde se combinan filtros activos y pasivos. En estos FA híbridos se intenta obtener unas prestaciones similares a las de un FA convencional; reduciendo la tensión del bus en el VSI y por lo tanto reduciendo el coste final del sistema. En la referencia [Akagi, Srianthumrong y Tamai 2003] se comparan las prestaciones de un FA de tres hilos, “puro” con uno híbrido en aplicaciones de media tensión.

1.4 Discusión y elección del tipo de filtro

Al ser el objetivo principal de esta tesis el estudiar cómo reducir los armónicos de corriente de baja frecuencia la mejor opción es la utilización de un filtro activo paralelo. Este tipo de FA deberá trabajar como una fuente de corriente y debe poder inyectar corriente a la red en cualquier instante de un ciclo de tensión; incluso cuando esta pasa por el máximo positivo o negativo. Es más, con las cargas no lineales que habitualmente se conectan a la red (rectificadores con diodos) el FA paralelo deberá inyectar la mayor parte de la corriente precisamente cuando la tensión de la red es máxima.

Los inversores de corriente, Figura 1-6, pueden, en teoría, inyectar corriente sea cual sea la tensión de la línea; sin embargo, la necesidad de utilizar bobinas como elemento de almacenamiento de corriente hace que sean inviables desde un punto de vista práctico. Por otro lado los inversores de tensión, como se ha explicado en el apartado anterior, presentan el problema de la tensión necesaria en el bus de continua.

Si se combina un inversor de tensión con un filtro pasivo, en ciertos casos, es factible reducir la tensión del bus de continua del inversor y mantener la posibilidad de inyectar corriente, incluso cuando la tensión de red pasa por su valor máximo. La estructura seleccionada es la conexión en serie de un filtro activo y uno pasivo que a su vez estarán conectados en paralelo a las cargas perturbadoras (Figura 1-5). Esta estructura permite que parte de la tensión de red caiga en el filtro pasivo y por tanto la tensión máxima que debe presentar el inversor de tensión pueda ser inferior a la tensión máxima de red.

Los únicos inconvenientes importantes que presenta la utilización del filtro híbrido mencionado anteriormente [Akagi, Srianthumrong y Tamai 2003], es que no permite la compensación del $\cos \varphi$, y que inyecta una corriente capacitiva constante. Sin

embargo, tal como se justifica en otras referencias [Dixon et al. 2003] es más ventajoso (económicamente hablando) compensar el $\cos \varphi$ utilizando otras soluciones, tales como, bancos de condensadores.

En adelante con la denominación de filtro híbrido, se hará referencia exclusivamente a la combinación de filtros activo y pasivo conectados entre sí en serie y conectados a su vez en paralelo con la carga (Figura 1-5).

1.5 Resumen

La topología más habitual para la reducción de armónicos en la red es el filtro paralelo. La implementación de este tipo de filtros presenta algunos obstáculos/problemas. Desde un punto de vista del convertidor de potencia, la tensión del bus de continua del convertidor tiene que ser bastante superior a la tensión de pico de la red y por otro lado, en redes trifásicas con neutro, no existe una solución ideal para la conexión de este último al convertidor. Desde el punto de vista del control, existen distintos criterios sobre cuál debe ser la corriente entregada por el filtro y como obtenerla. Por último al introducir el filtro activo en una instalación, este puede alterar la generación de armónicos en las cargas alterando el funcionamiento previsto de la instalación.

Puntos Clave en donde esta tesis pretende hacer algunas aportaciones;

1. Estructura o topología del propio filtro. En particular se estudiarán distintas alternativas de acoplo a la red y distintos métodos de regulación de la potencia reactiva inyectada a la misma.
2. Obtención de la consigna de corriente. Distinguiendo entre métodos temporales y frecuenciales y aquellos que permiten eliminación selectiva de armónicos frente a los que no lo permiten.
3. Diseño del regulador de corriente. Para un filtro activo, el regulador de corriente debe ser capaz de seguir perturbaciones de alto di/dt . En este punto se propone una nueva técnica de modulación para seguimiento rápido de la consigna de corriente, desarrollada para trabajar con redes de 3 y 4 hilos.
4. Finalmente, en esta tesis se dedicará también una especial atención a los problemas de aplicación trabajando en el análisis del comportamiento del sistema compuesto por el propio filtro activo y la red de distribución donde se encuentra conectado. El problema es especialmente importante en las

denominadas "redes blandas", es decir aquellas con una impedancia interna apreciable.

CAPITULO 2

Filtro Híbrido Paralelo

2.0 Introducción

En este capítulo se desarrollará la topología del filtro híbrido paralelo basado en un VSI (Voltage Source Inverter).

Uno de los principales aspectos a tener en cuenta al diseñar un APF es como estará conectado a la red. En muchas aplicaciones de APF de baja tensión, la estructura más común es la conexión de un VSI a través de una inductancia L_c (Figura 2-2 a título de ejemplo). Esta estructura tiene dos inconvenientes:

- La tensión del bus de continua (V_{DC}) debe ser considerablemente mayor que la tensión de pico de la red, para poder tener la posibilidad de inyectar corriente hacia la red, en determinados instantes del ciclo (ver Figura 2-1).

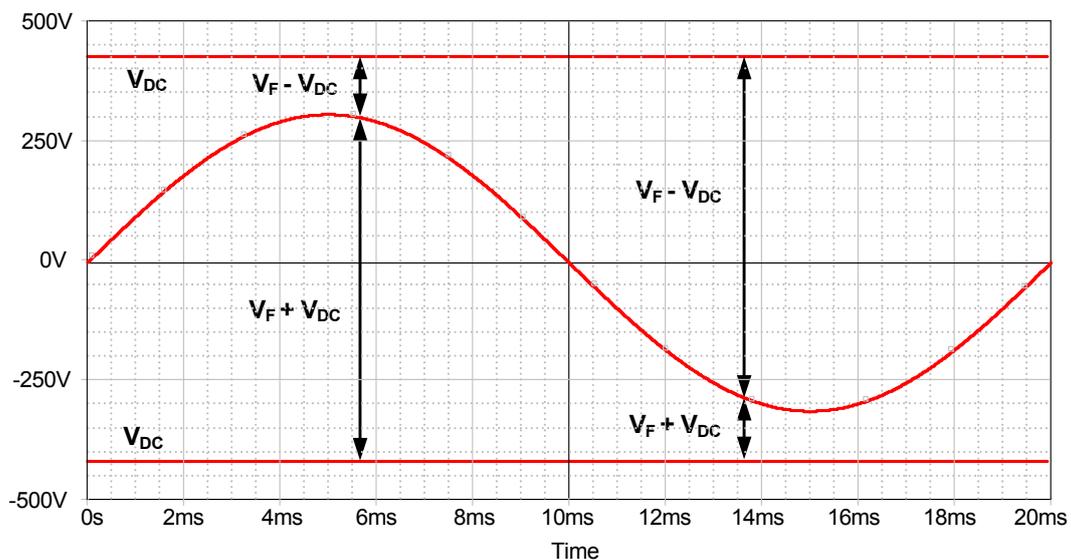


Figura 2-1 Tensión disponible en distintos instantes del ciclo de red

- La tensión disponible en los dos estados de conmutación de una misma rama es inherentemente asimétrica. Por ejemplo para el caso de la estructura de la Figura 2-2, tal como se muestra en la Figura 2-3, en un estado la tensión aplicada es la suma de la tensión de red mas la mitad de la bus de continua, mientras que en el otro estado es la diferencia de ambas.

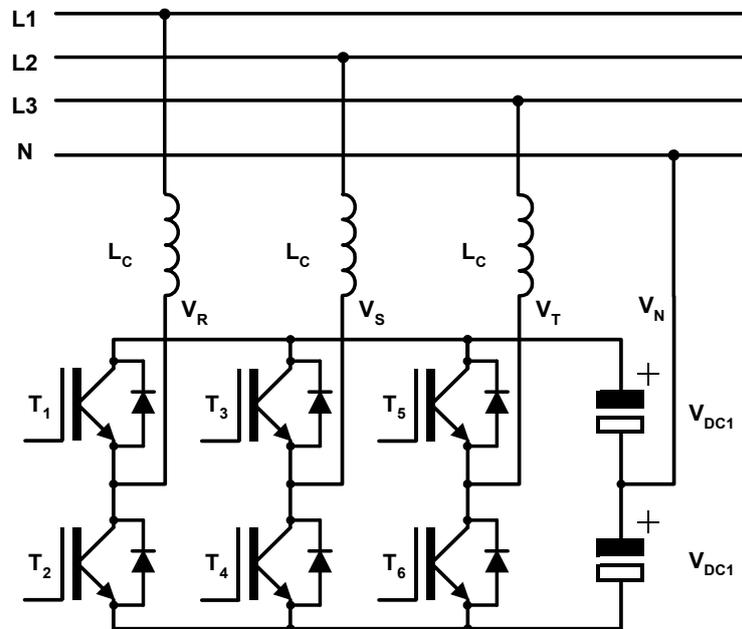


Figura 2-2 Filtro clásico de cuatro hilos con condensador partido

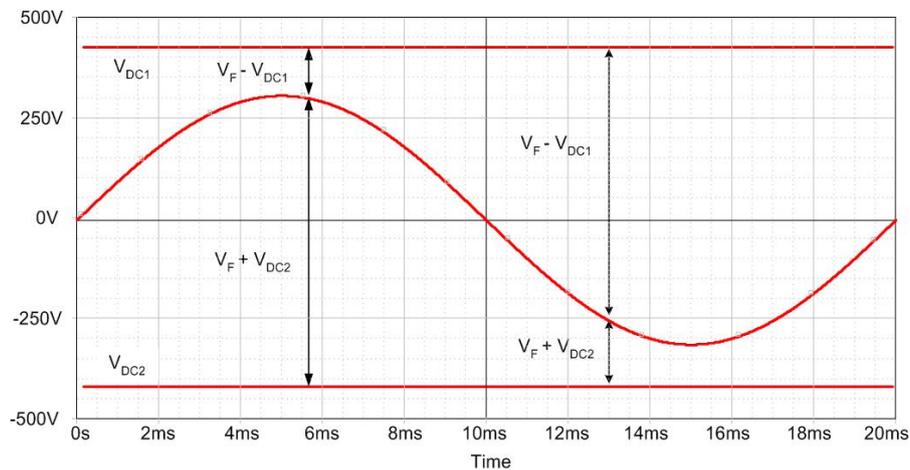


Figura 2-3 Tensión disponible en distintos instantes del ciclo de red

Esta asimetría provoca limitaciones en el momento de forzar di/dt de un determinado signo cuando la tensión de red se encuentra cerca de un máximo o un mínimo y por lo tanto limita la capacidad dinámica del APF para seguir los cambios rápidos de la corriente de carga.

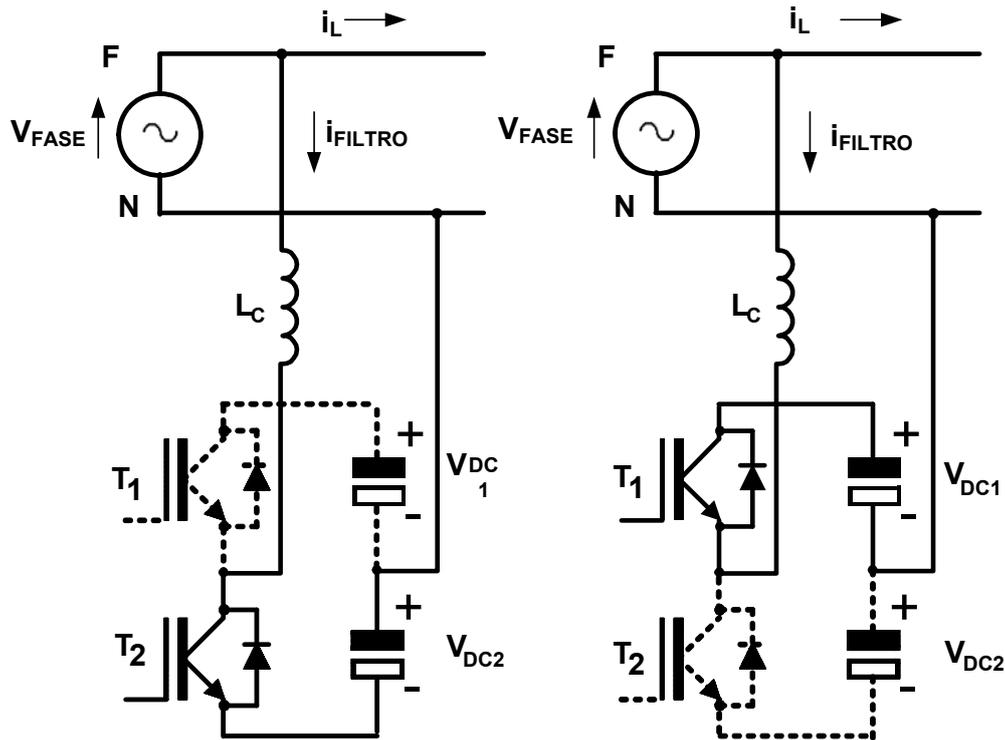


Figura 2-4 Estados posibles del ciclo de conmutación de una de las fases

La Figura 2-4 muestra los dos estados del ciclo de conmutación en uno de los circuitos fase-neutro. Si nos encontramos en el instante $t=5,6\text{ms}$ (Figura 2-3) la tensión disponible para incrementar i_{FILTRO} es de alrededor de 725V (V_F+V_{DC2} Figura 2-4 izquierda) mientras que para reducir i_{FILTRO} solamente se dispone de una tensión de unos 125V (V_F-V_{DC1} Figura 2-4 derecha). Sin embargo en el instante $t=13\text{ms}$ (Figura 2-3) la tensión disponible para incrementar i_{FILTRO} es de 175V y para reducir i_{FILTRO} es de 675V . En consecuencia las pendientes di/dt son muy distintas y dependen del instante del ciclo de red en que nos encontremos.

La gran variación de la tensión disponible hace que la selección de la inductancia L_c sea complicada, ya que existe un dilema entre la respuesta dinámica di/dt y el rizado de corriente. Para reducir esta limitación existen diversas soluciones: utilización de convertidores VSI multinivel (como por ejemplo la utilización de varios convertidores VSI monofásicos, conectados en serie (MMC), formando una estructura multinivel [Ortuzar et al. 2006]); o la implementación de estructuras híbridas, combinando filtros activos y pasivos. Dado que los convertidores VSI de múltiples niveles son difícilmente justificables desde un punto de vista económico en aplicaciones de baja tensión, en esta tesis se estudia la solución basada en filtros híbridos.

Así pues, aunque la estructura de la Figura 2-2 (utilizando un VSI acoplado a la red mediante inductancias) es la más utilizada, Akagi y Fujita [Fujita y Akagi 1991]

propusieron otra estructura para aplicaciones en líneas de media tensión. Dicha estructura es un filtro híbrido en la que el puente inversor está conectado a la red a través de uno o más circuitos LC serie. Esta conexión permite utilizar tensiones del bus V_{DC} significativamente inferiores, gracias a que en el condensador de acoplamiento se puede establecer una caída de tensión, que en su caso permite anular la tensión de la red. En los últimos años, se han propuesto algunas aplicaciones de esta topología [Akagi, Srianthumrong y Tamai 2003], pero su aplicación práctica se ha centrado principalmente en redes de media y alta tensión [Srianthumrong y Akagi 2003] [Inzunza y Akagi 2005]. En la Figura 2-5 se muestra esta estructura del filtro híbrido de 3/4 hilos, con bus DC partido, a la que denominaremos híbrido clásico, por contraposición a la estructura que se estudiará más adelante, en la que el conductor N se conecta a un extremo del bus (Figura 2-9).

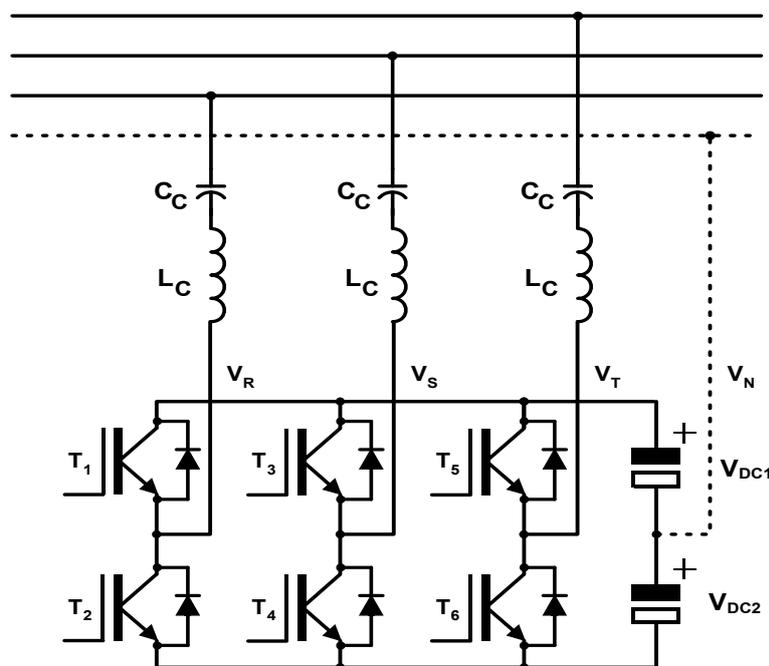


Figura 2-5 Filtro híbrido de tres / cuatro hilos con condensador partido

2.1 Estructura de filtro híbrido de 4 hilos

La topología que podríamos considerar ya clásica, del filtro híbrido de 4 hilos (condensador partido), se presenta en la Figura 2-6. Esta estructura añade unos condensadores en serie (C_C) con las bobinas de acoplo a la red (L_C). Los condensadores actúan a modo de aislamiento entre el VSI y la red permitiendo que la tensión del bus de continua del puente pueda ser inferior a la tensión de pico en la red. Para la componente fundamental, la caída de tensión en el condensador C_C viene dada por la expresión:

$$v_C = \frac{1}{C_C} \int_0^t i(t) \partial t \quad (2.1)$$

La idea original propuesta por Akagi y Fujita [Fujita y Akagi 1991] es que el filtro pasivo presente una elevada impedancia a la frecuencia fundamental con lo que la mayor parte, o la totalidad, de la tensión de red caiga en bornes de este filtro pasivo. El VSI, por lo tanto, podrá ser de inferior tensión que en el caso de un APF puro; y el sistema se debe controlar de forma que la combinación de filtro pasivo y VSI se comporten como una impedancia variable con la frecuencia. La estructura de control original de Akagi y Fujita [Fujita y Akagi 1991] se basa en su teoría de la “Potencia Instantánea” y pretende que la estructura híbrida se comporte como una impedancia variable en función de la frecuencia.

En este trabajo se propone controlar directamente la corriente del sistema, con lo que es necesario que la corriente fundamental que atraviese el condensador de acoplamiento provoque una caída de tensión contraria a la de la red ($V_C = -V_{FASE}$). Esto permite reducir la tensión en el bus DC del convertidor. Para conseguir esta caída de tensión en el condensador, es necesario que el control del Filtro Activo fuerce una corriente de 50Hz adelantada 90° frente a la tensión. De esta forma desaparecerá la asimetría comentada en la Figura 2-3.

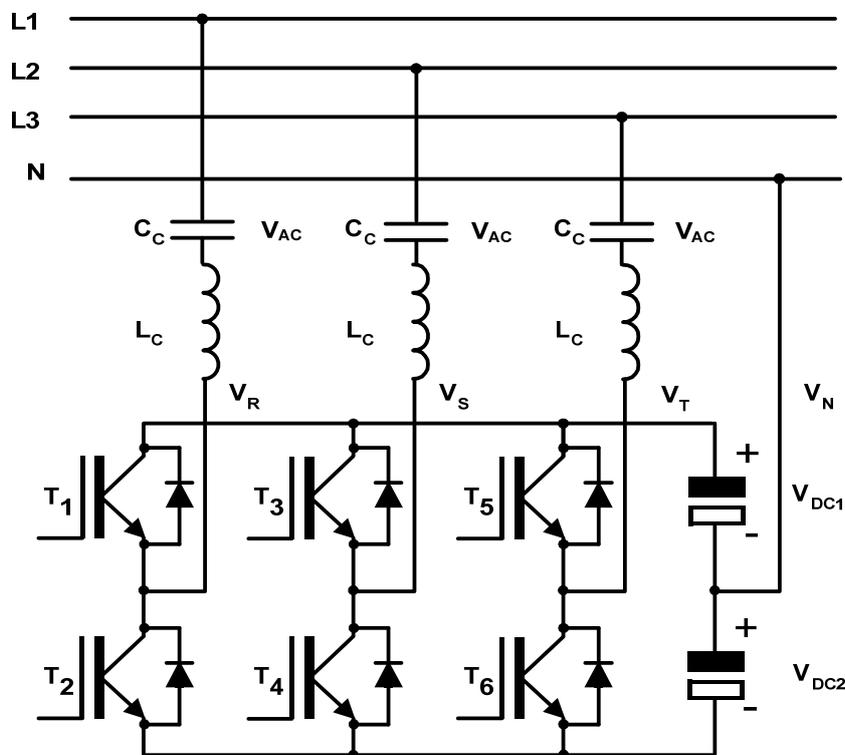


Figura 2-6 Esquema del filtro híbrido clásico de 4 hilos y condensador partido

En un APF clásico, el valor de la bobina y la tensión del bus de continua determinan la dinámica del filtro. En este caso (filtro híbrido), los elementos que la determinarán son tres: Tensión del bus de continua, Inductancia L_C y condensador C_C serie.

En las aplicaciones propuestas por Akagi [Akagi, Srianthumrong y Tamai 2003] [Inzunza y Akagi 2005] [Srianthumrong y Akagi 2003], para el análisis del sistema se asume que el filtro pasivo formado por L_C y C_C debe estar sintonizado en uno de los armónicos a eliminar, sin embargo desde un punto de vista económico es más práctico que los componentes del filtro no tengan que ser ajustados individualmente en cada ejemplar de APF, para cumplir esta condición. En este trabajo se propone que el filtro se encuentre sintonizado entre dos de los armónicos principales y que gracias al control, el comportamiento del filtro híbrido no presente variaciones debidas a las tolerancias de L_C y C_C .

2.2 Limitaciones de la estructura clásica

La estructura clásica, requiere que el sistema de control mantenga equilibrada la tensión entre ambos condensadores del bus DC. Sin embargo, en ciertos instantes, la regulación de esta tensión puede requerir una acción de control opuesta a la tarea principal del equipo, que es la compensación de los armónicos de corriente de la red. En un periodo concreto de conmutación, la acción de control asociada a la reducción de armónicos, puede requerir la reducción de la corriente por una rama; mientras que la acción de control relacionada con la tensión de los condensadores del bus DC puede precisar el incremento de esta misma corriente.

Esta oposición entre ambas acciones de control implica que se haya de escoger cual es la acción prioritaria, que normalmente es la reducción de armónicos de la red y aceptar temporalmente un desequilibrio en la tensión de los condensadores. En un caso límite, en el que los condensadores alcancen tensiones superiores a las permitidas, se puede requerir la supresión de la función del filtro. Para aislar el equilibrado de las tensiones del condensador partido del funcionamiento del filtro, en el pasado se han propuesto soluciones como la de añadir una cuarta rama al VSI. Dicha rama se une al punto central de los condensadores a través de una bobina (Figura 2-7), teniendo un control aparte dedicado a equilibrar la tensión de los condensadores [Rodríguez 2005].

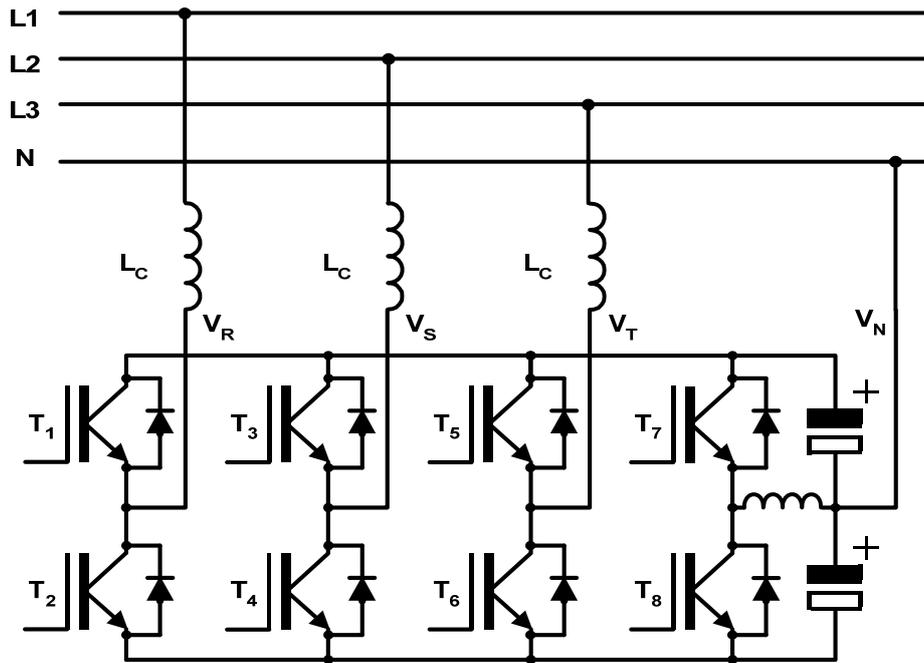


Figura 2-7 Convertidor de cuatro ramas y condensador partido

Por otro lado la tensión homopolar que impone el convertidor es función del estado de las tres ramas del VSI. Si se analizan los posibles estados del VSI utilizando un diagrama vectorial, Figura 2-8, se puede observar que de los 8 estados posibles cuatro (2, 4, 6 y 7) introducen una componente homopolar positiva que impulsa corriente entrante por el conductor N del filtro. Los otros cuatro (1, 3, 5 y 8) dan una componente homopolar negativa que impulsa corriente saliente por el conductor N del filtro. Nótese que los estados (7 y 8) solo introducen componente homopolar y en caso de no existir conductor neutro se convierten en estados nulos. Nótese también que en esta topología, si se quiere por ejemplo impulsar corriente saliente por el conductor N, se deben utilizar solo los estados 1, 3, 5 y 8 y si se desea impulsar corriente entrante por N, se deben utilizar los estados 2, 4, 6 y 7. Dado que esto no es posible en un control vectorial típico, queda limitada la capacidad de control de la componente homopolar. En el caso de modificar la modulación vectorial para utilizar solamente uno de los dos conjuntos de cuatro estados en función del signo de la componente homopolar, las tensiones que podría aplicar el VSI quedan reducidas a un triángulo en lugar del hexágono habitual.

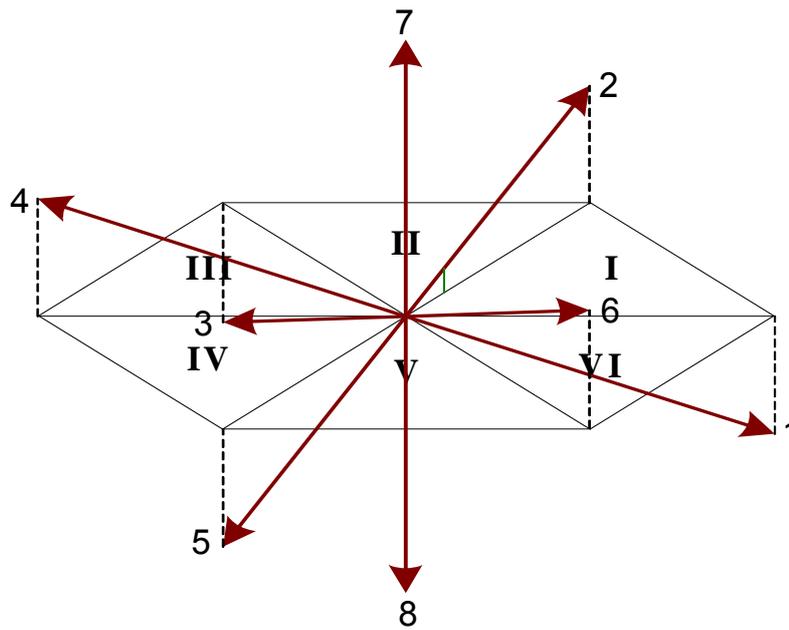


Figura 2-8 Diagrama vectorial de estados del VSI de la Figura 2-6

2.3 Nueva estructura "Neutro a Negativo" (NtN)

En la Figura 2-9 se propone una nueva estructura, en la que el conductor de neutro de la red se conecta al terminal negativo del bus DC. Esta estructura permite el uso de puentes trifásicos comerciales, más económicos, incluso para redes de alimentación de 690V de tensión de fase; evitando al mismo tiempo el problema del equilibrio de la tensión del bus DC comentado anteriormente.

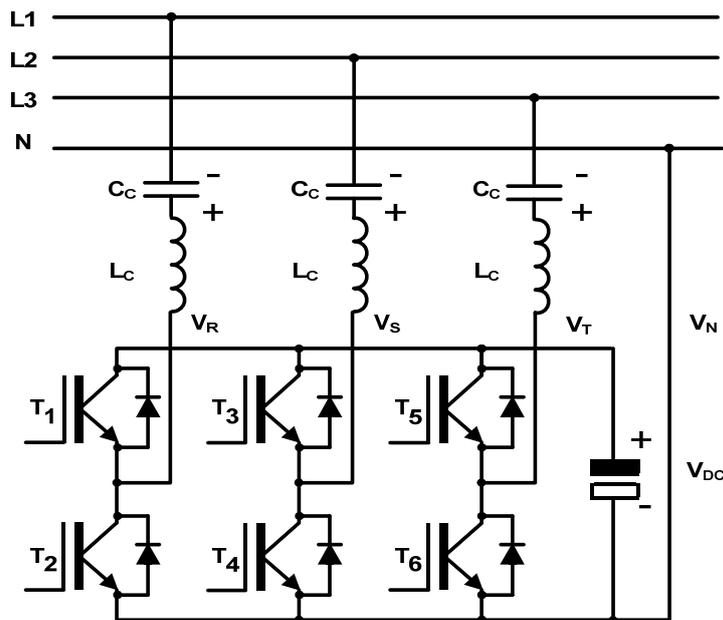


Figura 2-9 Esquema del filtro híbrido de 4 hilos con N a negativo

Para que el circuito de la Figura 2-9 tenga un comportamiento equivalente al de la Figura 2-5, es necesario que el control del sistema fuerce a que la tensión en los condensadores de acoplamiento C_C tenga una componente continua de valor $V_{DC}/2$.

El circuito equivalente del sistema completo, utilizando la nueva estructura, se presenta en la Figura 2-10. En la figura se presentan las distintas magnitudes que están implicadas en el control, y se incluye el criterio de signos tal como se considerará a continuación. El circuito incluye: el filtro, la red de alimentación y la carga o cargas no lineales.

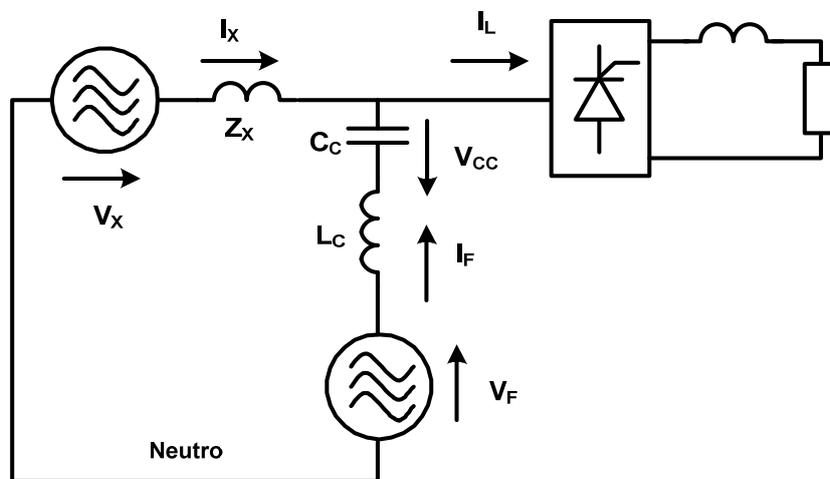


Figura 2-10 Esquema unifilar en el que se presenta el convenio de signos adoptado.

Como el conductor neutro se encuentra directamente conectado a la tensión negativa del bus de continua, las tensiones de salida de las tres ramas del VSI son independientes y el funcionamiento global es como el de tres convertidores monofásicos de una sola rama que comparten el condensador de almacenamiento. En consecuencia, el análisis se ha realizado para una sola fase. De la topología propuesta en la Figura 2-11 se muestra con más detalle un circuito de una de las fases. La novedad se puede ver si se compara con la topología clásica que se muestra en la Figura 2-12.

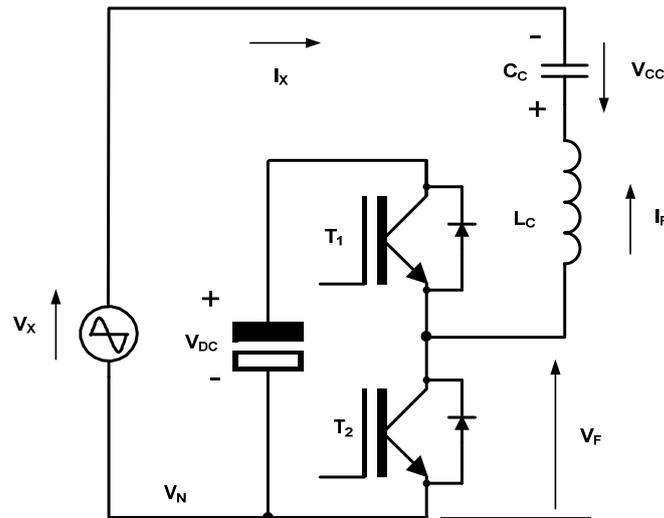


Figura 2-11 Circuito equivalente de una fase en la topología propuesta.

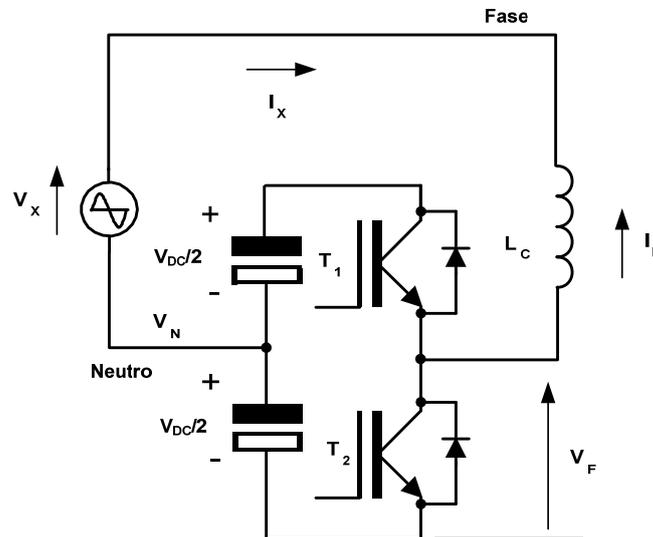


Figura 2-12 Circuito equivalente de una fase en la topología clásica de condensador partido.

Si el controlador fuerza que la tensión V_{CC} , es decir, el voltaje impuesto al condensador de acoplo C_c , tenga el valor dado por la ecuación (2.2), entonces la tensión en la inductancia de acoplo L_c , será $+V_{DC}/2$ cuando T_2 este ON y $-V_{DC}/2$ cuando T_1 este ON.

$$V_{CC} = V_{AC} + V_{DC} = -V_X + \frac{V_{DC}}{2} \quad (2.2)$$

Por tanto cabe destacar que si se cumple (2.2), existe una simetría completa en la tensión disponible para inyectar o absorber corriente de la red; lo que implica que la tensión en la inductancia de acoplo L_c sea siempre $+V_{DC}/2$ ó $-V_{DC}/2$, independientemente de la tensión instantánea de la línea. Esto permite la utilización de tensiones reducidas en el bus de continua (V_{DC}), en comparación con las necesarias en la estructura de filtro clásica, con acoplamiento a través de una simple inductancia.

A continuación se presenta un pequeño ejemplo de cómo varía el comportamiento dinámico, en referencia al di/dt , entre ambos tipos de filtro:

Suponiendo: $V_{\max,p-n} = 230 \sqrt{2} = 325V$, $L_C = 700\mu H$ y $V_{DC} = 700V$ ($V_{DC}/2=350V$)

- Topología clásica (Figura 2-2 y Figura 2-11). El valor máximo del di/dt que se puede obtener cuando la tensión de red pasa por su máximo positivo es:

$$(di/dt)_{\text{mínimo}} = (V_{DC}/2 - V_{\max,p-n})/L_C = 0.0357 \text{ A}/\mu\text{s}$$

Mientras que el valor de di/dt alcanzable cuando la tensión de red pasa por su valor máximo negativo sería:

$$(di/dt)_{\text{máximo}} = (V_{DC}/2 + V_{\max,p-n})/L_C = 0.964A/\mu\text{s}$$

Obsérvese que el di/dt disponible varía mucho en función del instante del ciclo de la tensión de red en que nos encontremos; lo que implica que al diseñar el filtro se debe aceptar un compromiso entre el valor de L_C y el rizado del filtro.

- Topología propuesta (Figura 2-9 y Figura 2-11): Suponiendo que se cumple (2.2), se deduce que la tensión disponible para forzar la corriente en ambas direcciones es la misma $V_{DC}/2$ y por lo tanto el valor de di/dt será en ambos casos de:

$$(di/dt)_{\text{único}} = V_{DC}/(2 \cdot L_C) = 0.5 \text{ A}/\mu\text{s}$$

Y como es posible adoptar tensiones del bus de continua (V_{DC}) inferiores a las de la topología clásica, es posible reducir el valor de L_C y mantener el rizado acotado. Con $V_{DC} = 350V$ y $L_C = 200\mu H$ el di/dt disponible en ambos sentidos sería de:

$$(di/dt)_{\text{único}} = V_{DC}/(2 \cdot L_C) = 0.875 \text{ A}/\mu\text{s}$$

2.3.1 Elección del circuito LC de acoplo

Para la selección de los valores de L_C y C_C del filtro propuesto se han tenido en cuenta una serie de premisas:

a) La frecuencia de resonancia del filtro L_C - C_C . Desde un punto de vista teórico, lo más favorable es que esta frecuencia coincidiese exactamente con la de uno de los armónicos (5°, 7°,...). Sin embargo desde un punto de vista de implementación práctica, debido a la tolerancia de los componentes, esta elección implicaría un ajuste individualizado para cada equipo con su consecuente encarecimiento. Por lo tanto, se ha optado por fijar una frecuencia intermedia, entre dos armónicos. De esta forma las desviaciones debidas a las tolerancias, en los valores de L_C y C_C no provocarán que el

filtro pasivo se de-sintonice, ya que éste estará siempre fuera de sintonía; dejando que sea el control del filtro activo el que finalmente fije el comportamiento del sistema. Por otro lado, se debe tener en cuenta que el tamaño y peso (y por lo tanto también el precio) se incrementaran al reducir la frecuencia de resonancia.

b) El rizado de la corriente inyectada por el filtro. Este rizado, si la frecuencia de conmutación es fija, será inversamente proporcional al valor de la inductancia L_C . Se ha considerado un valor de rizado aceptable si como máximo está entre el 10% y el 15% de la corriente nominal del filtro.

c) La corriente capacitiva que absorberá el filtro. Esta corriente es inherente a la estructura y funcionamiento del filtro híbrido [Fujita y Akagi 1991] y su valor será proporcional al tamaño del condensador C_C .

$$I_{50} = \frac{V_x}{X_C} = C_C \cdot \omega \cdot V_x \quad (2.3)$$

d) Limitación de la tensión en el condensador C_C . Debido a que por el condensador circula la corriente armónica, la tensión en bornes, será la suma de la componente fundamental y la provocada por estos armónicos. Cuanto menor sea el condensador mayores serán las tensiones extremas en sus bornes.

e) Máxima pendiente de corriente (di/dt) que es capaz de seguir el filtro. Para una tensión del bus de continua fijada, la pendiente de la corriente será inversamente proporcional al valor de la inductancia L_C .

Usando las ecuaciones (2.4) y (2.5) se determinan los valores de L_{Cmin} y C_{Cmin} . En la Tabla 2-1 se presentan los valores máximos de L_C en función del rizado máximo admisible para una tensión del bus de continua de 600V para dos modelos de filtro uno de 50A y otro de 100A. De la misma forma en la Tabla 2-2 se presentan los valores máximos de C_C en función de la corriente capacitiva máxima aceptable. Finalmente en la Tabla 2-3 aparecen los valores mínimos del condensador, para que la tensión en bornes de C_C no sufra un incremento superior a $V_{DC}/2$ (300V) para distintas duraciones de la máxima amplitud soportable por el filtro.

$$L \frac{\Delta i}{\Delta t / 2} = \frac{V_{DC}}{2} \rightarrow \Delta i = \frac{1}{L} \frac{V_{DC}}{2} \frac{\Delta t}{2} \rightarrow L_{Cmin} = \frac{1}{\Delta i} \frac{V_{DC}}{2} \frac{\Delta t}{2} \quad (2.4)$$

$$\Delta V = \frac{Q}{C} = \frac{I \cdot t}{C} \rightarrow C_{C_{\min}} = \frac{I \cdot t}{\Delta V} \quad (2.5)$$

Tensión de Bus	i_N (I. nominal)	Δi (Rizado)	L_C
600V	50A	5A (10%)	$\geq 2,4\text{mH}$
		7'5A (15%)	$\geq 1'6\text{mH}$
		10A (20%)	$\geq 1'2\text{mH}$
		15A (30%)	$\geq 800\mu\text{H}$
	100A	10A (15%)	$\geq 1200\mu\text{H}$
		15A (15%)	$\geq 800\mu\text{H}$
		20A (20%)	$\geq 600\mu\text{H}$
		30A (30%)	$\geq 400\mu\text{H}$

Tabla 2-1 Valores máximos de L_C en función del rizado máximo aceptable

Filtro de 50A		Filtro de 100A	
I_{PICO}	$C_C = \frac{I_{PICO}}{\omega_0 V_{PICO}}$	I_{PICO}	$C_C = \frac{I_{PICO}}{\omega_0 V_{PICO}}$
10A	<103uF	20A	<208uF
20A	<208uF	40A	<418uF
30A	<311uF	60A	<628uF
40A	<418uF	80A	<836uF

Tabla 2-2 Valores máximos de C_C en función de la corriente capacitiva máxima aceptable

	Filtro de 50A	Filtro de 100A
I_{PICO}	100A	200A
$\Delta V = \frac{V_{DC}}{2}$	300V	300V

Duración pico	1ms	1'25ms	1,5ms	1ms	1,25ms	1,5ms
C_C	333 μ F	417 μ F	500 μ F	667 μ F	834 μ F	1000 μ F

Tabla 2-3 Valores mínimos de C_C en función de la amplitud de los picos de corriente aceptables

Para que el filtro sea capaz de seguir hasta el armónico 20 con una amplitud de 20A, el valor máximo de L_C vendrá dado por:

$$L = \frac{V}{\frac{di_h}{dt}} \quad \text{donde} \quad \frac{di_h}{dt} = \omega_H I_{0H} \cos(\omega_H t) \quad \text{y cuando} \quad \cos(\omega t) = 1$$

$$L_{MAX} = \frac{V}{\frac{di_h}{dt}} = \frac{V}{\omega_H I_{0H}} \quad (2.6)$$

Y en el caso propuesto suponiendo disponibles los 300V, a partir de la ecuación (2.6) entonces $L_{max} = 2.39\text{mH}$. Con este valor el filtro será capaz de seguir la pendiente pero si el sistema tiene un error en el instante inicial será incapaz de corregirlo. Por tanto para que el sistema tenga suficiente capacidad dinámica el valor definitivo debe ser inferior a este valor máximo. Teniendo en cuenta todos estos factores los valores definitivos elegidos para las bobinas y condensadores son:

$$L_C = 1600 \mu\text{H} \quad \text{y} \quad C_C = 417 \mu\text{F} \quad (\text{Filtro de } 50\text{A})$$

Y la frecuencia teórica de resonancia del filtro queda fijada en 194,84Hz, entre el 3^{er} y 5^o armónico.

Para conseguir el correcto funcionamiento del filtro híbrido será necesario controlar, además de la corriente armónica, la caída de tensión en el condensador de acoplo a 50Hz y en continua. La primera parte deberá ser complementaria a la tensión de red y la componente continua deberá ser la mitad de la tensión del bus de continua. Para conseguir este objetivo se introducen dos nuevas componentes en el control de corriente. Estas dos componentes se explicarán con detalle en el capítulo 3 dedicado al control del filtro híbrido.

2.4 Estructura del filtro híbrido 3 hilos

En este caso el filtro de 3 hilos es básicamente el filtro híbrido anterior al que se le ha eliminado la conexión al conductor neutro. Esta estructura se muestra en la Figura 2-13. Se estudia esta estructura de forma independiente a la anterior porque en este

caso el estado de una de las ramas del puente influye en el comportamiento de las tres fases, es decir, no se puede efectuar un control independiente en cada fase. Por consiguiente, el sistema de control debe determinar si el conductor neutro está conectado a la línea para decidir qué estrategia adoptar.

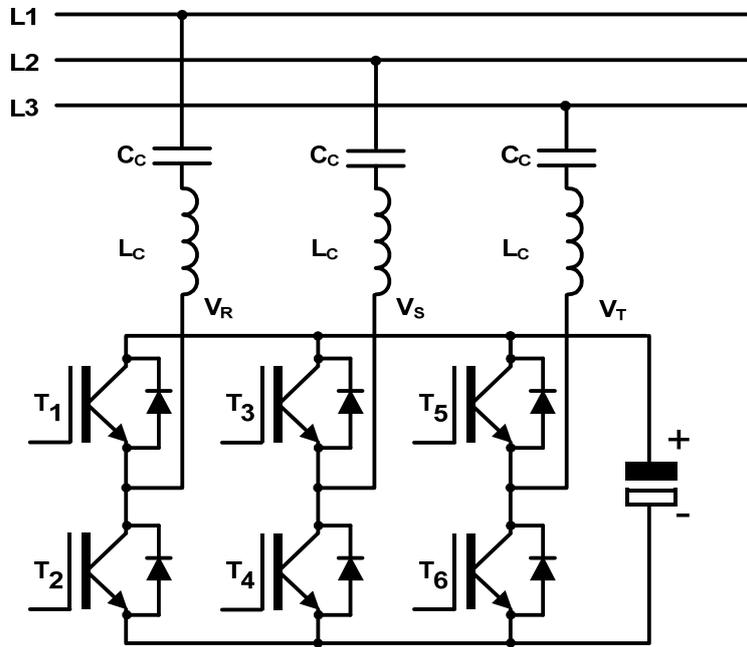


Figura 2-13 Esquema del filtro híbrido de 3 hilos.

La diferencia entre la estructura del filtro híbrido presentado en la Figura 2-13 y la del filtro clásico es la presencia de los condensadores C_C . Los valores de L_C y C_C adoptados, son los mismos que en el caso del filtro híbrido de cuatro hilos, y se justifican de igual modo.

A continuación se desarrolla el modelo matemático que permitirá estudiar el comportamiento de la topología mostrada en la Figura 2-13.

Para el estudio de la estructura de tres hilos se deben emplear métodos vectoriales, ya que el estado de una de las ramas afecta al comportamiento de todo el inversor, dicho de otra forma no son sistemas independientes.

Al no disponer de neutro se deberá cumplir:

$$i_a + i_b + i_c = 0 \quad (2.7)$$

Donde i_a , i_b y i_c son las corrientes de las tres fases. En consecuencia podremos trabajar tan solo con dos dimensiones. Para pasar del espacio vectorial de tres dimensiones a uno de dos podemos trabajar con varias transformaciones. Las más conocidas y empleadas en aplicaciones de control de motores y filtros activos son las

de Clark ($\alpha\beta$) y Park (dq), que aplicadas a las corrientes toman la forma indicada en las ecuaciones (2.8) y (2.9)

$$\begin{bmatrix} i_\alpha(t) \\ i_\beta(t) \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & \cos(\delta) & \cos(2\cdot\delta) \\ 0 & \sin(\delta) & \sin(2\cdot\delta) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a(t) \\ i_b(t) \\ i_c(t) \end{bmatrix} \quad (2.8)$$

donde: $\delta = 2\pi/3$

$$\begin{bmatrix} i_d(t) \\ i_q(t) \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & \cos(\theta) & \cos(2\cdot\theta) \\ 0 & \sin(\theta) & \sin(2\cdot\theta) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a(t) \\ i_b(t) \\ i_c(t) \end{bmatrix} \quad (2.9)$$

donde: $\theta = w \cdot t$

En el primer caso los ejes son fijos y en el segundo son ejes giratorios, con una velocidad angular ω . Habitualmente esta ω es la propia de la tensión de red ($\omega = 2 \cdot \pi \cdot f$). En aplicaciones donde las señales varían de forma síncrona con la tensión de red (por ejemplo en control de motores) la transformada de Park simplifica enormemente el sistema de control. Sin embargo, en un filtro activo donde la w es múltiple, una por cada armónico, no siempre será ventajoso su empleo.

2.5 Nueva propuesta de modelo vectorial

La utilización de ejes ortogonales cartesianos, presenta una serie de propiedades que no son extensibles a otros sistemas de coordenadas, sin embargo, estas propiedades no son estrictamente necesarias para implementar el control de un filtro. En concreto cuando se trabaja con inversores trifásicos los ángulos que forman los vectores básicos, son múltiplos de 60° , y es más útil la división en sextantes que en cuadrantes.

Por tanto, se propone utilizar un sistema de coordenadas no ortogonal basado en dos vectores V_1 y V_2 desfasados 60° (Figura 2-14).

En la Figura 2-14 se muestra la representación gráfica del cambio de base propuesto. Las ecuaciones de cambio de base, para reducir el número de variables de tres a dos se indican en (2.10) y (2.11). Este cambio de base es aplicable tanto para las tensiones (2.10) como para las corrientes (2.11).

$$\begin{bmatrix} V_1(t) \\ V_2(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_a(t) \\ V_b(t) \\ V_c(t) \end{bmatrix} \quad (2.10)$$

$$\begin{bmatrix} i_1(t) \\ i_2(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_a(t) \\ i_b(t) \\ i_c(t) \end{bmatrix} \quad (2.11)$$

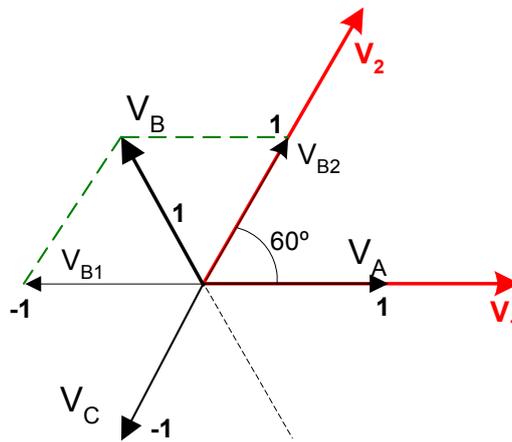


Figura 2-14 Representación gráfica de la transformación propuesta.

Obsérvese que con esta base, las matrices de cambio de base sólo contienen 1, 0 y -1, con lo que la carga computacional para efectuar dicho cambio de base es muy inferior a la que requieren las transformadas de Clark ($\alpha\beta$) y Park (dq).

2.6 Esquema unifilar equivalente del filtro de 3 hilos

A continuación se presenta el diagrama unifilar equivalente del sistema de 3 hilos, incluyendo la red y la carga o cargas (Figura 2-15) y se especifican en él los signos de las diversas magnitudes eléctricas.

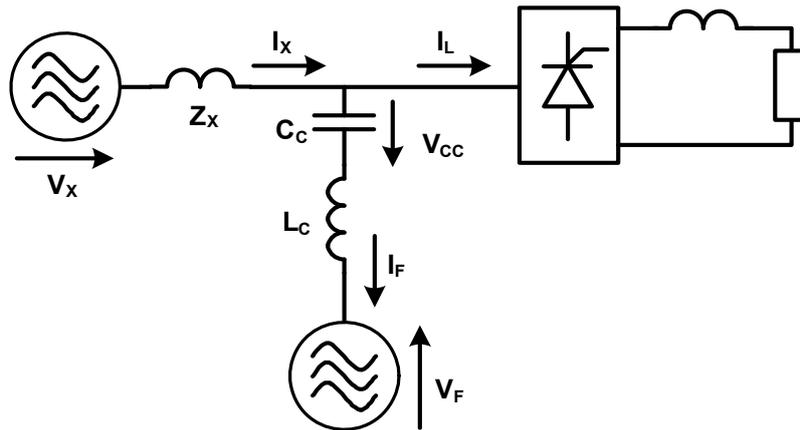


Figura 2-15 Diagrama unifilar equivalente

La tensión V_F , al tratarse de un VSI de tres ramas, podrá adoptar, en valor instantáneo, una de las 8 tensiones disponibles en el puente inversor (V_1 a V_8 en la Figura 2-16). Estas tensiones están referenciadas a un punto medio (ficticio) del bus de continua del VSI. En este caso al no disponer de conexión al neutro, no existe componente homopolar y tanto la tensión V_7 como la V_8 son nulas (Figura 2-16).

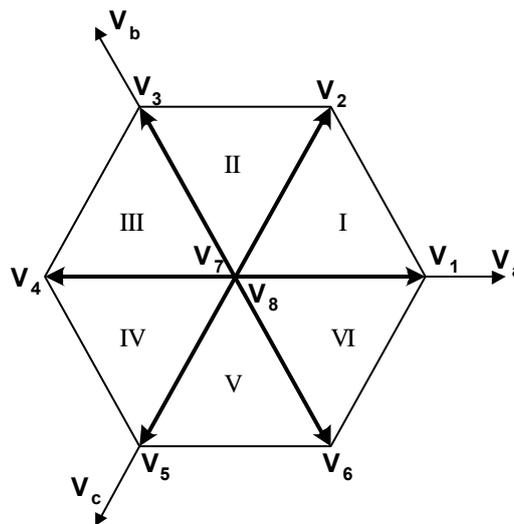


Figura 2-16 Diagrama vectorial de las tensiones disponibles en el VSI

Al utilizar la transformación propuesta en el apartado anterior, la modulación vectorial, aplicada en el caso de tres hilos, es más sencilla:

Para determinar en qué sextante se encuentra el vector solamente se deben comprobar dos cosas:

- El signo de ambas componentes. Con esta característica se determina directamente la pertenencia a dos de los sextantes. Si las dos componentes son positivas el vector se encuentra en el primer sextante (I). Si ambas son negativas el vector es del cuarto sextante (IV).

Cuando ambas componentes son de signo opuesto el vector se encuentra en uno de los otros cuatro sextantes: II o III si V_1 es negativa y V o VI si V_1 es positiva.

- La relación de los módulos de las componentes. Si $|V_1| > |V_2|$ el vector pertenece a los sextantes III o IV y si $|V_1| < |V_2|$ el vector pertenece a los sextantes II o V.

Del mismo modo las proyecciones de los vectores sobre los laterales del sextante tan solo implican la obtención del valor absoluto.

2.7 Conclusiones

Un aspecto importante es como se conecta el filtro híbrido a la red. La estructura de filtro híbrido paralelo propuesto en la Figura 2-9 y utilizado en esta tesis, presenta una serie de ventajas frente a otras estructuras clásicas: en primer lugar permite trabajar con un inversor de tensión cuyo bus de corriente continua tiene una tensión del mismo orden que en los inversores utilizados en los variadores para motores (con las ventajas de coste que ello conlleva). Con esta tensión, inferior a la necesaria en los filtros paralelo clásicos, es posible obtener di/dt altas en todos los instantes del ciclo de red.

En segundo lugar, la conexión del conductor neutro al negativo del bus de continua, permite que el control del filtro activo no deba controlar el equilibrado de los condensadores, como sucede en el caso de la estructura de condensador partido. De esta forma, el control tiene como único objetivo compensar los armónicos de corriente, manteniendo las prestaciones en todo instante del ciclo de red.

Por otro lado cuando la corriente a filtrar es pequeña esta estructura de filtro genera un exceso de corriente reactiva fundamental. Este inconveniente puede mitigarse regulando el contenido de reactiva cuando se filtran bajas corrientes, tal y como se propone en el capítulo 4.

La utilización de un sistema de referencia a 60° facilita el sistema de control, simplifica la aplicación de una modulación vectorial y reduce la potencia de procesamiento necesaria tal como se verá en el próximo capítulo.

2.8 Aportaciones

Se ha propuesto una nueva topología de filtro híbrido de 4 hilos donde el puente inversor está conectado a la red a través de un circuito LC serie y donde el conductor

neutro se encuentra conectado a la tensión negativa del bus de continua. De esta forma se elimina la necesidad de equilibrar la tensión en los dos condensadores de un VSI con condensador partido [Lamich et al 2007] [Lamich et al 2007] [Lamich et Al 2008].

Se ha introducido una transformación de ejes que simplifica el procesado cuando el sistema al que está conectado el filtro no dispone de neutro [Lamich et Al 2002].

CAPÍTULO 3

Control del Filtro Híbrido Paralelo

3.0 Introducción

En la mayor parte de la bibliografía existente [Saddam y Patel 2014] el sistema de control de un Filtro Activo (FA) es un único bloque que no diferencia entre la obtención de las consignas de corriente y el control del FA propiamente dicho. Sin embargo, en la mayor parte de los casos, estos dos elementos del control se pueden diferenciar claramente (Figura 3-1). En este capítulo, ambos bloques se presentaran por separado.

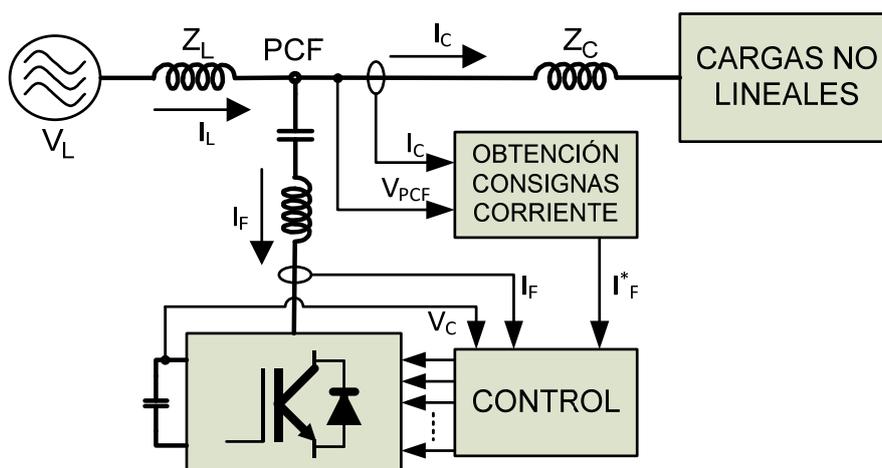


Figura 3-1 Diagrama de bloques de un filtro activo paralelo

En la primera parte del capítulo se presentará la obtención de las consignas de corriente. A continuación se analizará el sistema de control propuesto para un filtro

híbrido de tres y cuatro hilos. Finalmente se presentaran los resultados obtenidos mediante simulación y en una planta experimental.

3.1 Control en lazo abierto o en lazo cerrado del FA

Para un sistema trifásico, entendemos por consigna de corriente un vector con las tres componentes de corriente, de cada una de las fases, que debe generar el FA.

Como el FA propuesto trabaja como una fuente de corriente, se considera que trabaja en lazo abierto cuando la consigna que debe seguir es la corriente armónica consumida por las cargas no lineales (Figura 3-2). Esta consigna se obtendrá eliminando la componente fundamental de 50Hz de la corriente consumida por las cargas (i_c).

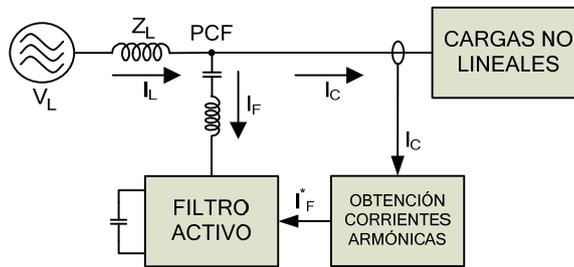


Figura 3-2 Control lazo abierto

En contraposición se considera que trabaja en lazo cerrado cuando la consigna recibida por el FA se obtiene de un controlador cuyo objetivo es que los armónicos en la corriente de la línea sean cero (error en la Figura 3-3) o lo que es lo mismo que la corriente sea senoidal pura de 50Hz.

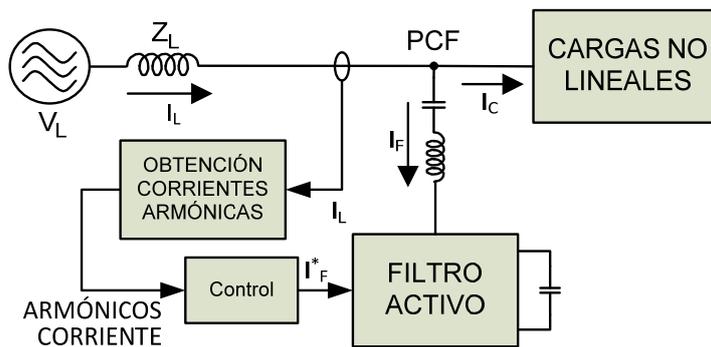


Figura 3-3 Control en lazo cerrado

Obsérvese que en ambos casos es necesario separar en la corriente medida la componente fundamental de los armónicos.

El sistema en lazo cerrado es más proclive a las inestabilidades, sobre todo teniendo en cuenta que las cargas no lineales son tremendamente complejas de modelar y por

si fuera poco son desconocidas y variables en el tiempo. En consecuencia se ha optado por el control del filtro en lazo abierto.

A pesar de que el control es en lazo abierto, se debe tener en cuenta que la mayor parte de las cargas no lineales responden con un aumento de los armónicos cuando se instala un FA en su proximidad lo que representa una realimentación positiva. Este fenómeno se ha venido a llamar "amplificación de armónicos". Esto, junto con las resonancias complica la implementación de los FA. En el capítulo 5 se trata de estudiar, cuantificar y prever este problema.

Una vez adoptado el control en lazo abierto parece que lo más práctico es medir directamente la corriente de las cargas no lineales (Figura 3-4). Sin embargo en la mayor parte de las instalaciones de FA, este se conecta en un embarrado tal como se muestra en la Figura 3-5, lo que hace mucho más sencilla la medida de la corriente de la línea.

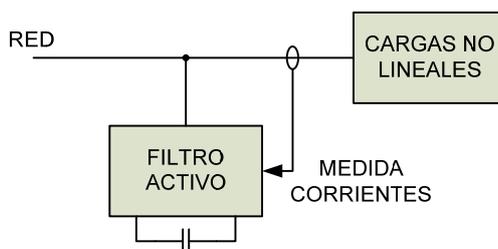


Figura 3-4 Medida de la corriente de carga

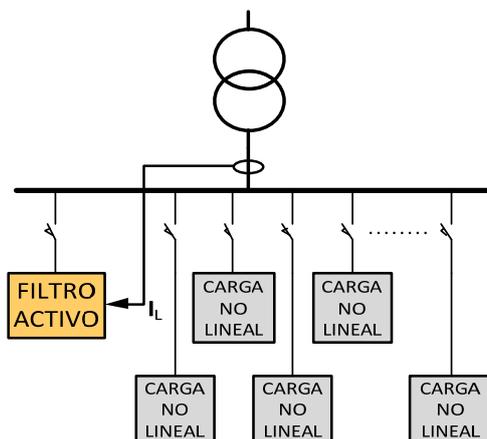


Figura 3-5 Medida de la corriente de línea para un FA en una instalación

Teniendo en cuenta que para controlar y proteger el propio FA vamos a medir la corriente del filtro, parece indiferente que se mida la corriente antes o después del punto de conexión del filtro (PCF); ya que la corriente no medida se puede obtener a partir de las otras dos. Sin embargo en la práctica se ha observado que si se miden las corrientes del filtro y de la línea y se calcula la corriente de carga, en ocasiones se

producen problemas de inestabilidad. Estos probablemente sean achacables a los errores de medida y cuantificación/resolución (no es lo mismo medir casi cero que medir la amplitud de los armónicos).

En consecuencia como vamos a obtener la consigna en lazo abierto es mejor medir directamente la corriente en el lado de las cargas no lineales.

3.2 Obtención de consignas de corriente

Tal como se ha comentado en el apartado anterior, tanto si se opta por un control en lazo abierto o cerrado, es necesario separar la componente fundamental de los armónicos para poder generar la consigna del propio FA.

Dependiendo del control empleado se necesitará extraer la componente fundamental o los armónicos, sin embargo como estos son complementarios, en principio, se pueden utilizar métodos de separación que den como resultado cualquiera de ellos (Figura 3-6) y calcular el otro.

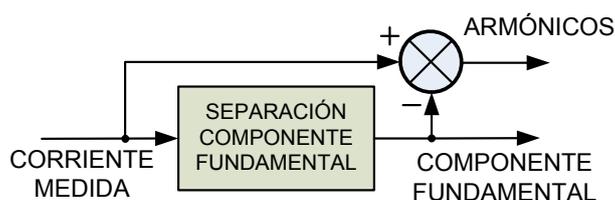


Figura 3-6 Separación componentes de la corriente

Como se verá en el siguiente apartado, en algunos de los métodos de separación el sistema precisa de la medición de otros parámetros de la red eléctrica como puede ser la tensión.

3.3 Obtención de consignas: Métodos Temporales vs. Frecuenciales

En realidad todos los métodos de obtención de consignas descritos en la bibliografía se deberían clasificar como frecuenciales, ya que los que no se basan directamente en la aplicación de transformadas del dominio temporal al frecuencial (como la transformada de Fourier), los demás utilizan algún tipo de filtrado de la señal lo que se debería considerar de forma estricta como frecuencial. El único método estrictamente temporal es el método original propuesto por Akagi, denominado: "Teoría de la potencia imaginaria instantánea" [Akagi, Kanazawa y Nabae 1984]. Sin embargo, Willems [Willems 1992], interpretando esta teoría ya puntualiza que no se separan la

totalidad de los armónicos. Los propios autores de la teoría inicial, introducen posteriormente en sus trabajos una etapa de filtrado [Peng, Akagi y Nabae 1988], con lo que el método deja de ser estrictamente temporal.

En general se denominan métodos temporales aquellos que no utilizan transformadas, como la de Fourier, y que en cada periodo de muestreo de la señal generan un nuevo valor de salida a partir del último valor muestreado. Por otro lado en los métodos llamados frecuenciales la señal de salida se calcula una sola vez por periodo.

Sin embargo, en general la distinción entre métodos temporales o frecuenciales se basa más en la forma en que se controlan las conmutaciones del convertidor del FA para seguir la consigna de corriente que en cómo se separan las componentes que debe filtrar el FA y las que no.

Según Akagi [1996], las cargas perturbadoras pueden ser de dos tipos: las cargas identificables, que son habitualmente cargas de gran potencia conocidas por las compañías eléctricas y las no identificables, que por lo general son cargas de baja potencia que se conectan y desconectan de forma aleatoria. Las identificables, suelen ser predecibles, es decir, el contenido armónico se repite en cada periodo de red. Mientras que en las no identificables (cargas no predecibles) y en algunas predecibles (p. ej. hornos de arco, equipos de soldadura etc.) la forma de la corriente consumida de la red no se repite necesariamente entre periodos. Con estas cargas no predecibles, como su nombre indica, no es posible obtener la consigna de corriente a partir de la información de periodos anteriores y por tanto no son de aplicación los métodos que hemos llamado frecuenciales.

El sistema de obtención de consignas será el encargado de separar los armónicos de corriente de la componente fundamental para utilizar ésta como consigna, tal como se observa en la Figura 3-7. En el supuesto que interese que el FA no compense alguno de los armónicos, se deben separar estas componentes armónicas igual que se hace con la fundamental para añadirlo a ésta.

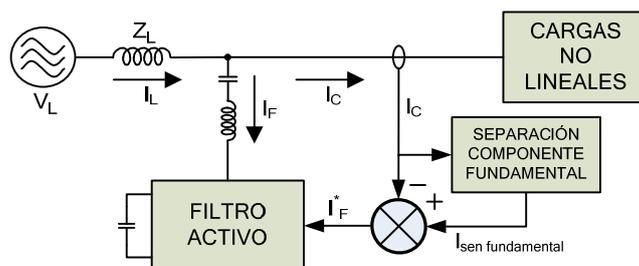


Figura 3-7 Obtención de la consigna del FA

Algunos de los métodos más frecuentes para la separación de la componente fundamental son:

1. Técnicas de filtrado selectivo de la componente fundamental de 50/60Hz (filtros “notch”, resonantes, adaptativos-predictivos [Han, Bae y Ovaska 2005], filtros Kalman [Kian et al 2012], etc.)
2. Teoría de la potencia instantánea [Akagi 2005].
3. Generación de la componente fundamental mediante PLLs [Rolim et al 2006].
4. Transformada rápida de Fourier FFT [Lavopa et al 2009].
5. Aplicación de Wavelets [Driesen y Belmans 2002].
6. Utilización de redes neuronales [Wai y Lin 2010].
7. Finalmente la más sencilla de implementar, la técnica llamada de factor de potencia unitario (dirigida a sistemas monofásicos) [Chatterjee et al 2000].

En [Moreno et al 2007] se comparan varios de estos métodos.

Uno de los objetivos originales de la tesis es utilizar algoritmos que no requieran una gran potencia de procesamiento, que puedan trabajar con cargas no predecibles, por ello se han analizado tres métodos para obtener la componente fundamental aplicables a sistemas trifásicos que cumplan este objetivo. Los métodos desarrollados son:

- Aplicación de PLL's.
- Filtrado selectivo mediante ventana adaptable.
- Obtención de la potencia activa.

En general, todos los métodos de obtención de la corriente fundamental (incluyendo los anteriores) necesitan poseer un conocimiento muy preciso de la frecuencia de la tensión de red. Algunos de estos métodos obtienen este valor de forma intrínseca (PLL), mientras que en los otros casos, es necesario obtenerla de forma independiente.

3.3.1 Aplicación de PLL

A partir de la estructura básica de un PLL (Figura 3-8) se han estudiado posibles métodos para obtener la componente fundamental de las corrientes. El planteamiento inicial fue implementar estos métodos de forma analógica, pero debido a la necesidad

de calibrar los distintos elementos, dadas las tolerancias propias de los componentes y gracias a la rápida evolución de los sistemas digitales basados en microprocesador/DSP, se optó finalmente por implementarlos en este tipo de dispositivos. La siguiente Figura 3-8, presenta la estructura genérica de un PLL.

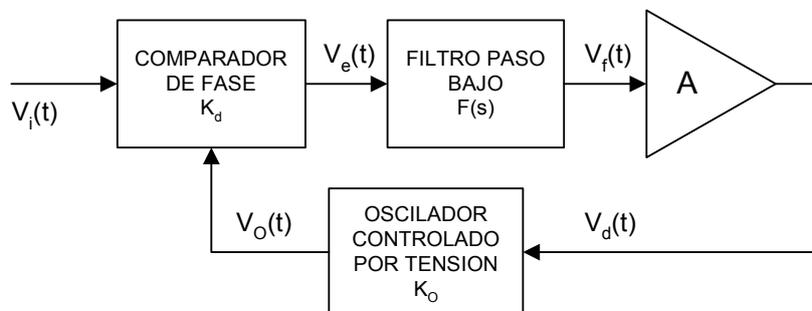


Figura 3-8 Estructura básica de un PLL

Donde el comparador de fase cumple la siguiente ecuación:

$$V_e(t) = K_d \cdot V_i \cdot V_o \cdot \text{sen}(w_i t) \cdot \text{sen}(w_o t - \theta_e) \quad (3.1)$$

Se dice que el PLL está “enganchado” cuando está en régimen estacionario y las señales $V_i(t)$ y $V_o(t)$ tienen igual frecuencia. Si la ganancia de lazo tiende a infinito el desfase entre $V_i(t)$ y $V_o(t)$ tiende a 90° . Desarrollando la expresión matemática del PLL de la Figura 3-8, en el caso que esté enganchado, el error de fase respecto a los 90° valdrá:

$$\lim_{t \rightarrow \infty} \theta_e(t) = \left[\frac{\Delta w}{A \cdot K_d \cdot V_i \cdot V_o \cdot K_o \cdot F(0)} \right] \quad (3.2)$$

Para obtener una señal de salida ($V_o(t)$) en fase con la de entrada ($V_i(t)$) es necesario introducir un desfase que complemente los 90° del lazo y maximizar el valor de la ganancia de lazo, sin que el sistema se transforme en inestable.

El primer método analizado fue el uso directo de un PLL para cada una de las componentes de corriente (Figura 3-9). Con el PLL se obtiene una señal sincronizada con la corriente de entrada, pero de amplitud constante, con lo que es necesario fijar su amplitud, y añadir el desfase comentado anteriormente (90°). A partir del cálculo de la potencia activa y el $\cos\phi$, se obtiene la amplitud de la componente fundamental de la corriente.

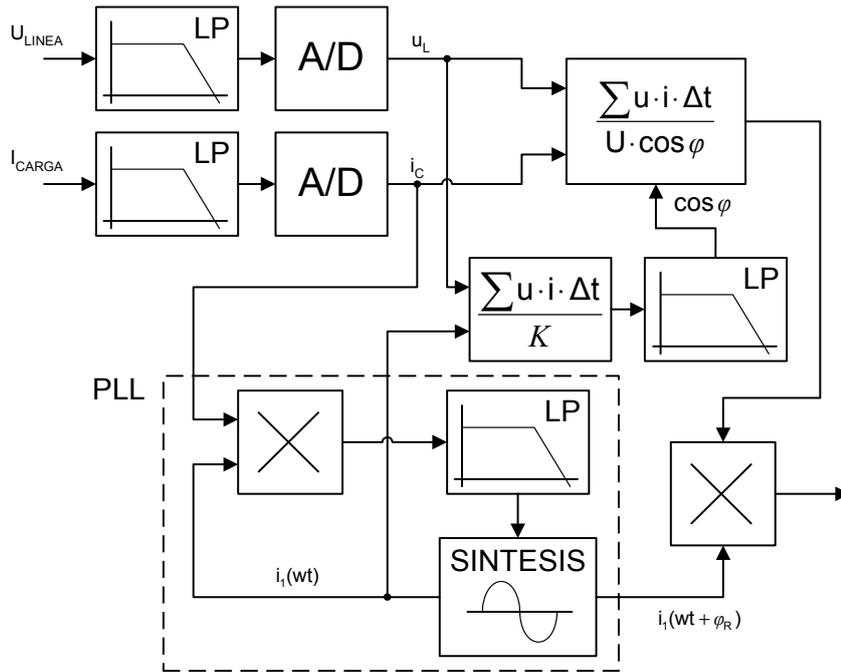


Figura 3-9 Obtención de la componente fundamental de la corriente de carga.

En las Figura 3-10 y Figura 3-11 se muestra la respuesta del controlador a un escalón de amplitud y a un escalón de fase de 150° . Estos resultados de simulación prueban el correcto funcionamiento del método cuando las corrientes de carga tienen la suficiente amplitud. Como amplitud suficiente se entiende un valor cercano al nominal del sistema. Si la amplitud es considerablemente inferior, el error de fase introducido por el PLL pasa a ser inadmisibles, ya que la constante de lazo depende de la amplitud de la señal de entrada como se puede observar en la ecuación (3.2).

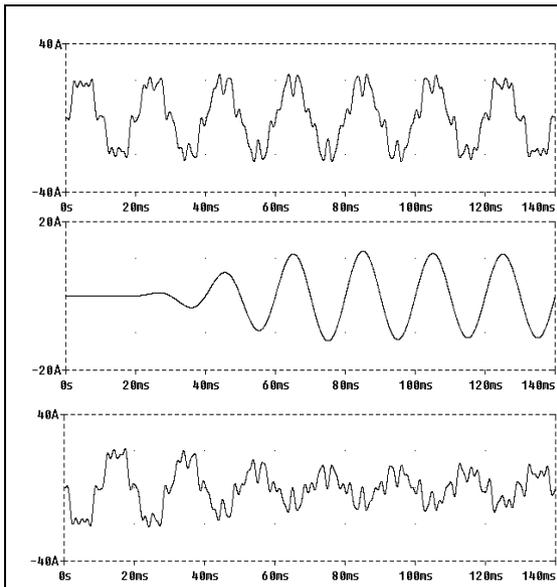


Figura 3-10 Respuesta del controlador a un escalón de amplitud

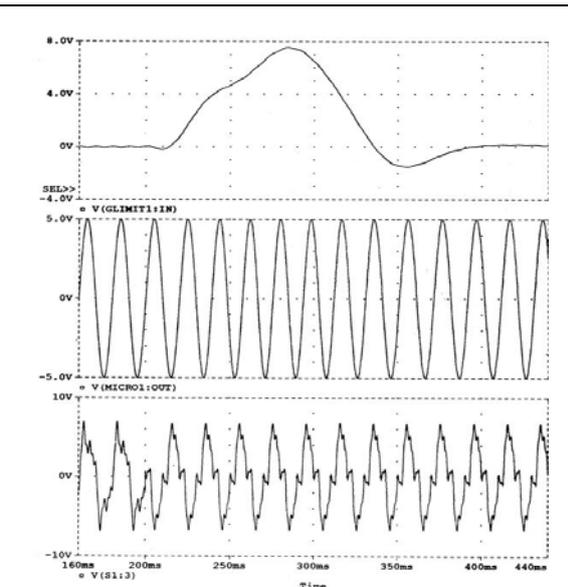


Figura 3-11 Respuesta del controlador a un escalón de fase de 150°

Como conclusión se puede afirmar que la aplicación directa del PLL a la obtención de las consignas de corriente es posible pero sería necesario añadir algún tipo de “control automático de ganancia” para mantener la amplitud de la señal de entrada. Esto provocaría que la respuesta global del sistema fuera más lenta, al añadir un segundo lazo de realimentación (además del propio del PLL). En [Karimi-Ghartemani et al 2004] se presenta una solución, para un sistema monofásico, basada en esta idea denominada EPLL y en [Karimi-Ghartemani e Iravani 2004] se amplía su utilización para un sistema trifásico que presenta desequilibrios. Sin embargo, de todas formas, el EPLL se aplica a la señal de tensión, no a la de corriente donde la variación de amplitud es mucho mayor.

Teniendo en cuenta que la amplitud de la tensión de red varía mucho menos (mientras no exista un hueco su amplitud no suele variar más de un 5%) es mucho más adecuado utilizar los PLL con la forma de onda de la tensión. A partir de una señal de tensión de red, limpia de armónicos y sincronizada en frecuencia y fase, se aplicarán otras técnicas que utilicen esta tensión para obtener las consignas de corriente.

En un APF trifásico, se pueden adoptar dos estrategias para implementar el PLL: utilizar un PLL independiente para cada una de las fases o utilizar una estructura única de PLL en la que se aproveche la sincronía entre las tres señales (Esta última estructura la podríamos denominar PLL trifásico o vectorial). En [Jovcic 2003] se muestra que tres PLL independientes pueden tener una respuesta dinámica mejor en los transitorios y que introduciendo una estructura adaptativa se puede obtener igualmente un error nulo en régimen permanente.

El paso siguiente ha sido aplicar los PLL a la obtención de las componentes fundamentales de la tensión de la red eléctrica. Estas componentes fundamentales están caracterizadas por tres parámetros: su frecuencia (o pulsación), su amplitud y su fase. Para un sistema trifásico genérico desequilibrado y con componentes directa e inversa las tensiones tomarán la forma de las ecuaciones (3.3) a (3.5), donde los parámetros serán V_{10} , V_{20} , V_{30} , w , θ_1 y θ_2 , fijando la fase 1 como origen de los ángulos.

$$V_1(t) = V_{10} \cdot \text{sen}(w \cdot t) \quad (3.3)$$

$$V_2(t) = V_{20} \cdot \text{sen}(w \cdot t + \theta_1) \quad (3.4)$$

$$V_3(t) = V_{30} \cdot \text{sen}(w \cdot t + \theta_2) \quad (3.5)$$

Dependiendo de cómo se vayan a utilizar las componentes de tensión, será necesario conocer los seis parámetros o no. Básicamente existen dos posibilidades: que sea necesario conocer la amplitud real de las tres tensiones o no. Si las señales de tensión se han de utilizar solamente para sincronizar una referencia con la componente fundamental es suficiente con obtener los parámetros w , θ_1 y θ_2 . Si se pretende calcular potencias, además será necesario obtener las amplitudes reales de las tensiones (V_{10} , V_{20} , V_{30}).

3.3.2 Filtros de ventana adaptable

Al igual que en el caso del método anterior (PLL) las primeras tentativas de filtrado fueron realizadas utilizando circuitería analógica; sin embargo, para el desarrollo de filtros altamente selectivos (de orden elevado) las tolerancias de los componentes hacen prácticamente imposible (económicamente hablando) su implementación práctica. En consecuencia, el desarrollo de métodos basados en filtros se ha centrado en la implementación en formato digital.

Al utilizar filtros digitales, se eliminan indeterminaciones tanto en la fase como en la amplitud pero aparecen errores de cuantificación aunque pueden ser adecuadamente acotados.

Los filtros digitales se pueden clasificar de forma genérica en: filtros FIR e IIR. Los filtros FIR, se caracterizan por su estabilidad, pero sin embargo requieren la utilización de más memoria (coeficientes y muestras) y más operaciones. Por otro lado, los filtros IIR permiten economizar memoria y potencia de procesamiento, pero pueden presentar inestabilidad debido principalmente a la resolución utilizada en los cálculos.

La mayor parte de procesadores disponibles a día de hoy, y sobre todo los más adecuados para control, no poseen instrucciones nativas en coma flotante; en consecuencia, es necesario restringir al máximo las operaciones a realizar en este formato, sobre todo en funciones que se realizan en cada ciclo de muestreo.

En este apartado se propone utilizar un tipo de filtro FIR, que pese a su simplicidad, no precisa la utilización de aritmética en coma flotante y presenta una serie de características que lo hacen adecuado en la tarea de separar la componente fundamental de los armónicos de la corriente de carga. Básicamente la idea es utilizar los llamados filtros de ventana deslizante, que no son más que filtros FIR donde los coeficientes toman la forma de una función matemática más o menos simple (ventana cuadrada, triangular,...) y tienen un número de coeficientes que se corresponden con la longitud de un número entero de periodos de la señal a filtrar (en muchos casos un único periodo). De esta forma se reducen dos de las desventajas en la utilización de los filtros FIR:

- Al utilizar un número de coeficientes equivalente a un número entero de ciclos de la señal, la atenuación a las frecuencias armónicas es teóricamente infinita, con lo que se mejora la baja selectividad asociada a los filtros FIR.
- Si los coeficientes se pueden calcular fácilmente a partir de una función simple no es necesario utilizar gran cantidad de memoria para almacenarlos. El caso extremo, es la utilización de una ventana rectangular, donde todos los coeficientes son iguales, lo que simplifica enormemente los cálculos.

Para decidir qué tipo de ventana proporciona las mejores prestaciones al menor coste, se han analizado los siguientes tipos: Bartlett (triangular), Blackman, Boxcar (rectangular), Hanning, Hamming, Dolph-Chebyshev y Kaiser.

Observando la respuesta frecuencial de las diversas ventanas, se puede ver que la que introduce menos atenuación fuera del lóbulo principal es la ventana rectangular y que están ordenados de forma que esta atenuación se incrementa a medida que avanzamos en la lista anterior.

Por otro lado, exceptuando los coeficientes de las ventanas rectangular y triangular, los demás sería necesario almacenarlos en una tabla ya que su cálculo en tiempo real sería muy costoso desde un punto de vista de carga computacional.

Otro parámetro importante a tener en cuenta para adoptar un tipo de ventana u otro es a que frecuencias se producen los máximos en la atenuación entre lóbulos. En este caso se presentan tres casos:

Capítulo 3 - Control del Filtro Híbrido paralelo

- a) Los puntos de máxima atenuación coinciden con múltiplos de 50Hz (armónicos)
- b) Los puntos de máxima atenuación coinciden con múltiplos enteros de 100Hz, 150Hz u otros múltiplos de 50Hz
- c) Estos puntos coinciden parcialmente o no coinciden con los armónicos

La ventana rectangular y la de Kaiser son las únicas que presentan ceros de amplitud en todos los múltiplos de 50Hz. En las ventanas de Blackman y Hanning, los ceros coinciden con los múltiplos de 50Hz, pero el primer cero se produce a 150Hz y 100Hz respectivamente. La ventana triangular, presenta ceros en los armónicos pares (2º, 4º,...) pero sin embargo los armónicos impares se encuentran en los máximos de los lóbulos laterales. Por tanto, para que obtener ceros en todos los armónicos, se debería doblar el tamaño de la ventana, lo que equivale a dividir las frecuencias de la escala horizontal por dos. En las ventanas de Hamming y Dolph – Chevishev los ceros no coinciden con los armónicos.

Para separar directamente la componente fundamental (50Hz) de los armónicos de corriente, se puede optar por tres alternativas: optar por ventanas del tipo (a) (rectangular o Kaiser) y multiplicar la señal de entrada por una senoidal pura de 50Hz con lo que obtendremos una traslación frecuencial en el espectro del filtro; utilizar una ventana de Hanning aceptando que la componente fundamental presente una pequeña atenuación o finalmente doblando el tamaño de la ventana utilizar una ventana triangular o una de Blackman, aceptando igualmente que la componente fundamental sufra una ligera atenuación.

En todos los casos es imprescindible que el tamaño de la ventana sea exactamente el tamaño de uno o dos periodos de la red, según el tipo de ventana. Si no fuese así los máximos de atenuación no coincidirían con los armónicos y el filtro no cumpliría correctamente su función. Por tanto se debe conocer con precisión la frecuencia fundamental de la red. Esta frecuencia, en el caso de la red nacional, al formar parte de la europea, es muy estable y muy cercana a los 50Hz. Sin embargo en redes pequeñas (sistemas alimentados por células solares, sistemas eólicos, grupos electrógenos, barcos,...) la frecuencia no es ni estable ni fija y varía en función de las cargas conectadas.

Para poder implementar los filtros de ventana propuestos, se ha de conocer con precisión la frecuencia de la red y adaptarse a sus variaciones, modificando el tamaño de la ventana del filtro. En el artículo [Lamich et al 2005] se presenta una

implementación de un filtro de ventana, en donde el ancho de esta ventana se controla midiendo independientemente, el periodo de la propia señal. Para medir este periodo se filtra previamente la señal con otro filtro de ventana de ancho fijo (20 ms).

En la Figura 3-12 se muestra la respuesta frecuencial de filtros con cuatro tipos de ventanas distintas: a) rectangular desplazada 50 Hz; b) Kaiser desplazada 50Hz; c) Triangular de 40 ms desplazada 50Hz; y d) Blackman de 40 ms.

Desde un punto de vista de selectividad en la separación de los armónicos, la última opción (Figura 3-12 (d)) es claramente la mejor; sin embargo, tiene otros inconvenientes, al tener que utilizar una ventana el doble de ancha, tiene una respuesta transitoria más lenta y en comparación con las otras tres propuestas la forma de la ventana tiene una función matemática más compleja y el número de cálculos a realizar es superior, a pesar que no necesita una traslación de 50Hz.

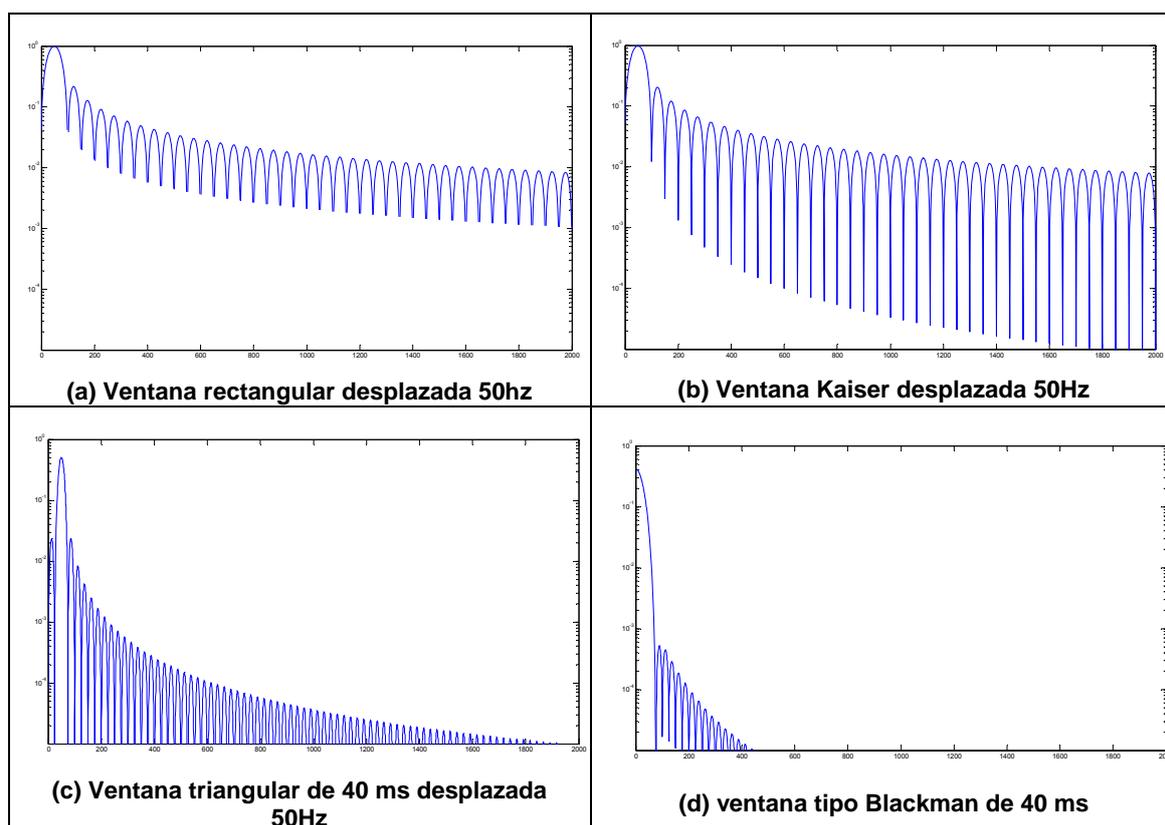


Figura 3-12 respuesta frecuencial de filtros con cuatro tipos de ventanas distintas

Comparando la solución basada en la ventana triangular con la rectangular, la solución adoptada únicamente dependerá de si se necesita una respuesta más o menos rápida en los transitorios (cambios de forma de la señal debidos a cambios de frecuencia amplitud o contenido armónico). La ventana cuadrada de un único ciclo de red es más rápida que la triangular de dos ciclos.

De hecho, la solución basada en la ventana rectangular tiene como principal ventaja su simplicidad de cálculo, ya que como la ventana es de amplitud constante no es necesario realizar el producto de cada muestra por la ventana, simplemente hay que sumar la última muestra adquirida y restar la primera muestra del periodo anterior a una variable acumuladora:

$$y_n = K_R \cdot \sum_{m=0}^{m=L-1} 1 \cdot x_{n-m} = K \cdot x_n + y_{n-1} - K \cdot x_{n-L-1} \quad (3.6)$$

Sin embargo, para realizar la traslación de frecuencia (50Hz) para que el primer cero se encuentre a 100Hz, es necesario correlacionar la función rectangular con una función seno de 50Hz y en consecuencia desaparece la simplicidad de cálculo presentada anteriormente. De manera que en cada periodo de muestreo es necesario realizar la suma de los productos individuales de las muestras de la ventana por la señal seno (3.7) almacenada en forma de tabla (3.8).

$$y_n = K_{R50} \cdot \sum_{m=0}^{m=L-1} \text{sen}\left(\frac{2\pi \cdot m}{L}\right) \cdot x_{n-m} \quad (3.7)$$

Por lo tanto el valor de las constantes para la ventana rectangular valen:

$$a_m = K_{R50} \cdot \text{sen}\left(\frac{2\pi \cdot m}{L}\right) \quad (3.8)$$

Utilizando la ventana triangular correlacionada con la senoidal de 50Hz las diferencias con el caso de la rectangular son que las constantes que forman la ventana (tabla) son distintas y que el tamaño de la ventana es el doble y por tanto también lo es el número de operaciones (3.9).

$$y_n = K_{T25} \cdot \left[\sum_{m=0}^{m=L-1} \frac{m}{L} \cdot \text{sen}\left(\frac{2\pi \cdot m}{L}\right) \cdot x_{n-m} + \sum_{m=L}^{m=2L-1} \frac{2L-m}{L} \text{sen}\left(\frac{2\pi \cdot m}{L}\right) \cdot x_{n-m} \right] \quad (3.9)$$

Por lo tanto el valor de las constantes para la ventana triangular valen:

$$\begin{aligned} a_m &= K_{T25} \cdot \frac{m}{L} \cdot \text{sen}\left(\frac{2\pi \cdot m}{L}\right) & 0 \leq m < L \\ a_m &= K_{T25} \cdot \frac{2L-m}{L} \text{sen}\left(\frac{2\pi \cdot m}{L}\right) & L \leq m < 2L \end{aligned} \quad (3.10)$$

Para hacer el cálculo de estos filtros lo más eficiente posible, estas constantes (a_m) deberían estar almacenadas en una tabla del procesador. Sin embargo si la frecuencia de la red es variable, como la frecuencia de muestreo es fija, el valor de L no será fijo y

por tanto se debería recalcularse la tabla cada vez que se produzca un cambio en el periodo de la red.

La frecuencia de muestreo utilizada en el caso práctico es de 12,8kHz lo que equivale a 256 muestras ($L=256$) para un periodo de 20ms. Si la frecuencia de la red varía el valor de L deberá cambiar en consecuencia.

Si la frecuencia de la red es lo suficientemente estable; no es necesario recalcularse las constantes a_m constantemente. De forma que la función que define los a_m podría ser más compleja sin aumentar el tiempo de procesado. Para 50Hz el valor de estas constantes para una ventana de Blackman sería:

$$a_m = K_{B25} \cdot \left[0.42 - 0.5 \cdot \cos\left(\frac{\pi \cdot m}{2 \cdot L} + \pi\right) + 0.8 \cdot \cos\left(\frac{2 \cdot \pi \cdot m}{2 \cdot L}\right) \right] \quad 0 \leq m < 2L \quad (3.11)$$

Además como la atenuación de los lóbulos laterales, en este tipo de ventana, es de más de 40dB, aunque el valor de L no coincidiese con precisión con el periodo de red, la atenuación de los armónicos sería suficiente para que la amplitud de los armónicos fuera inferior a un LSB del convertidor A/D. Por último se debe tener en cuenta que para la ventana de Blackman no se ha realizado una translación de 50Hz en la frecuencia y en consecuencia la amplitud para 50Hz no se encuentra en el máximo (Figura 3-12 respuesta frecuencial de filtros con cuatro tipos de ventanas distintas). Esta atenuación es de pocos dB, pero el factor a tener en cuenta es que si varía ligeramente la frecuencia de red, la atenuación variará en mayor medida, ya que la pendiente de la curva de atenuación en esta zona (50Hz) es muy pronunciada.

Hasta ahora no se ha tenido en cuenta el desfase introducido por cada uno de estos tipos de filtros. Por ejemplo en el filtro de ventana tipo Blackman la Figura 3-13 muestra que el desfase a 50Hz es de -180° , mientras que en la Figura 3-14 se puede comprobar que para una ventana rectangular, a 50Hz, el desfase es de 0° . Este desfase se conoce con total precisión una vez fijados los valores de las constantes a_m por lo que se puede introducir un desfase complementario en la señal de salida para compensarlo. Sin embargo, esta compensación, introducirá errores en régimen transitorio (siempre que aparezcan variaciones de frecuencia en la señal de entrada).

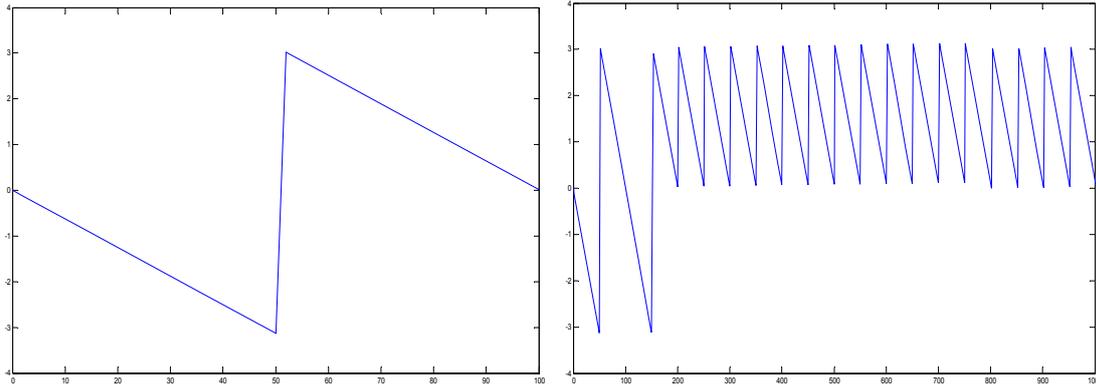


Figura 3-13 Respuesta frecuencial de la fase en un filtro de ventana tipo Blackman de 40 ms

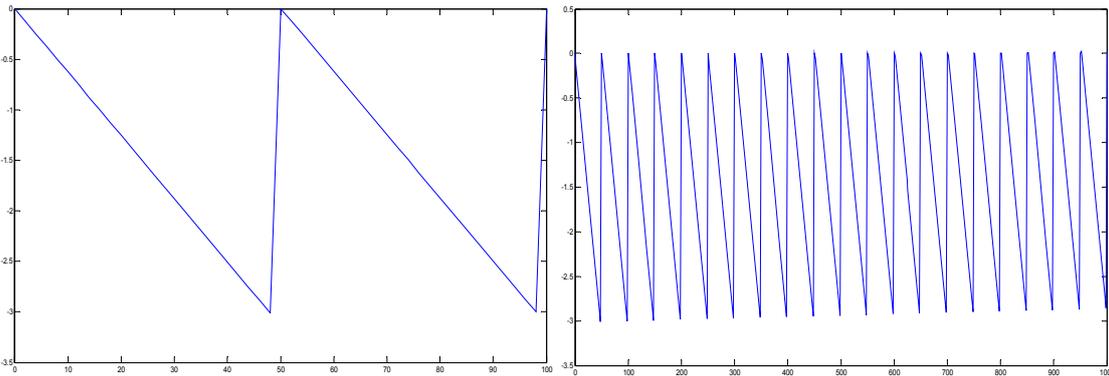


Figura 3-14 Respuesta frecuencial de la fase en un filtro de ventana tipo rectangular de 20 ms

Como conclusión se puede afirmar que en caso que la frecuencia de la red sea muy estable (variaciones de frecuencia inferiores a un 0.2% o sea $\pm 0.1\text{Hz}$) es conveniente aplicar una ventana de Blackman, manteniendo los coeficientes a_m fijos y almacenados en una tabla.

En cambio si la frecuencia de la red es variable, es mejor utilizar una ventana cuyos coeficientes son más fáciles de recalcular y que presentan una respuesta transitoria más rápida como es el caso de la ventana rectangular (ecuación(3.8)), y se debe medir continuamente esta frecuencia para actualizar los coeficientes en cada ciclo.

Para conocer la frecuencia real de la red se ha optado por utilizar un circuito PLL tal como se ha presentado en el apartado anterior.

3.3.3 Obtención de la potencia activa

Tal como se ha mostrado en el apartado 3.3.1 los PLL presentan muchas ventajas para separar una componente frecuencial de las demás, siempre que su amplitud sea relativamente constante. Sin embargo, si se pretende obtener con precisión todos los parámetros de la señal (amplitud, frecuencia y fase) el sistema se complica sustancialmente sobre todo si se pretende tener un buen comportamiento en los

transitorios. Por lo tanto a continuación se presenta un método donde el PLL tan solo se utiliza para obtener la frecuencia fundamental y el origen (paso por cero) de las señales de tensión de red; calculando la amplitud y fase de la componente fundamental de la corriente a partir de los valores de P y Q tal como se definen a continuación:

$$P = \frac{1}{T} \int_{t-T}^t v \cdot i \cdot dt = \frac{1}{L} \sum_{m=0}^{m=L-1} v_{n-m} \cdot i_{n-m} \quad (3.12)$$

$$Q = \frac{1}{T} \int_{t-T}^t v \cdot i \cdot e^{-j\frac{\pi}{2}} \cdot dt = \frac{1}{L} \sum_{m=0}^{m=L-1} v_{n-m} \cdot i_{n-m-\frac{L}{2}} \quad (3.13)$$

Donde L es el número de muestras en un periodo de red T. A partir de los valores de P y Q calculados se obtiene el ángulo φ entre la tensión y la corriente fundamental:

$$\varphi = \tan^{-1} \frac{Q}{P} \quad (3.14)$$

y se calcula la amplitud de la corriente fundamental a partir del valor promedio de la potencia activa P (utilizando un filtro paso bajo) y el valor eficaz de la tensión de red:

$$I_{eff} = \frac{P_{med}}{V_{red\ eff}} = \frac{\frac{1}{T} \int_{t-T}^t P dt}{\frac{1}{T} \sqrt{\int_{t-T}^t v^2 dt}} = \frac{\frac{1}{L} \sum_{m=0}^{m=L-1} v_{n-m} \cdot i_{n-m-\frac{L}{2}}}{\frac{1}{L} \sqrt{\sum_{m=0}^{m=L-1} v_{n-m}^2 \cdot i_{n-m-\frac{L}{2}}}} \quad (3.15)$$

En la Figura 3-15 se presenta el diagrama de bloques donde se detalla el método utilizado para obtener la amplitud, frecuencia y fase de la componente fundamental de la corriente de carga. Para calcular los valores de P y Q es necesario muestrear tanto la corriente de carga i_L como la tensión de la línea v_{PH} . Este último valor se utiliza también para detectar el paso por cero de la tensión, previo paso por un PLL, y para calcular el valor eficaz de la tensión de la línea.

La utilización del PLL hace que el sistema sea inmune a perturbaciones de tensión en la red como son los micro cortes, manteniendo la necesaria sincronización del sistema.

Para corregir los efectos de las pérdidas de energía introducidas por el propio FA se ha introducido un lazo de control adicional (parte inferior de la Figura 3-15). En este lazo se mide la tensión del bus de continua del inversor y se obtiene su promedio en los últimos 10 periodos. En función de esta tensión se incrementa o disminuye la amplitud de a consigna de corriente fundamental del FA. Si el valor promedio de V_{DC}

ha disminuido en los últimos periodos se incrementa la consigna de amplitud, con lo que el FA absorberá corriente activa de la red, provocando un aumento de la energía almacenada por el condensador y en consecuencia un incremento de su tensión en bornes.

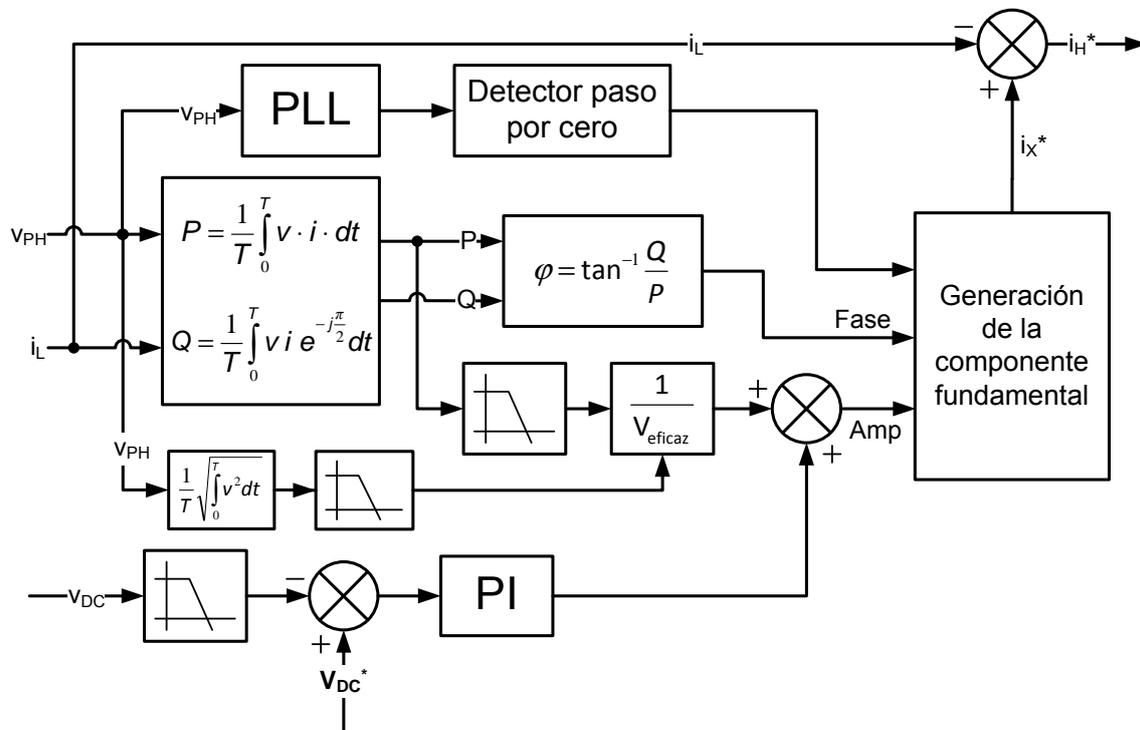


Figura 3-15 Diagrama de bloques del generador de la componente fundamental de la corriente de carga

A partir de la información de amplitud y fase y el instante del paso por cero de la tensión de red, se genera la componente fundamental de la corriente activa de la carga. El proceso de generación se realiza utilizando una tabla de la función seno recorrida por un puntero.

3.4 Control del filtro híbrido de 4 hilos con N a negativo

En este apartado estudiaremos el control del filtro paralelo de 4 hilos con N a negativo. Al igual que otros filtros paralelo, su funcionamiento se basa en la inyección de corriente a la línea de forma que cancele, o reduzca, los armónicos de corriente generados por la carga o cargas.

El control, se debe encargar de gobernar el inversor de tensión (VSI) de forma que la corriente que circula por el conjunto LC compense los armónicos de corriente de la

carga. Para ello el conjunto del VSI y el acoplamiento LC debe comportarse como una fuente de corriente, por lo que el lazo de control debe actuar como un controlador de corriente.

En un filtro clásico esta componente armónica i_H^* se podría utilizar directamente como consigna del control de corriente del filtro (Figura 3-16). Sin embargo, en el filtro híbrido propuesto es necesario incluir dos componentes adicionales para garantizar que se cumpla la ecuación (2-2).

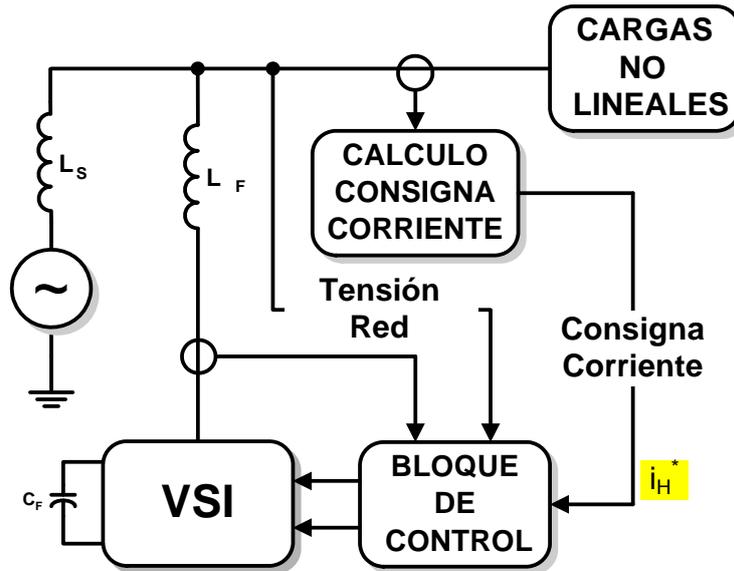


Figura 3-16 Diagrama de bloques filtro activo paralelo clásico

La corriente consigna total, i_t^* , para el filtro híbrido estará compuesta por tres términos:

$$i_t^* = i_{CC}^* + i_{AC}^* + i_H^* \quad (3.16)$$

Donde:

- i_{CC}^* es una corriente que pretende mantener la componente continua de tensión en los condensadores de acoplo en $V_{DC}/2$, donde V_{DC} es la tensión del bus de continua del inversor.
- i_{AC}^* es la corriente necesaria para cancelar la tensión de red en el condensador de desacoplo, su valor deberá ser $-V_X$.
- i_H^* es el contenido armónico de la corriente de carga, que debe ser cancelado por el filtro.

Estas tres componentes son independientes y por tanto se calcularán por separado.; la i_{CC}^* tiene una constante de tiempo de varios ciclos de red, i_{AC}^* es sinusoidal de 50Hz y se deriva en lazo abierto de la propia tensión de red y finalmente la componente i_H^* estará formada por armónicos con una frecuencia mínima de 100Hz.

Para el cálculo de i_t^* se medirán las corrientes de carga, la tensión de línea, la caída de tensión en los condensadores de acoplo y la tensión del condensador del bus DC (Figura 3-17).

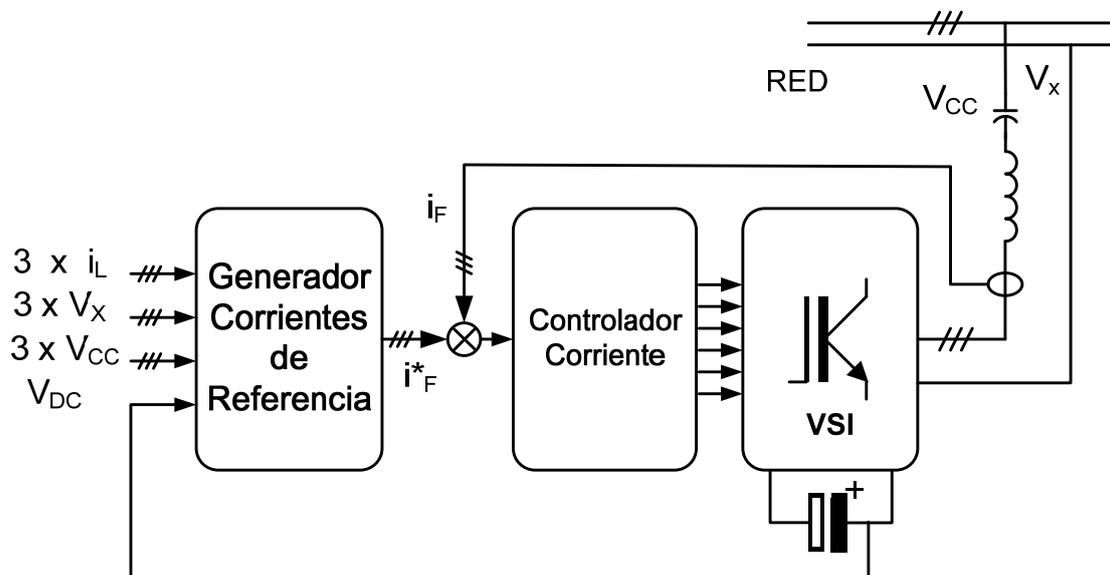


Figura 3-17 Diagrama de bloques del filtro híbrido

El control del filtro activo tiene distinto comportamiento según se conecte a una línea de tres o cuatro hilos (con o sin neutro). En primer lugar vamos a estudiar el control necesario para una línea de cuatro hilos.

En la topología de filtro híbrido de 4 hilos propuesta en el apartado 2.3, las corrientes que circulan por cada fase se pueden controlar de forma independiente. Esto es posible gracias a la conexión del neutro a la tensión negativa del bus de continua. En consecuencia el desarrollo del control se presenta para una única señal, siendo idéntico para las otras dos fases.

La consigna de corriente i_{CC}^* se obtiene directamente a partir de la tensión media en bornes del condensador de acoplo. Para conseguir la componente continua de esta tensión se utiliza un filtro de ventana con una longitud de un periodo de la tensión de red (20ms). A continuación se emplea un lazo de control clásico en donde un

controlador PI genera la consigna de corriente. La constante de tiempo de este controlador debe ser suficientemente grande (varios ciclos de la tensión de red) para que sea independiente del control principal del Filtro Activo. La estructura de obtención de la consigna i_{CC}^* se puede observar en la parte superior de la Figura 3-18.

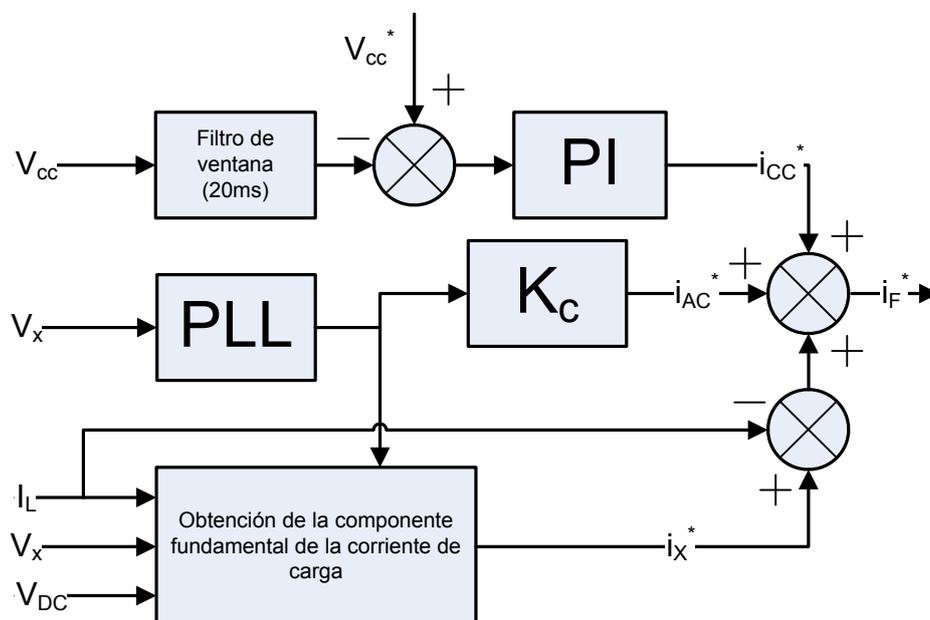


Figura 3-18 Diagrama de obtención de la consigna de corriente del Filtro Híbrido

La consigna de la corriente de 50Hz, i_{AC}^* , se obtiene en lazo abierto a partir de la tensión fundamental de la red, conociendo la capacidad del condensador de acoplamiento (3.17). No es necesario introducir un lazo de control ya que las posibles variaciones en la capacidad de C_C (debidas a tolerancias, envejecimiento,...) no provocan un efecto apreciable en el comportamiento del filtro activo.

$$i_{AC}^* = V_X \cdot j \cdot \omega \cdot C_C \tag{3.17}$$

i_{AC}^* se debe obtener a partir de la componente fundamental de la tensión de línea. En consecuencia, se deben eliminar los posibles armónicos contenidos en la tensión V_x , y para ello se utiliza un PLL. En la Figura 3-18 se representa también la obtención de i_{AC}^* .

Una vez obtenida la consigna de corriente total que debe circular por cada una de las fases se ha implementado un control de corriente independiente, en lazo cerrado para cada una de ellas. Este control se basa en la idea del control “sliding”. En un control “sliding” puro la frecuencia de conmutación tiende a infinito cuando el error tiende a

zero. Esto último es inadmisibles en un caso real, por lo que se han introducido diversas estrategias para mantener la frecuencia máxima de conmutación limitada.

En esta tesis se propone una estrategia en la cual no solo se mantiene fija la frecuencia de conmutación sino que se introduce un control de “duty” para permitir un control más “fino” de la corriente. En cada periodo de conmutación no se decide únicamente el estado de la rama del puente en función del signo del error, sino que se obtiene un tiempo para cada uno de los dos estados posibles en función de la magnitud del error y del error esperado en el próximo periodo de conmutación.

La Figura 3-19 muestra cómo evolucionará la corriente durante un periodo de conmutación. En azul aparece la consigna de corriente del filtro, mientras que en verde se ve la evolución esperada de la corriente.

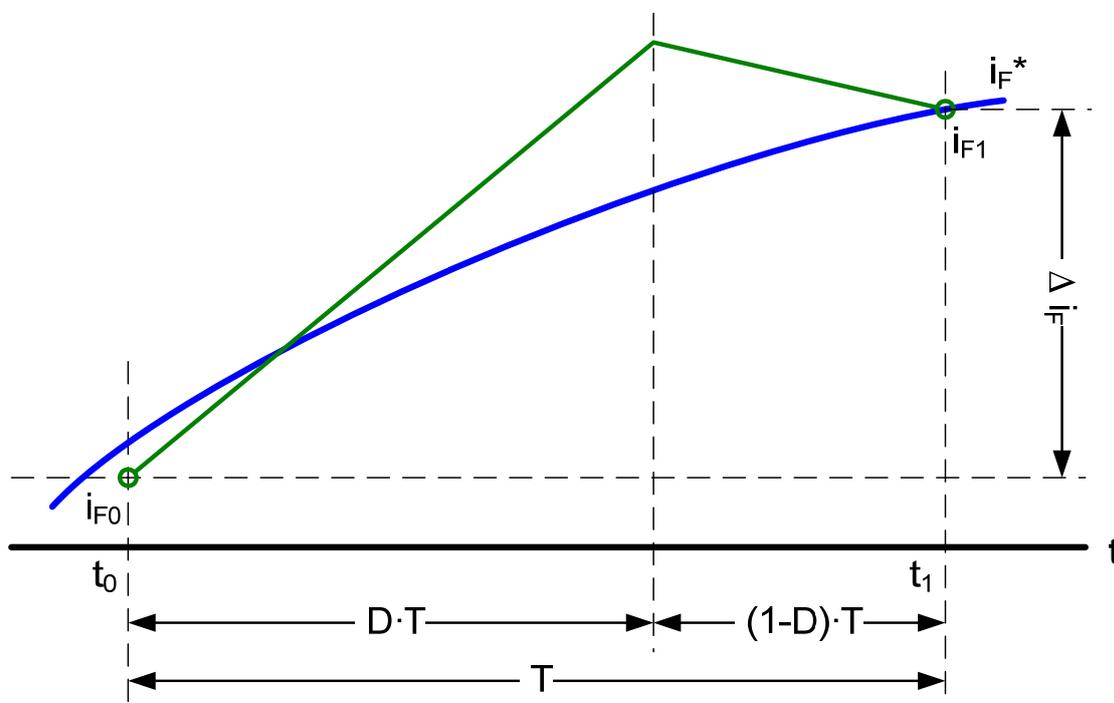


Figura 3-19 Evolución de la corriente en un periodo de conmutación

La corriente del filtro empieza en i_{F0} y finaliza con la corriente deseada i_{F1} . Esta corriente i_{F1} debe coincidir con la corriente de referencia i_F^* en t_1 . Para calcular el valor del “duty cycle” (D) en cada periodo es necesario conocer la corriente del filtro i_F , la tensión de red V_X , la tensión del bus de continua V_{DC} y la caída de tensión en el condensador de acoplamiento V_{CC} .

Teniendo en cuenta la 2-11, durante la parte de periodo DT se cumplirá:

$$(V_X + V_{CC} - V_{DC}) = L \frac{\Delta i_F}{\Delta t} = L \frac{\Delta i_F}{D \cdot T} \quad (3.18)$$

Mientras que en el resto del periodo tendremos

$$(V_x + V_{CC}) = L \frac{\Delta i_F}{\Delta t} = L \frac{\Delta i_F}{(1-D) \cdot T} \quad (3.19)$$

Por tanto el valor total de Δi_F total:

$$\Delta i_F = \frac{(V_x + V_{CC} - V_{DC})}{L} D \cdot T + \frac{(V_x + V_{CC})}{L} (1-D) \cdot T \quad (3.20)$$

Despejando D:

$$D = \frac{\frac{L \cdot \Delta i_F}{T} + V_x + V_{CC}}{V_{DC}} = \frac{L \cdot \Delta i_F \cdot f_{CON} + V_x + V_{CC}}{V_{DC}} \quad (3.21)$$

Como las tres ramas del filtro son independientes se calcula un D distinto para cada una.

3.5 Control del filtro híbrido 3 hilos

Al controlar el filtro híbrido de tres hilos, no existe ningún punto del VSI que tenga su potencial fijado respecto a la línea. Por lo tanto, el comportamiento de cada una de las fases no es independiente de las demás con lo que el estado de cada una de las ramas del VSI afecta a las tensiones y corrientes de las otras fases.

En este caso el VSI se debe controlar como un “todo” y por tanto se propone utilizar un control y una modulación vectorial, si bien basada en los mismos principios que en el caso del filtro de 4 hilos.

Por otro lado, la tensión en bornes de los condensadores de acoplo, no solo no precisa de la componente continua presentada en la topología de 4 hilos, si no que sería imposible de alcanzar ya que al no existir el conductor neutro, si los tres condensadores son iguales la suma de sus tensiones debe ser nula. En consecuencia la consigna de corriente estará formada tan solo por dos componentes independientes:

$$i_{AC}^* \text{ y } i_H^* .$$

Este control se aplicará tanto si el filtro híbrido está conectado a una línea sin neutro, como en el caso en que por cualquier razón, en una línea de 4 hilos, fallase la

conexión de este. Por tanto, la condición para que el filtro trabaje en modo de 3 hilos será que la suma de corrientes instantáneas, medidas por las tres fases del filtro sea nula.

$$i_{Fa} + i_{Fb} + i_{Fc} = 0 \quad (3.22)$$

Igualmente:

$$\Delta i_{Fa} + \Delta i_{Fb} + \Delta i_{Fc} = 0 \quad (3.23)$$

Si tomamos como punto de referencia para las tensiones el polo negativo del bus de continua.

$$v_{Xa} + v_{CCa} - v_{DC} \cdot s_b = L_a \frac{\Delta i_{Fa}}{\Delta t} \quad (3.24)$$

$$v_{Xb} + v_{CCb} - v_{DC} \cdot s_b = L_b \frac{\Delta i_{Fb}}{\Delta t} \quad (3.25)$$

$$v_{Xc} + v_{CCc} - v_{DC} \cdot s_c = L_c \frac{\Delta i_{Fc}}{\Delta t} \quad (3.26)$$

Donde s_a , s_b y s_c son las funciones de conmutación de cada una de las ramas del puente y podrán valer 0 o 1, $s_x=0$ si el conmutador inferior de la rama está encendido y $s_x=1$ si el que está encendido es el conmutador superior.

Si pasamos al sistema de coordenadas propuesto en el apartado 2.5 y aceptamos que las tres bobinas son del mismo valor L , tendremos:

$$\begin{pmatrix} v_{X1} \\ v_{X2} \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} v_{CC1} \\ v_{CC2} \end{pmatrix} - v_{DC} \begin{pmatrix} D_1 \\ D_2 \end{pmatrix} = \frac{L}{T} \cdot \begin{pmatrix} \Delta I_{F1} \\ \Delta I_{F2} \end{pmatrix} \quad (3.27)$$

$$|D_1| + |D_2| + D_0 = 1$$

$$\begin{pmatrix} D_1 \\ D_2 \end{pmatrix} = \frac{1}{v_{DC}} \left(\frac{L}{T} \cdot \begin{pmatrix} \Delta I_{F1} \\ \Delta I_{F2} \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} v_{X1} \\ v_{X2} \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} v_{CC1} \\ v_{CC2} \end{pmatrix} \right) \quad (3.28)$$

Donde D_1 y D_2 representan los tiempos de los estados “activos” del VSI. El VSI en cada periodo pasará por tres estados, dos activos y uno nulo (D_0); en este último las tres ramas estarán conectadas a la tensión negativa o a la tensión positiva del bus de continua.

En función de la polaridad de D_1 y D_2 la modulación vectorial trabajará en uno de los 6 sextantes del diagrama vectorial.

En el primer sextante D_1 y D_2 serán positivos, mientras que en el 4 sextante ambos son negativos. En los sextantes 2 y 3 D_1 será negativo y D_2 positivo. Finalmente en los sextantes 5 y 6 D_1 será positivo y D_2 negativo.

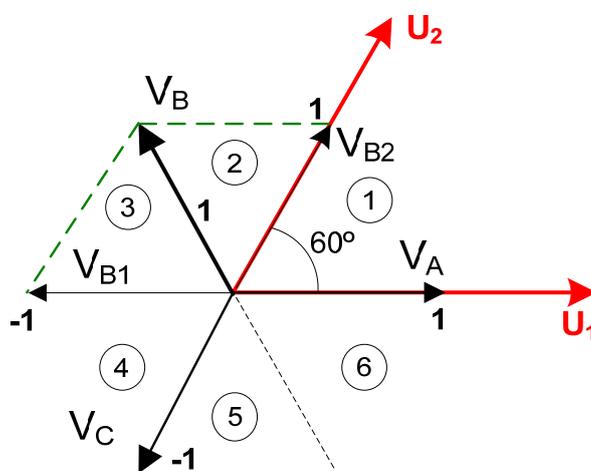


Figura 3-20 Sextantes en la transformación propuesta

Para diferenciar entre el sextante 2 y el 3 y entre el 5 y el 6, se deben comparar los valores absolutos de D_1 y D_2 . Si el valor absoluto de D_1 es superior al de D_2 nos encontraremos en los sextantes 3 o 6 y en caso contrario en los sextantes 2 o 5.

3.6 Simulación del comportamiento del Filtro Híbrido

Para validar la nueva estructura de filtro híbrido y su sistema de control se han realizado una serie de simulaciones utilizando el programa Matlab-Simulink con la toolbox de SimPower Systems. En primer lugar se presentan simulaciones donde solamente se estudia el comportamiento de una fase (Figura 3-21 a Figura 3-24).

En estas simulaciones se puede observar cómo se reduce el contenido armónico de baja frecuencia en la red (Figura 3-21), y como se comporta la tensión en bornes del condensador de acoplo cuando el filtro híbrido no está filtrando (Figura 3-22) y cuando este está filtrando (Figura 3-23).

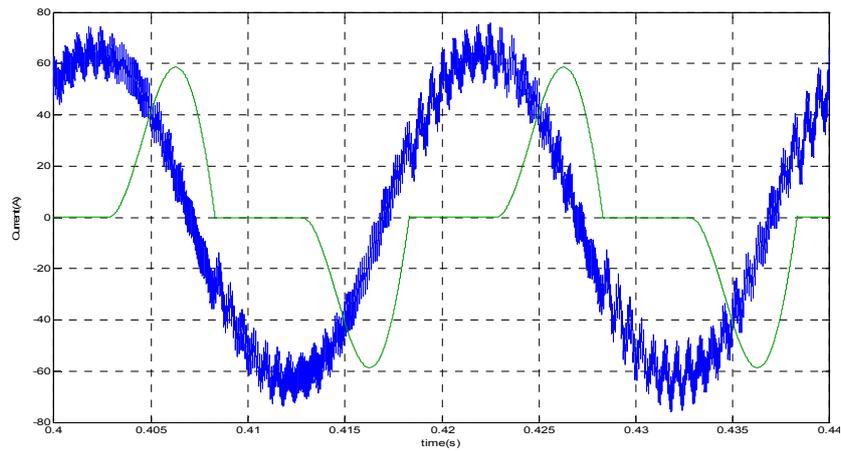


Figura 3-21 Corriente de carga (verde) y corriente de línea (azul)

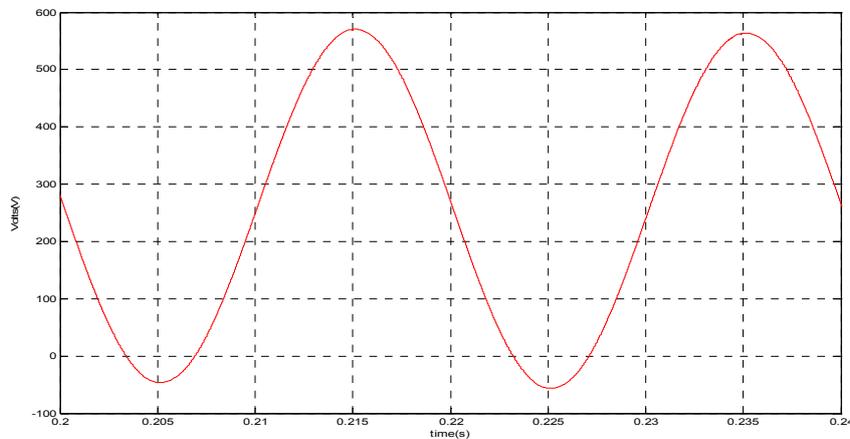


Figura 3-22 Tensión en bornes del condensador de acoplo (sin corriente de carga)

A continuación se presenta el comportamiento del filtro en una “puesta en marcha” donde el filtro empieza a actuar en el instante $t=0.3s$. En la Figura 3-24 se observa el cambio de la corriente de línea cuando el filtro pasa del estado de conexión a la de filtrado de la corriente.

En las figuras donde se representan las corrientes de línea y carga simultáneamente, se puede observar con claridad que la corriente de la línea está adelantada cerca de 90° respecto a la de carga. Este es un efecto conocido de los filtros híbridos en donde se utiliza un condensador de acoplamiento en serie. La amplitud de esta corriente depende del dimensionado del filtro y será tanto mayor cuanto mayor sea la corriente nominal del filtro híbrido.

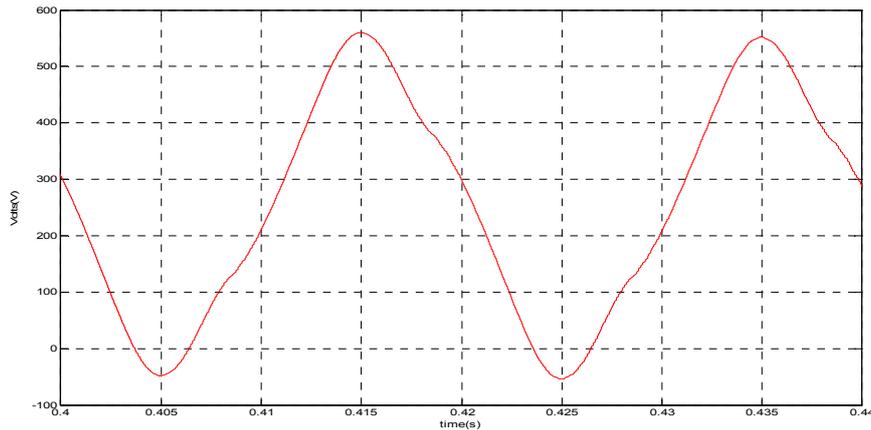


Figura 3-23 Tensión en bornes del condensador de acoplamiento (filtrando los armónicos)

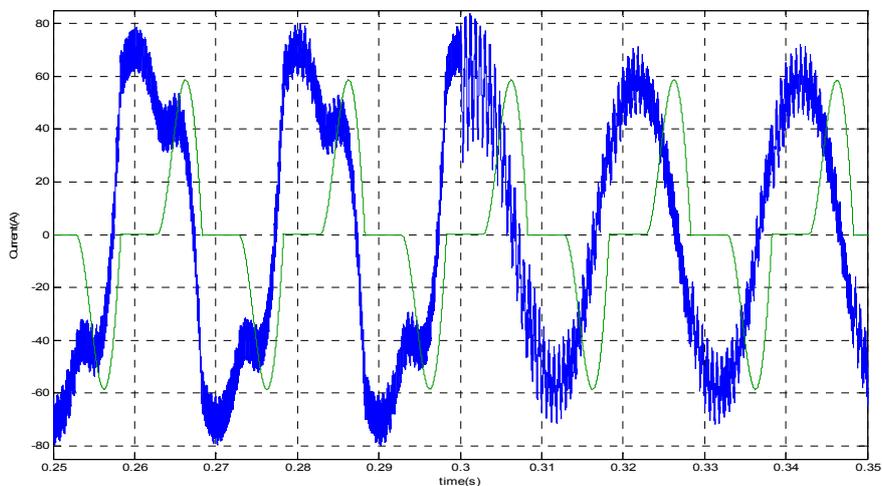


Figura 3-24 Corriente de carga (verde) y corriente de línea (azul) el filtrado arranca en $t=0.3s$

Para la validación final del modelo se ha estudiado el comportamiento del filtro trifásico para dos cargas distintas.

En primer lugar se ha utilizado una carga simétrica consistente en un rectificador trifásico de seis pulsos con una carga de tipo RC en el lado de continua. La corriente de carga de este filtro es de 10A aproximadamente. A esta carga la denominaremos Caso 1. Para validar el comportamiento con cargas asimétricas, a la carga anterior, se ha añadido un rectificador monofásico entre la fase L3 y el neutro con un consumo de corriente de entorno a los 25A. A esta combinación le llamaremos Caso 2.

En la Figura 3-25 en color azul se puede observar la corriente en la carga (Caso 1), mientras que en color verde se muestra la corriente de línea. El filtro se activa en $t=0.1s$. A continuación, en la Figura 3-26, se presentan las corrientes de carga y línea en la fase 3 para el Caso 2. Al igual que en el caso monofásico, se puede observar claramente que la corriente de la línea está adelantada cerca de 90° respecto a la de carga.

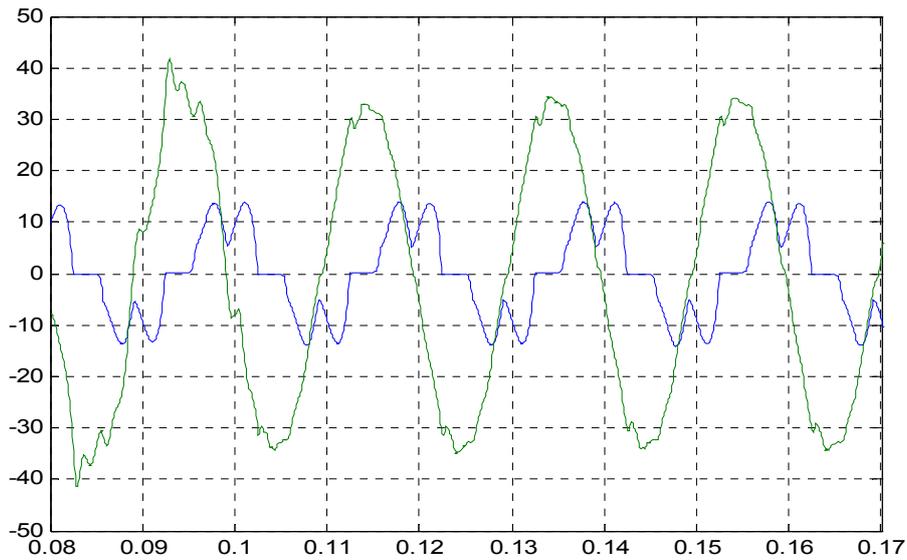


Figura 3-25 Corriente de carga (azul) y corriente de línea (verde) en la puesta en marcha del filtro (Caso 1)

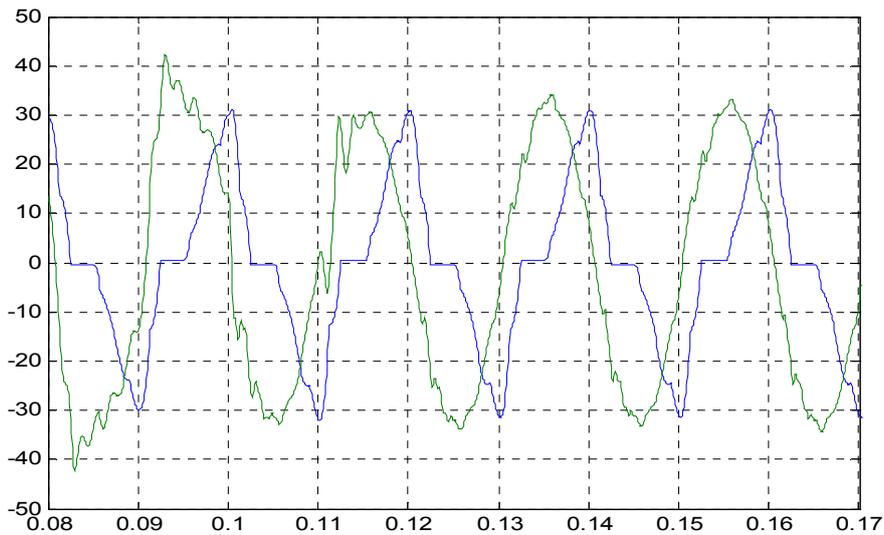


Figura 3-26 Corriente de carga (azul) y corriente de línea (verde) en la fase 3 (Caso 2)

En la Figura 3-27 se observa la tensión en bornes de los condensadores de acoplo. Mientras la acción de filtrado permanece apagada esta tensión es senoidal con una componente continua en torno a los 200V. Una vez empieza a filtrar la tensión se deforma debido a los armónicos que los atraviesan. En este caso la fase 3 (rojo) está más deformada debido a que la corriente por esta fase es superior y presenta un contenido armónico mayor.

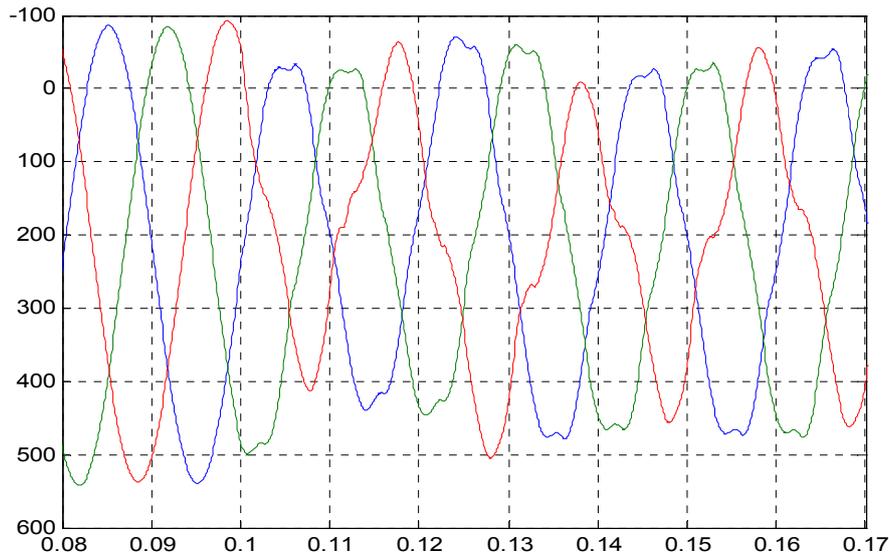


Figura 3-27 Tensión en los condensadores de acoplamiento (Caso 2).

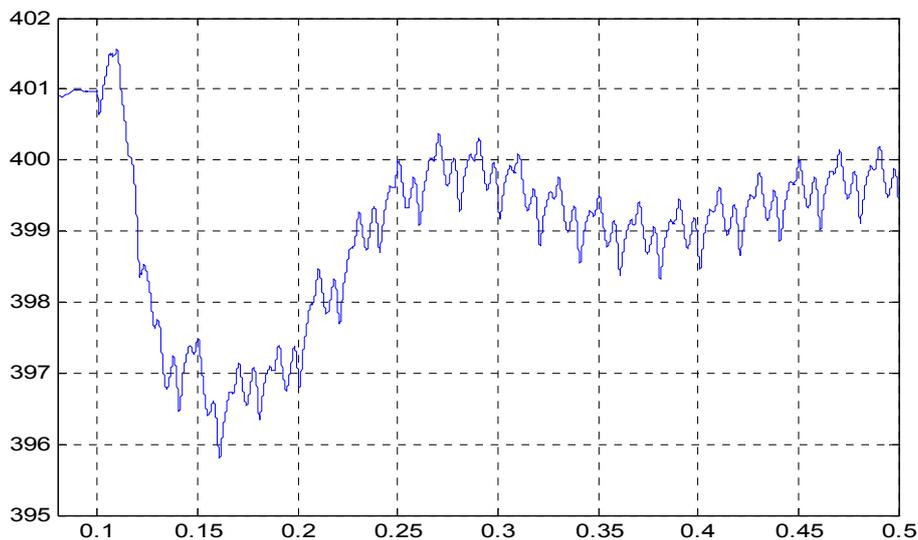


Figura 3-28 Tensión en el bus de continua (carga 2)

En la Figura 3-29 se presenta la evolución de la tensión en los cuatro condensadores del filtro. Al conectar el VSI a la red, aunque los IGBT permanezcan apagados, el condensador del bus de continua se carga a la tensión de pico de la tensión de red a través de los diodos de “libre circulación” del propio puente. En consecuencia la simulación parte directamente de esta tensión. En esta simulación se muestra la variación de las tensiones en los condensadores en el proceso de arranque. Se puede observar como el control del filtro estabiliza y mantiene la componente continua en los condensadores de acoplo (en este caso 250V) y la tensión en el bus de continua del VSI (500V).

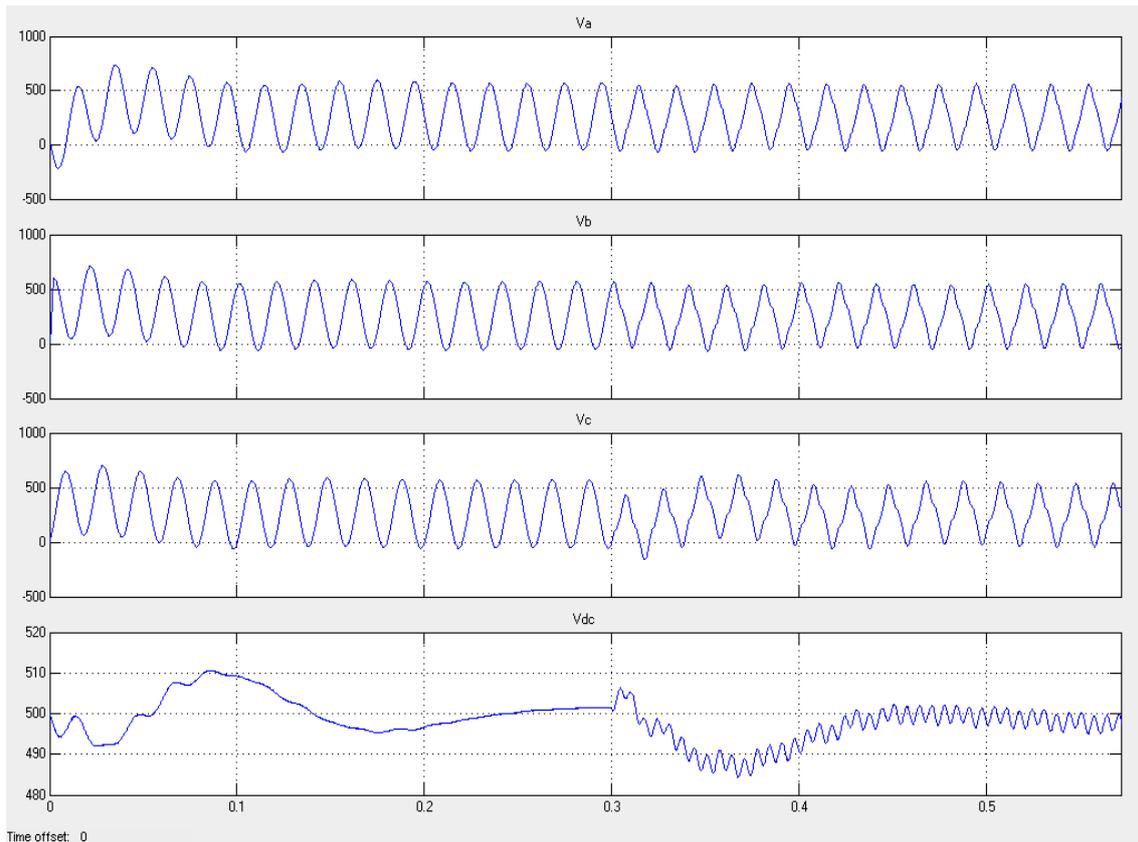


Figura 3-29 Tensión en bornes de los tres condensadores de acoplo y en bornes del condensador del bus de continua VDC (el filtrado arranca en $t=0.3s$)

3.7 Resultados experimentales del Filtro Híbrido

La planta experimental se ha desarrollado para una corriente nominal de 25A y una tensión nominal de 400V/50Hz. El VSI es un puente trifásico consistente en tres ramas de IGBT del fabricante Semikron. El filtro pasivo de acoplamiento LC está fabricado por Circutor.

El control se ha implementado en un DSP de Texas Instruments del tipo TMS320C2812. Todos los algoritmos han sido programados en C y depurados con la ayuda del entorno Code Composer Studio.

Las cargas de prueba han consistido en un puente rectificador para el caso 1, al que se ha añadido un rectificador monofásico en una de las fases para comprobar el funcionamiento con sistemas desequilibrados. El sistema se ha diseñado para que se puedan conectar distintos valores de RC mediante interruptores. Se ha añadido también una reactancia entre el filtro y la carga para poder modificar el di/dt en las pruebas.

En la Figura 3-30 se puede observar en el armario de la derecha el filtro híbrido y en el de la izquierda se encuentran las cargas monofásica y trifásica, con los interruptores que permiten modificar el nivel de carga.

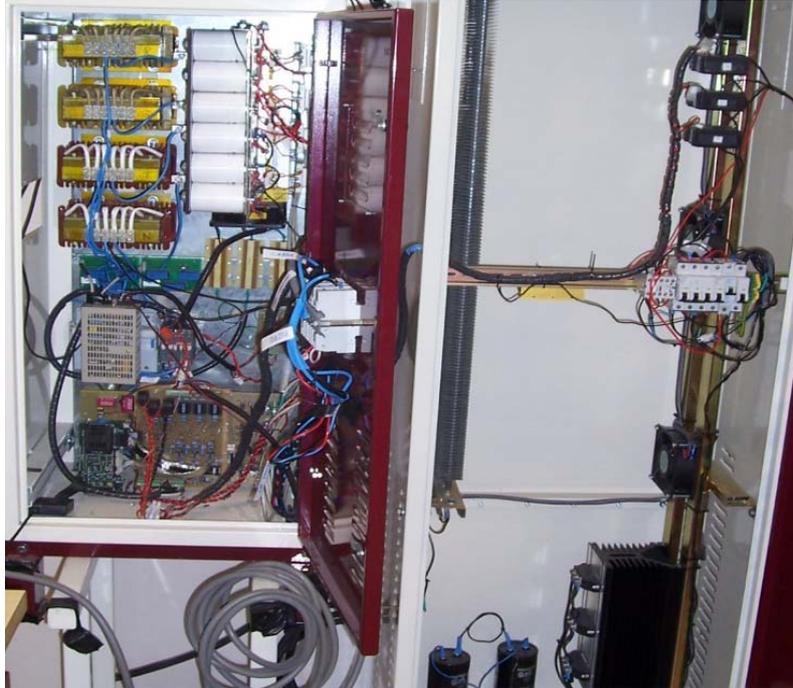


Figura 3-30 Planta experimental del filtro activo híbrido

En la Figura 3-31 se puede observar la corriente de línea de las tres fases en la puesta en marcha del filtro cuando la carga es la del Caso 1 (Sistema equilibrado). Mientras que en la Figura 3-33 se puede ver la corriente de línea en una puesta en marcha para el Caso 2 (sistema desequilibrado). La Figura 3-32 muestra la corriente de carga, en régimen estacionario, para este segundo caso. Se puede observar claramente el desequilibrio. La fase verde tiene unos pico una amplitud de 40A con una forma característica de un rectificador monofásico (la corriente de pico por el rectificador monofásico es mayor que la del trifásico); mientras que las otras dos fases consumen unos 13A de pico con la forma característica de un rectificador trifásico.

Las medidas de corriente se han realizado mediante tres pinzas amperimétricas con un ancho de banda de 4KHz. Por eso no se observa en las señales el rizado característico del puente ondulator.

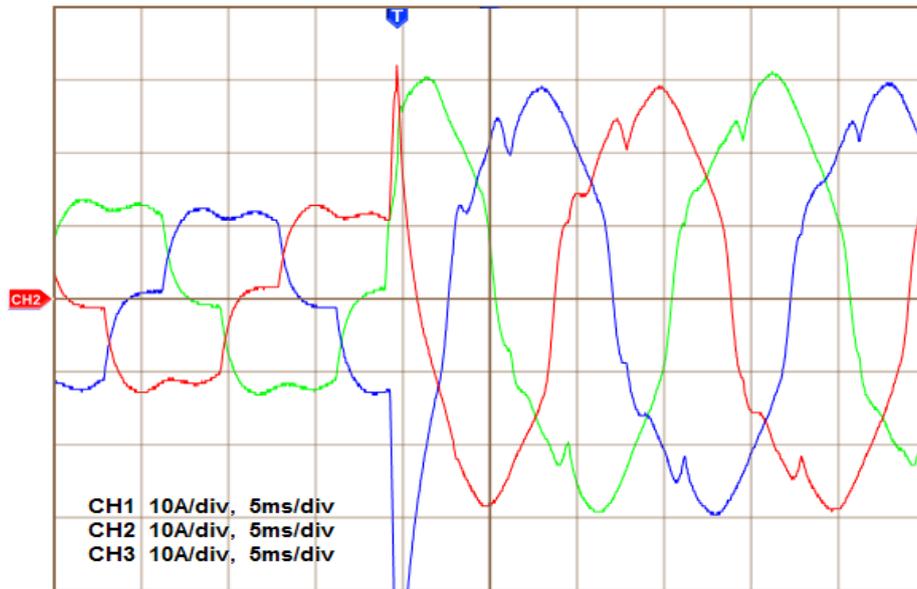


Figura 3-31 Corrientes de línea en el arranque del filtro (carga 1)

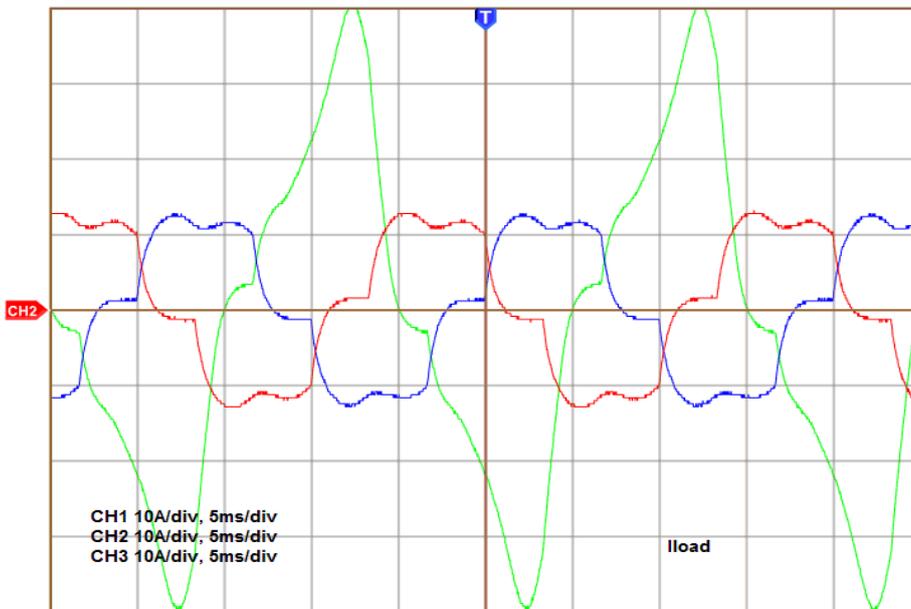


Figura 3-32 Corriente de carga (carga 2)

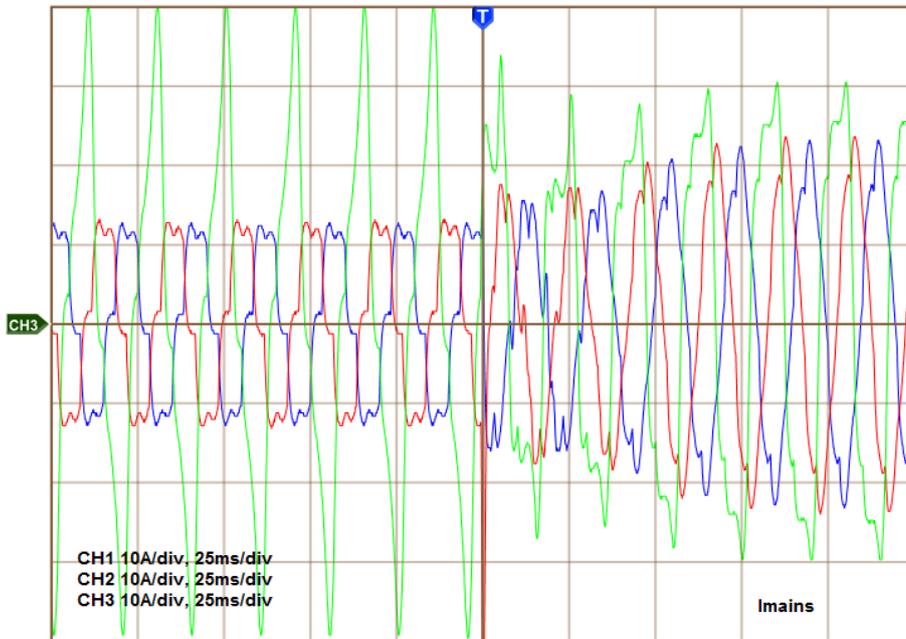


Figura 3-33 Corriente de línea en proceso de arranque (carga 2)

A continuación se puede observar la tensión en bornes de los condensadores de acoplo cuando el filtrado está desconectado (Figura 3-34) y cuando está compensando los armónicos de la carga desequilibrada (Figura 3-35). Estas medidas se han realizado con sondas diferenciales aisladas.

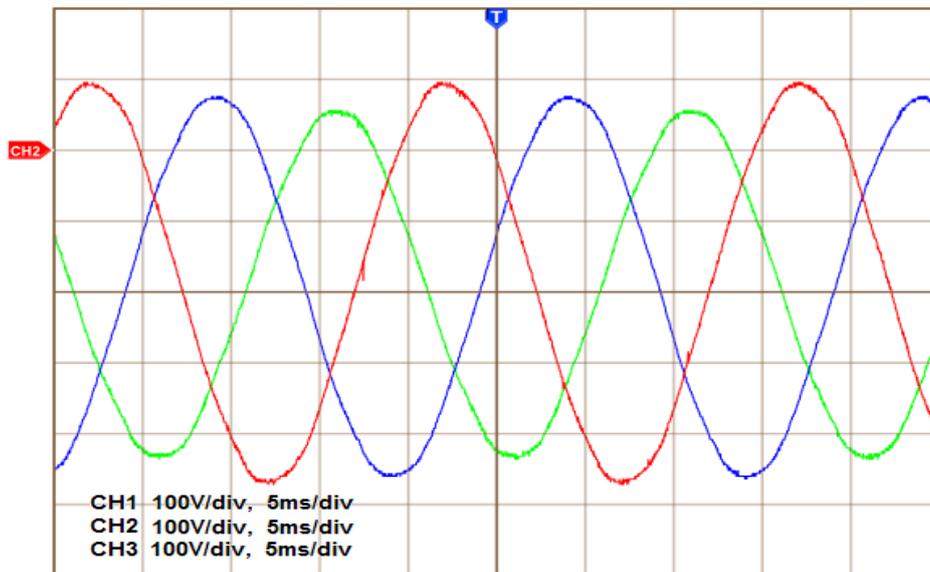


Figura 3-34 Tensión en los condensadores de acoplamiento (filtrado desactivado)

Los resultados experimentales obtenidos presentan gran similitud con las simulaciones anteriormente realizadas, tanto en las corrientes del filtro como en las caídas de tensión en los condensadores de acoplamiento.

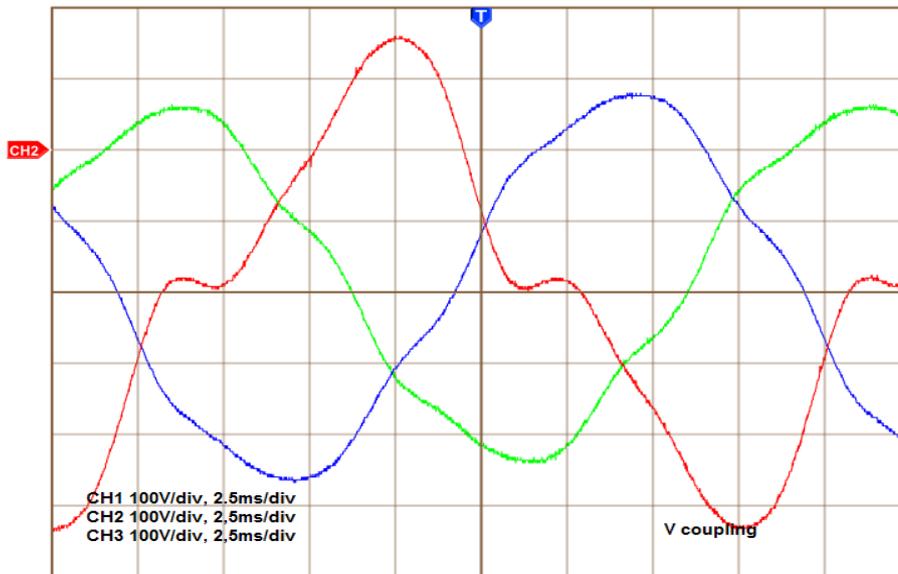


Figura 3-35 Tensión en los condensadores de acoplamiento (carga 2)

Es importante remarcar que este tipo de estructura de filtro híbrido presenta un claro inconveniente, que se ha podido observar tanto en las simulaciones como en las pruebas experimentales: introduce una corriente capacitiva importante, tanto mayor como mayores sean los condensadores de acoplo.

3.8 Conclusiones

El control en lazo cerrado del filtro activo, necesita que se realice un buen modelo de la red para optimizar su funcionamiento. Además no permite implementar una eliminación selectiva de armónicos con lo que es muy sensible a posibles resonancias en la red y al problema de "amplificación de armónicos". Por tanto es más adecuado el control en lazo abierto.

Pese a que es más simple medir las corrientes en el lado de la red, esto implica un menor margen dinámico ya que se están midiendo conjuntamente armónicos pequeños frente a unas componentes fundamentales habitualmente muy grandes.

Una vez analizados algunos de los diversos métodos llamados temporales, y haberlos implementado en el filtro desarrollado se ha constatado que los métodos frecuenciales, presentan ventajas desde el punto de vista de la implementación práctica del filtro. Algunos de los métodos temporales permiten reaccionar rápidamente a las variaciones de carga, pero esta rapidez es contraproducente ya que provoca cambios bruscos en la consigna con la consecuente generación de armónicos. En consecuencia, pese a su

menor velocidad de respuesta, los métodos temporales son mejores que los temporales ya que permiten la eliminación selectiva de armónicos reduciendo los problemas prácticos relacionados con las resonancias y la "amplificación de armónicos" (capítulo 5).

Como conclusión final el filtro híbrido propuesto presenta como principales ventajas que pese a su simplicidad, permite utilizar semiconductores de potencia de menor coste y que permite controlar de forma independiente las corrientes de cada una de sus fases. Sin embargo su principal inconveniente es la necesidad que tiene de inyectar una corriente capacitiva elevada. Este inconveniente se ha tratado de reducir modificando el sistema de control del filtro (capítulo 4).

3.9 Aportaciones

Se ha presentado una estructura de control que permite compensar los armónicos de corriente y mantener las tensiones necesarias en los condensadores de acoplo para el correcto funcionamiento del filtro híbrido [Lamich et al 2006] [Lamich et al 2007].

CAPÍTULO 4

Mejora del Filtro Híbrido con estructura NtN

4.0. Introducción

En el capítulo 2 se han presentado los filtros híbridos paralelo aportando una nueva topología de conexión para líneas de cuatro hilos y en el capítulo 3 se ha desarrollado el sistema de control para este tipo de filtro. El principal inconveniente del filtro híbrido paralelo, presentado en los capítulos anteriores, es la necesidad de inyectar constantemente una corriente reactiva capacitiva, para contrarrestar la tensión de red y ganar tensión disponible para inyectar corriente de ambos signos. Esta corriente no solo no contribuye a reducir la corriente total de línea (objetivo muchas veces perseguido al colocar un FA); sino que puede ocasionar situaciones de resonancia que conlleven sobretensiones perjudiciales para otras cargas alimentadas de la misma red. Por tanto para que este tipo de filtro pueda tener aplicaciones prácticas es necesario reducir todo lo posible la corriente capacitiva inyectada por este sin reducir su efectividad como filtro. En este capítulo se presenta una modificación del sistema de control propuesto en el capítulo anterior que permite reducir esta corriente capacitiva, sobre todo en situaciones de poca carga.

4.1. Presentación del método

Los filtros híbridos paralelos acoplados a la red mediante condensador serie, permiten que la tensión del bus de continua del VSI pueda ser inferior a la tensión de pico de la

red, de ahí su utilización en redes de media tensión [Inzunza y Akagi 2005]. Gracias a esta característica se han propuesto filtros híbridos con tensiones del bus de continua del orden de 50V [Candela 2009] para ser utilizados en redes de baja tensión (230/400V). Estas tensiones tan reducidas permiten utilizar semiconductores más rápidos (MOSFET en lugar de IGBT) pero presentan problemas importantes en su aplicación real, por ejemplo, se deben desconectar muy rápidamente de la red cuando aparecen micro cortes.

La utilización de IGBT para el VSI permite aumentar la robustez del sistema y como son ampliamente utilizados en aplicaciones industriales, siempre que se utilicen con tensiones del bus de continua típicas (en torno a los 570V) tienen un precio muy competitivo. Un VSI de esta tensión de continua hace innecesaria la desconexión cuando se producen micro cortes. Esto se debe a que se dispone de suficiente tensión en el bus de continua como para no necesitar que circule la corriente capacitiva reactiva que se oponga en todo instante a la tensión de red. Es más, el VSI puede permanecer conectado a la red en todo instante sin necesidad que actúe el control, trabajando simplemente como un rectificador no controlado.

Como la tensión del bus de continua es del orden de la tensión de pico de la red, sería posible inyectar corriente a la red siempre que la tensión de esta no se encuentre cerca de un máximo, aun cuando no exista la componente reactiva capacitiva. Sin embargo, de no existir esta corriente reactiva capacitiva el filtro no podría inyectar corriente y/o su dinámica se vería muy reducida cuando la tensión de red se acercase al máximo.

Tal como se ha visto en el capítulo anterior la inyección de una corriente capacitiva i_{AC}^* , que provoca una tensión V_C , en el condensador, de igual magnitud y opuesta a la de red, permite que la dinámica del filtro se mantenga constante a lo largo de todo el ciclo de la tensión de red. Pero a la vez, la existencia de esta corriente capacitiva puede ser perjudicial, por ejemplo, en situaciones de poca carga.

Con la corriente capacitiva nominal, en la Figura 4-1, se puede observar que la tensión en bornes del condensador sigue la tensión de la red, pero con signo contrario. Manteniendo esta corriente, en cualquier instante del ciclo, los dos estados de una rama del puente aplican tensiones similares (de signos opuestos) sobre la bobina.

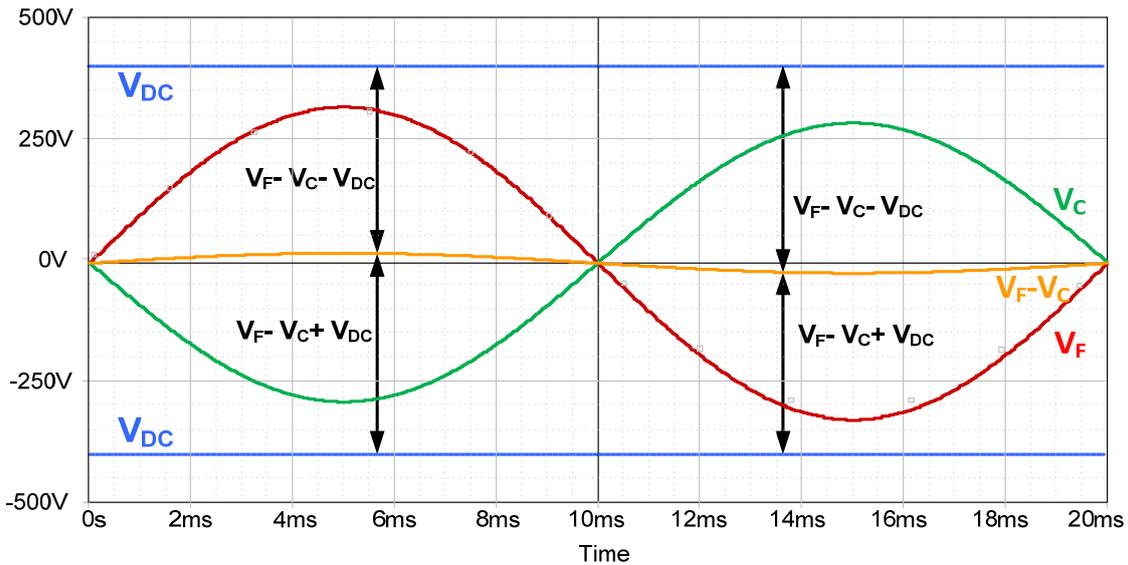


Figura 4-1 Tensiones de red V_F del condensador V_C y del bus de continua V_{DC} para i_{AC}^* nominal ($V_F - V_C$ exagerada)

Por el contrario, si se reduce la corriente capacitiva (Figura 4-2), las tensiones aplicadas sobre la bobina no serán simétricas con lo que se verá reducida la dinámica del filtro.

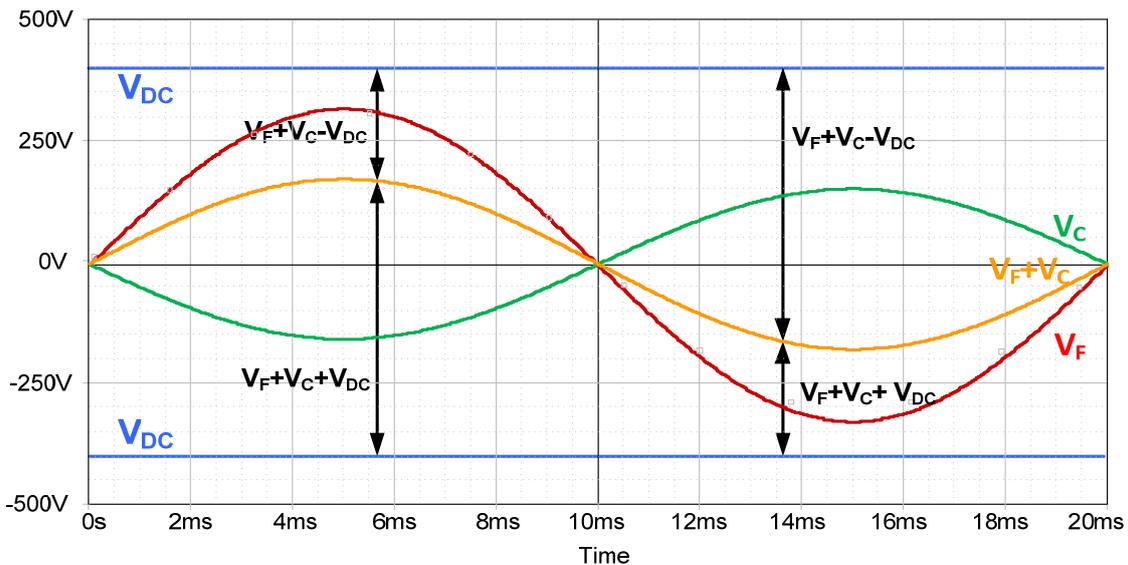


Figura 4-2 Tensiones de red V_F del condensador V_C y del bus de continua V_{DC} para i_{AC}^* reducida

Para reducir los inconvenientes de la corriente capacitiva cuando hay poca carga, se propone reducir la corriente reactiva. La reducción de esta corriente reactiva implica que la tensión disponible para forzar corriente en uno de los dos sentidos, disminuye y por tanto el filtro tendrá menos capacidad para seguir los di/dt . Esta reducción de prestaciones puede ser aceptable, ya que la corriente y el di/dt que deberá suministrar el filtro serán, a su vez, inferiores a las necesarias a plena carga.

Partiendo del diagrama de control del filtro híbrido presentado en el capítulo anterior (Figura 2-19), en donde la amplitud de la consigna de corriente reactiva se mantenía constante, la corriente capacitiva vale:

$$i_{AC}^* = V_X \cdot j \cdot \omega \cdot C_C = V_{PH} \cdot j \cdot K_C \quad (4.1)$$

Para poder modificar esta componente, se ha introducido un lazo de control que modula la amplitud anterior con un parámetro K_H . Este parámetro K_H puede variar entre 0 y 1, modificando la amplitud i_{AC}^* en función de dos factores: la corriente armónica eficaz y la máxima derivada de corriente del filtro, medidas en el periodo de red precedente. Así la nueva corriente capacitiva vale:

$$i_{AC}^* = V_X \cdot j \cdot \omega \cdot C_C = V_{PH} \cdot j \cdot K_C \cdot K_H \quad (4.2)$$

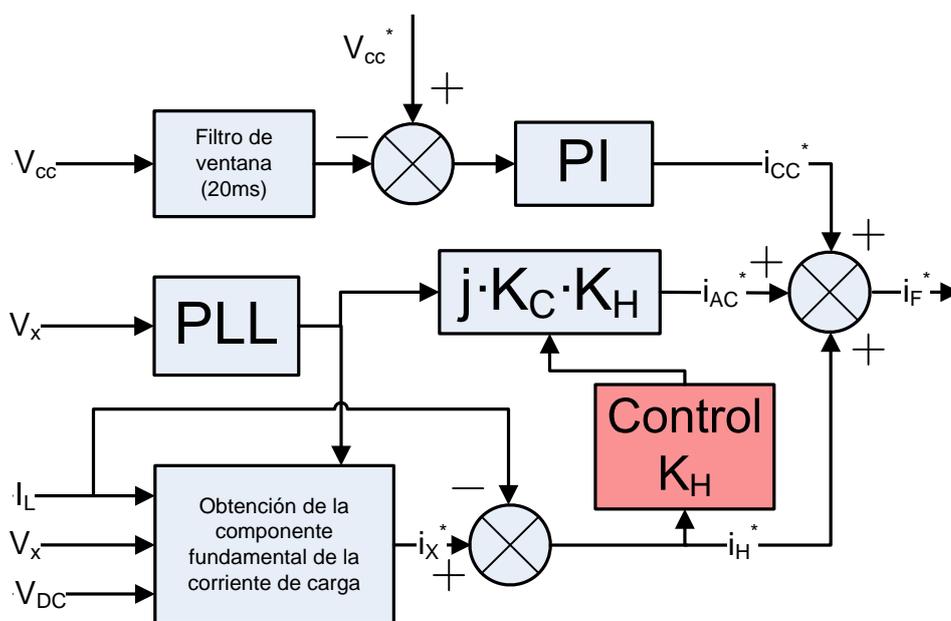


Figura 4-3 Diagrama de obtención de la consigna de corriente del Filtro Híbrido modificado

En la Figura 4-3 se presenta el diagrama de obtención de la consigna de corriente. Tal como se puede ver en la Figura 4-3, a la estructura presentada en el capítulo anterior se le ha añadido un bloque de control que permite modificar el valor de K_H en función de la corriente armónica que ha suministrado el filtro en el periodo anterior.

Para determinar el nuevo valor de K_H en cada periodo de red se tienen en cuenta dos cosas: la variación de la consigna de los armónicos de corriente i_H^* entre dos periodos de conmutación del VSI (pendiente) y el valor eficaz de esta misma corriente a lo largo

del último periodo de red. Ambos valores se normalizan entre 0 y 1 y el mayor de ambos se utiliza para escalar i_{AC}^* .

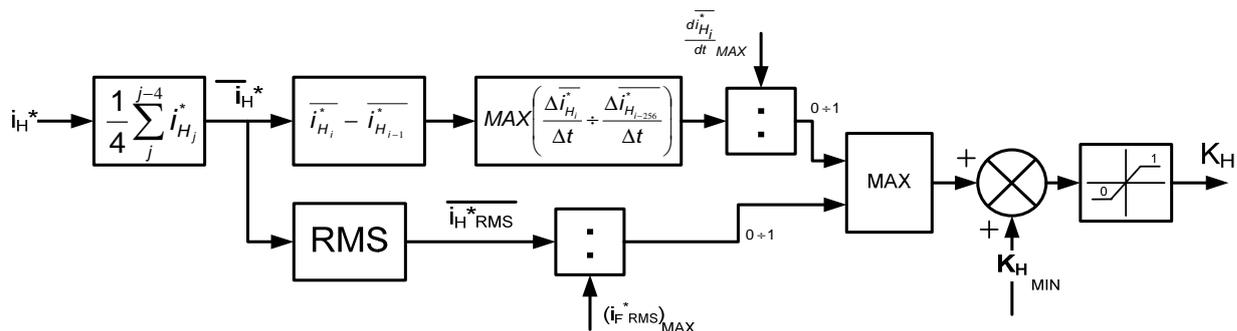


Figura 4-4 Diagrama de bloques del escalado de K_H

En la Figura 4-4 se muestra el diagrama de bloques del escalado de K_H . Nótese que se limita el escalado de K_H a un valor máximo de 1, ya que de lo contrario se podría generar una corriente capacitiva i_{AC}^* superior a la necesaria para compensar la tensión de red en bornes del condensador de acoplo. Esto es, tanto si la derivada de la consigna de corriente armónica i_H^* como si el valor eficaz de ésta, en algún instante fuesen superiores al valor nominal se generaría una consigna de i_{AC}^* superior a la necesaria.

Para evitar inestabilidades y suavizar el comportamiento se ha añadido a K_H un filtrado paso bajo de primer orden, con una constante de tiempo de unos 60ms. Por otro lado, se ha introducido un valor mínimo de K_H . Este límite inferior de K_H se ha introducido debido a que con valores muy bajos, en las primeras simulaciones, se observó un mal comportamiento del propio filtro.

Al igual que en el control presentado en el capítulo anterior (apartado 3.4), se presenta la estructura de obtención de la consigna i_F^* para una sola fase, por lo que se utilizan tres bloques idénticos, uno para cada fase.

Cuando el filtro trabaja en modo de 3 hilos, igual que se ha visto en el apartado 3.5 del capítulo anterior, solo es necesaria la obtención de dos de las corrientes. Sin embargo, en el equipo experimental, se mantiene el cálculo de las tres fases y se utiliza el resultado para verificar el correcto funcionamiento del sistema, esto es que la suma de las tres corrientes calculadas debe ser nula.

4.2. Simulación del comportamiento del filtro híbrido con reducción de reactiva

Para comprobar el comportamiento y validar la eficacia de la estrategia de la reducción de la corriente reactiva en el filtro híbrido se han realizado una serie de simulaciones. Estas incluyen la puesta en marcha del filtro y la respuesta de éste a un cambio de carga. Nótese que la carga utilizada para la simulación está muy desequilibrada de forma intencionada, para comprobar que el control trabaja correctamente en estos casos. La carga utilizada para las simulaciones está compuesta por un rectificador trifásico no controlado (corriente de pico 20A) y un rectificador monofásico entre la fase 3 y el conductor neutro, este último con una corriente de pico de alrededor de los 40A.

En la Figura 4-5 se presenta el comportamiento del filtro en una puesta en marcha. En la figura se muestran las corrientes en las tres fases, tanto la de carga (verde) como la de línea (azul). Al inicio de la figura el filtro se encuentra conectado a la red e inyectando la corriente reactiva capacitiva i_{AC} nominal ($K_H=1$). En el instante $t=0,1s$ se añade la corriente armónica y finalmente en el instante $t=0,15s$ se activa la reducción de reactiva. La escala vertical de la derecha indica Amperios para el caso de las corrientes y para K_H indican tanto por ciento, mientras que el eje horizontal esta en segundos.

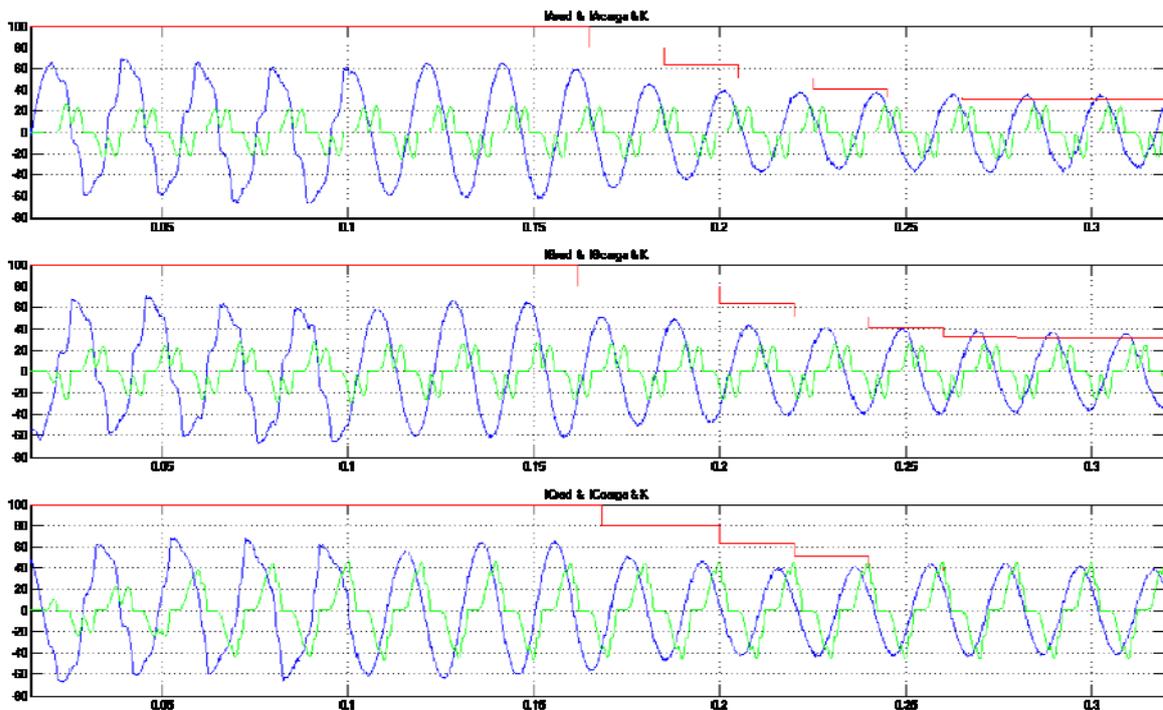


Figura 4-5 Evolución de las corrientes en las tres fases de línea (azul) y de la carga (verde) y del factor de escalado de K_c (rojo) en una puesta en marcha del filtro híbrido

Como se puede observar (Figura 4-5), al activar la reducción de reactiva el valor de K_H se va reduciendo de forma gradual hasta estabilizarse en torno a 0,32 para las fases 1 y 2 y en torno a 0,38 para la fase 3. En los tres casos se reduce considerablemente la corriente de línea, pasando de 62A de pico a 37 en las fases 1 y 2 y a 41A en la fase 3. El contenido armónico mientras tanto, se ve ligeramente incrementado (pasando de alrededor de un 3% a un 5%). Este incremento en el contenido armónico se debe principalmente a que se reduce la componente fundamental y no a que se hayan incrementado las amplitudes de los armónicos de corriente.

La Figura 4-6 presenta la respuesta del filtro a un cambio de carga en el instante $t=0,4s$. En las dos primeras fases el valor de K_H se incrementa de 0,7 a 0,8 mientras que en la tercera fase, donde la corriente es mayor, pasa de 0,95 a 1. Al igual que en la figura anterior, la escala vertical de la derecha indica Amperios para el caso de las corrientes y para K_H indican tanto por ciento, mientras que el eje horizontal esta en segundos

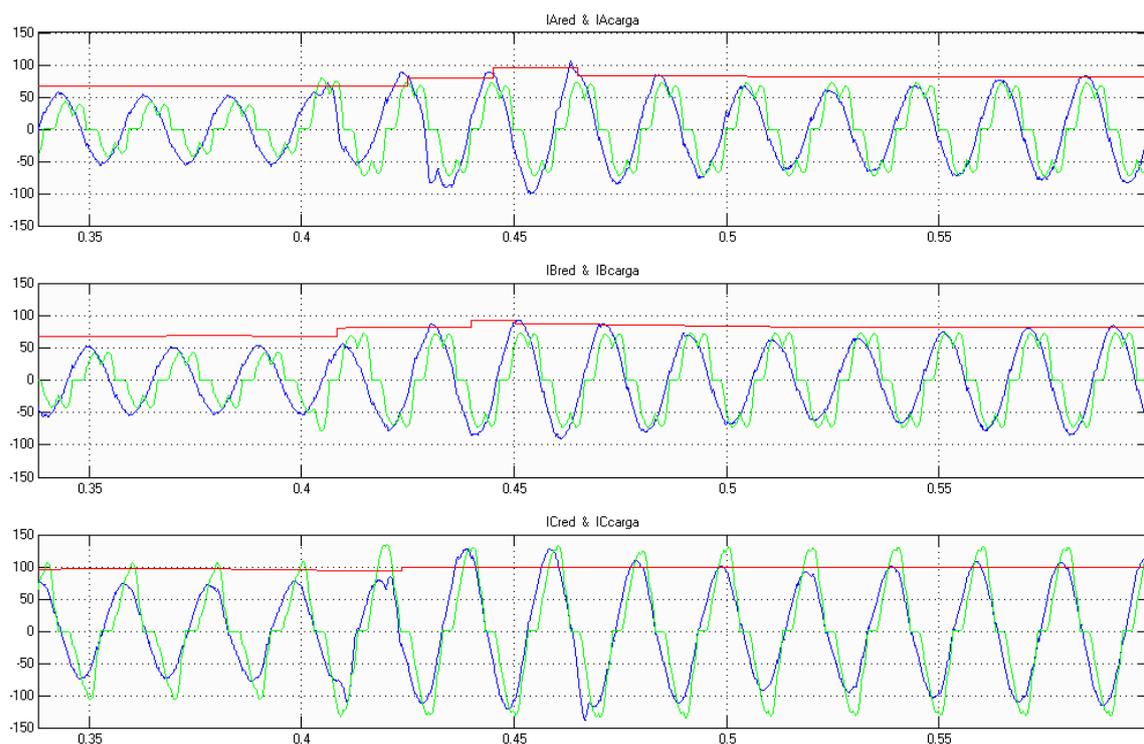


Figura 4-6 Evolución de las corrientes en las tres fases de línea (azul) y de la carga (verde) y del factor de escalado de K_C (rojo) en un cambio de carga del filtro híbrido

4.3. Resultados experimentales del Filtro Híbrido

Para comprobar el funcionamiento del control modificado, se presentan las medidas realizadas en el prototipo experimental presentado en el capítulo anterior en tres situaciones distintas utilizando la misma carga.

En primer lugar se presenta como referencia, el comportamiento cuando no se utiliza el sistema de reducción de reactiva (Figura 4-7 a Figura 4-10). Tal como puede observarse en la Figura 4-8 la corriente de línea es de cerca de 100A de pico (67A RMS); mientras que la corriente de carga (Figura 4-7) es de menos de 25A de pico (13A RMS). En este caso la Distorsión Armónica Total (Total Harmonic Distorsion THD) de la corriente una vez filtrada es de un 3,73% (Figura 4-10) mientras que antes de ser filtrada es del 41,8% (Figura 4-9).

Una vez incluida la modificación en el control el filtro fijando un mínimo de K_H de 0,38 (algo superior al de la Figura 4-1), se obtienen los resultados presentados en las figuras (Figura 4-11 a Figura 4-14). En este caso se puede observar claramente que la corriente de línea (Figura 4-12) se ha reducido a 50A de pico (37A RMS) mientras que la corriente de carga ha permanecido igual (Figura 4-11). En este caso el THD de la corriente de la red es del 6,18% (Figura 4-14).



Figura 4-7 Corriente de carga

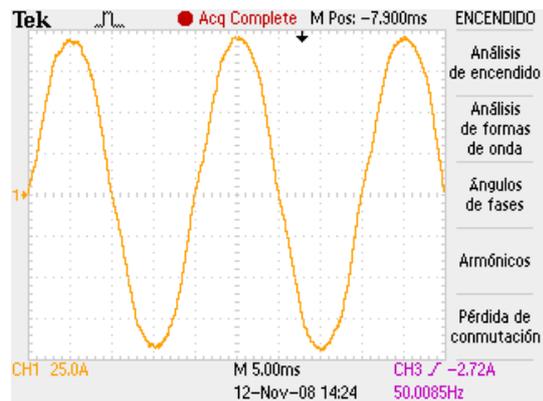


Figura 4-8 Corriente de red con toda la reactiva



Figura 4-9 Armónicos en la carga con toda la reactiva (Figura 4-7)

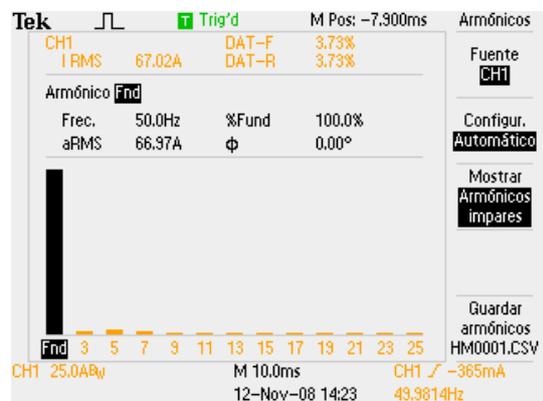


Figura 4-10 Armónicos en la red con toda la reactiva (Figura 4-8)

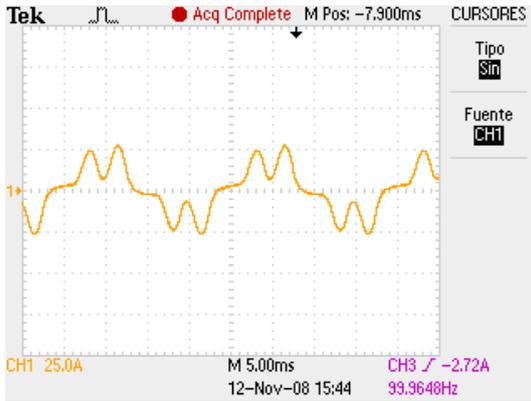


Figura 4-11 Corriente de carga con la reducción de reactiva activada ($K_{Hmin}=0,38$)

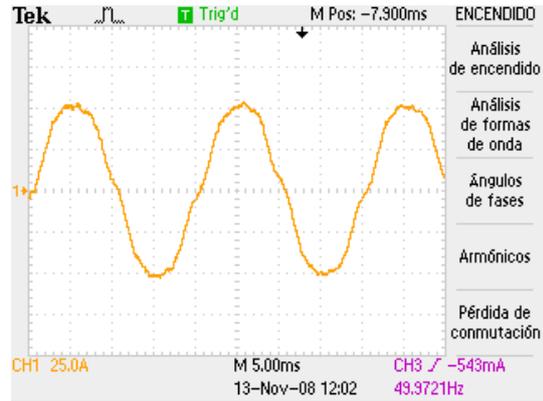


Figura 4-12 Corriente de red con la reducción de reactiva activada ($K_{Hmin}=0,38$)

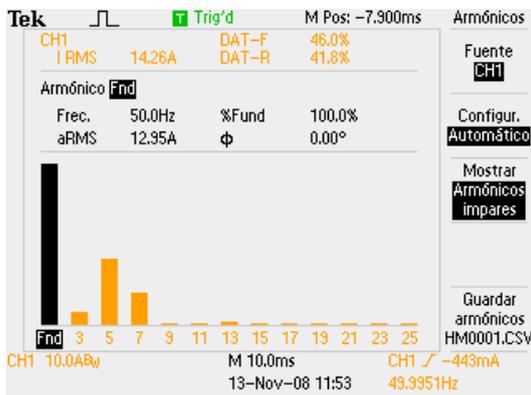


Figura 4-13 Armónicos en la carga con la reducción de reactiva activada (Figura 4-11)



Figura 4-14 Armónicos en la red con la reducción de reactiva activada (Figura 4-12)

En el tercer caso (Figura 4-15 a Figura 4-18) se presenta el control fijando un mínimo de K_H de 0,29. En este caso la corriente de red (Figura 4-16) se reduce a 42A de pico (31A RMS) mientras que el THD en la corriente de red aumenta a un 8% (Figura 4-18). La corriente de carga se mantiene igual que en los dos casos anteriores (Figura 4-15 y Figura 4-17).

Observando los resultados anteriores se verifican dos conclusiones ya mencionadas anteriormente:

- Se ha reducido la corriente reactiva capacitiva generada por el FA, en condiciones de carga reducida sin que se reduzca la funcionalidad del filtro. Las prestaciones del FA se han mantenido entre el caso 1 y el caso 2. Pese a que se observa un incremento del THD entre ambos casos este se debe principalmente a la variación de amplitud de la componente fundamental. La componente fundamental se reduce casi a la mitad (de 67A a 37A).

- La reducción de esta corriente capacitiva es limitada si se pretende mantener las prestaciones del FA. Entre el caso 2 y el caso 3 las prestaciones del filtro han empeorado claramente. La componente fundamental se reduce un 20% mientras que la distorsión armónica aumenta un 33%.



Figura 4-15 Corriente de carga con la reducción de reactiva activada ($K_H=0,29$)

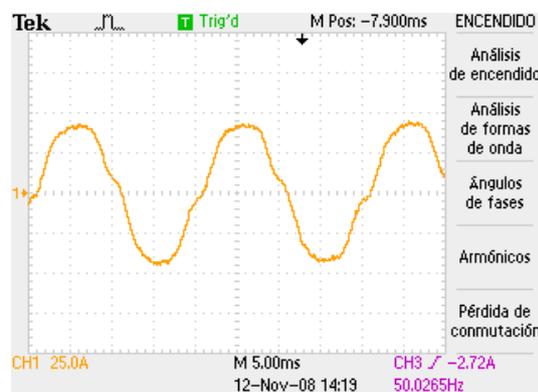


Figura 4-16 Corriente de red con la reducción de reactiva activada ($K_H=0,29$)

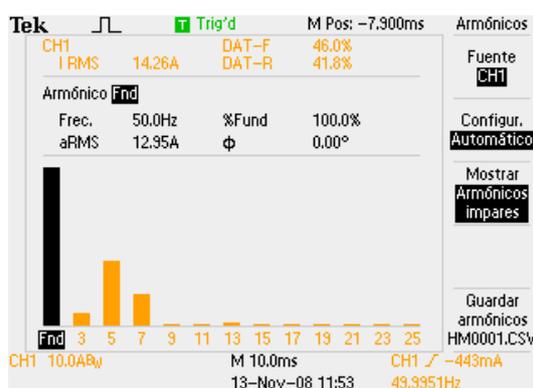


Figura 4-17 Armónicos en la carga con la reducción de reactiva activada (Figura 4-15)

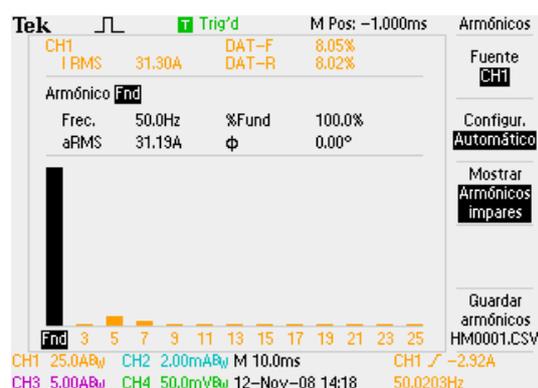


Figura 4-18 Armónicos en la red con la reducción de reactiva activada (Figura 4-16)

Para finalizar se muestran las corrientes de carga (Figura 4-19 y Figura 4-20), de línea (Figura 4-21 y Figura 4-22) y la corriente del filtro (Figura 4-23 y Figura 4-24) para la carga trifásica anterior, cuando se encuentra actuando el bloque de control introducido con un K_H de 0,38. En este caso se puede ver las corrientes de las tres fases así como la corriente del conductor neutro.

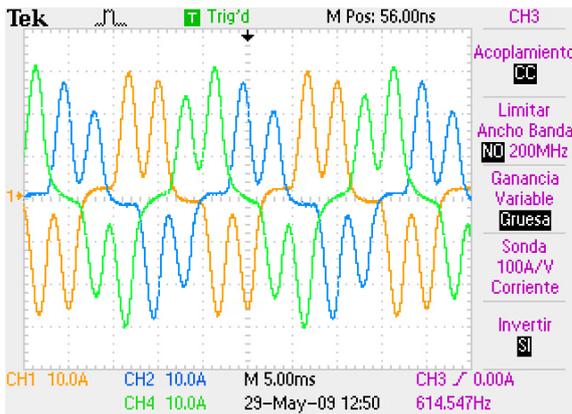


Figura 4-19 Corrientes de carga

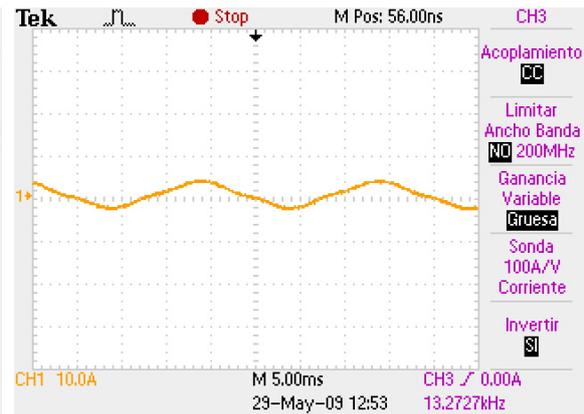


Figura 4-20 Corriente de carga por el conductor neutro

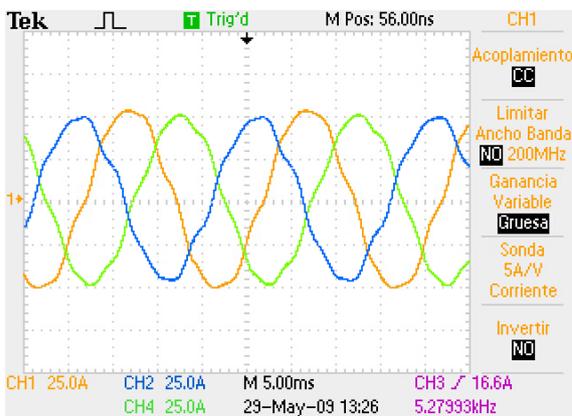


Figura 4-21 Corrientes de línea

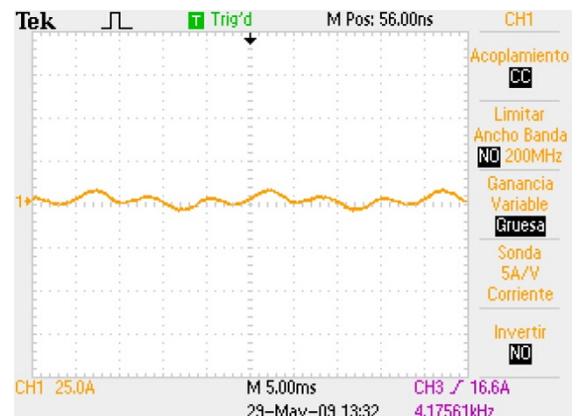


Figura 4-22 Corriente de línea por el conductor neutro

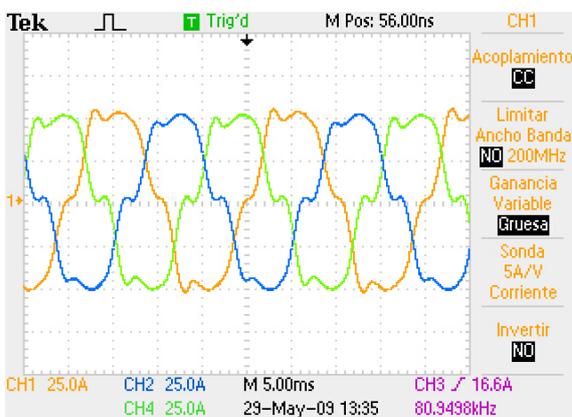


Figura 4-23 Corrientes del filtro



Figura 4-24 Corriente del filtro, conductor neutro

4.4. Conclusiones

Los Filtros Activos Híbridos de tipo paralelo conectados a la red a través de condensadores de acoplo, presentan un claro inconveniente de inyectar corriente capacitiva a la red, inherente a su topología. Este inconveniente es, en parte, evitable ya que para su correcto funcionamiento deben inyectar a la red una corriente reactiva

capacitiva suficiente para que el bus DC pueda forzar corriente en ambos sentidos en cualquier instante del ciclo. En este capítulo se propone una modificación del control, respecto al propuesto en el cap. 3, de forma que la corriente capacitiva inyectada por el filtro, en lugar de ser constante, se module en función de las necesidades de filtrado. Cuando los armónicos son de gran amplitud y/o la pendiente (di/dt) es elevada el filtro debe disponer de la máxima tensión del bus de DC en ambos sentidos, por lo que se debe inyectar la corriente capacitiva nominal. Sin embargo cuando los armónicos a filtrar son de poca amplitud es posible sacrificar parte de esta disponibilidad de tensión y se puede reducir la corriente capacitiva.

Esto es posible gracias a que la tensión del bus de continua del VSI es del mismo orden que tensión de pico de la red, y en situaciones de poca carga el filtro puede prescindir de parte de esta.

Esta reducción solamente se puede aplicar cuando las corrientes de carga son claramente inferiores a las nominales, que es cuando las corrientes capacitivas son más evidentes y pueden causar mayores problemas.

El algoritmo de control tiene en cuenta la amplitud de los armónicos de la corriente de carga así como la máxima pendiente de esta misma corriente; modificando dinámicamente la amplitud de la consigna de corriente reactiva del filtro.

Pese a que esta solución no elimina totalmente la corriente capacitiva, si permite reducirla significativamente (hasta un 66% en este caso concreto) cuando las corrientes de carga son reducidas sin reducir las características de filtrado.

4.5. Aportaciones

Se ha desarrollado un sistema de control que permite reducir la componente reactiva capacitiva inyectada por el FA cuando el nivel de carga y la amplitud de los armónicos son reducidos (respecto al valor nominal) Esta reducción se ha conseguido sin reducir las prestaciones del propio filtro. El sistema se adapta dinámicamente a las condiciones de carga, permitiendo inyectar la cantidad de corriente reactiva mínima necesaria para el correcto funcionamiento del filtro [Lamich et al 2009] [Lamich et al 2009] [Lamich et al 2009].

CAPITULO 5

Aplicación de los Filtros Activos: Modelado de cargas.

5.0 Introducción

La aplicación de los filtros de armónicos en instalaciones reales presenta ciertos problemas derivados del desconocimiento de ciertos parámetros de la red de alimentación y de las no idealidades en el comportamiento de la carga y del control del propio filtro.

Un primer problema es el comportamiento no lineal (NL) de las cargas que resulta en un fenómeno de amplificación de armónicos. El segundo problema resulta del desconocimiento de la red aguas arriba del punto de conexión del filtro y de las cargas conectadas aguas abajo de dicho punto. Además, las cargas de una red varían continuamente, por lo que resulta difícil poder deducir su impedancia o establecer un modelo de comportamiento. Este hecho puede complicar el dimensionado de los filtros (tanto pasivos como activos), altera de forma sustancial su correcto funcionamiento y hace pensar que deberían emplearse estrategias de control distintas de las utilizadas habitualmente en la actualidad. Así pues, al intentar modelar las cargas en estas condiciones se encuentra un comportamiento fuertemente no lineal.

En este capítulo se propone un modelo del conjunto red más cargas para dar respuesta a estos problemas de dimensionado y de control de los filtros. Pensamos básicamente en filtros activos, ya que son los únicos donde tenemos una cierta capacidad de control. En los filtros pasivos podemos únicamente optimizar el diseño, pero una vez diseñados no hay control posible y por tanto no se adaptan a los cambios de carga con amplios márgenes de variación. Los filtros pasivos sólo son adecuados para cargas muy constantes. Es por ello que en lo que sigue de capítulo nos referiremos casi exclusivamente a los filtros activos, aunque no se diga explícitamente.

Normalmente, el dimensionado y control de un Filtro Activo (FA) se basa en la premisa de que las cargas no lineales se comportan, por lo que a armónicos se refiere, como fuentes de corriente. Si esto fuese cierto, para cancelar los armónicos de corriente deberíamos inyectar a la red una corriente armónica exactamente igual a la generada por la carga y en contrafase con esta. Sin embargo, como el comportamiento es distinto del de una simple combinación de fuentes de corriente que representan a cada uno de los armónicos hace que al colocar el FA cambie completamente el comportamiento de la carga. En general, lo que ocurre en mayor o menor medida (dependiendo de lo "dura" que sea la red) es que al colocar el FA, la carga genera armónicos de corriente de mayor amplitud. Este fenómeno se conoce como "amplificación de armónicos".

Lo que ocurre es que cuando el FA intenta cancelar los armónicos de corriente, las cargas no lineales incrementen la generación de armónicos. Este hecho origina un fenómeno de realimentación positiva, de manera que, cuanto más corriente se filtra, mayor es la que se genera en la carga. Esto complica el dimensionado del FA y además en ciertos casos puede afectar al correcto funcionamiento del mismo y de la propia carga.

5.1 Variación de la corriente de carga al filtrar

Para estudiar el problema descrito anteriormente se ha planteado un esquema de red simplificado en donde se tienen en cuenta las impedancias propias de distintos tramos de la misma. En la Figura 5-1 se muestran los elementos básicos a tener en cuenta para modelar el comportamiento conjunto de filtro paralelo + carga.

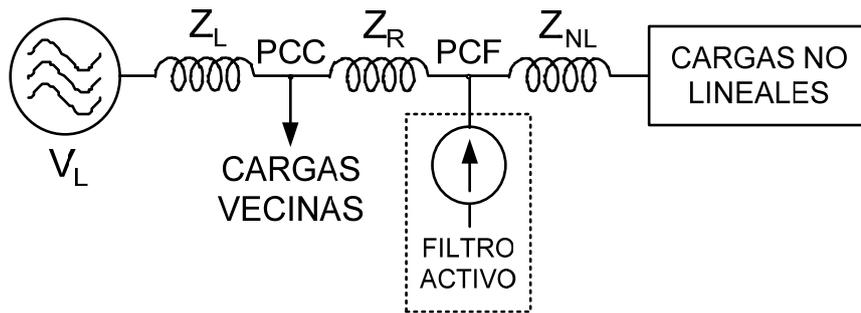


Figura 5-1 Esquema simplificado del punto de conexión del filtro activo

En la Figura 5-1 se ha incluido la impedancia de diversos tramos de la línea de alimentación. Z_L es la impedancia del sistema de alimentación hasta el punto de conexión común de los distintos abonados o usuarios. Z_R , es la impedancia entre el punto de conexión común (PCC) y el punto de conexión del FA y Z_{NL} es la impedancia entre el punto de conexión del FA (PCF) y las cargas no lineales, supuestas agrupadas en un punto.

Habitualmente, se suele considerar que las cargas no lineales actúan como fuentes de corriente, y que el contenido armónico de esta corriente no depende de elementos externos a la propia carga. Sin embargo, muchas de las cargas no lineales (por ejemplo los rectificadores controlados y no controlados) modifican su generación de armónicos en función de la distorsión de tensión a su entrada que se ve modificada por la colocación del FA.

Aun suponiendo que la tensión en origen V_L sea perfectamente senoidal, las impedancias que se encuentran aguas arriba del filtro (Z_L y Z_R) y entre el filtro y la carga o cargas (Z_{NL}), tienen un efecto muy importante en el comportamiento del sistema filtro activo + cargas no lineales, en tanto que modifican la tensión en el punto de alimentación de la carga.

5.2 Fenómeno de amplificación de armónicos

Un efecto característico de la incorporación de un filtro activo paralelo para neutralizar los armónicos de una carga, es el incremento considerable del consumo de ciertos armónicos por parte de la carga. A este proceso se le ha denominado “Fenómeno de amplificación de armónicos” [Sainz, Balcells 2012].

Por otro lado, cuando se introduce un FA en paralelo, se reducen las corrientes armónicas en la línea y como consecuencia se reducen los armónicos de tensión presentes en el PCF.

Como ya se ha comentado anteriormente es muy habitual modelar las cargas no lineales como fuentes de corriente constantes (5.1) o como mucho como fuentes dependientes de la componente fundamental de la tensión (5.2) :

$$I_h = f(K_1, K_2, \dots, K_m) \quad (5.1)$$

$$I_h = f(V_{PCC1}, K_1, K_2, \dots, K_m) \quad (5.2)$$

La amplitud de cada uno de los armónicos de corriente I_h en el primer caso será función de unos parámetros fijos K_i , distintos para cada carga no lineal. Mientras que en el segundo caso será función de unos K_i y de V_{PCC1} que es la tensión fundamental en el PCF. Este tipo de simplificación introduce errores al calcular la corriente armónica al no tener en cuenta los armónicos de tensión presentes en el PCF. En la realidad el comportamiento de este tipo de cargas es del tipo (5.3):

$$I_h = f(V_{PCC1}, V_{PCC2}, \dots, V_{PCCn}, K_1, K_2, \dots, K_m) \quad (5.3)$$

Donde los V_{PCCn} son los armónicos de la tensión presentes en el PCF. Al no considerar los armónicos de tensión en el PCF en las aproximaciones (5.1)(5.2) se subestiman las corrientes armónicas de la carga no lineal [Sainz, Balcells 2012]. La interacción entre estos armónicos de tensión y corriente es debida a la impedancia de red que comparten las cargas no lineales y el filtro y que provoca la distorsión de la tensión en el punto PCF. Si la impedancia de la red fuese despreciable la tensión en el PCF sería igual a la tensión de la línea V_L , que podemos considerar sinusoidal. La consecuencia más importante de esta interacción es el llamado "fenómeno de atenuación" [Sainz, Balcells 2012]; que se puede evaluar mediante el parámetro llamado "factor de atenuación". Este parámetro muestra la reducción de las corrientes armónicas por cada unidad de carga, a medida que se incrementa el número de cargas que comparten la impedancia de línea (Figura 5-2).

Como consecuencia de este fenómeno, las corrientes generadas por las cargas no lineales se incrementan a medida que el FA reduce la distorsión de corriente en el PCF. Este incremento es relativo a las corrientes armónicas generadas cuando no está conectado el filtro.

Llamamos a este fenómeno: "amplificación de armónicos" pero de hecho describe el mismo fenómeno que el de la atenuación descrito anteriormente; solo que aquí la distorsión armónica en la red se reduce en lugar de incrementarse.

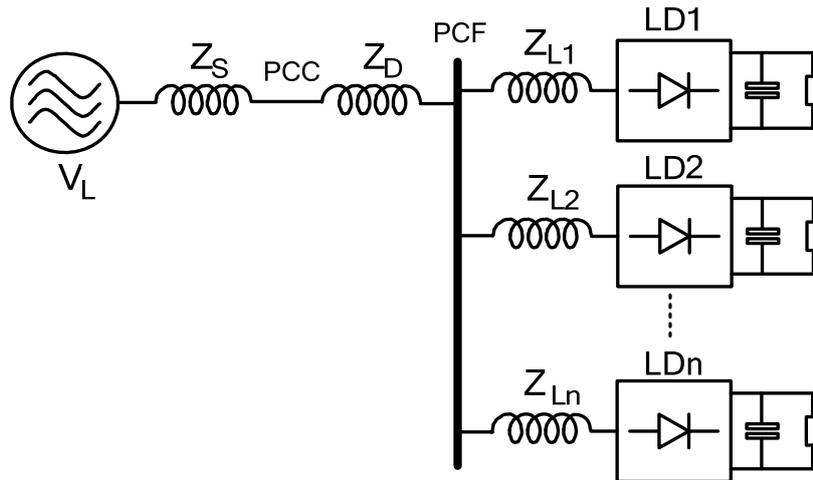


Figura 5-2 N cargas iguales que comparten la impedancia de línea

Cabe señalar que este efecto de amplificación no aparece normalmente en la literatura, ni cualitativa ni cuantitativamente, al analizar el comportamiento de los FA paralelo. Sin embargo es muy importante a la hora de dimensionar el FA necesario para cada aplicación.

Analizando el problema desde el punto de vista de la atenuación, se analizará la dependencia de la corriente armónica global en función del número de cargas que comparten una misma impedancia de red: Z_L y Z_R (Figura 5-2). Observándose que doblando la carga, los armónicos de corriente no se doblan sino que quedan amplificados por un factor inferior a dos y además distinto para cada armónico.

Para la cuantificación del fenómeno de atenuación/amplificación utilizaremos el factor de atenuación de la corriente del armónico h (5.4):

$$af_{h,N} = \frac{I_h^{(N)}}{N \cdot I_h^{(1)}} \quad \text{con } (h > 1) \quad (5.4)$$

donde $I_h^{(N)}$ es la magnitud de la corriente del armónico h inyectado por N cargas no lineales idénticas, conectadas en paralelo a la red y $I_h^{(1)}$ es la magnitud de la corriente del armónico h cuando solamente se conecta una de las cargas no lineales.

Obsérvese que el factor de atenuación puede variar entre 0 y 1, que este valor es distinto para cada armónico y que los valores más pequeños implican unos mayores niveles de atenuación.

Para cuantificar el fenómeno de atenuación se realizaron simulaciones del circuito de la Figura 5-2 con N cargas idénticas conectadas en paralelo compartiendo la misma

impedancia de cortocircuito. Las pruebas se realizaron con rectificadores monofásicos y trifásicos; con $N=1$ y $N=10$ y con dos impedancias de línea distintas correspondientes a unas relaciones de cortocircuito de la línea $R_{CC}=100$ y $R_{CC}=20$; definiendo esta relación de cortocircuito como el cociente de la corriente de cortocircuito de la línea y la corriente fundamental de una de las cargas no lineales (5.5):

$$R_{CC} = I_{CC} / I_{L1} \quad (5.5)$$

Las Figura 5-3 y Figura 5-5 presentan las formas de onda de las corrientes absorbidas por los distintos tipos de cargas y las tensiones en el PCF para los distintos cocientes R_{CC} y número de cargas N . Mientras que en las Figura 5-4 y Figura 5-6 se muestran los THD de la corriente y el factor de atenuación para cada armónico correspondientes a las formas de ondas anteriores.

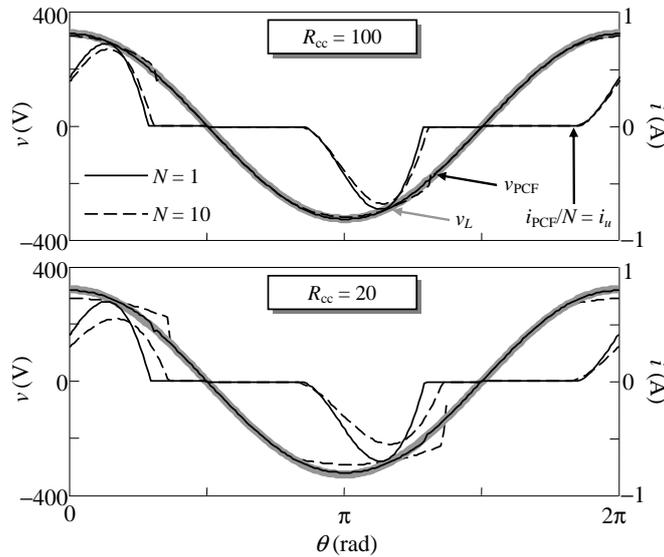


Figura 5-3 Formas de onda correspondientes a los rectificadores monofásicos

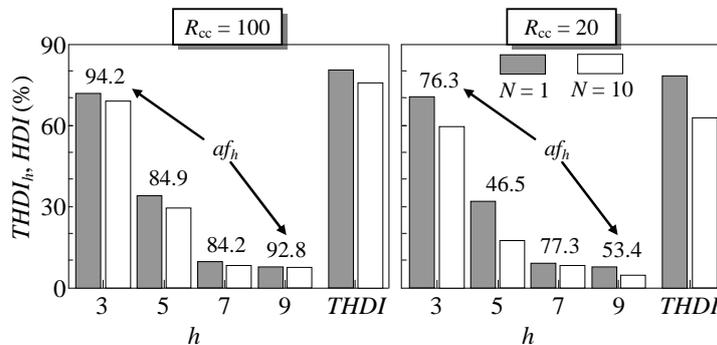


Figura 5-4 Fenómenos de atenuación correspondientes a los rectificadores monofásicos

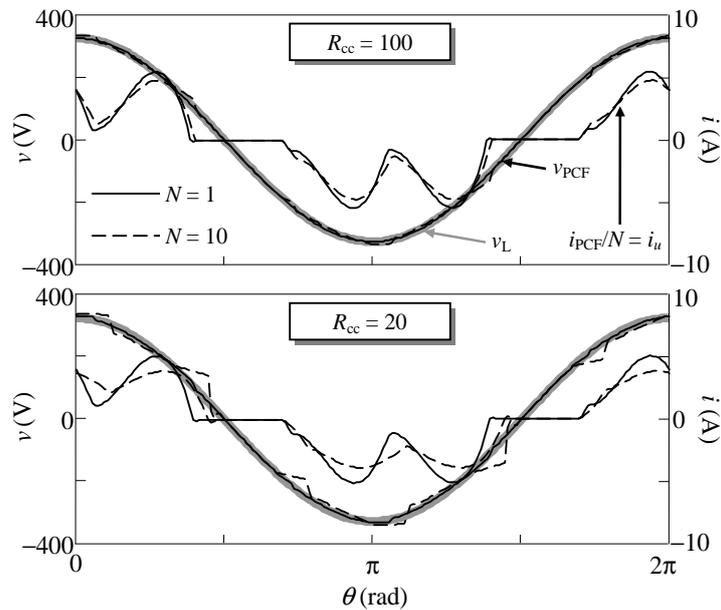


Figura 5-5 Formas de onda correspondientes a los rectificadores trifásicos

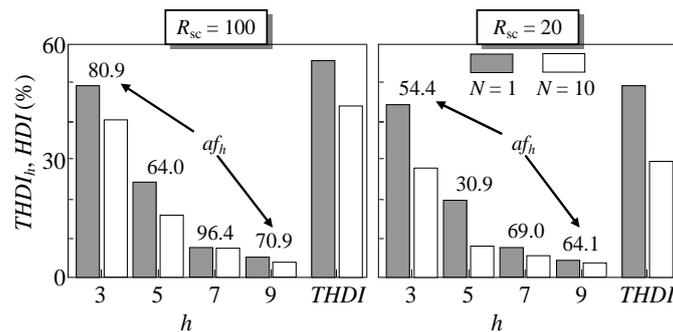


Figura 5-6 Fenómenos de atenuación correspondiente a los rectificadores trifásicos

La tensión de línea V_L se ha considerado sinusoidal pura y se ha incluido también como referencia. En las simulaciones se ha observado una reducción importante del factor de atenuación, cuando menor es el número de cargas. Así mismo se puede constatar que cuanto menor es la relación de cortocircuito R_{CC} , más bajos son los factores de atenuación ya que la tensión en el PCF tiende a contener más armónicos de tensión, lo que aplanan las corrientes por el rectificador y reduce los armónicos de corriente.

En conclusión se puede apreciar que los sistemas con mucha carga y valores bajos de R_{SC} (tanto si se debe a que presentan una impedancia de cortocircuito elevada o se han conectado muchas cargas no lineales) presentan una distorsión de tensión elevada en el PCF y en consecuencia un factor de atenuación reducido. Al contrario, los sistemas alimentados por una red "dura", casi no presentan distorsión de tensión

en el PCF y el factor de atenuación se aproxima a la unidad (casi no se aprecia el fenómeno de atenuación).

Si ahora se analiza el fenómeno desde el punto de vista de la "amplificación de armónicos" que como ya se ha dicho describe el mismo efecto que el de atenuación; se verá que es más adecuado para analizar lo que ocurre con los armónicos de corriente cuando se conecta un FA paralelo (Figura 5-7). Estos filtros actúan como una fuente de corriente en el PCF que han de cancelar los armónicos de corriente presentes en este punto.

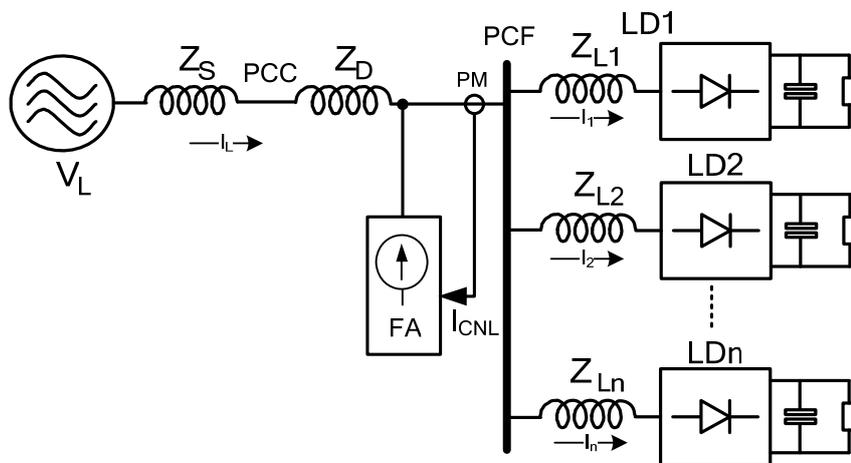


Figura 5-7 Conexión de un FA a N cargas iguales que comparten la impedancia de línea

La consecuencia inmediata de la cancelación de los armónicos de corriente es la reducción de la distorsión de tensión en el PCF y por tanto, debido a la interacción entre la tensión y la corriente armónica, aparece un aumento de la corriente armónica inyectada por las cargas no lineales. Como la señal de control del FA se obtiene de la corriente de las cargas no lineales medida en el PCF, un incremento en esta corriente implica un incremento en la corriente inyectada por el filtro; provocando una realimentación positiva cuyo límite debería ser la cancelación total de los armónicos de tensión en el PCF. Aunque pueda parecer que ésta última situación sea deseable, una cancelación total de los armónicos de tensión en el PCF no es aconsejable, porque provoca un gran aumento de los armónicos de corriente inyectados por las cargas no lineales y puede generar una situación de sobrecarga, que cause daños a otras cargas sensibles.

Para cuantificar este fenómeno se han realizado simulaciones del sistema de la Figura 5-7 para rectificadores monofásicos y trifásicos. Concretamente se han realizado simulaciones conectando diez ($N=10$) rectificadores a unas redes con $R_{CC}=10$ y $R_{CC}=20$, y probando los casos con y sin FA.

En la Figura 5-8 y Figura 5-10 se pueden comprobar las corrientes consumidas por las cargas monofásicas y trifásicas respectivamente, así como las tensiones en el PCF cuando el FA está desconectado y conectado. Se debe destacar que la tensión V_L es sinusoidal pura y se ha añadido como referencia.

En la Figura 5-9 y Figura 5-11 se muestra la distorsión armónica de la corriente para los rectificadores monofásicos y trifásicos, con el FA desconectado y conectado. En ambas pruebas se aprecia un incremento de las corrientes armónicas cuando se conecta el FA. Este incremento impide la cancelación total de los armónicos en la red (i_L). A partir de los resultados obtenidos se puede comprobar que con relaciones de cortocircuito bajas (R_{CC}) se produce un mayor incremento de los armónicos de corriente, tanto por las cargas (i_{PCF}) como por la red (i_L).

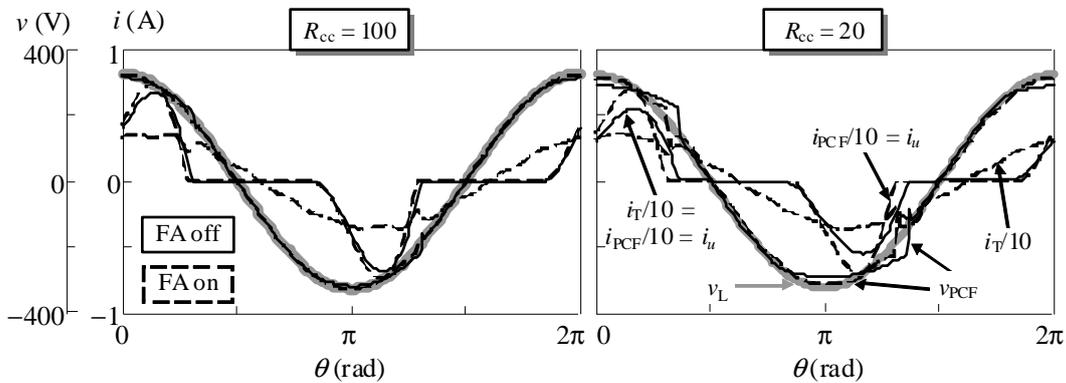


Figura 5-8 Formas de onda correspondientes a los rectificadores monofásicos con y sin FA

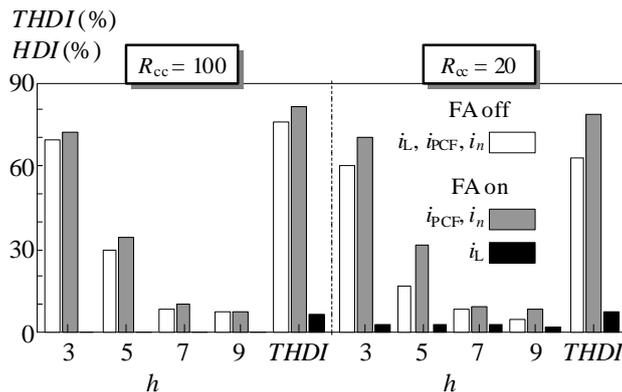


Figura 5-9 Contenido armónico de las corrientes correspondientes a los rectificadores monofásicos con y sin FA

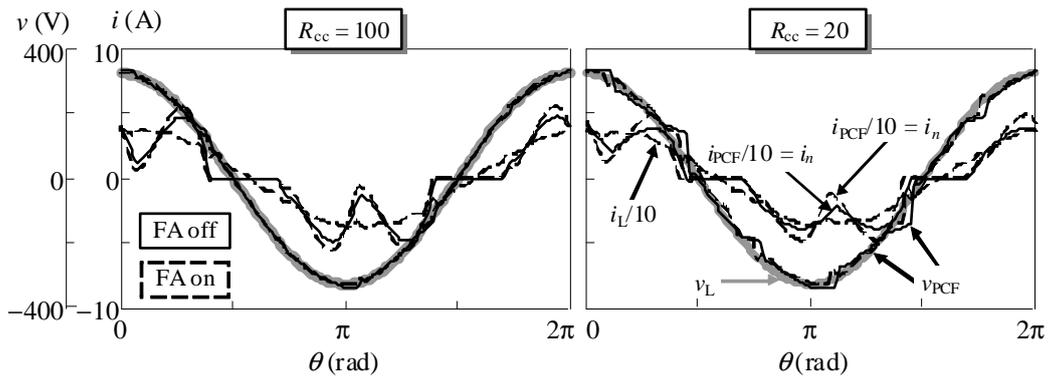


Figura 5-10 Formas de onda correspondientes a los rectificadores trifásicos con y sin FA

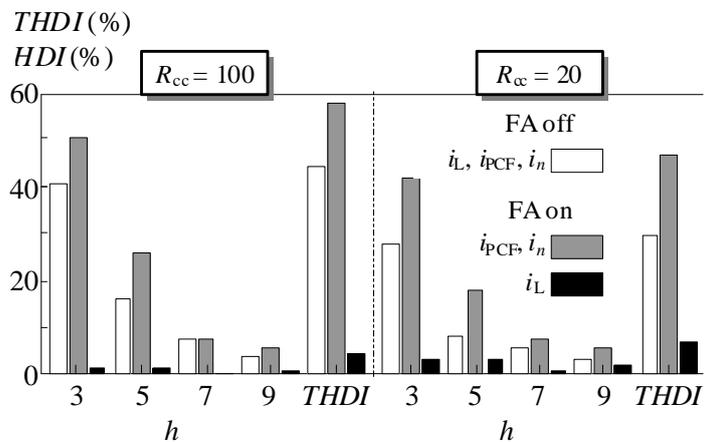


Figura 5-11 Contenido armónico de las corrientes correspondientes a los rectificadores trifásicos con y sin FA

La conclusión es que para sistemas con mucha carga y con bajos R_{CC} presentan los mayores valores de distorsión en la tensión del PCF y en consecuencia el fenómeno de amplificación de armónicos es más pronunciado. Lo que significa que las redes "blandas" (bajos R_{CC}) presentan más "amplificación de armónicos" que las redes "duras" (alto R_{CC}), que casi no muestran un incremento de los armónicos de corriente cuando se conecta un FA.

Para la instalación de un filtro activo paralelo, una de las primeras consideraciones prácticas a tener en cuenta es la corriente nominal y la combinación de armónicos (no todos se amplifican por igual) que deberá suministrar este filtro. Podría parecer, que para dimensionar el filtro, sería suficiente obtener una serie bastante amplia de medidas de los armónicos de corriente presentes en el punto donde se va a instalar este filtro y dimensionar lo para el caso más desfavorable. Sin embargo este proceso no tendría en cuenta el fenómeno de la amplificación de armónicos comentado anteriormente.

Por otro lado, este fenómeno de amplificación, en muchas ocasiones, puede ser tan importante, que para un armónico concreto, la carga no lineal, sea capaz de consumir tanta corriente como le pueda suministrar el filtro activo. Otra forma de exponerlo sería que la carga no lineal presenta una impedancia muy baja, incluso negativa, para algún armónico en concreto. En ocasiones se habla de este fenómeno como de un caso de resonancia.

Teniendo en cuenta el problema de dimensionado del filtro y el problema llamado de resonancia, a continuación, se presenta un método para predecir el comportamiento del sistema filtro más cargas no lineales a partir de medidas tomadas con anterioridad a la instalación del propio filtro. Las medidas realizadas con anterioridad a la instalación del filtro activo consistirán en las amplitudes y fases de los distintos armónicos de tensión y corriente en el punto de conexión del filtro (PCF) para distintas condiciones de carga de la instalación.

En algunas ocasiones [Rudion et al 2009] se ha intentado obtener modelos de las cargas no lineales más cercanos al comportamiento real de estas, sin embargo los modelos propuestos, en general, solamente son válidos en casos concretos.

5.3 Modelado de las cargas no lineales

El tipo de cargas no lineales conectadas a la red es muy diverso, pero a la hora de modelarlas, se podrían clasificar en dos tipos principales:

- Las que tienen un comportamiento cercano a las fuentes de corriente ideales, es decir aquellas que tienen una gran componente inductiva como por ejemplo sistemas de regulación de velocidad de motores de CC.
- Las que presentan un comportamiento más próximo a una fuente de tensión, como son todos los circuitos rectificadores con un bus de tensión continua estabilizado mediante condensadores.

Las cargas del primer tipo no modifican de forma significativa la generación de armónicos cuando se añade un filtro activo paralelo, sin embargo en las del segundo tipo la generación de armónicos es muy variable y depende mucho de las características de la línea a las que la carga esté conectada. Si la impedancia total de la línea es baja la carga generará mayor cantidad de armónicos de corriente.

Por otro lado, para una potencia fija, el contenido armónico generado también dependerá del tamaño de los condensadores del bus de continua del rectificador. A mayor capacidad, mayor contenido armónico.

Como los problemas de dimensionado del filtro activo y el fenómeno de amplificación de armónicos se presentan normalmente con las cargas del segundo tipo, el modelado se ha enfocado a este tipo de cargas.

El modelo debe permitir predecir el comportamiento de las cargas cuando se introduzca el filtro activo para las diversas condiciones de funcionamiento de éstas.

En un primer intento para encontrar un modelo se plantearon dos alternativas de carga, con distinto comportamiento al variar el factor de carga de la instalación.

En la primera alternativa, la carga global estará formada por un número finito de cargas similares conectadas en paralelo (Figura 5-12) que podrán estar encendidas o no. El factor de carga de la instalación dependerá del número de cargas encendidas en cada instante. Un ejemplo de este tipo podría ser un edificio de oficinas con un número elevado de ordenadores personales o una planta de fabricación donde se disponga de muchas máquinas del mismo tipo. En este caso la relación entre el factor de carga y la capacitancia total de los condensadores conectados es casi una constante.

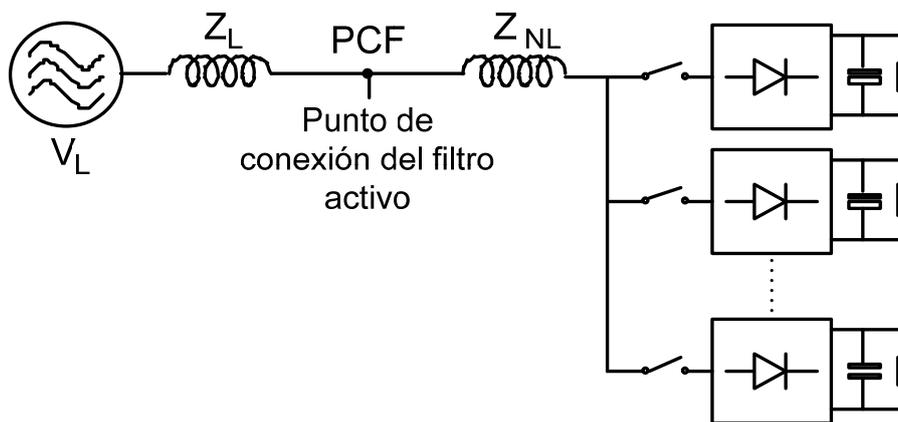


Figura 5-12 Conexión de cargas similares en paralelo

En la segunda alternativa (Figura 5-13) se trata de un número reducido de rectificadores donde la variación del factor de carga se produce al variar el consumo del circuito en el lado de continua. En este segundo caso la capacidad conectada se mantiene constante al variar el factor de carga.

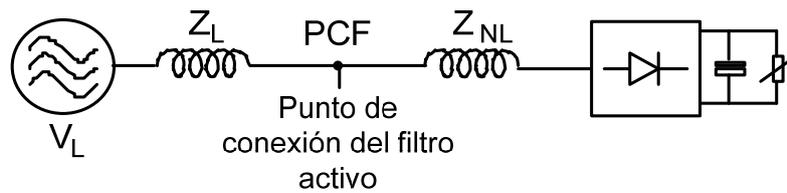


Figura 5-13 Carga variable en el bus de corriente continua

En ambos tipos de cargas parece que se produce un decremento de la distorsión armónica de la corriente por unidad de potencia a medida que se incrementa la potencia consumida por las cargas no lineales. Para verificar esta hipótesis, se realizaron simulaciones utilizando la "SimPower Systems Toolbox" (SPST) de Matlab, fijando unas características de la línea de alimentación y variando la carga. En el primer caso modificando el número de cargas conectadas y en el segundo modificando la carga del bus de continua. Tomando cada armónico por separado se pretendía representar la amplitud de estos en función del factor de carga, previendo que la amplitud de cada uno de ellos se iría incrementando, pero con un incremento menor a medida que se incrementaba la potencia de las cargas no lineales, de forma previsible tendiendo a un máximo asintótico (Figura 5-14). De esta forma se pretendía modelar la instalación aguas abajo del PCF conociendo unos cuantos puntos de esta curva para cada armónico concreto.

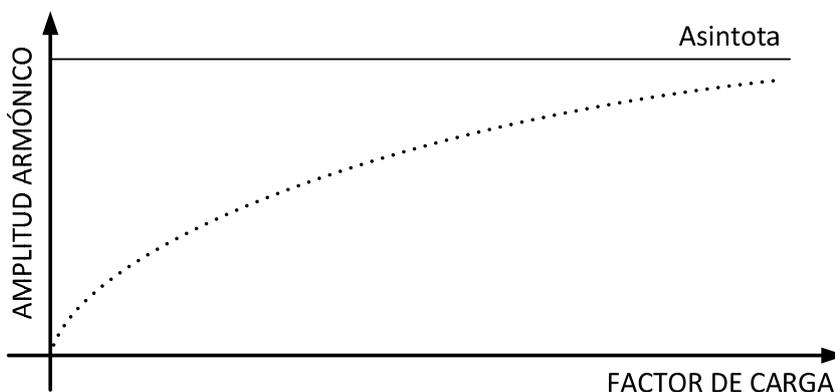


Figura 5-14 Aumento esperado de la amplitud de un armónico en función del factor de carga

Sin embargo a pesar de haber utilizado un modelo relativamente simple para realizar las simulaciones en el SPST de Matlab, las representaciones obtenidas para los distintos armónicos presentaban zonas donde disminuían al aumentar la carga (Figura 5-15). Estos descensos se interpretaron como efectos de resonancias en el sistema línea y cargas no lineales.

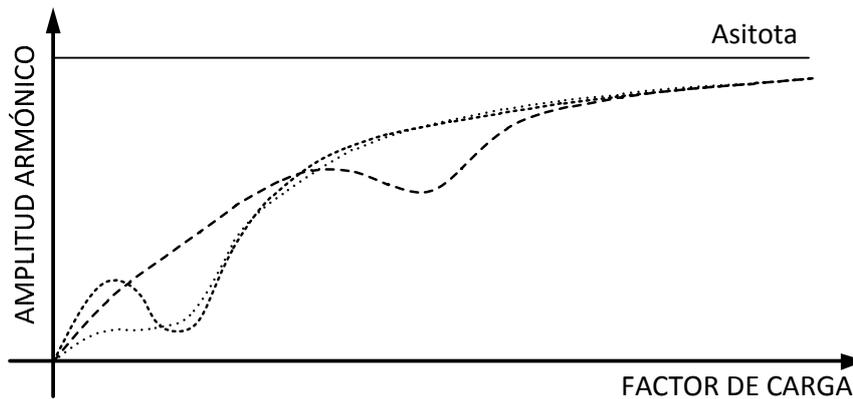


Figura 5-15 Aumento de la amplitud de los armónicos observado en las simulaciones con PST

Debido a que no se podía encontrar un modelo sencillo que relacionase la amplitud de los armónicos de corriente en función del número de cargas iguales conectadas (o a un factor de carga) pese a la suposición que la red donde se encontraban conectadas era invariable se pensó en la utilización de Redes Neuronales (RN). El objetivo es intentar obtener un modelo a partir de medidas obtenidas en el punto donde se pretende conectar el filtro (PCF) utilizando RN.

En el próximo apartado se describirá el modelo de RN finalmente adoptado y el proceso que ha conducido a la selección de la RN que finalmente cubre el objetivo buscado.

5.4 Aplicación de las redes neuronales

Para la obtención de modelos de sistemas no lineales, una de las principales alternativas aplicadas en los últimos años es la utilización de redes neuronales (RN) [Mevawalla et al 2011], [Mazumdar y Harley, 2008], [Jianjun Xu et al 2007]. El proceso consiste en la utilización de datos experimentales medidos en las entradas y salidas de un sistema, para el entrenamiento de una red de neuronas. Una vez finalizado el proceso de entrenamiento la red permite simular el comportamiento del sistema original.

Existen diversos tipos de neuronas, formas de conexión, de entrenamiento, etc. Con lo que el número de posibles alternativas aplicables al problema es muy elevado [Hunter et al 2012].

A partir del método propuesto por [Mazumdar y Harley, 2008] para la simulación del comportamiento de una carga no lineal se pretendía desarrollar una red neuronal que simulase además el comportamiento de esta carga cuando se producen variaciones

del factor de carga. La red neuronal utilizada por Mazumdar y Harley, se conoce como red neuronal dinámica y su objetivo es el de reconocer patrones espaciales y/o temporales. En este caso se utiliza en régimen temporal, para que una vez entrenada sea capaz de comportarse como una impedancia no lineal en simulaciones de tipo temporal. La entrada de la red será la tensión aplicada a la carga no lineal y en su salida nos presentara la corriente consumida por dicha carga. El tipo concreto de red dinámica presentado en la referencia [Mazumdar y Harley, 2008] era una red recurrente (RNN Recurrent Neural Network) del tipo Elman. Esta estructura es una red realimentada como la mostrada en la Figura 5-16. En la Figura 5-17 se muestra el diagrama de la RNN de tipo Elman de forma matricial en vez de elemento a elemento (Figura 5-16).

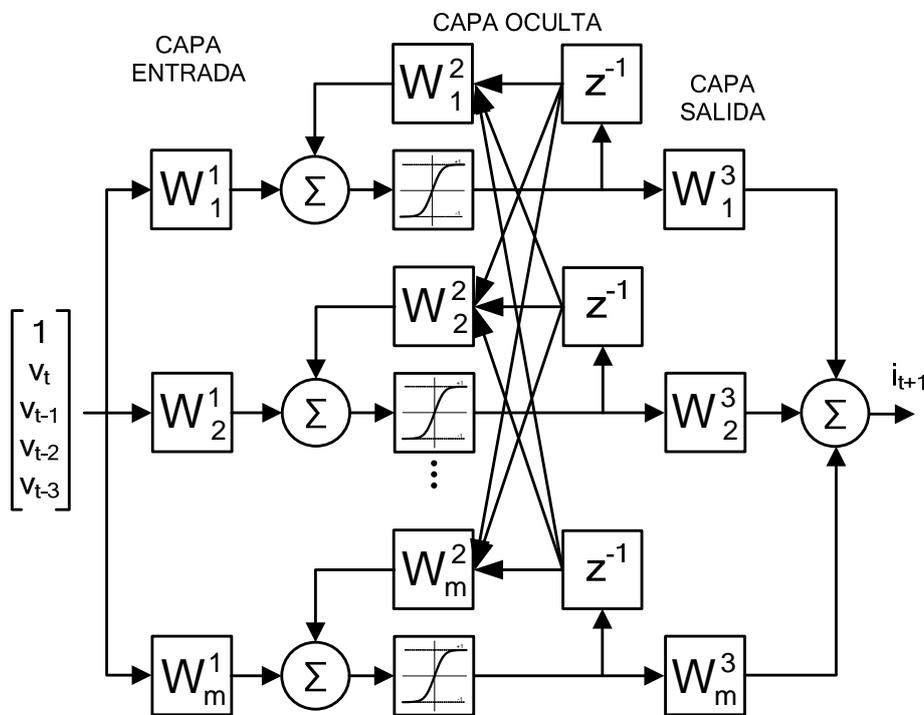


Figura 5-16 Diagrama de bloques de una RN recurrente de tipo Elman

En el instante "t" la entrada de la red neuronal consiste en la tensión muestreada v_t y las tensiones de las tres muestras anteriores (v_{t-1} , v_{t-2} , y v_{t-3}). En el instante $t+1$ a la salida de la red obtenemos la corriente i_{t+1} . El entrenamiento de la red se realiza utilizando secuencias de tensiones de entrada (v_0, \dots, v_n) y corrientes de salida (i_1, \dots, i_{n+1}) obtenidas de la carga a modelar. Al tratarse de una red realimentada el proceso de entrenamiento utilizado en la referencia está basado en desplegar la realimentación; transformándola en una red "Fed Forward" (FF) clásica y aplicando el entrenamiento del tipo "Back-propagation". Para tener en cuenta el efecto de la realimentación se añaden capas intermedias en un proceso denominado

entrenamiento de tipo "Back-propagation Trough Time" (BTT). En la Figura 5-17 se presenta la misma red de la Figura 5-16, compactada, de forma que los vectores W^l_j se unen en las matrices W^l .

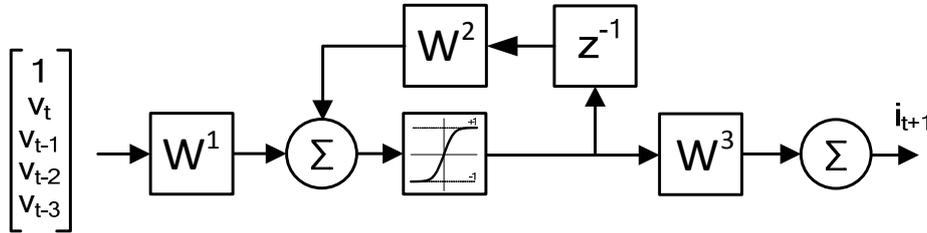


Figura 5-17 Diagrama matricial de Red Neuronal Recurrente de tipo Elman

El entrenamiento BTT se basa en eliminar las realimentaciones y retardos de la RN del tipo Elman (Figura 5-17), transformándola en una RN del tipo "fed forward". Las señales que entraban en la capa W^2 ahora procederán de unas capas adicional W^1 con entradas de tensión en el instante anterior (Figura 5-18). Repitiéndose este proceso en un número finito de pasos.

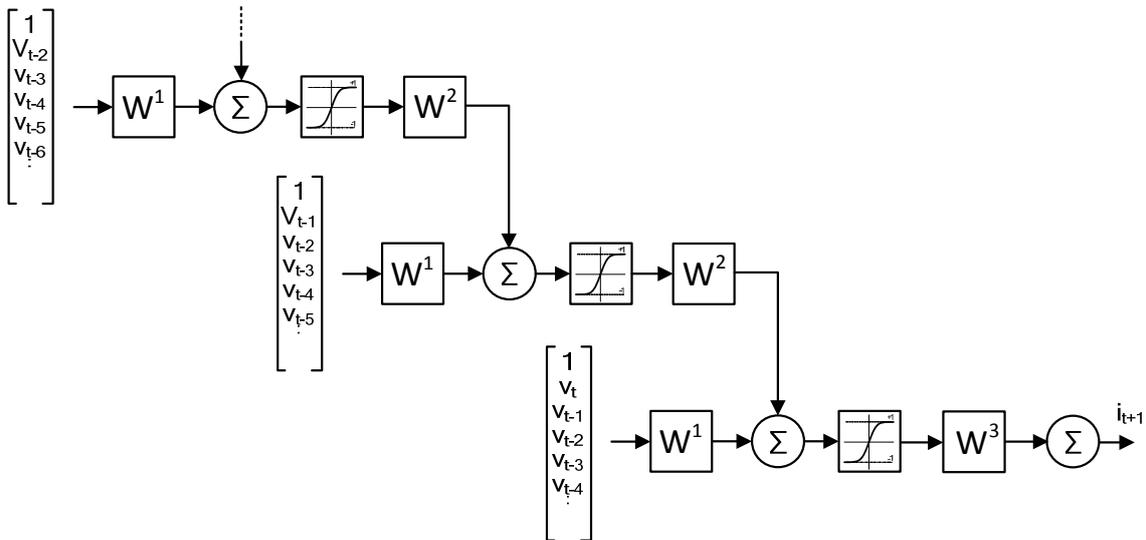


Figura 5-18 Diagrama simplificado RN "Fed Forward" obtenida al desplegar la RN de tipo Elman de la Figura 5-17

En cada una de las iteraciones del proceso de entrenamiento se deben promediar las matrices de los pesos $[W^1]$ y $[W^2]$ ya que finalmente al recomponer la RN tipo Elman estas matrices han de ser una sola.

Para determinar el número de veces que se debe desplegar la red de la Figura 5-21, así como el número de muestras (v_{t-n}) a emplear, se puede aplicar, entre otros, el criterio basado en la comparación de la entropía de la señal de corriente y la entropía

obtenida de la RN una vez entrenada, que se describe en la referencia [Martins et al 2007].

En esta tesis se ha utilizado $n=3$, tanto en el número de muestras como en el número de veces que se ha desdoblado la realimentación atendiendo a los casos propuestos en la referencia [Mazumdar y Harley, 2008].

La red presentada en la referencia [Mazumdar y Harley, 2008] modela una carga constante, mientras que en este trabajo, se pretende modelar un conjunto de n cargas iguales, donde n es variable (alternativa 1) o una carga única donde lo que varía es el consumo en el bus de CC (alternativa 2). Para permitir modelar las distintas situaciones, se ha introducido una entrada adicional en la RN, correspondiente al factor de carga (FC) de la instalación (Figura 5-19). Esta variable se mide en el PCF al igual que las tensiones y corrientes, e indicará a la RN la potencia consumida por la carga a modelar en cada instante. Para simplificar el modelo y facilitar el proceso de entrenamiento se ha impuesto que este FC sea constante, e igual a la potencia media, a lo largo de un periodo de red.

En la Figura 5-19 se muestra la RNN de tipo Elman con una variable de entrada nueva, el FC. La red no realimentada resultante para el entrenamiento BTT se presenta esquemáticamente en la Figura 5-20, desplegando la realimentación hasta el instante $t-3$.

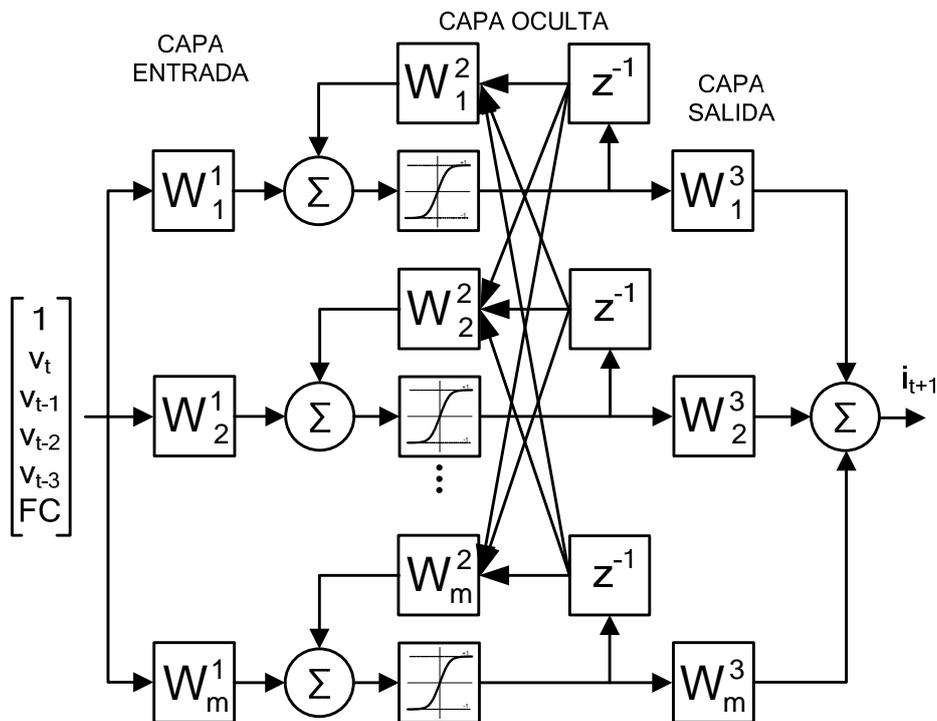


Figura 5-19 Red neuronal recurrente de tipo Elman utilizada para modelar las cargas no lineales

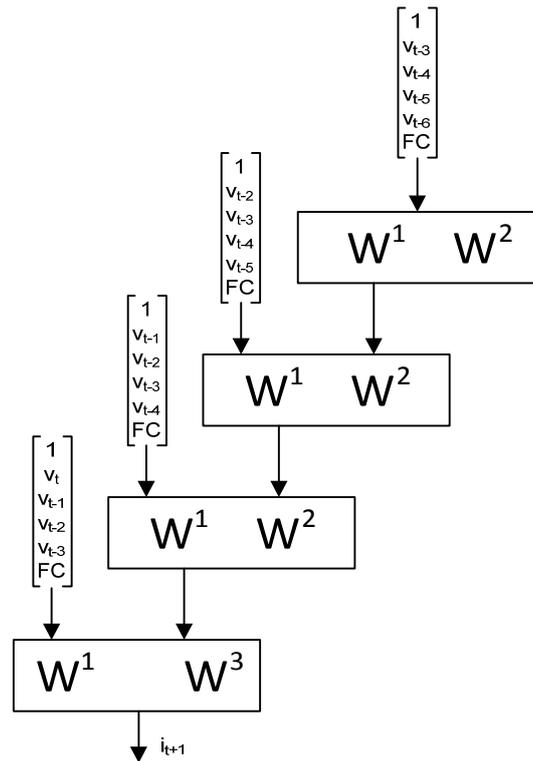


Figura 5-20 Estructura desplegada para el entrenamiento de la RN con BTT

Pese a que este tipo de red, vistos los resultados obtenidos en la referencia, parecía muy prometedora, al aplicarla al problema que se intenta resolver su implementación práctica ha presentado diversos inconvenientes:

- Al tratarse de una red realimentada, pese a utilizar las herramientas específicas de la Toolbox de Matlab, el entrenamiento es muy complejo y lento.
- Como se debe entrenar con series temporales, el tamaño de los datos a utilizar es muy grande.
- Este tipo de redes se utiliza habitualmente para predecir el comportamiento futuro de una serie temporal a partir de datos anteriores (como por ejemplo la predicción de la variación futura de un índice bursátil o del consumo eléctrico [Xinxing Pan et al 2013]) y su aplicación es más sencilla cuando el objetivo es prolongar una serie de datos conocida (problema de inicialización).
- El resultado del entrenamiento es muy dependiente del tipo de realimentación elegido, número de neuronas y datos concretos de los que se dispone. Por tanto es necesario realizar muchos procesos de prueba y verificación para ajustar su convergencia, obteniéndose resultados dispares.

- Finalmente, el inconveniente más importante, que ha llevado a desestimar su utilización, es que además de todo lo anterior, el resultado es muy dependiente del orden en que se presentan los datos de entrenamiento. En una única secuencia temporal se deben juntar los distintos periodos previstos para el entrenamiento. Se ha comprobado, que variando el orden en que se encadenan estos periodos, un mismo caso de prueba, genera redes entrenadas con resultados muy dispares. Incluso, repitiendo secuencias temporales de datos (varios periodos muestreados de las señales de entrada y salida) los resultados siguen sin presentar una tendencia clara.

En un intento por escoger la RN más adecuada, se analizó que tipo de información sería la necesaria para el problema estudiado. En primer lugar no es necesario conseguir un modelo temporal, ya que no se va a utilizar el modelo en simulaciones de este tipo. Tampoco es necesario disponer de un modelo frecuencial continuo ya que los armónicos que se pretende analizar son siempre múltiplos enteros de la fundamental. Finalmente el número de armónicos que es necesario tener en cuenta es reducido; en el caso más extremo hablaríamos de 50. Habitualmente su número estará como máximo entre 10 y 20 ya que normalmente no tendremos armónicos pares (como pueden aparecer con rectificadores de media onda ..), ni múltiplos de 3 (en sistemas trifásicos sin neutro) o sencillamente el FA puede no estar preparado para compensar los armónicos por encima del 20.

La idea es utilizar una red estática que utilice como entradas las amplitudes y/o fases de los armónicos de tensión (incluido el fundamental) y el factor de carga; y a la salida presente la amplitud y/o fase de los armónicos de corriente (Figura 5-21). De esta forma es posible utilizar un tipo de RN más simple y sobre todo mucho más rápida de entrenar utilizando la información medida y procesada.

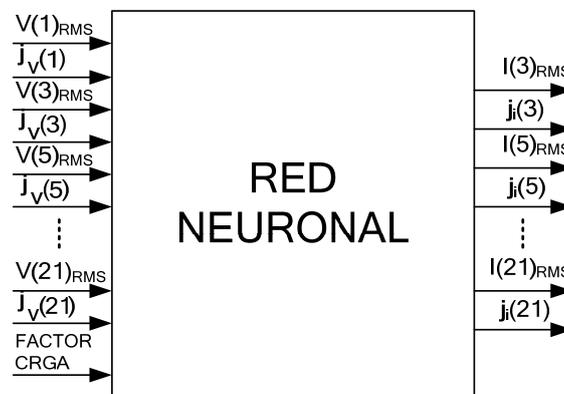


Figura 5-21 RN estática para modelar las cargas no lineales en régimen frecuencial

Una vez planteado que el modelo de RN sería estático y de régimen frecuencial, se planteó la utilización de una sola RN que funcionase con las amplitudes y las fases de la tensión, a la entrada, y las amplitudes y fases de la corriente, a la salida. Esta RN utilizaría neuronas del tipo "tansig" en la capa de entrada y las capas ocultas [Choudhary et al 2010]. Sin embargo, después de diversas pruebas, no se conseguían resultados totalmente aceptables. Se obtenían modelos muy cercanos al sistema original, pero solamente en la fase o en la amplitud. A pesar que parecería que para obtener un modelo lo más próximo al original, la red neuronal debería disponer de la mayor cantidad de información disponible (amplitudes y fases de los armónicos), se observó que si solamente se pretendía obtener un modelo de las fases o de las amplitudes la RN resultante era mucho más precisa. Por tanto, se decidió utilizar dos redes independientes: una para amplitudes y otra para fases. Al analizar los resultados se dedujo la influencia que el escalado distinto de las amplitudes y las fases tenía sobre éstos. El tipo de neuronas empleadas es muy sensible a la forma en que se normalizan los datos.

Al utilizar dos redes neuronales, una para obtener amplitudes y la otra para las fases se ha conseguido mejorar ostensiblemente las predicciones una vez entrenadas las redes.

La normalización de los datos consiste en escalar todas las entradas y salidas de la RN para que se encuentren entre -1 y 1. Durante el proceso de entrenamiento también se van rescalando los datos internos de la RN para mantener todos ellos entre -1 y 1. Esta normalización es necesaria porque se están utilizando neuronas del tipo "tansig", cuya función de salida solamente puede tomar valores entre -1 y 1. Si se utilizan los algoritmos de entrenamiento de la "Toolbox" de "Neural Networks" de Matlab, esta normalización se produce de forma automática. Este hecho que inicialmente parecería una ayuda, sin embargo, genera una falta de control sobre cómo se normalizan los datos.

Las funciones de entrenamiento prevén una normalización de toda la matriz de datos de entrada con un único factor de escalado, o una normalización de la matriz por filas. Los datos preparados para el entrenamiento están distribuidos en una única matriz en la que una fila corresponde a un caso particular de carga (lo que en la jerga de las RN se denomina "epoch"), mientras que una columna concreta contiene los distintos valores de amplitud de un armónico.

La utilización de un escalado único para toda la matriz, o de una normalización por filas, provoca unas grandes diferencias en la magnitud de algunas de las variables. Por ejemplo, si la tensión fundamental de la red toma como valor máximo 231V y es la variable de entrada de mayor valor (caso más frecuente); todas las variables de entrada del entrenamiento serán escaladas por un factor $1/231$. Esto trae como consecuencia que otras variables con un rango muy inferior presenten un rango dinámico muy pequeño y el proceso de entrenamiento las tenga menos en cuenta. Se debe tener presente que el proceso de entrenamiento intenta reducir el error cuadrático medio a la salida de cada neurona, por tanto aquellas variables con un margen dinámico pequeño presentarán un mayor error en valor relativo.

Para evitar este problema se ha tenido que modificar el proceso de entrenamiento y por lo tanto los algoritmos de la Toolbox de Matlab y efectuar un proceso de normalización en que el escalado sea independiente para cada columna. Se entiende que cada columna de la matriz de entrenamiento contiene los distintos valores de una misma variable, para cada uno de los casos de entrenamiento ("epoch"). De esta forma cada una de las distintas variables tendrá un margen dinámico entre -1 y 1 y será la RN la que a través del proceso de entrenamiento asignará mayor o menor peso a cada variable en la función de salida.

Una vez modificado el proceso de normalización se comprobó que la red neuronal convergía más rápidamente y que las discrepancias entre el modelo y los datos experimentales se repartían de una forma más uniforme entre todas las variables de salida.

Cabe mencionar que una vez se llegó a la conclusión (en cierto modo sorprendente) que era mejor utilizar dos RN independientes (amplitudes y fases), se planteó la posibilidad de utilizar varias redes neuronales más sencillas, una para cada armónico de corriente (Figura 5-22). De esta forma cada una de ellas, tan solo tendría una salida (la amplitud o la fase de un armónico de corriente) mientras que las entradas seguirían siendo la totalidad de las amplitudes de los armónicos de tensión o la totalidad de las fases. El resultado obtenido utilizando estas RN separadas fue claramente peor que la utilización de dos redes.

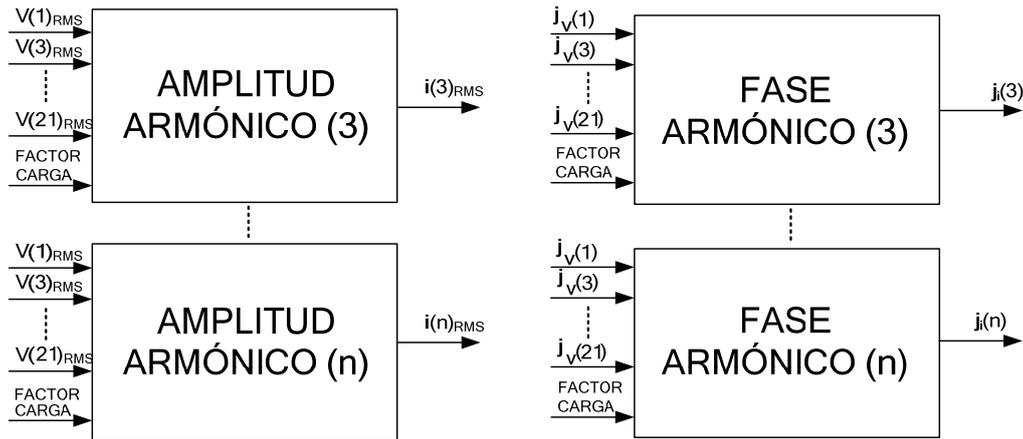


Figura 5-22 Redes neuronales independientes para cada armónico de corriente

Por tanto el modelo elegido se presenta en la Figura 5-23 donde las variables de entrada de la primera RN son los valores eficaces de los armónicos de tensión y el factor de carga, mientras que en la segunda las entradas consisten en las fases de los armónicos de tensión y el factor de carga. Las salidas de la primera red presentan la amplitud de los armónicos de corriente y las de la segunda las fases de dichos armónicos (Figura 5-23).

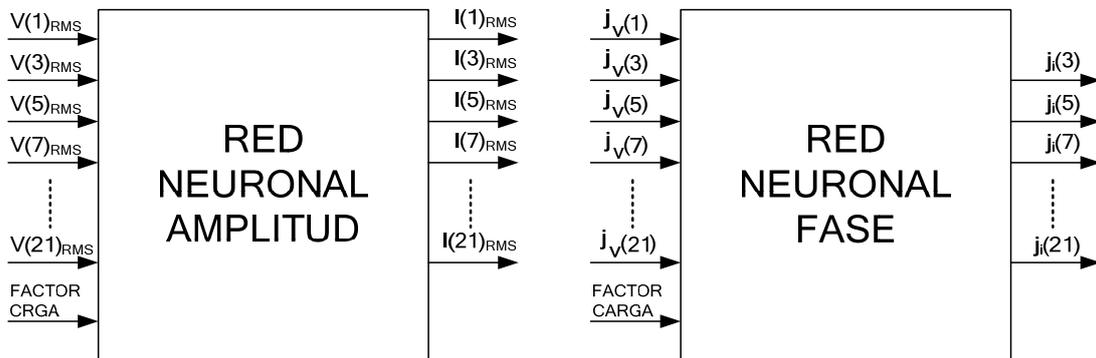


Figura 5-23 Entradas y salidas de las redes neuronales que modelan las cargas no lineales

Las neuronas utilizadas en las dos redes neuronales son del tipo "tansig". Este tipo de neuronas presenta una respuesta claramente no lineal y es uno de los tipos más adecuados para el modelado de sistemas no lineales.

No existe una regla fija para determinar el número de capas y de neuronas por capa en la RN, sin embargo teniendo en cuenta la bibliografía consultada, se han adoptado una serie de premisas para acotar este número en cada caso:

- El número de neuronas y de capas ha de ser el mínimo necesario para "resolver" el problema. Si se añaden más neuronas se mejora la predicción de

los vectores de entrenamiento pero empeora el de los vectores de fuera del entrenamiento (vectores de prueba o de predicción).

- El número de vectores de entrenamiento ha de ser superior al número de neuronas de la RN. Cuanto mayor sea la relación, número de vectores de prueba respecto al número de neuronas totales, mejor será el resultado.
- El número de neuronas de la capa de entrada ha de ser del mismo orden que el número de variables de entrada.
- El número de neuronas de la capa de salida ha de ser igual al de variables de salida.

En consecuencia, el número de neuronas y de capas dependerá del conjunto de datos disponibles para cada caso particular de entrenamiento. Cuando estos datos provengan de simulaciones será posible generar tantos datos como se crea necesario y estos tendrán una resolución numérica de más de 10 cifras significativas. En cambio en los casos reales la resolución de los datos se verá limitada por la resolución de los convertidores utilizados habitualmente en los equipos de medida. Esta resolución es habitualmente de 12 bits (3 cifras significativas en el mejor de los casos) como máximo.

La mayor parte de las pruebas se han realizado con datos obtenidos de las simulaciones de circuitos, con lo que se ha podido comprobar la viabilidad de modelar las cargas no lineales mediante RN si se dispone de suficiente información.

Una vez comprobada la viabilidad del método (vistos los resultados de simulación presentados en el siguiente apartado) se ha estudiado lo que sucede cuando la resolución de los datos es inferior.

La estructura interna de la RN estática finalmente empleada, se presenta en la Figura 5-24. La RN correspondiente a las amplitudes y a las fases de los armónicos tienen idéntica estructura. En la Figura 5-24, solo se ha incluido una capa oculta, pero en caso de disponer de gran cantidad de datos, medidos para el entrenamiento, se pueden añadir una o dos capas ocultas más.

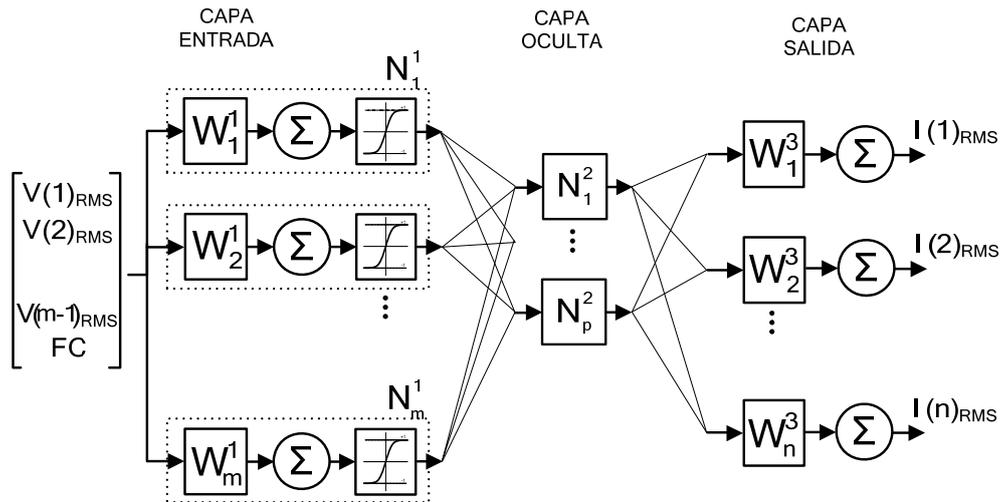


Figura 5-24 Estructura interna de la RN que modela la amplitud o la fase de los armónicos de corriente

En todos los casos, antes de iniciar el entrenamiento, se deberá decidir el tamaño de la RN, reduciendo al mínimo indispensable su tamaño, teniendo en cuenta los criterios mencionados anteriormente, para evitar sobre-entrenamientos.

Para comprobar el efecto de la resolución limitada de los datos se han realizado entrenamientos de una RN utilizando datos simulados truncados y sin truncar y no se ha observado variaciones significativas en el resultado. No debemos olvidar que el objetivo final de la obtención del modelo de cargas no lineales mediante RN, era la "predicción" del incremento de las corrientes armónicas al incorporar un FA en una red real.

Al realizar las primeras pruebas de esta predicción se constató que pese a que el modelo funcionaba muy bien para corrientes inferiores a los valores máximos de entrenamiento; no ocurría lo mismo al introducir el FA. Tras comprobar los resultados se constató que, debido al tipo de neuronas utilizado y a la normalización de los datos anteriormente explicada, la RN no permitía obtener armónicos de corriente de salida mayores que los máximos utilizados en el entrenamiento. Sin embargo, era de esperar que la amplitud de las corrientes armónicas fuese superior en algunos casos a estos valores máximos. En estos casos primero se debía analizar la viabilidad de las RN para modelar los efectos de la incorporación de un FA en el PCF, es decir, si alguno de los resultados se encontraba fuera del rango de entrenamiento. Esto implica utilizar las RN extrapolando en alguna variable de entrada y/o salida.

Desde un punto de vista estricto, las RN al igual que otros métodos estadísticos no son válidas para extrapolar el comportamiento de un sistema fuera del rango donde se han obtenido los datos para el entrenamiento [Haley y Soloway 1992]. Sin embargo

hay multitud de trabajos [Zhang y Zhang 2010] donde se utilizan para hacer predicciones aplicando estas extrapolaciones, y en muchos casos proporcionando resultados muy satisfactorios [Byoung-Hee et al 2005] [Jianjun Xu et al 2007]. Por tanto, siempre que las extrapolaciones no se alejen mucho del conjunto de datos donde se ha realizado el entrenamiento y sobre todo que el tamaño de la RN sea limitado, para conseguir que esta "aprenda" las tendencias más que los detalles, es posible que la RN obtenida pueda generar un resultado aceptable para nuestro objetivo.

Al dimensionar la RN debemos tener en cuenta, que es mejor un modelo que aproxime los datos de entrenamiento con un número reducido de grados de libertad (bajo número de neuronas), en lugar de intentar acercarse a todos los puntos de entrenamiento y obtener un modelo más complejo. Esta idea se plasma en la Figura 5-25 para un caso sencillo de una recta de regresión.

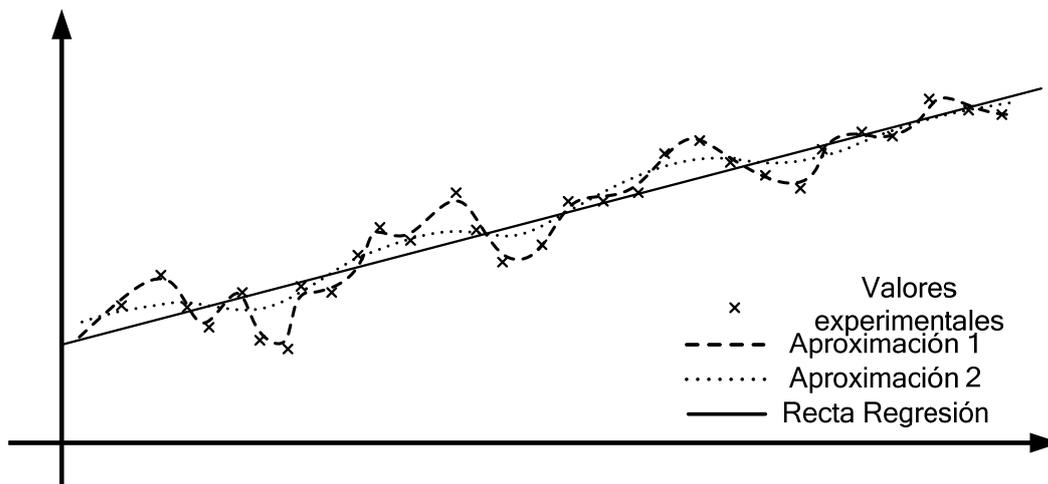


Figura 5-25 Distintos grados de aproximación a un conjunto de datos experimentales

La Aproximación 1 (A1) pasa mucho más cerca de los resultados que la Aproximación 2 (A2) pero se necesitan una función con muchos más grados de libertad (o neuronas en una RN) que en el que en la A2 y las estimaciones fuera de la zona de los valores experimentales serán muy dependientes de las pequeñas variaciones de cada uno de los datos de entrenamiento. Sin embargo la recta de regresión (que solo tiene dos grados de libertad) será poco sensible a pequeñas variaciones de alguno de los datos experimentales.

El problema que aparece entonces es a nivel práctico; ya que tal como se desarrolla el proceso de normalización, impide la extrapolación. Tal como se muestra en [Sola y Sevilla 1997] hay solución a este problema y consiste en modificar la normalización de los datos de salida de la RN en el proceso de entrenamiento de forma que permitan un

cierto grado de extrapolación. Reduciendo los valores máximos de la normalización desde el intervalo $[-1,1]$ a un intervalo del orden de, por ejemplo, $[(-0,7),(+0,7)]$, permitimos que la salida de la RN pueda alcanzar amplitudes de las corrientes armónicas de como mínimo un 140% de la corriente máxima utilizada en el entrenamiento. En caso que la amplitud de los armónicos de corriente obtenidos de la RN al introducir el FA se acercasen mucho a este límite, es posible reentrenar la RN con un intervalo de normalización inferior (por ejemplo, $[(-0,6),(+0,6)]$) para analizar si el resultado estaba condicionado a los límites de la normalización.

A continuación en el apartado 5.5 se presentarán los resultados de simulación obtenidos de las RN que finalmente se ha adoptado como modelo de las cargas no lineales.

5.5 Resultados de simulación

Para comprobar el comportamiento y validar la eficacia de la RN propuesta se han realizado pruebas de entrenamiento y validación de las RN utilizando datos obtenidos de una serie de simulaciones de cargas no lineales.

El proceso se inició generando unos conjuntos de datos medidos en las simulaciones realizadas con la Toolbox “SimPower Systems” (SPST) de Matlab. Se han realizado simulaciones de cargas no lineales utilizando un circuito compuesto por un generador ideal, las impedancias de línea Z_L , de la red Z_R y de carga Z_{NL} y diversas cargas no lineales actuando como cargas vecinas (Figura 5-26). Las cargas vecinas han consistido básicamente en distintos circuitos rectificadores no controlados.

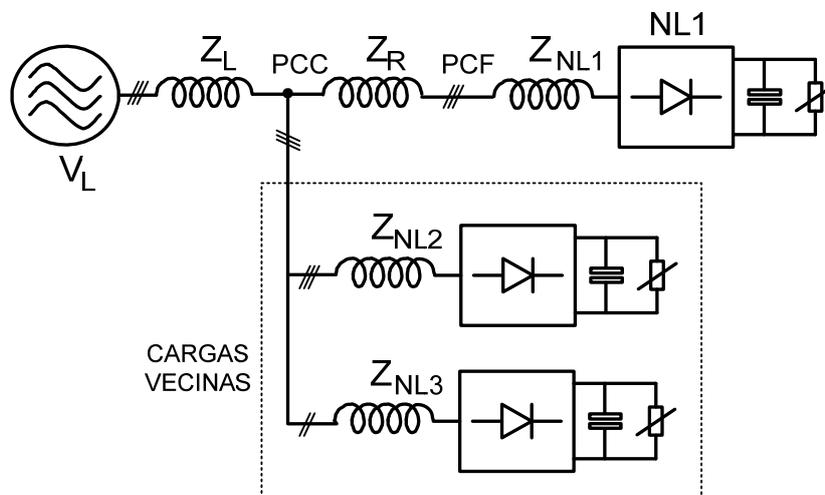


Figura 5-26 Circuito utilizado para obtener datos de simulación para entrenar la RN

Se han incluido lo que se han llamado "cargas vecinas" para garantizar que la tensión en el PCF variase no solo debido a las cargas no lineales que se quieren modelar, sino también a variaciones externas al propio sistema. Esto hace que el modelo obtenido finalmente sea más cercano a la realidad y permite generar muchos más datos para el entrenamiento de la RN.

Para la simulación, se podría haber conseguido el mismo efecto, sin las cargas vecinas, haciendo que el generador V_L , además, de la tensión fundamental introdujese distintas cantidades de armónicos de tensión. De esta forma se podrían haber obtenido unos datos en el PCF más controlados, pero el procedimiento se alejaría de los casos reales en los que no se tendrá ningún control sobre la tensión de línea.

Empleando las tensiones, corrientes y factor de carga obtenidos en estas simulaciones, se han probado distintos tipos de RN estáticas teniendo en cuenta las premisas planteadas en el apartado anterior.

En concreto, se han probado distintos tipos de neuronas, número de capas y neuronas por capa; así como distintos métodos de entrenamiento de la RN.

Tal y como se sugiere en la bibliografía [Pigkiewicz y Rybicki 2004],[Demuth et al 2009], el tipo de neurona que ha funcionado mejor es la de tipo Tangente Hiperbólica (tansig) posiblemente porque es la más apropiada para modelar sistemas no lineales. Cabe mencionar que es posible obtener resultados similares con neuronas más simples, pero se deben utilizar RN con muchas más capas y neuronas; lo que conlleva a un mayor riesgo de sobre-entrenamiento.

El número de neuronas totales, se ha limitado, como máximo, a la mitad del número de conjuntos de datos disponible para el entrenamiento (epoch), repartiéndolas en un mínimo de dos capas.

A diferencia de lo esperado, el proceso de entrenamiento que mejores resultados ha presentado ha sido el tipo "Bayesian Regulation" en lugar del método "Levenberg-Marquardt" que parecía el más aconsejable según la bibliografía [Wilamowski et al 2008] [Wilamowski 2009].

El proceso de prueba de una RN consiste en efectuar el entrenamiento con un subconjunto de los datos obtenidos en las simulaciones anteriores y verificar los errores que comete la RN cuando se utiliza otro subconjunto de datos obtenido igualmente de las simulaciones del SPST, pero que no se han utilizado para entrenarla.

Capítulo 5 – Fenómeno de amplificación de armónicos. Modelado de las cargas mediante Redes Neuronales (RN).

Los datos generados con el SPST para entrenar las redes neuronales probadas, están formados por un número limitado de casos. Cada uno de estos casos incluye las amplitudes de los armónicos de tensión y el factor de carga como entrada; y las amplitudes de los armónicos de corriente como salida.

En los resultados que se presentan en la a continuación, se ha trabajado con 12 variables de entrada, la amplitud de la tensión fundamental, la amplitud de los 10 primeros armónicos impares y el factor de carga. Como variables de salida se han incluido la amplitud de la corriente fundamental y los 10 primeros armónicos. Para validar el modelo de la RN, el número total de casos utilizado para entrenar la red neuronal es de 70 (Tabla 5-1). Estos casos se han distribuido uniformemente de forma que tanto la carga a modelar, como la carga trifásica que hace de "vecino" abarquen todo su rango de trabajo. Sin embargo, el consumo de la carga vecina monofásica se ha mantenido constante. En la Tabla 5-1 se muestran las corrientes de la carga a modelar y la carga vecina en los 70 casos utilizados para el entrenamiento de las RN:

(CASO) Carga a modelar \ Carga Vecina (A)						
(1) 6 \ 12	(2) 6 \ 20	(3) 6 \ 28	(4) 6 \ 36	(5) 6 \ 44	(6) 6 \ 52	(7) 6 \ 60
(8) 12 \ 12	(9) 12 \ 20	(10) 12 \ 28	(11) 12 \ 36	(12) 12 \ 44	(13) 12 \ 52	(14) 12 \ 60
(15) 18 \ 12	(16) 18 \ 20	(17) 18 \ 28	(18) 18 \ 36	(19) 18 \ 44	(20) 18 \ 52	(21) 18 \ 60
(22) 24 \ 12	(23) 24 \ 20	(24) 24 \ 28	(25) 24 \ 36	(26) 24 \ 44	(27) 24 \ 52	(28) 24 \ 60
(29) 30 \ 12	(30) 30 \ 20	(31) 30 \ 28	(32) 30 \ 36	(33) 30 \ 44	(34) 30 \ 52	(35) 30 \ 60
(36) 36 \ 12	(37) 36 \ 20	(38) 36 \ 28	(39) 36 \ 36	(40) 36 \ 44	(41) 36 \ 52	(42) 36 \ 60
(43) 42 \ 12	(44) 42 \ 20	(45) 42 \ 28	(46) 42 \ 36	(47) 42 \ 44	(48) 42 \ 52	(49) 42 \ 60
(50) 48 \ 12	(51) 48 \ 20	(52) 48 \ 28	(53) 48 \ 36	(54) 48 \ 44	(55) 48 \ 52	(56) 48 \ 60
(57) 54 \ 12	(58) 54 \ 20	(59) 54 \ 28	(60) 54 \ 36	(61) 54 \ 44	(62) 54 \ 52	(63) 54 \ 60
(64) 60 \ 12	(65) 60 \ 20	(66) 60 \ 28	(67) 60 \ 36	(68) 60 \ 44	(69) 60 \ 52	(70) 60 \ 60

Tabla 5-1 Corrientes de la carga a modelar y la carga vecina en los 70 casos utilizados para el entrenamiento de las RN.

El tamaño de la RN utilizada para obtener el modelo de este caso concreto, incluye 12 neuronas de entrada, dos capas ocultas de 10 y 20 neuronas y una capa de salida de 11 neuronas; en concordancia con las premisas presentadas anteriormente. La utilización de dos capas ocultas, presenta resultados significativamente mejores que utilizando una sola capa.

De la Figura 5-27 a la Figura 5-34, a modo de ejemplo, se muestran comparándolos, los resultados obtenidos por simulación con los de la RN. Los valores mostrados en las gráficas se han normalizado entre -1 y 1.

En todos los casos, en las figuras donde se presentan las amplitudes y fases, se consideran en verde los valores reales, esto es, los obtenidos de las simulaciones con el SPST. En amarillo se presentan los resultados obtenidos a la salida de la RN. Por otro lado, en las figuras donde se muestra la reconstrucción de la forma de onda de la corriente, aparece en azul la señal real y en verde la obtenida a partir de la RN.

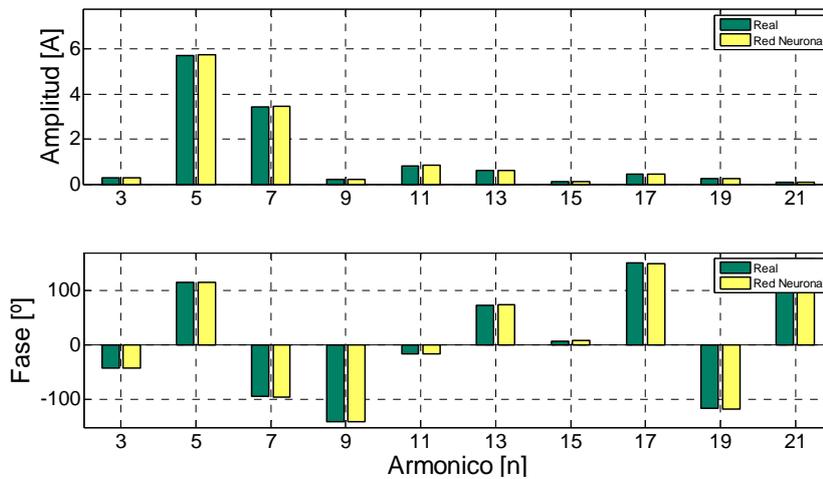


Figura 5-27 Comparación de amplitudes y fases entre los datos de entrenamiento y los obtenidos con la RN con una normalización de los datos entre -1 y 1 (Caso 3)

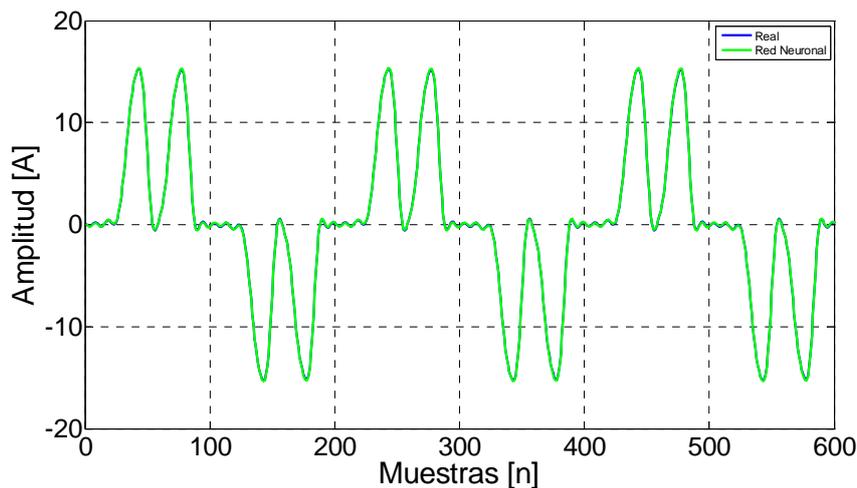


Figura 5-28 Reconstrucción de la corriente de entrenamiento y los obtenidos con la RN (Caso 3)

Capítulo 5 – Fenómeno de amplificación de armónicos. Modelado de las cargas mediante Redes Neuronales (RN).

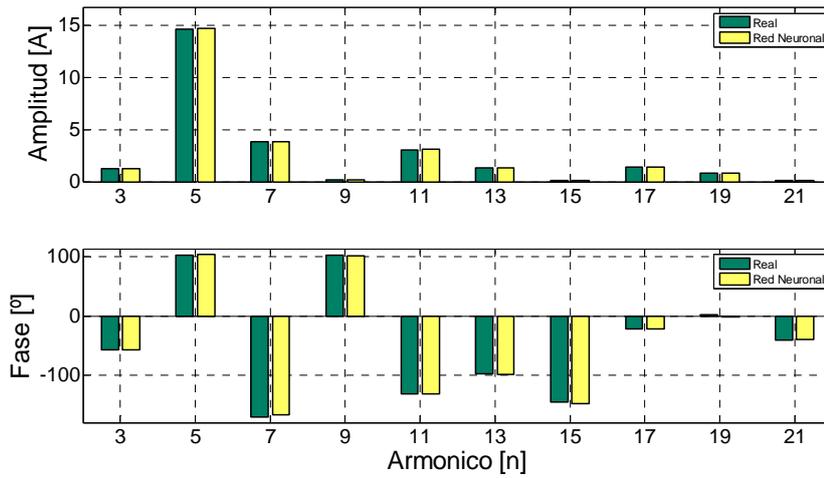


Figura 5-29 Comparación de amplitudes y fases entre los datos de entrenamiento y los obtenidos con la RN con una normalización de los datos entre -1 y 1 (Caso 29)

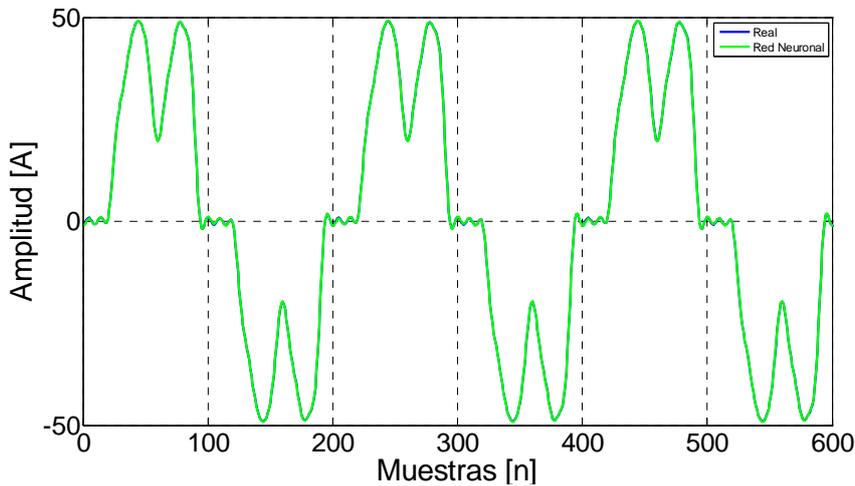


Figura 5-30 Reconstrucción de la corriente de entrenamiento y los obtenidos con la RN (Caso 29)

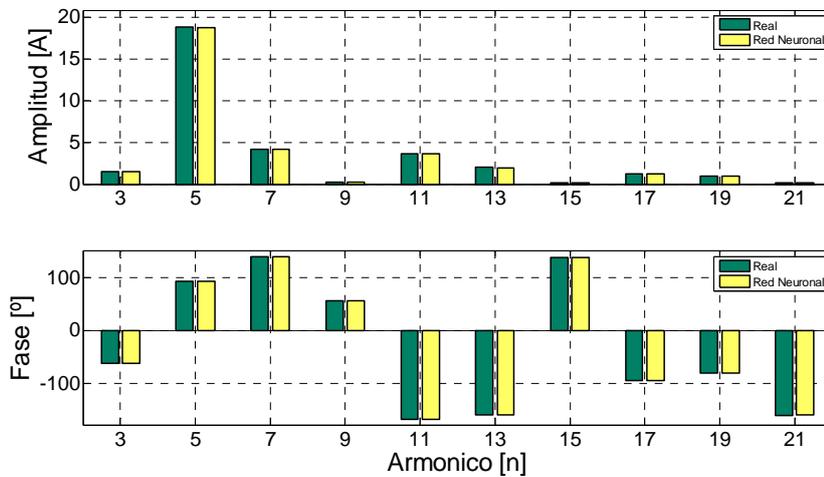


Figura 5-31 Comparación de amplitudes y fases entre los datos de entrenamiento y los obtenidos con la RN con una normalización de los datos entre -1 y 1 (Caso 53)

Capítulo 5 – Fenómeno de amplificación de armónicos. Modelado de las cargas mediante Redes Neuronales (RN).

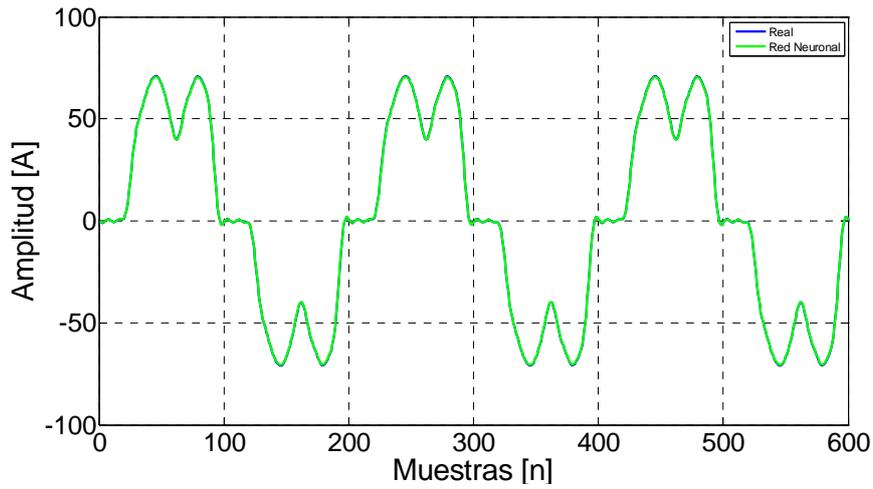


Figura 5-32 Reconstrucción de la corriente de entrenamiento y los obtenidos con la RN (Caso 53)

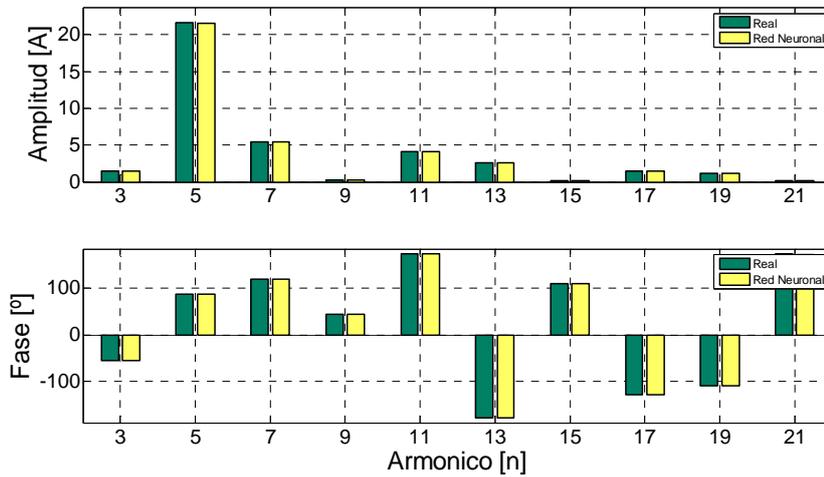


Figura 5-33 Comparación de amplitudes y fases entre los datos de entrenamiento y los obtenidos con la RN con una normalización de los datos entre -1 y 1 (Caso 66)

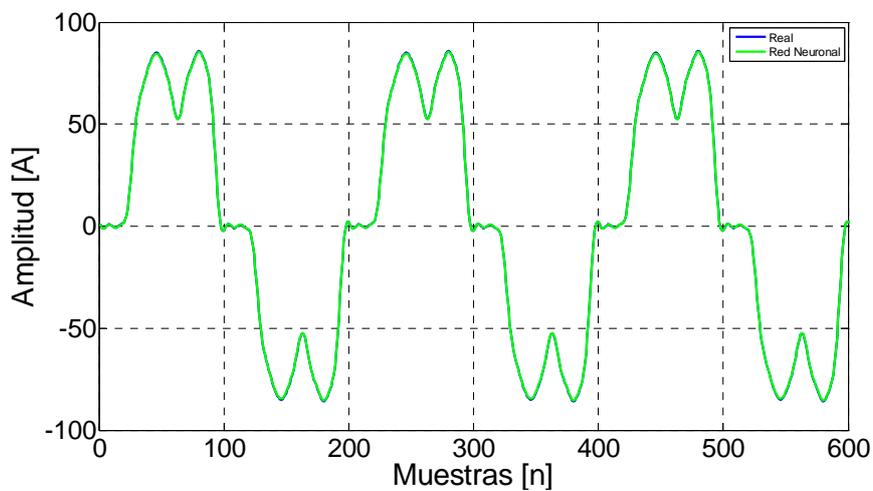


Figura 5-34 Reconstrucción de la corriente de entrenamiento y los obtenidos con la RN (Caso 66)

De las gráficas se concluye que los datos obtenidos por la RN son prácticamente idénticos a los utilizados para el entrenamiento.

A continuación se presentan un par de casos resultado del entrenamiento con datos normalizados entre -0.7 y 0.7 (Figura 5-35 a Figura 5-38). Como se puede ver en las figuras, los resultados obtenidos en este segundo caso no presentan diferencias apreciables con la normalización entre -1 y 1. En todos estos casos las diferencias entre los datos utilizados para el entrenamiento y los obtenidos por la RN son casi imposibles de distinguir gráficamente. Para poder compararlos se va a utilizar un valor numérico, calculado para cada uno de los casos, que corresponde al error cuadrático medio de las amplitudes de los armónicos (ecuación 5.6). Este tipo de error es muy utilizado en métodos estadísticos de regresión para comparar la bondad de los resultados [Hastie et al 2009].

$$ERROR = \sqrt{\frac{\sum_{a=3}^n \left(h_{a REAL} - h_{a RN}^* \right)^2}{n}} * \frac{1}{h_{1 REAL}} \quad (5.6)$$

Donde " $h_{a REAL}$ " es la amplitud del armónico que se ha utilizado para entrenar la RN y " $h_{a RN}^*$ " es la amplitud del armónico predicho por la RN. La RN se ha entrenado para los armónicos impares inferiores o iguales a un valor "n". En este trabajo se ha utilizado n=21.

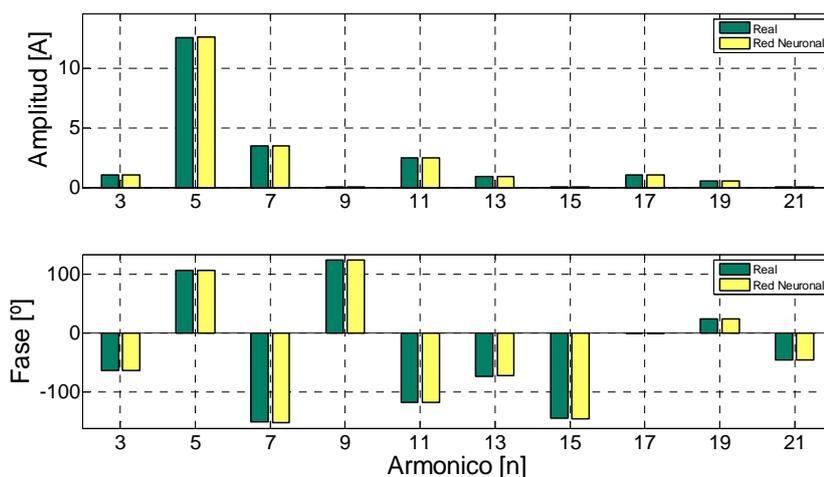


Figura 5-35 Comparación de amplitudes y fases entre los datos de entrenamiento y los obtenidos con la RN con una normalización de los datos entre -0,7 y 0,7 (Caso 27)

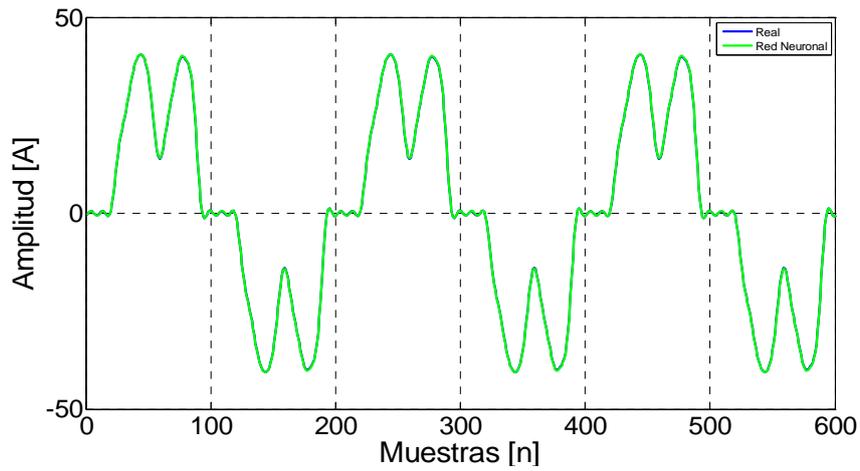


Figura 5-36 Reconstrucción de la corriente de entrenamiento y los obtenidos con la RN con una normalización de los datos entre -0,7 y 0,7 (Caso 27)

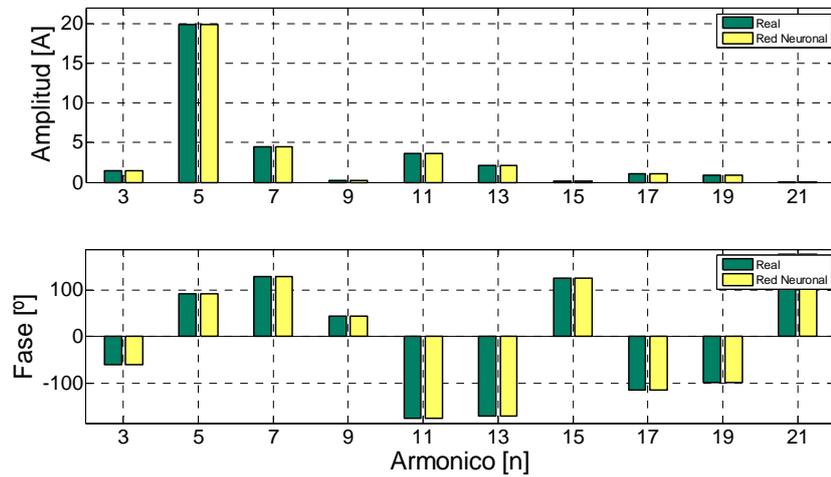


Figura 5-37 Comparación de amplitudes y fases entre los datos de entrenamiento y los obtenidos con la RN con una normalización de los datos entre -0,7 y 0,7 (Caso 63)

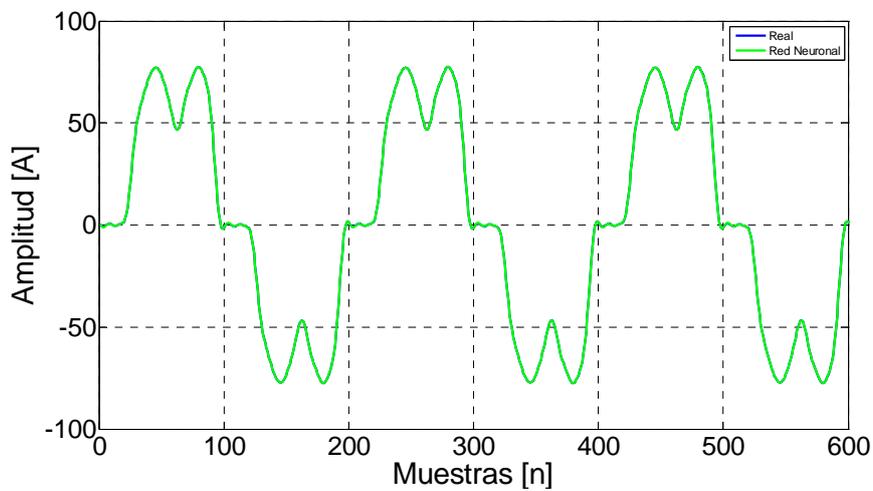


Figura 5-38 Reconstrucción de la corriente de entrenamiento y los obtenidos con la RN con una normalización de los datos entre -0,7 y 0,7 (Caso 63)

En el tercer conjunto de figuras, Figura 5-39 a Figura 5-42, se muestran casos intermedios que no forman parte de los datos de entrenamiento de la red. En estos casos la salida de la RN presenta ligeras diferencias con los valores reales. Estas diferencias son más significativas en las fases, con una diferencia máxima que puede superar los 30° en algún caso (armónicos 15 y 21 de la Figura 5-41). Obsérvese que en la Figura 5-41 el error en la fase del armónico 13 es de solo 20° (la fase real es de -170° y la obtenida de la RN es de $+170^\circ$). El error de fase máximo se produce en armónicos que presentan muy poca amplitud (15 y 21) por lo que la señal reconstruida (Figura 5-42) es casi idéntica a la real. Por tanto, aún en estas situaciones podemos concluir que tanto los datos reales como los de RN siguen siendo muy parecidos.

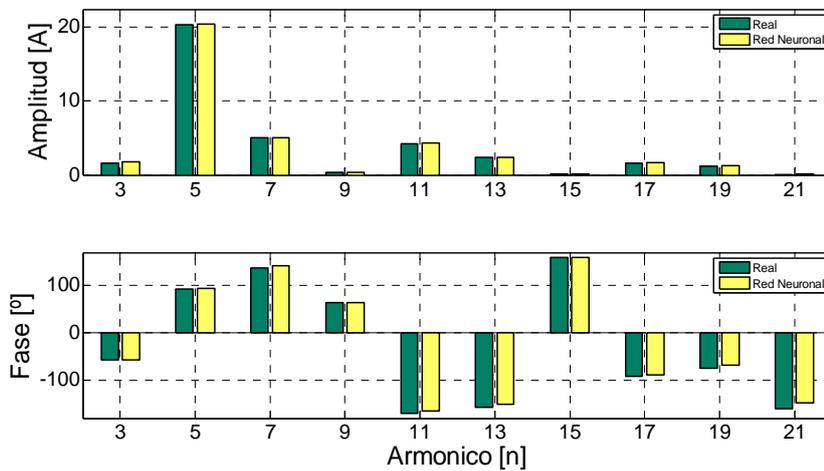


Figura 5-39 Comparación de amplitudes y fases entre los datos reales y los obtenidos con la RN en un caso intermedio para unas corrientes de 49,5A y 15A por la carga a modelar y la carga vecina respectivamente.

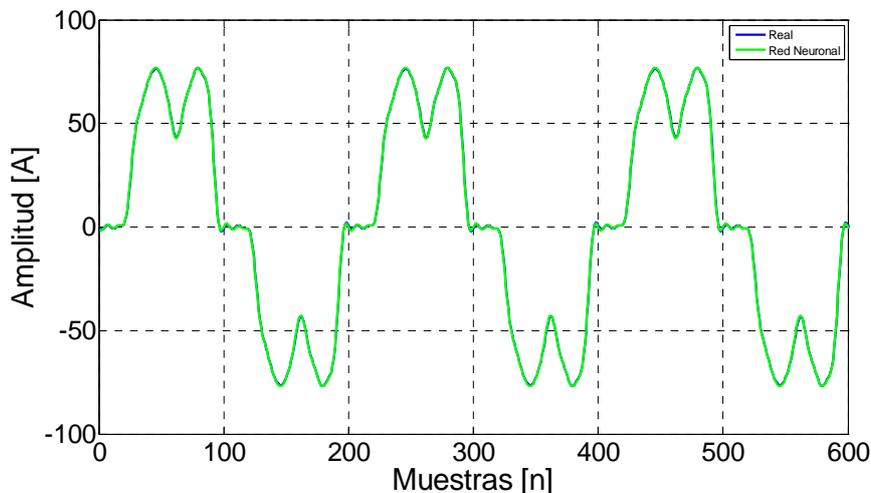


Figura 5-40 Reconstrucción de la corriente real y los obtenidos con la RN en un caso intermedio para unas corrientes de 49,5A y 15A por la carga a modelar y la carga vecina respectivamente.

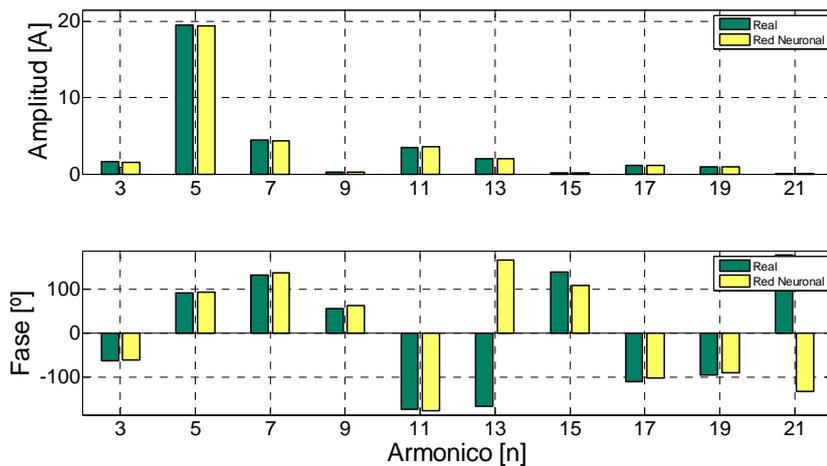


Figura 5-41 Comparación de amplitudes y fases entre los datos reales y los obtenidos con la RN en un caso intermedio para unas corrientes de 49,5A y 45,5A por la carga a modelar y la carga vecina respectivamente.

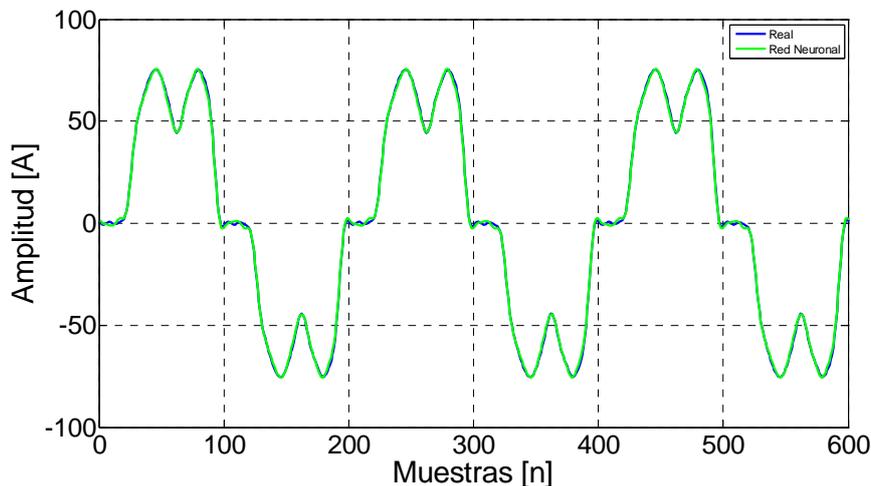


Figura 5-42 Reconstrucción de la corriente real y los obtenidos con la RN en un caso intermedio para unas corrientes de 49,5A y 15A por la carga a modelar y la carga vecina respectivamente.

Como se puede observar en los resultados presentadas hasta ahora la RN consigue reproducir con muy poco error el funcionamiento de la carga no lineal modelada. En los casos utilizados para el entrenamiento el error calculado máximo de los 70 casos es de un 0,05% en relación a la componente fundamental ($h_{1 \text{ REAL}}$). Para los dos casos intermedios de las Figura 5-39 a Figura 5-42, el error calculado es de 0,098% y 0,092% respectivamente.

Finalmente se presentan los resultados de un par de casos fuera del conjunto de datos de entrenamiento (Figura 5-43 a Figura 5-46). Para estos últimos casos la red se ha entrenado utilizando una normalización entre -0.7 y 0.7.

En el caso presentado en la Figura 5-43 y Figura 5-44, la carga que está fuera de los márgenes de entrenamiento es la modelada por la RN, que tiene 70A frente a los 60A

que como máximo tiene en el entrenamiento. El error en las amplitudes del modelo es de un 0,18%, sin embargo se puede observar que el error en la fase es más pronunciado que en los casos anteriores y es claramente visible en todos los armónicos. En varios armónicos el error de fase es de más de 30° y en los armónicos con mayores amplitudes (5, 7, 11 y 13) este error de fase es de alrededor de 10° . Pese a todo, como se puede ver en la Figura 5-44, la reconstrucción de la señal es muy próxima a la real.

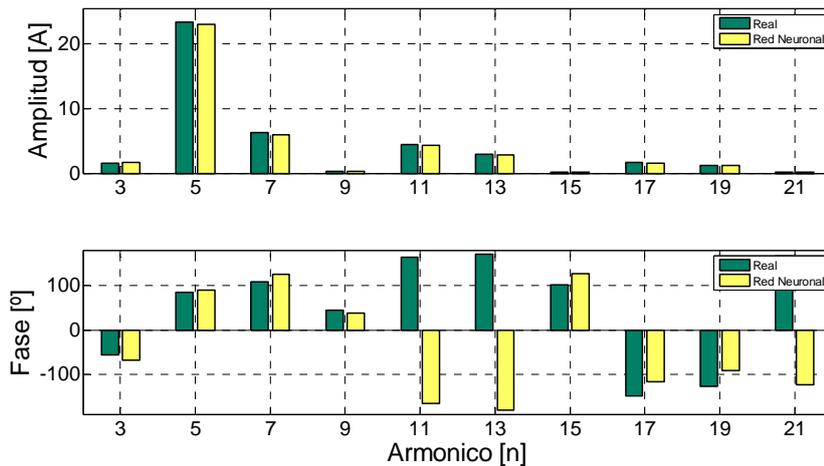


Figura 5-43 Comparación de amplitudes y fases entre los datos reales y los obtenidos con la RN en un caso fuera de los límites del entrenamiento. Se han utilizado unas corrientes de 70A y 25A para la carga a modelar y la carga vecina respectivamente.

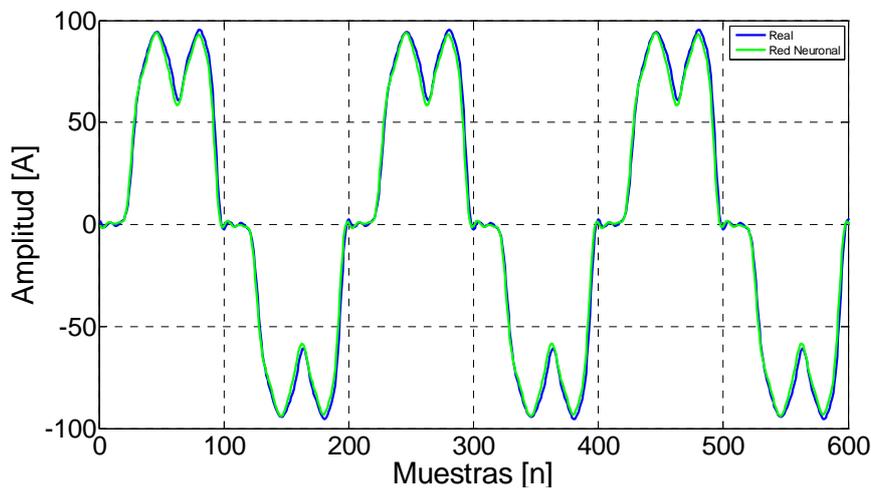


Figura 5-44 Reconstrucción de la corriente real y los obtenidos con la RN en un caso fuera de los límites del entrenamiento. Se han utilizado unas corrientes de 70A y 25A para la carga a modelar y la carga vecina respectivamente.

El siguiente caso fuera de la zona de entrenamiento, se presenta en la Figura 5-45 y Figura 5-46, en el la carga que está fuera de los márgenes de entrenamiento es la vecina (70A frente a 60A como máximo en el entrenamiento). El error en las amplitudes del modelo es de un 0,19%, muy parecido al del caso anterior. Sin

embargo se puede observar que el error en la fase es mucho mayor, acercándose a los 180° (contrafase) en el armónico 7. El efecto del error en las fases se puede observar claramente en la Figura 5-46.

Obsérvese que la RN correspondiente a las amplitudes sigue funcionando correctamente con valores un 20% superiores a los utilizados para el entrenamiento, mientras que la RN correspondiente a las fases tolera peor estas extrapolaciones y sobre todo cuando son los valores de entrada los que se salen fuera de la zona de entrenamiento.

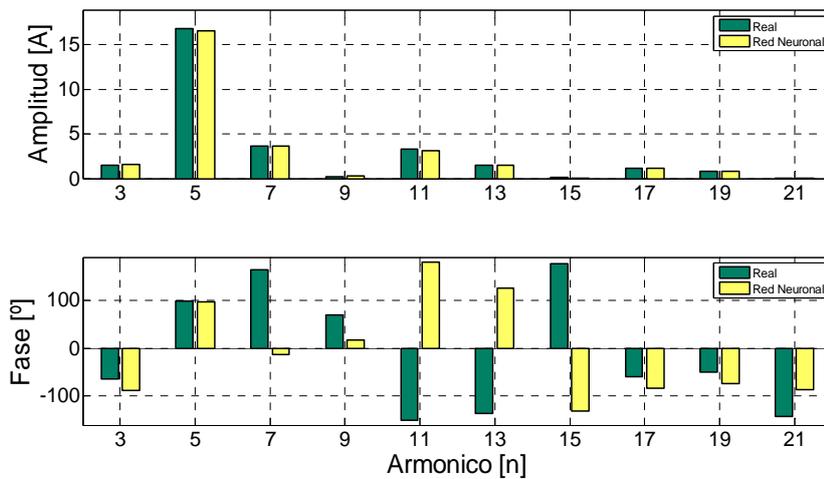


Figura 5-45 Comparación de amplitudes y fases entre los datos reales y los obtenidos con la RN en un caso fuera de los límites del entrenamiento. Se han utilizado unas corrientes de 40A y 70A para la carga a modelar y la carga vecina respectivamente.

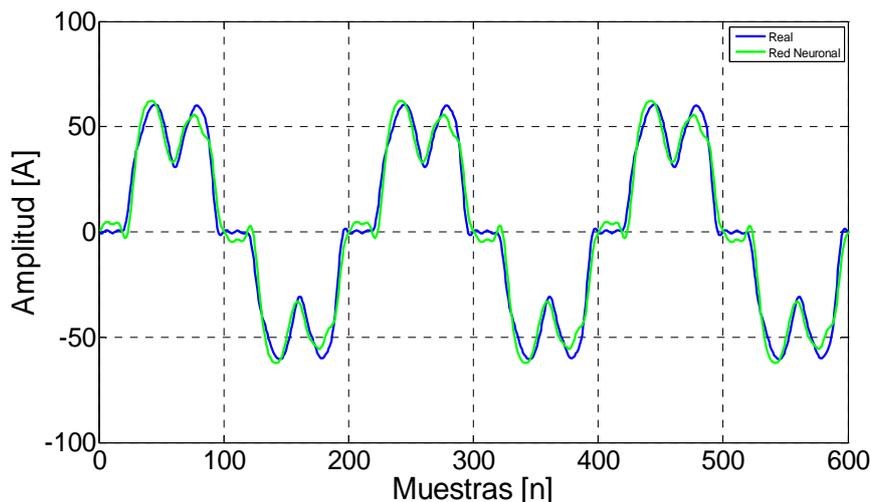


Figura 5-46 Reconstrucción de la corriente real y los obtenidos con la RN en un caso fuera de los límites del entrenamiento. Se han utilizado unas corrientes de 40A y 70A para la carga a modelar y la carga vecina respectivamente.

Se han probado otros casos algo más alejados de la zona de entrenamiento y se puede comprobar, tal cómo sería de esperar, que el modelo presentado, basado en las dos RN empeora rápidamente. Si la corriente por la carga modelada se incrementa a 75A (solo 5 amperios más que el caso presentado anteriormente), el error en amplitud casi se dobla (0,29% respecto a la fundamental); pero hay que tener en cuenta que este error no incluye el error en la propia componente fundamental (que en este caso es de más de un 3% mientras que en los casos anteriormente presentados era de menos del 0.1%). Estos errores pueden ser aceptables para el propósito del modelo, si se observa la comparación de señales reconstruidas (Figura 5-47); pero la influencia del error de fase hace que las predicciones, más allá de estos valores, resulten poco útiles.

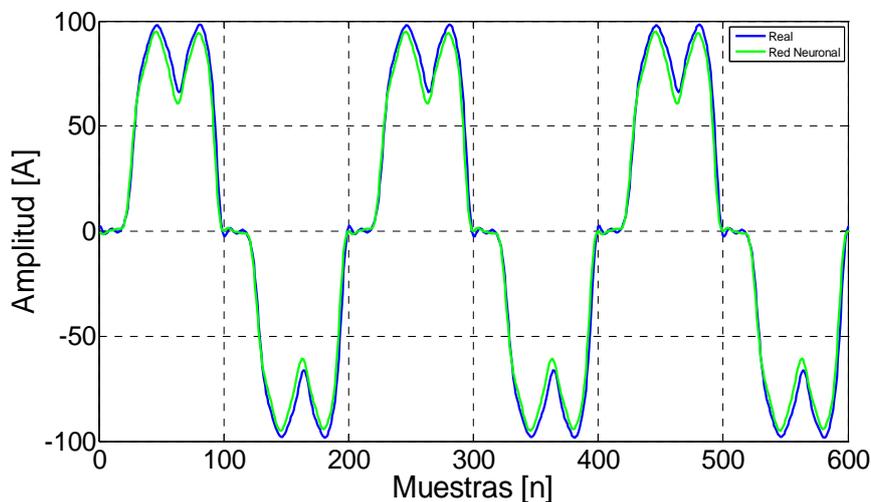


Figura 5-47 Reconstrucción de la corriente real y los obtenidos con la RN en un caso fuera de los límites del entrenamiento. Se han utilizado unas corrientes de 75A y 48A para la carga a modelar y la carga vecina respectivamente.

Si la corriente que se incrementa es la de la carga vecina, el resultado de la reconstrucción se puede observar en la Figura 5-48. El error en las amplitudes es de solamente un 0,3% referido a la fundamental, pero los errores de fase distorsionan claramente el resultado.

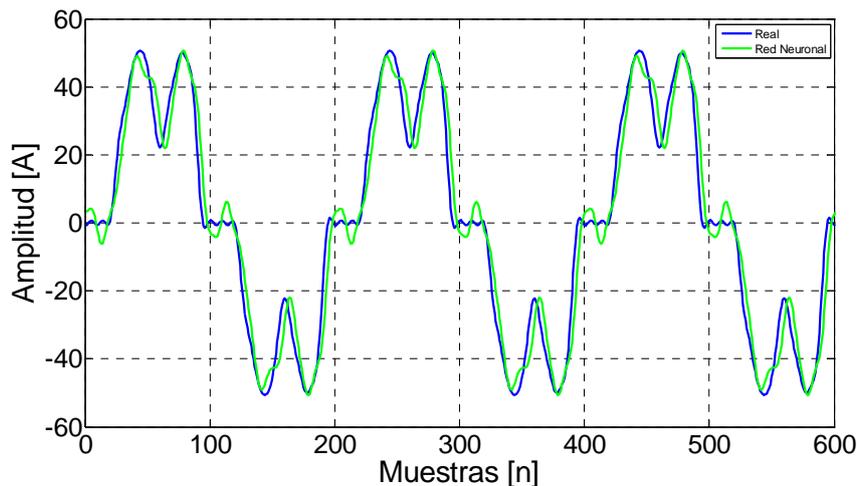


Figura 5-48 Reconstrucción de la corriente real y los obtenidos con la RN en un caso fuera de los límites del entrenamiento. Se han utilizado unas corrientes de 32.5A y 80A para la carga a modelar y la carga vecina respectivamente.

5.6 Resultados de simulación al incluir el FA

Hasta ahora los resultados presentados confirman que el modelo de cargas no lineales basado en dos RN (amplitud y fase) funciona correctamente dentro de unos límites en torno a las magnitudes máximas y mínimas utilizadas para el entrenamiento. Pero no debemos olvidar que el objetivo final del modelo es predecir el comportamiento de las cargas no lineales cuando se incluye un FA en el PCF. Para validar este modelo, en el circuito del SPST utilizado anteriormente para obtener datos de entrenamiento de la RN; se ha incluido un FA "ideal" y se ha medido el comportamiento de la carga no lineal. De igual forma se ha creado otro circuito, igual que este, donde se ha sustituido la carga no lineal por unas fuentes de corriente (una por armónico) que generaran la corriente predicha por las RN de amplitud y fase.

Los resultados obtenidos al introducir el FA en la simulación del circuito con SPST se presentan en la Figura 5-49 y la Figura 5-50. En la Figura 5-49 se observa claramente el efecto de amplificación de armónicos descrito al principio de este capítulo. En este caso se ven amplificados todos los armónicos menos el 13 y el 19 y el que más crece tanto de forma absoluta, como relativa, es el 5 armónico. En la Figura 5-50 se puede ver como la reconstrucción de las dos corrientes no coinciden, y se observa claramente el efecto de amplificación del FA.

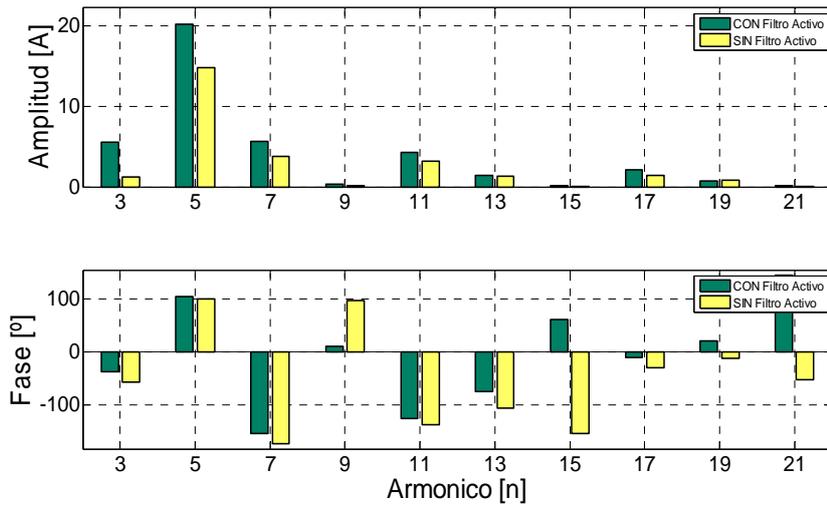


Figura 5-49 Amplitud y fase de la corriente por la carga no lineal, con y sin filtro activo

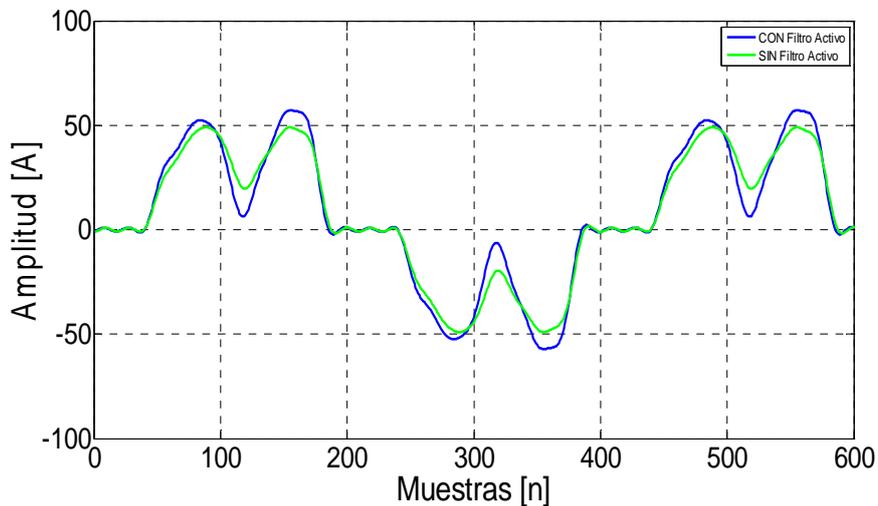


Figura 5-50 Reconstrucción de la corriente por la carga no lineal, con y sin filtro activo

En las Figura 5-51 y Figura 5-52 se muestran los resultados del modelo basado en las RN (amplitud y fase) del apartado anterior. El modelo de carga no lineal basado en RN predice una amplificación inferior, pero donde el modelo es menos acertado es en la predicción de las fases. En este caso concreto las fases de los armónicos 11 y 13 presentan el error máximo, ambos superiores a los 90° (Figura 5-51).

Este error de fase se refleja en la reconstrucción de la señal en la Figura 5-52 en unas crestas en sentido contrario en el centro de la "m" (en torno a la muestra 120, 320 y 520) y en el rizado en la zona que debería ser plana (en torno a las muestras 20, 220 y 420).

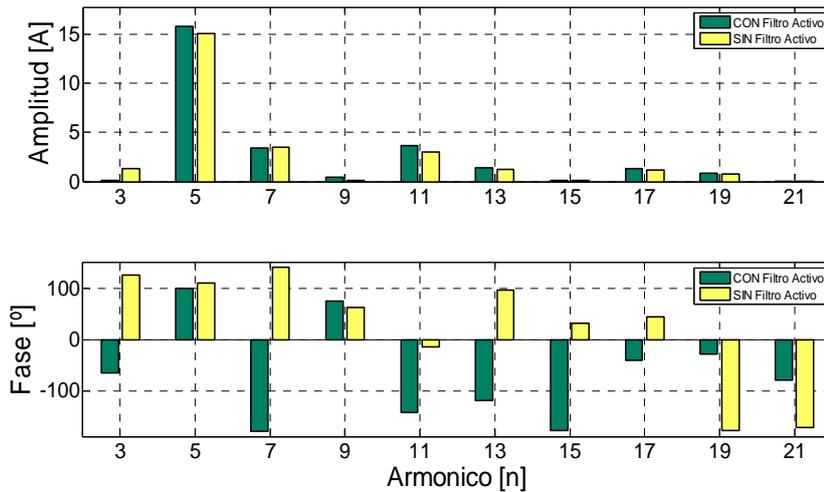


Figura 5-51 Amplitud y fase de la corriente por la carga no lineal predichas por la RN, con y sin filtro activo

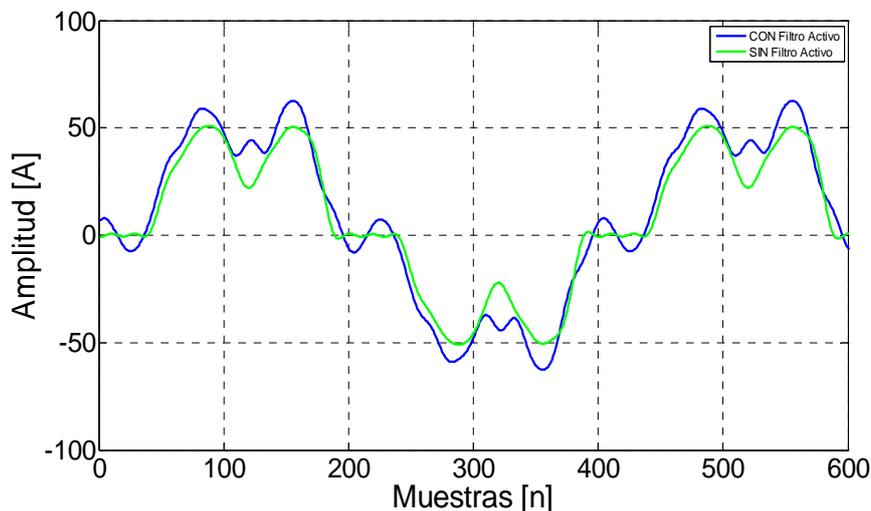


Figura 5-52 Reconstrucción de la corriente por la carga no lineal predichas por la RN, con y sin filtro activo

Los resultados presentados muestran que el modelo basado en dos RN (amplitud y fase) permite evaluar el efecto de la utilización de un FA en una instalación, si previamente se han realizado suficientes medidas de tensión y corriente en el PCF en distintas condiciones de carga. La RN de amplitudes presenta unos errores globales en la estimación de la corriente de carga de menos del 2%. Sin embargo la estimación de las fases no muestra unos resultados tan prometedores y esto es lo que hace que la reconstrucción de onda dé una impresión de discordancia.

Este problema, no es importante para el dimensionamiento del filtro, pues el tamaño de éste se hace teniendo en cuenta las amplitudes de los armónicos, independientemente de la fase con que deba inyectarlos.

A pesar de ello se ha estudiado el por qué se produce el error de fase y básicamente se ha visto que éste se produce debido a que la fase presenta una discontinuidad y una gran pendiente, cuando las fases se aproximan a 90° . La desviación se debe a que la fase se obtiene por una función arco-tangente ($\text{arc.tg} = \text{parte imaginaria} / \text{parte real}$) y esta función tiende a infinito para ángulos próximos a 90° . Por tanto, ligeras desviaciones del ángulo, dan lugar a grandes desviaciones del arco tangente. Como solución a este problema se ha ensayado hacer el modelo del CNL usando coordenadas cartesianas, con resultados incluso mejores que los mostrados aquí.

5.7 Resultados experimentales

A continuación se muestran los resultados obtenidos al modelar un conjunto de cargas no lineales reales a partir de las medidas realizadas en el PCF. La validación del modelo consiste en comprobar que predice correctamente las corrientes de carga en casos no utilizados para el entrenamiento. Puesto que no ha sido posible instalar el FA, no se ha podido contrastar el efecto de este. Las medidas han sido realizadas en la terminal de un aeropuerto.

Las medidas de la red han sido realizadas con un AR5 de CIRCUTOR. El instrumento se ha programado para realizar una medida cada cinco minutos. El instrumento almacena un ciclo completo muestreado, de la tensión y la corriente de cada una de las fases; además de calcular amplitudes de armónicos, fases, potencias, etc.

La Figura 5-53 muestra la amplitud de la corriente fundamental y los dos primeros armónicos (3 y 5) a lo largo de una sesión de medida, con un total de 570 medidas tomadas en el transcurso de tres días. Como se puede observar en la figura la corriente de carga varía ampliamente, entre un estado de desconexión (muestras en torno a la 150) y un pico máximo de más de 400A en la corriente fundamental en torno a la muestra 330.

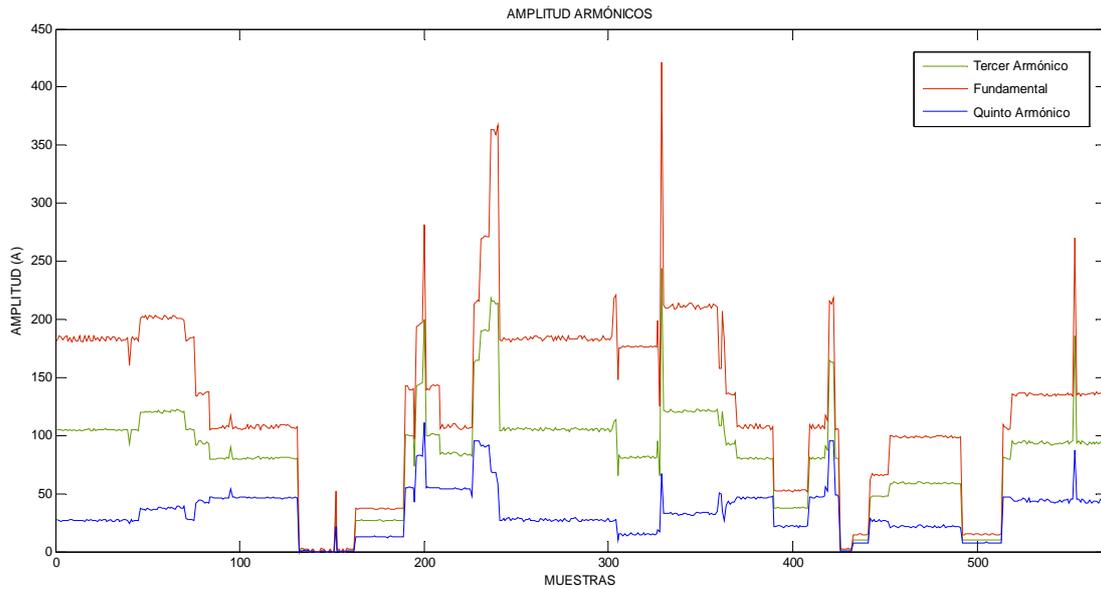


Figura 5-53 Evolución de la corriente de carga a lo largo de tres días

En el entrenamiento de la RN, al igual que en los resultados de simulación, se han utilizado las medidas correspondientes a los armónicos impares hasta el armónico 21, incluyendo la fundamental. Como se puede ver en la Figura 5-54 las medidas de los armónicos de tensión, contienen mucho ruido de cuantificación del convertidor A/D. A partir del armónico 11, como se puede observar en la Figura 5-55, este ruido es mayor que la propia señal.

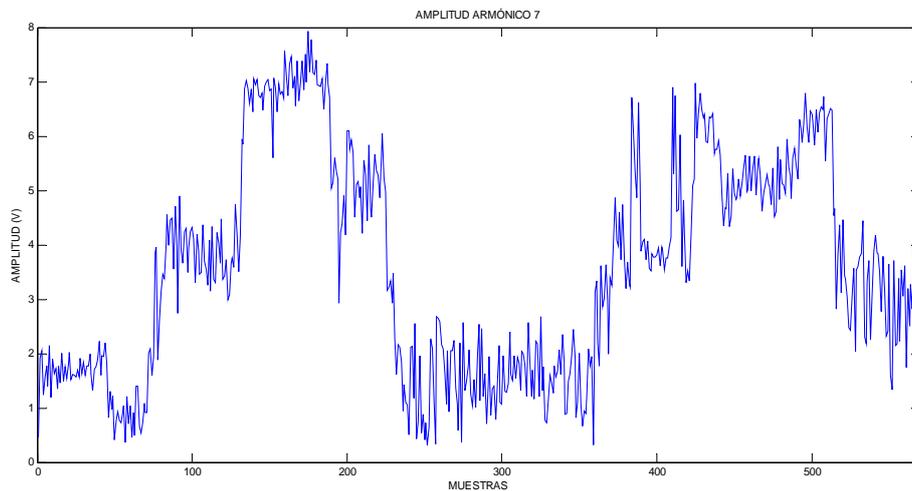


Figura 5-54 Amplitud del 7º armónico de tensión.

Esto muestra claramente que la resolución del AR5 para la medida de tensión, es baja, ya que utiliza un convertidor de 12 bits para medir tensiones entre 1000V y -1000V, y el bit menos significativo no es válido. Así pues, para poder obtener el modelo de CNL

en casos reales deberíamos utilizar instrumentos que nos garanticen por lo menos una resolución de 250 ppm (12 bits reales).

Para el entrenamiento se han utilizado una tercera parte de las muestras situadas entre la muestra 1 y la 420 (un total de 140 muestras). Para la verificación del modelo se han introducido en la RN los datos de entrada correspondientes a dos puntos situados a partir de la muestra 420, no utilizados en el entrenamiento. Uno de los puntos corresponde a las medidas de las muestras situadas en torno a la 475 y el otro a las muestras en torno a la 530.

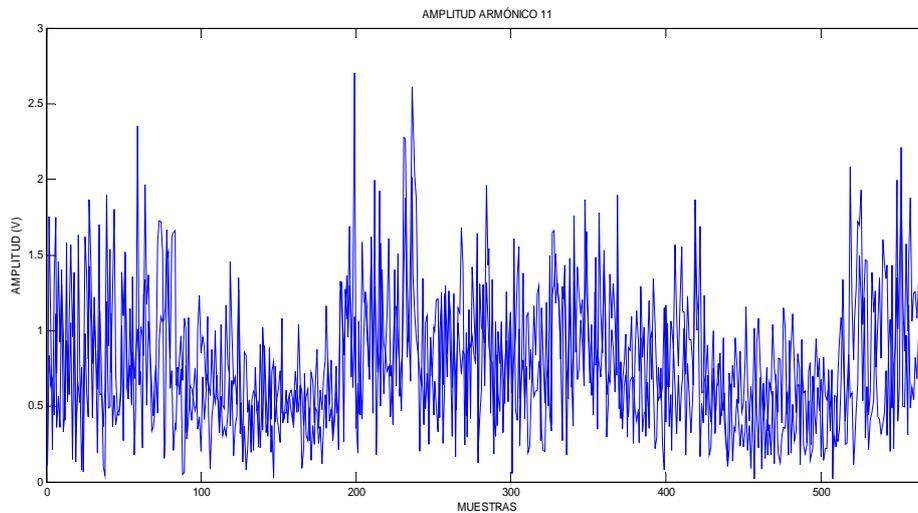


Figura 5-55 Amplitud del 11º armónico de tensión.

En las Figura 5-56 a Figura 5-65, se presentan los resultados obtenidos con la RN, en puntos utilizados para el entrenamiento, para cinco circunstancias de carga claramente diferenciados.

El primer caso (caso 1) corresponde a una corriente de carga fundamental de 151A RMS (Figura 5-56 y Figura 5-57); en el segundo caso (caso 2) la corriente fundamental es de 170A RMS (Figura 5-58 y Figura 5-59); en el siguiente caso (caso3) esta corriente es de 103A RMS (Figura 5-60 y Figura 5-61). El cuarto caso presentado corresponde a una corriente fundamental de 34A RMS (Figura 5-62 y Figura 5-63); mientras que el último caso mostrado la corriente fundamental es de 48A RMS (Figura 5-64 y Figura 5-65). Obsérvese que la proporción de las amplitudes armónicas es distinta en cada caso. Por ejemplo en el caso 3 el 3º armónico no llega al doble de la amplitud del 5º armónico. Sin embargo en los casos 1 y 2 la amplitud del 3º armónico es más del triple que la del 5º.

Capítulo 5 – Fenómeno de amplificación de armónicos. Modelado de las cargas mediante Redes Neuronales (RN).

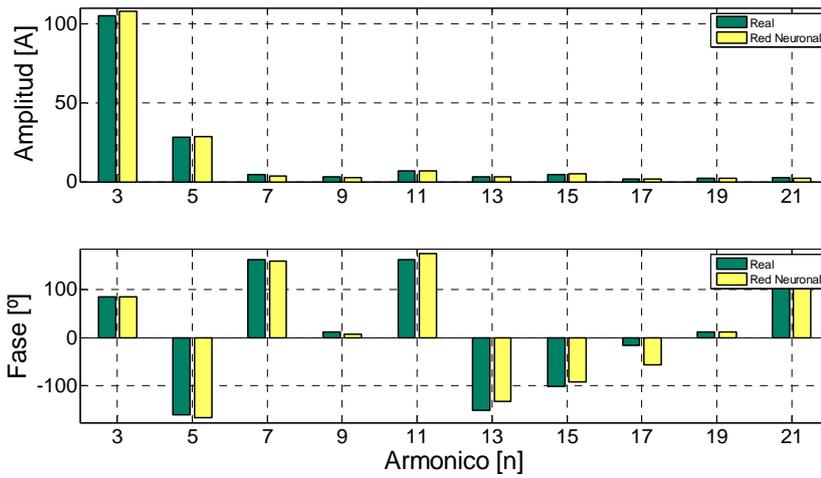


Figura 5-56 Comparación de amplitudes y fases entre los datos reales y los obtenidos con la RN en torno a la muestra 30 (caso 1)

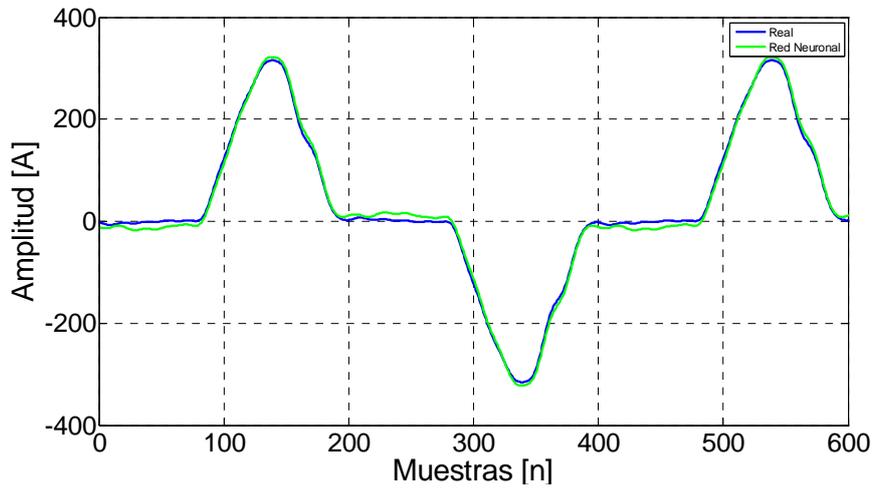


Figura 5-57 Reconstrucción de la corriente real y los obtenidos con la RN en torno a la muestra 30 (caso 1)

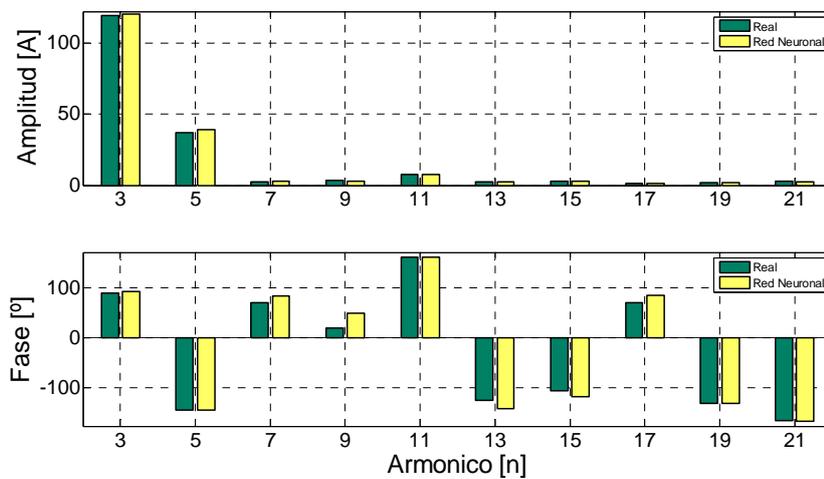


Figura 5-58 Comparación de amplitudes y fases entre los datos reales y los obtenidos con la RN en torno a la muestra 58 (caso 2)

Capítulo 5 – Fenómeno de amplificación de armónicos. Modelado de las cargas mediante Redes Neuronales (RN).

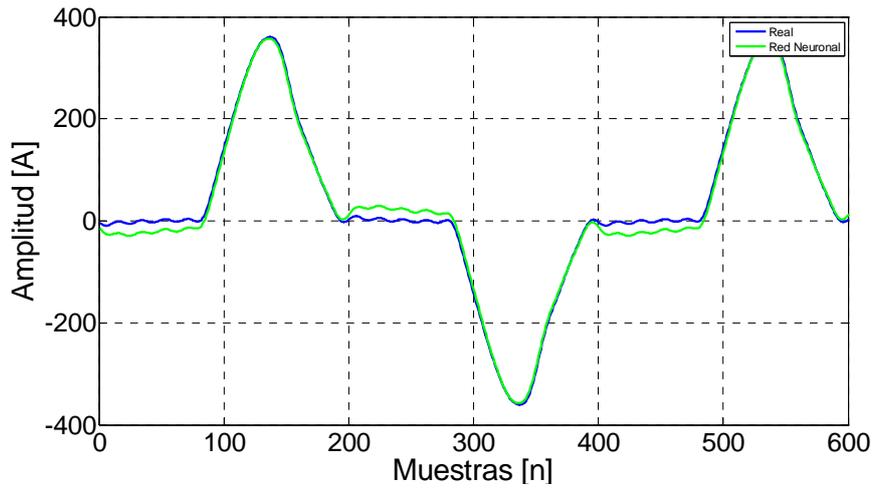


Figura 5-59 Reconstrucción de la corriente real y los obtenidos con la RN en torno a la muestra 58 (caso 2)

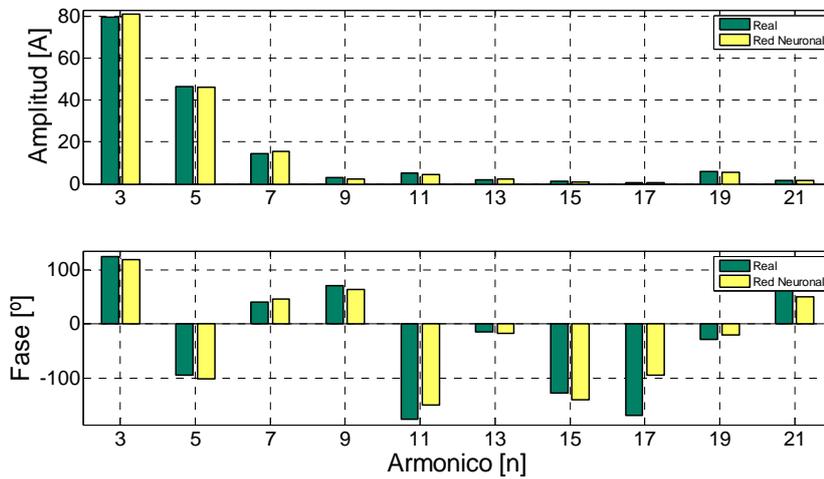


Figura 5-60 Comparación de amplitudes y fases entre los datos reales y los obtenidos con la RN en torno a la muestra 110 (caso 3)

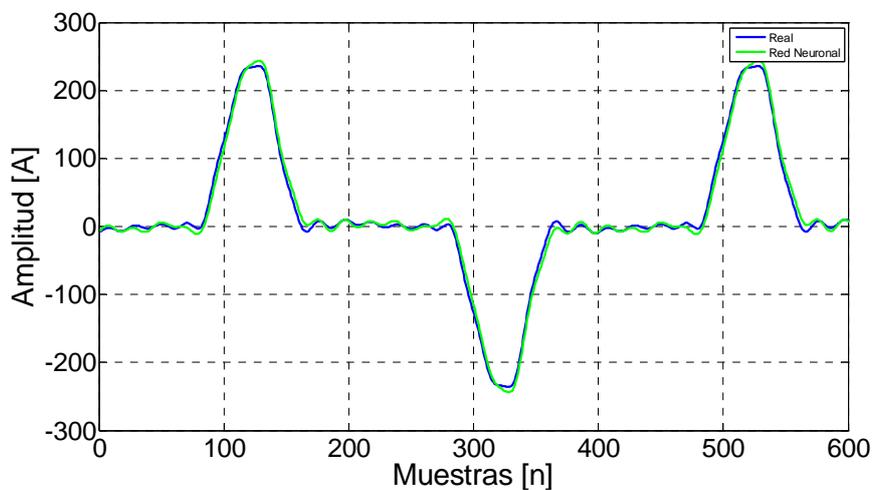


Figura 5-61 Reconstrucción de la corriente real y los obtenidos con la RN en torno a la muestra 110 (caso 3)

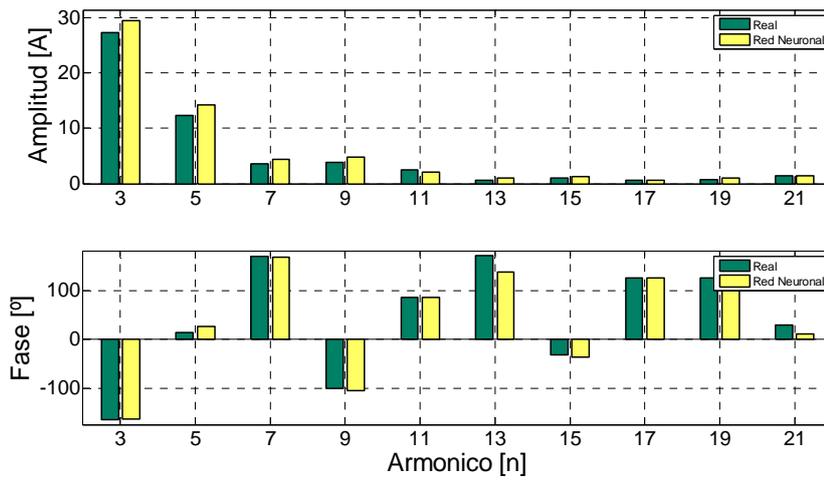


Figura 5-62 Comparación de amplitudes y fases entre los datos reales y los obtenidos con la RN en torno a la muestra 180 (caso 4)

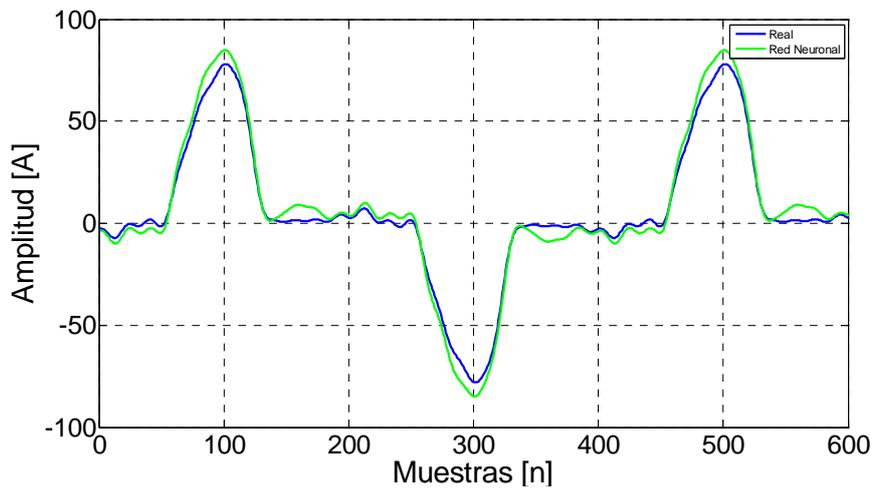


Figura 5-63 Reconstrucción de la corriente real y los obtenidos con la RN en torno a la muestra 180 (caso 4)

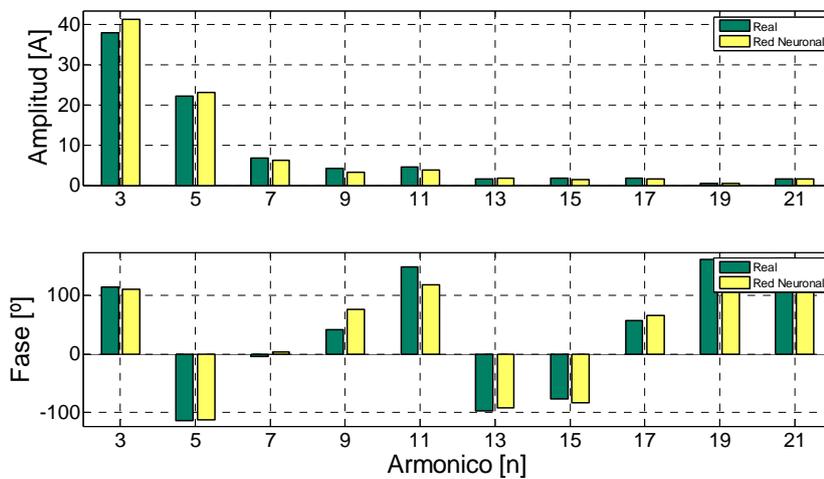


Figura 5-64 Comparación de amplitudes y fases entre los datos reales y los obtenidos con la RN en torno a la muestra 400 (caso 5)

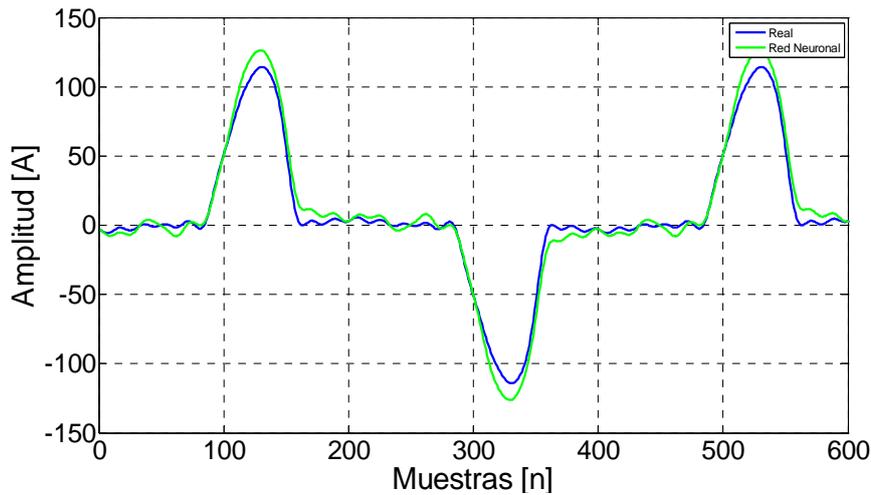


Figura 5-65 Reconstrucción de la corriente real y los obtenidos con la RN en torno a la muestra 400 (caso 5)

En estos cinco casos presentados, y en el resto de los utilizados para el entrenamiento, los errores en la amplitud de los armónicos no superan el 5% referidos a la amplitud de la fundamental, y en algunos casos son muy inferiores. Los errores de fase son más significativos en algún caso, pero normalmente se producen en armónicos de poca amplitud, con lo que la señal reconstruida se ve poco afectada.

Por último, se presentan los resultados obtenidos para tres casos fuera del conjunto utilizado para el entrenamiento (Figura 5-66 a Figura 5-71). Las corrientes fundamentales de estos casos son 83A RMS (Figura 5-66 y Figura 5-67) (caso 6); 99A RMS (Figura 5-68 y Figura 5-69) (caso 7) y 122A RMS (Figura 5-70 y Figura 5-71) (caso 8).

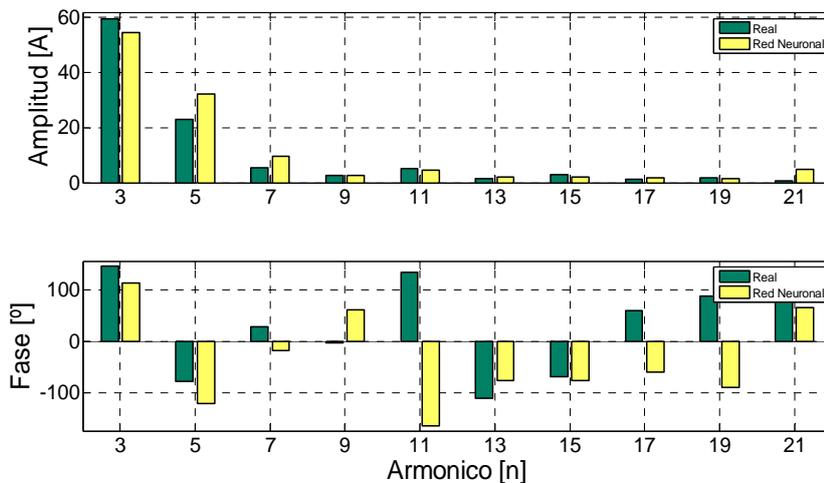


Figura 5-66 Comparación de amplitudes y fases entre los datos reales y los obtenidos con la RN en torno a la muestra 480 (caso 6)

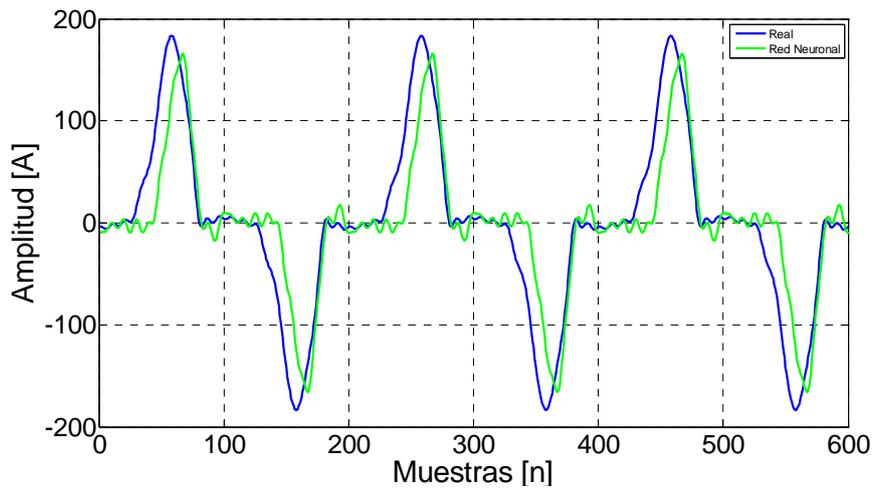


Figura 5-67 Reconstrucción de la corriente real y los obtenidos con la RN en torno a la muestra 480 (caso 6)

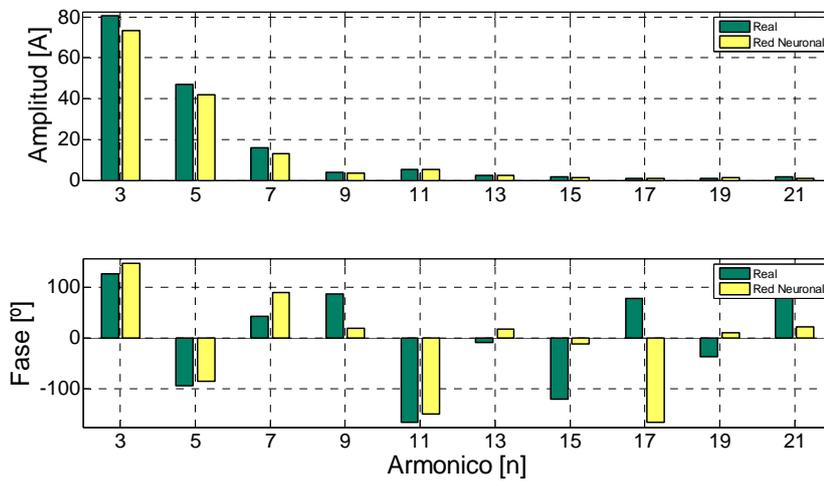


Figura 5-68 Comparación de amplitudes y fases entre los datos reales y los obtenidos con la RN en torno a la muestra 515 (caso 7)

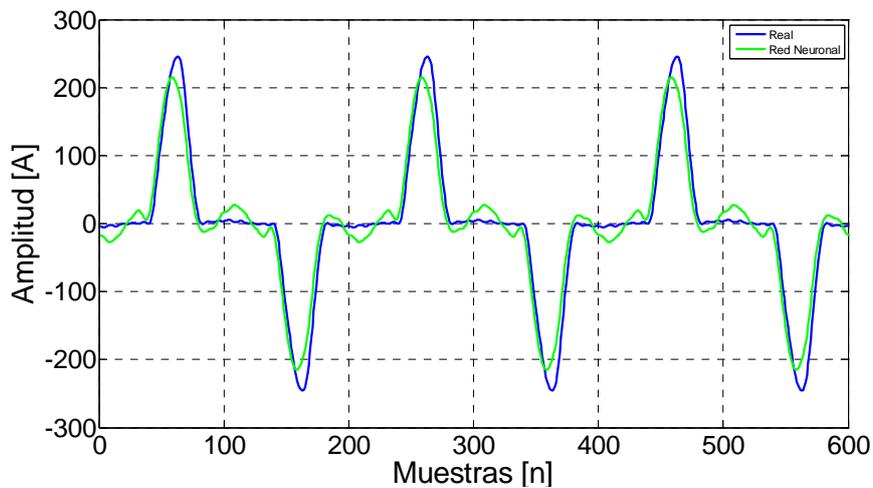


Figura 5-69 Reconstrucción de la corriente real y los obtenidos con la RN en torno a la muestra 515 (caso 7)

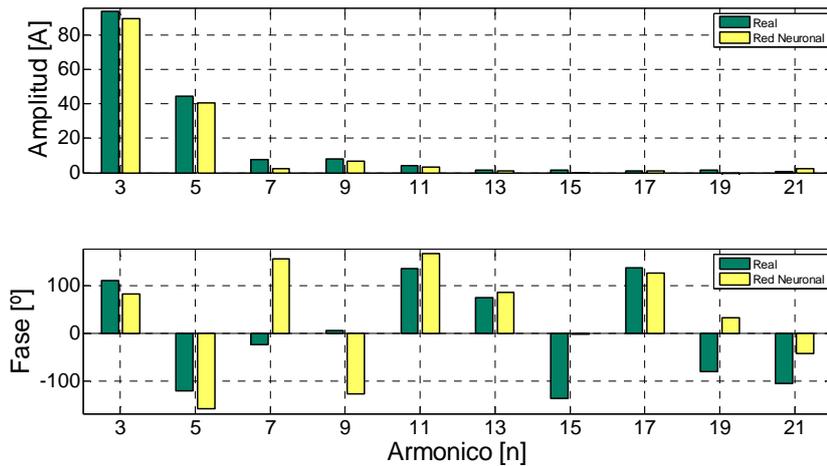


Figura 5-70 Comparación de amplitudes y fases entre los datos reales y los obtenidos con la RN en torno a la muestra 525 (caso 8)

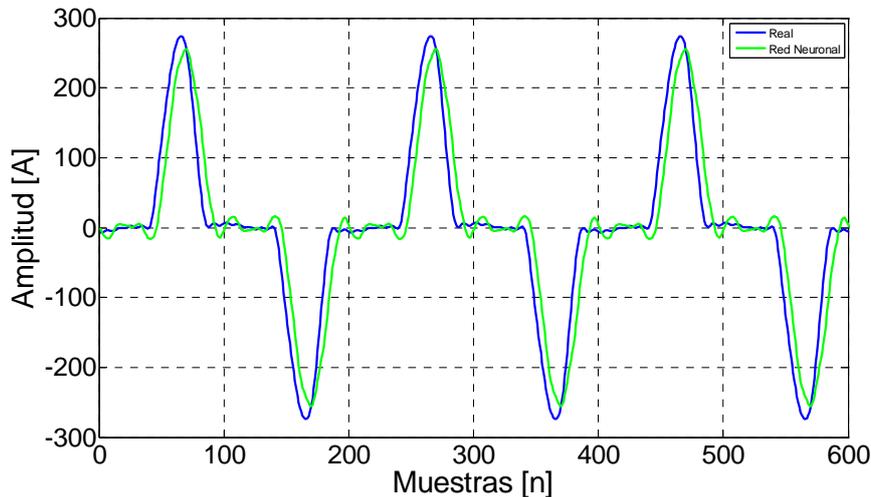


Figura 5-71 Reconstrucción de la corriente real y los obtenidos con la RN en torno a la muestra 525 (caso 8)

En estos tres últimos casos los errores de amplitud también se encuentran por debajo del 5% respecto a la fundamental, salvo en el armónico 5 de la Figura 5-66 que es un poco mayor. Pero los errores en la fase son mayores que en los casos de entrenamiento y se producen también en los armónicos de más amplitud (3^o y 5^o), con lo que resultan más evidentes en las reconstrucciones.

5.8 Conclusiones

Las cargas no lineales no obedecen al modelo simplificado que considera que estas cargas se comportan como fuentes de corriente ideales. La amplitud de los distintos armónicos de corriente depende tanto de la impedancia común de la línea donde se encuentra conectada como de las distintas impedancias no compartidas con las

cargas vecinas. Así mismo, estas amplitudes se ven afectadas por las distintas cargas vecinas.

Tras analizar distintos tipos de RN, utilizando medidas obtenidas de la carga a modelar tanto en régimen temporal (muestras) como en régimen frecuencial (armónicos); la opción que mejor se ha comportado para la simulación del sistema red más cargas no lineales, ha sido la utilización de redes del tipo "Fed Forward" empleando medidas frecuenciales.

Los modelos obtenidos con RN para circuitos que muestran el fenómeno de amplificación de armónicos, presentan resultados que concuerdan con las comprobaciones experimentales

La normalización de los datos de entrenamiento de la RN a un intervalo de entrada y salida de [-0.7 a 0.7] aporta robustez y permite simular casos de carga fuera de los empleados en el propio entrenamiento.

El modelo de carga obtenido mediante RN concuerda muy bien con los datos medidos de la propia carga.

Con los modelos de RN correspondientes a las amplitudes se obtienen resultados muy próximos a los medidos, pero el modelo de RN correspondiente a las fases presenta unos resultados menos acertados. Sin embargo, para dimensionar un FA (objetivo del modelo), es suficiente con conocer las amplitudes de los armónicos de corriente por lo que el modelo resultante es satisfactorio.

En las medidas experimentales la resolución en la medida de tensión no han sido suficiente. A partir del armónico 11^o, la señal a medir, era inferior al ruido de cuantificación del equipo. La resolución mínima necesaria del equipo de medida para poder generar un modelo de CNL de la carga experimental debería haber sido de 12 bits reales, sin embargo en este caso la resolución del equipo es algo inferior a 9 bits (1 voltio de resolución para señales de alrededor de 325V).

5.9 Aportaciones

Se han estudiado distintos métodos para modelar las cargas no lineales habitualmente conectadas a la red de alimentación. El modelo debe tener en cuenta la impedancia de la red de alimentación y las existentes entre las cargas no lineales vecinas.

Capítulo 5 – Fenómeno de amplificación de armónicos. Modelado de las cargas mediante Redes Neuronales (RN).

Se han utilizado distintos tipos de RN para conseguir un modelo que sea lo más cercano a la realidad posible con un tiempo de procesado razonable.

Se ha estudiado la influencia de la baja resolución de los datos reales debidos al sistema de medida a la vez que se ha analizado la influencia del tamaño del conjunto de medidas utilizado para entrenar la RN.

Finalmente se ha validado el modelo basado en RN con datos de simulación y datos reales.

Los primeros resultados del modelado de cargas no lineales basados en RN se han presentado en el ISIE 2014 [Lamich et al 2014] y se está a la espera de la evaluación de un nuevo artículo en revista y otro en un congreso.

Aportaciones y Futuros Trabajos

En el capítulo 2 se ha propuesto una nueva topología de filtro híbrido paralelo de cuatro hilos donde las tres fases del inversor de tensión (VSI) están conectadas a la red a través de circuitos LC serie y el conductor neutro se conecta al negativo del bus de continua del VSI. Así se elimina la necesidad de equilibrar la tensión de los condensadores del bus de continua en un VSI con condensador partido [Lamich et al 2007] [Lamich et al 2007] [Lamich et al 2008]. También se ha introducido una transformación de ejes que reduce la potencia de procesamiento necesaria cuando el filtro se encuentra conectado a una red sin neutro [Lamich et al 2002].

Como trabajo futuro se pretende investigar la utilización de semiconductores de SiC (Carburo de Silicio) en el inversor de tensión. Esto permitirá trabajar con mayores tensiones del bus de continua y mayores frecuencias de conmutación, permitiendo que el FA pueda seguir derivadas de la corriente de carga mayores, y reducir el tamaño de las inductancias del filtro LC. Al permitir mayores di/dt se podrán compensar armónicos de mayor frecuencia y/o amplitud.

En el capítulo 3 se ha desarrollado una estructura de control que permite compensar los armónicos de corriente, mientras se mantienen las tensiones necesarias en los condensadores de acople para su correcto funcionamiento. Este control se ha desarrollado tanto en el caso de conexión a una línea de cuatro hilos como una de tres [Lamich et al 2006] [Lamich et al 2007]. Además se han comparado distintos métodos para la obtención de las consignas de corriente.

Pese a que a primera vista parece que la obtención de consignas de corriente y el control de los FA mediante métodos temporales permitirá responder a las variaciones en las cargas no lineales y por tanto reducir los armónicos en los transitorios; en realidad lo que ocurre es que se modifica la onda senoidal en mitad del periodo y se generan armónicos. Por tanto es mejor mantener la señal de consigna de corriente a lo largo del periodo, sin modificar la amplitud ni la fase. Por otro lado, en algunos casos, es necesario que el filtro no compense algunos armónicos de corriente. Este caso es frecuente cuando alguno de los armónicos se ve muy amplificado al introducir el filtro. Teniendo en cuenta estas dos circunstancias, parece que será más apropiada la aplicación de métodos frecuenciales para el control del filtro y sobre todo para la separación de las consignas de corriente, lo que permite la compensación selectiva de armónicos. En un futuro se pretende trabajar con métodos que permitan al propio sistema de control, decidir qué cantidad de cada armónico debe compensar.

En el capítulo 4 se presenta un sistema de control para reducir la componente reactiva capacitiva que genera el FA. Esta reducción se puede conseguir en situaciones de poca carga sin alterar las prestaciones del FA. El sistema se adapta dinámicamente a las condiciones de carga y permite inyectar la componente reactiva capacitiva mínima necesaria para que el FA realice su función correctamente [Lamich et al 2009] [Lamich et al 2009].

En el capítulo 5 se han estudiado distintos métodos para modelar las cargas no lineales que suelen estar conectadas a la red de alimentación. El modelo tiene en cuenta la impedancia de la red de alimentación y la de las cargas no lineales vecinas. Se han utilizado distintos tipos de RN para conseguir un modelo que sea lo más cercano a la realidad con un tiempo de procesado razonable. Se ha estudiado la influencia de la baja resolución de los datos reales debidos al sistema de medida a la vez que se ha analizado la influencia del tamaño del conjunto de medidas utilizado para entrenar la RN. Finalmente se ha validado el modelo basado en RN con datos de simulación y datos reales. Los primeros resultados del modelado de cargas no lineales basados en RN se han presentado en el ISIE 2014 [Lamich et al 2014] y se espera respuesta de otros dos trabajos enviados a un congreso y a una revista.

Se ha empezado a mejorar el modelo utilizando coordenadas cartesianas (componente real e imaginaria) en vez de polares, para intentar evitar algunos problemas que aparecen en las fases. Los primeros resultados obtenidos parecen muy prometedores; tanto la parte real como la imaginaria del nuevo modelo, presentan errores similares a la amplitud en el modelo presentado en esta tesis. Otro aspecto en

| Aportaciones y Trabajos Futuros

que se pretende profundizar en el campo de las RN es en la posibilidad de introducir restricciones y en modificar el proceso de normalización teniendo en cuenta la media y variancia de los datos.

Por otro lado se pretende obtener un modelo de las cargas no lineales utilizando métodos estadísticos de regresiones lineales múltiples con múltiples salidas. En los modelos de regresión, se tiene un mayor control sobre qué variables de entrada se incluyen en cada salida y qué tipo de relación se introduce; lo que es difícil en las RN.

Gracias a que el modelo obtenido con las RN se acerca bastante al sistema real, se prevé aprovecharlo para mejorar el control del FA y que éste se adapte a la impedancia de la línea en la que se encuentra conectado.

REFERENCIAS

[Akagi et al 1984]

Akagi, H.; Kanazawa, Yoshihira; Nabae, A., "Instantaneous Reactive Power Compensators Comprising Switching Devices without Energy Storage Components," Industry Applications, IEEE Transactions on , vol.IA-20, no.3, pp.625,630, May 1984 doi: 10.1109/TIA.1984.4504460

[Akagi 1996]

Akagi, H., "New trends in active filters for power conditioning," Industry Applications, IEEE Transactions on , vol.32, no.6, pp.1312,1322, Nov/Dec 1996; doi: 10.1109/28.556633

[Akagi et al 2003]

Akagi, H.; Srianthumrong, S.; Tamai, Y., "Comparisons in circuit configuration and filtering performance between hybrid and pure shunt active filters," Industry Applications Conference, 2003. 38th IAS Annual Meeting. Conference Record of the , vol.2, no., pp.1195,1202 vol.2, 12-16 Oct. 2003 doi: 10.1109/IAS.2003.1257702

[Akagi 2005]

Akagi, H., "The state-of-the-art of active filters for power conditioning," Power Electronics and Applications, 2005 European Conference on , , pp.15 pp.,P.15, doi: 10.1109/EPE.2005.219768

[Akagi 2006]

Akagi. H, 2006. "Modern active filter and traditional passive filters", Bulletin of the polish academy of sciences technical sciences, vol.54, No.3 pp.255-269.

[Byoung-Hee et al 2005]

Byoung-Hee Kim; Velas, J.P.; Lee, K.Y., "Semigroup based neural network architecture for extrapolation of enthalpy in a power plant," Intelligent Systems Application to Power Systems, 2005. Proceedings of the 13th International Conference on , vol., no., pp.6 pp.,, 6-10 Nov. 2005; doi: 10.1109/ISAP.2005.1599278

[Candela 2009]

José Ignacio Candela García; "Aportaciones al filtrado híbrido paralelo en redes trifásicas de cuatro hilos"; (Tesis Doctoral); Universitat Politècnica de Catalunya. Departament d'Enginyeria Elèctrica; 2009

[Changzheng et al 2005]

Zhang Changzheng; Chen Qiaofu; Zhao Youbin; Li Dayi, "A novel active power filter applied to high voltage distribution systems," Electrical Machines and Systems, 2005. ICEMS 2005. Proceedings of the Eighth International Conference on , vol.3, no., pp.1791,1794 Vol. 3, 29-29 Sept. 2005; doi: 10.1109/ICEMS.2005.202869

[Chatterjee et al 2000]

Chatterjee, K.; Venkataramanan, G.; Cabrera, M.; Loftus, D., "Unity power factor single phase AC line current conditioner," Industry Applications Conference, 2000. Conference Record of the 2000 IEEE , vol.4, no., pp.2297,2304 vol.4, Oct 2000; doi: 10.1109/IAS.2000.883145

[Choudhary et al 2010]

Choudhary, A.; Rishi, R.; Ahlawat, S.; Dhaka, V.S., "Performance analysis of feed forward MLP with various activation functions for handwritten numerals recognition," Computer and Automation Engineering (ICCAE), 2010 The 2nd International Conference on , vol.5, no., pp.852,856, 26-28 Feb. 2010; doi: 10.1109/ICCAE.2010.5451890

[Demuth et al 2009]

Demuth, Howard; Beale, Mark; Hagan, Martin; "Neural Network Toolbox™ 6, User's Guide"; The MathWorks Inc., Natick, MA, USA 2009

[Dixon et al. 2003]

Dixon, J.; del Valle, Y.; Orchard, M.; Ortuzar, M.; Moran, L.; Maffrand, C., "A full compensating system for general loads, based on a combination of thyristor binary compensator, and a PWM-IGBT active power filter," Industrial Electronics, IEEE Transactions on , vol.50, no.5, pp.982,989, Oct. 2003; doi: 10.1109/TIE.2003.817604

[Driesen y Belmans 2002]

Driesen, J.; Belmans, R., "Active power filter control algorithms using wavelet-based power definitions," Harmonics and Quality of Power, 2002. 10th International Conference on , vol.2, no., pp.466,471 vol.2, 6-9 Oct. 2002; doi: 10.1109/ICHQP.2002.1221480

[Fujita y Akagi 1991]

Fujita, H.; Akagi, H., "Design strategy for the combined system of shunt passive and series active filters," Industry Applications Society Annual Meeting, 1991., Conference Record of the 1991 IEEE , vol., no., pp.898,903 vol.1, Sept. 28 1991-Oct. 4 1991; doi: 10.1109/IAS.1991.178344

[Haley y Soloway 1992]

Haley, P.J.; Soloway, Donald, "Extrapolation limitations of multilayer feedforward neural networks," Neural Networks, 1992. IJCNN., International Joint Conference on , vol.4, no., pp.25,30 vol.4, 7-11 Jun 1992; doi: 10.1109/IJCNN.1992.227294

[Han, Bae y Ovaska 2005]

Byung-Moon Han; Byong-Yeul Bae; Ovaska, S.J., "Reference signal generator for active power filters using improved adaptive predictive filter," Industrial Electronics, IEEE Transactions on , vol.52, no.2, pp.576,584, April 2005; doi: 10.1109/TIE.2005.844222

[Hastie et al 2009]

Hastie, Trevor; Tibshirani, Robert; Friedman, Jerome; "The Elements of Statistical Learning: Data Mining, Inference, and Prediction" Springer-Verlag; Second Edition 2009

[Hunter et al 2012]

Hunter, D.; Hao Yu; Pukish, M.S.; Kolbusz, J.; Wilamowski, B.M., "Selection of Proper Neural Network Sizes and Architectures—A Comparative Study," Industrial Informatics, IEEE Transactions on , vol.8, no.2, pp.228,240, May 2012; doi: 10.1109/TII.2012.2187914

[Inzunza y Akagi 2005]

Inzunza, Ruben; Akagi, H., "A 6.6-kV transformerless shunt hybrid active filter for installation on a power distribution system," Power Electronics, IEEE Transactions on , vol.20, no.4, pp.893,900, July 2005 doi: 10.1109/TPEL.2005.850951

[Jianjun Xu et al 2007]

Jianjun Xu; Gunyan, Daniel; Iwamoto, M.; Horn, J.M.; Cognata, Alex; Root, D.E., "Drain-Source Symmetric Artificial Neural Network-Based FET Model with Robust Extrapolation Beyond Training Data," Microwave Symposium, 2007. IEEE/MTT-S International , vol., no., pp.2011,2014, 3-8 June 2007; doi: 10.1109/MWSYM.2007.380244

[Jovcic 2003]

Jovcic, D., "Phase locked loop system for FACTS," Power Systems, IEEE Transactions on , vol.18, no.3, pp.1116,1124, Aug. 2003; doi: 10.1109/TPWRS.2003.814885

[Karimi-Ghartemani e Iravani 2004]

Karimi-Ghartemani, M.; Iravani, M.R., "A method for synchronization of power electronic converters in polluted and variable-frequency environments," Power Systems, IEEE Transactions on , vol.19, no.3, pp.1263,1270, Aug. 2004; doi: 10.1109/TPWRS.2004.831280

[Karimi-Ghartemani et al 2004]

Karimi-Ghartemani, M.; Mokhtari, H.; Iravani, M.R.; Sedighy, M., "A signal Processing system for extraction of harmonics and reactive current of single-phase systems," Power Delivery, IEEE Transactions on , vol.19, no.3, pp.979,986, July 2004; doi: 10.1109/TPWRD.2004.829942

[Kian et al 2012]

Kian Hoong Kwan; Ping Lam So; Yun Chung Chu, "An Output Regulation-Based Unified Power Quality Conditioner With Kalman Filters," Industrial Electronics, IEEE Transactions on , vol.59, no.11, pp.4248,4262, Nov. 2012; doi: 10.1109/TIE.2012.2193852

[Lavopa et al 2009]

Lavopa, E.; Zanchetta, P.; Sumner, M.; Cupertino, F., "Real-Time Estimation of Fundamental Frequency and Harmonics for Active Shunt Power Filters in Aircraft Electrical Systems," Industrial Electronics, IEEE Transactions on , vol.56, no.8, pp.2875,2884, Aug. 2009; doi: 10.1109/TIE.2009.2015292

[Lin y Yang 2005]

Bor-Ren Lin; Tsung-Yu Yang, "Single-phase three-level converter for power factor correction," Circuits and Systems, 2004. ISCAS '04. Proceedings of the 2004 International Symposium on , vol.5, no., pp.V-960,V-963 Vol.5, 23-26 May 2004 doi: 10.1109/ISCAS.2004.1329969

[Lin y Huang 2006]

Bor-Ren Lin; Chun-Hao Huang, "Implementation of a Three-Phase Capacitor-Clamped Active Power Filter Under Unbalanced Condition," Industrial Electronics, IEEE Transactions on , vol.53, no.5, pp.1621,1630, Oct. 2006 doi: 10.1109/TIE.2006.881991

[Martins et al 2007]

Martins, J.F.; Santos, P.J.; Pires, A.J.; da Silva, L.E.B.; Mendes, R.V., "Entropy-Based Choice of a Neural Network Drive Model," Industrial Electronics, IEEE Transactions on , vol.54, no.1, pp.110,116, Feb. 2007 doi: 10.1109/TIE.2006.888768

[Mazumdar y Harley, 2008]

Mazumdar, J.; Harley, R.G., "Recurrent Neural Networks Trained With Backpropagation Through Time Algorithm to Estimate Nonlinear Load Harmonic Currents," Industrial Electronics, IEEE Transactions on , vol.55, no.9, pp.3484,3491, Sept. 2008; doi: 10.1109/TIE.2008.925315

[Mevawalla et al 2011]

Mevawalla, Z.N.; May, G.S.; Kiehlbauch, M.W., "Neural Network Modeling for Advanced Process Control Using Production Data," Semiconductor Manufacturing, IEEE Transactions on , vol.24, no.2, pp.182,189, May 2011; doi: 10.1109/TSM.2011.2115261

[Moreno et al 2007]

Moreno, V.M.; Liserre, M.; Pigazo, A.; Dell'Aquila, A., "A Comparative Analysis of Real-Time Algorithms for Power Signal Decomposition in Multiple Synchronous Reference Frames," Power Electronics, IEEE Transactions on , vol.22, no.4, pp.1280,1289, July 2007; doi: 10.1109/TPEL.2007.900484

[Ortuzar et al 2006]

Ortuzar, M.E.; Carmi, R.E.; Dixon, J.W.; Moran, L., "Voltage-source active power filter based on multilevel converter and ultracapacitor DC link," Industrial Electronics, IEEE Transactions on , vol.53, no.2, pp.477,485, April 2006; doi: 10.1109/TIE.2006.870656

[Peng, Akagi y Nabae 1988]

Peng, F.Z.; Akagi, H.; Nabae, A., "A novel harmonic power filter," Power Electronics Specialists Conference, 1988. PESC '88 Record., 19th Annual IEEE , vol., no., pp.1151,1159 vol.2, 11-14 April 1988; doi: 10.1109/PESC.1988.18256

[Pigkiewski y Rybicki 2004]

Pigkiewski, F.; Rybicki, L., "Visual comparison of performance for different activation functions in MLP networks," Neural Networks, 2004. Proceedings. 2004 IEEE International Joint Conference on , vol.4, no., pp.2947,2952 vol.4, 25-29 July 2004; doi: 10.1109/IJCNN.2004.1381133

[Rodríguez 2005]

Rodríguez Cortés, Pedro "Aportaciones a los acondicionadores activos de corriente en derivación para redes trifásicas de cuatro hilos" (Tesis Doctoral); Universitat Politècnica de Catalunya. Departament d'Enginyeria Elèctrica; 2005 ISBN: 8468913596

[Rolim et al 2006]

Rolim, L.G.B.; da Costa, D.R.; Aredes, M., "Analysis and Software Implementation of a Robust Synchronizing PLL Circuit Based on the pq Theory," Industrial Electronics, IEEE Transactions on , vol.53, no.6, pp.1919,1926, Dec. 2006; doi: 10.1109/TIE.2006.885483

[Rudion et al 2009]

Rudion, K.; Guo, H.; Abildgaard, H.; Styczynski, Z.A., "Non-linear load modeling — Requirements and preparation for measurement," Power & Energy Society General Meeting, 2009. PES '09. IEEE , vol., no., pp.1,7, 26-30 July 2009; doi: 10.1109/PES.2009.5275994

[Saddam y Patel 2014]

Shekh Saddam Husen; Prof. Pinkal J. Patel; "A Literature Review and Industrial Survey on Active Power Filter "; International Journal of Engineering Development and Research 2014 IJEDR; Volume 2, Issue 1; pp.118-125; ISSN: 2321-9939

[Salo y Tuusa 2005]

Salo, M.; Tuusa, H., "A new control system with a control delay compensation for a current-source active power filter," Industrial Electronics, IEEE Transactions on , vol.52, no.6, pp.1616,1624, Dec. 2005 doi: 10.1109/TIE.2005.858711

[Sola y Sevilla 1997]

Sola, J.; Sevilla, J., "Importance of input data normalization for the application of neural networks to complex industrial problems," Nuclear Science, IEEE Transactions on , vol.44, no.3, pp.1464,1468, Jun 1997; doi: 10.1109/23.589532

[Srianthumrong y Akagi 2003]

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 , vol.39, no.3, pp.874,882, May-June 2003; doi: 10.1109/TIA.2003.811787

[Tangtheerajaronwong et al 2006]

Tangtheerajaronwong, W.; Hatada, T.; Wada, K.; Akagi, H., "Design of a Transformerless Shunt Hybrid Filter Integrated into a Three-Phase Diode Rectifier," Power Electronics Specialists Conference, 2006. PESC '06. 37th IEEE , vol., no., pp.1,7, 18-22 June 2006; doi: 10.1109/PESC.2006.1711974

[Wai y Lin 2010]

Rong-Jong Wai; Chun-Yu Lin, "Active Low-Frequency Ripple Control for Clean-Energy Power-Conditioning Mechanism," Industrial Electronics, IEEE Transactions on , vol.57, no.11, pp.3780,3792, Nov. 2010; doi: 10.1109/TIE.2010.2040569

[Willems 1992]

Willems, J.L., "A new interpretation of the Akagi-Nabae power components for nonsinusoidal three-phase situations," *Instrumentation and Measurement, IEEE Transactions on* , vol.41, no.4, pp.523,527, Aug 1992; doi: 10.1109/19.155919

[Wilamowski 2009]

Wilamowski, B.M., "Neural network architectures and learning algorithms," *Industrial Electronics Magazine, IEEE* , vol.3, no.4, pp.56,63, Dec. 2009; doi: 10.1109/MIE.2009.934790

[Wilamowski et al 2008]

Wilamowski, B.M.; Cotton, N.J.; Kaynak, O.; Dunder, G., "Computing Gradient Vector and Jacobian Matrix in Arbitrarily Connected Neural Networks," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on* , vol.55, no.10, pp.3784,3790, Oct. 2008; doi: 10.1109/TIE.2008.2003319

[Xinxing Pan et al 2013]

Xinxing Pan; Lee, B.; Chunrong Zhang, "A comparison of neural network backpropagation algorithms for electricity load forecasting," *Intelligent Energy Systems (IWIES), 2013 IEEE International Workshop on* , vol., no., pp.22,27, 14-14 Nov. 2013; doi: 10.1109/IWIES.2013.6698556

[Zhang y Zhang 2010]

Lei Zhang; Qi-Jun Zhang, "Simple and Effective Extrapolation Technique for Neural-Based Microwave Modeling," *Microwave and Wireless Components Letters, IEEE* , vol.20, no.6, pp.301,303, June 2010; doi: 10.1109/LMWC.2010.2047450

Referencias Propias

[Lamich et al 2014]

Lamich, M.; Balcells, J.; Corbalan, M.; Sainz, L.; Fernandez, C., "Modeling harmonics of networks supplying nonlinear loads," *Industrial Electronics (ISIE), 2014 IEEE 23rd International Symposium on* , vol., no., pp.2030,2034, 1-4 June 2014; doi: 10.1109/ISIE.2014.6864929

[Lamich et al 2009]

Manuel Lamich, Josep Balcells, David Gonzalez, Xavier Gago, Carles Jaén, Jose Luis Castillo, "Control to reduce leading current in a Shunt Hybrid Power Filter", *PRZEGLĄD ELEKTROTECHNICZNY (Electrical Review) Vol. 85, Nr. 10/2009 Oct.2009* , pp 290-294; ISSN: 0033-2097.

[Lamich et al 2009]

Lamich, M.; Balcells, J.; Castillo, J.-L.; Perez, D.; "Lead current reduction in a three phase four wires Shunt Hybrid Filter"; *Proceedings 13th European Conference on Power Electronics and Applications, 2009. EPE '09, Barcelona (Spain) 8-10 Sept. 2009* ; pp 1 - 10; ISBN: 978-1-4244-4432-8

[Lamich et al 2009]

Manuel Lamich, Josep Balcells, David Gonzalez, Xavier Gago, Carles Jaén, Jose Luis Castillo, "Control to reduce leading current in a Shunt Hybrid Power Filter", 2009 Compatibility And Power Electronics CPE2009 6th International Conference-Workshop, 20-22 May 2009. Pages 73-78, ISBN: 978-1-4244-2856-4

[Lamich et al 2008]

Lamich, M.; Balcells, J.; Gonzalez, D.; Gago, X.; " Three phase four wires shunt hybrid filter" Electronics, Circuits and Systems, 2008. ICECS 2008. 15th IEEE International Conference on, Aug. 31 2008-Sept. 3 2008 Page(s):1103 - 1106, Digital Object Identifier 10.1109/ICECS.2008.4675050

[Lamich et al 2007]

Manuel Lamich , Josep Balcells, David Gonzalez , Javier Gago " New structure for three-phase, four-wires shunt active filter ",Przeglad Elektrotechniczny, Volume LXXXIII; No. 10 October 2007 Pages: 73-77, ISSN 033-2097

[Lamich et al 2006]

M.Lamich, J. Balcells, J.Garcia, D. González , J. Gago, New Structure for Three Phase Four Wires Hybrid Active Filters; IEEE Industrial Electronics, IECON 2006 - 32nd Annual Conference , Paris, Nov. 2006 Page(s):1643 – 1648

[Lamich et al 2005]

Lamich, M.; Balcells, J.; Gonzalez, D.; Gago, J., "Power conditioners synchronisation in networks with large frequency deviation," Industrial Electronics Society, 2003. IECON '03. The 29th Annual Conference of the IEEE , vol.2, no., pp.1326,1330 Vol.2, 2-6 Nov. 2003; doi: 10.1109/IECON.2003.1280247

[Lamich et al 2003]

Lamich, M.; Balcells, J.; Gonzalez, D.; Gago, J., "Power conditioners synchronisation in networks with large frequency deviation," Industrial Electronics Society, 2003. IECON '03. The 29th Annual Conference of the IEEE , vol.2, no., pp.1326,1330 Vol.2, 2-6 Nov. 2003 doi: 10.1109/IECON.2003.1280247

[Lamich et Al 2002]

Lamich M., Balcells J., González D. " New method for obtaining SV-PWM patterns following an arbitrary reference" , Proceedings of IEEE 28th International Conference on Industrial Electronics ; IECON 2002, Full paper CD-ROM , 5 pags. Sevilla, November 2002; ISBN: 0-7803-7475-4