

DETECCIÓN Y SUPRESIÓN DE ARMÓNICOS DE BAJO ORDEN EN LA CORRIENTE ELÉCTRICA

Pablo Montero-Robina

Departamento de Ingeniería de Sistemas y Automática, Universidad de Sevilla, pmontero1@us.es

Francisco Gordillo Álvarez

Departamento de Ingeniería de Sistemas y Automática, Universidad de Sevilla, gordillo@us.es

Resumen

La presencia de armónicos de bajo orden en la red eléctrica causa numerosas pérdidas económicas a la industria. Por ello, se están dedicando muchos esfuerzos en la búsqueda de soluciones para reducir su presencia en la red eléctrica. Una de esas soluciones es el algoritmo que se comenta en esta contribución. Consiste en la detección y posterior compensación de uno o varios armónicos presentes en las corrientes de fase de forma simultánea. Para ello se plantea una etapa de detección, donde se extrae la componente del armónico o armónicos a compensar, y otra etapa de compensación, donde se utiliza un controlador para determinar una componente de referencia a introducir en las referencias de corriente. Este algoritmo ha sido testado experimentalmente y los resultados validan la capacidad del algoritmo para su uso con equipos reales.

Palabras clave: Convertidores multinivel, Diode-clamped converter, supresión de armónicos, detección de armónicos, distorsión armónica

1. Introducción

La creciente dependencia a la energía eléctrica ha supuesto la búsqueda y desarrollo de nuevas tecnologías y perspectivas que garanticen la estabilidad de la red eléctrica así como de su abastecimiento [1,5]. A este aspecto se le suma la incorporación de nodos distribuidos arbitrariamente que interactúan con la red eléctrica, ya sea inyectando o demandando potencia, y que suponen una complicación adicional para el modelado y control de la misma [10,15]. Como consecuencia, la red eléctrica no solo se compone de una frecuencia de 50 Hz, sino de la suma adicional de subarmónicos que empeoran la calidad de la red. Una medida general para reducir este impacto a la distorsión armónica es la imposición de una limitación a los armónicos presentes en la corriente eléctrica introducida, ya sea en valores absolutos o porcentuales dependiendo del impacto del elemento bajo consideración [13,21]. Por ello, el cumplimiento de este código de red se ha convertido en un elemento vi-

tal en el diseño e implementación de sistemas de potencia conectados a la red.

En este punto, son diversas las soluciones planteadas para reducir la distorsión armónica: uso de filtros con componentes pasivos [2], filtros activos [14], topologías de convertidores más complejas [6], entre otros. Los filtros pasivos son aquellos componentes, principalmente inductancias y condensadores, que por sus propiedades eléctricas introducen unas impedancias mayores para los armónicos comparados con la componente fundamental. Por otro lado, los filtros activos son aquellos algoritmos que hacen uso de los elementos semiconductores para reducir la distorsión armónica en el punto de conexión a la red. En este sentido, pueden hacer uso de los propios elementos semiconductores inherentes en el convertidor sin necesidad de incorporar hardware adicional que encarezca el mismo.

Otro avance considerable en la reducción de la distorsión armónica es la introducción de convertidores de potencia multinivel [3]. Estos convertidores utilizan una mayor cantidad de dispositivos semiconductores y condensadores con el fin de generar diferentes niveles discretos de tensión a la salida. Con ello, los saltos de tensión son relativamente menores que en un convertidor estándar de dos niveles y, consecuentemente, también lo es el rizado de la corriente. Mientras mayor sea el número de niveles del convertidor, más compleja es la topología pero menores son los saltos y la distorsión introducida. Existen numerosas topologías de convertidores multinivel [11], siendo la topología "Diode-clamped Converter" (DCC) una de las más conocidas en la actualidad [7]. Esta topología utiliza diodos junto a dispositivos semiconductores adicionales para fijar los distintos niveles a la salida. La modalidad de 3 niveles, conocida como "Neutral-point clamped (NPC)", es de amplio uso en la actualidad y tiene una gran aceptación en la industria para aplicaciones de media y alta tensión [12].

A pesar del atractivo uso de convertidores multinivel—de tres niveles particularmente para este artículo—el uso de más de un nivel y la disposición de varios condensadores acarrea ciertas

consideraciones que dificultan su implementación. En [9] se utiliza un modelo promediado para una topología de 5 niveles, donde se considera los efectos del uso de un nivel u otro sobre la tensión de los condensadores y se realiza una propuesta de modulación que satisface el control de corriente y mantiene el mismo nivel de tensión en los condensadores. De forma similar, en [17] se realiza una propuesta de modulación para la topología de 3 niveles. Sin embargo, por la naturaleza de los dispositivos semiconductores, se requiere introducir unos intervalos, denominados tiempos muertos, entre el establecimiento de un nivel u otro en la salida del equipo. Esto se debe a la no idealidad de los semiconductores que toman un tiempo finito entre la orden de apertura y el cese de corriente a través del mismo. Como consecuencia, por cada salto de nivel, existe un intervalo donde el nivel de tensión a la salida no es el deseado por el control. Precisamente, en [8] se modela el efecto de estos tiempos muertos sobre el control en corriente, resultando en la aparición de 5° y 7° armónicos sobre la componente final. Este análisis es extrapolable para convertidores multinivel, haciendo aún más notable la aparición de estas componentes no deseadas al haber más saltos de niveles.

En esta línea, en [4] se propone un esquema de detección y posterior eliminación de armónicos presentes en la corriente eléctrica. Aunque el planteamiento se realiza para una topología particular de convertidores multinivel, el planteamiento es extrapolable para cualquier topología de convertidores. Primeramente, una etapa de detección utiliza un control PI en cascada con un filtro paso bajo para generar la referencia de corriente de los armónicos a eliminar. Seguidamente, estas referencias se introducen en el control en corriente del sistema junto a la referencia de la corriente fundamental. Para garantizar que estas referencias son alcanzadas en el régimen permanente se utiliza un control resonante sintonizado a las correspondientes frecuencias de los armónicos además de la fundamental de 50 Hz [16].

Este artículo implementa experimentalmente el esquema de detección y compensación de armónicos en corriente presentado en [4] para un convertidor de 3 niveles NPC trifásico. A su vez, el control en corriente utilizado está basado en el control resonante en ejes estacionarios [16] sintonizado a la frecuencia fundamental y a las componentes de los armónicos a eliminar. La modulación implementada se basa en el uso de los 2 niveles más cercanos “Nearest level modulation (NLM)” junto a la inyección de una componente común a las 3 fases producto de un problema de optimización para el balance de los condensadores [18]. Para probar el correcto funcionamiento del algoritmo, éste se im-

plementa en un convertidor NPC trifásico de 13 kVA conectado a la red eléctrica de baja tensión.

El contenido del artículo se dispone de la siguiente forma: la sección 2 muestra el esquema del convertidor utilizado; la sección 3 introduce las dos etapas del algoritmo de eliminación de armónicos; la sección 4 presenta los algoritmos de control y modulación implementados; la sección 5 muestra los resultados experimentales de esta implementación; y por último, la sección 6 arroja unas conclusiones de la implementación completa.

2. Convertidor NPC

El esquema del convertidor utilizado se muestra en la Fig. 1. Se trata de un convertidor de 3 niveles NPC conectado a la red eléctrica de frecuencia $\omega_{\text{red}} = 2\pi 50 \text{ rad/s}$ cuyas variables del sistema son las tensiones de fase v_{sa}, v_{sb}, v_{sc} , corrientes de fase i_a, i_b, i_c y tensiones de los condensadores v_{c1} y v_{c2} . Cada una de las fases puede conectarse a uno de los 3 niveles ‘p’, ‘o’ o ‘n’ dependiendo del estado de los dispositivos semiconductores. Las salidas del convertidor, definidas como los puntos ‘a’, ‘b’, ‘c’ están conectados a la red eléctrica a través de las inductancias L_1, L_2 y L_3 . La carga es una resistencia de valor R que está conectada en el lado del dc-link cuya tensión es $v_{dc} = v_{c1} + v_{c2}$.

3. Algoritmo de compensación de armónicos

El algoritmo de compensación se obtiene de [4] y se aplica para el convertidor expuesto en la sección anterior. Está compuesto por 2 etapas: una etapa de detección y otra etapa de compensación.

3.1. Detección de armónicos

Esta etapa utiliza información proveniente de la componente fundamental medida en la red eléctrica para sincronizar los ejes de la corriente de red con el armónico a compensar. Para ello, se utiliza la transformación $abc/\alpha\beta$ para pasar la tensión de la red eléctrica (v_{sa}, v_{sb}, v_{sc}) a ejes estacionarios ($v_{s\alpha}, v_{s\beta}$) y obtener, desde estos ejes, el valor del ángulo de la red (ω_{red}) utilizando un ‘Phase-locked loop (PLL)’ [19]. Nótese que la componente fundamental de $v_{s\alpha}$ sigue un comportamiento senoidal tal que $v_{s\alpha} = V_{s\alpha} \sin(\omega_{\text{red}} t)$ donde $V_{s\alpha}$ es la amplitud de la tensión en ejes $\alpha\beta$.

Una vez conocido el ángulo de la red, se sincronizan los ejes $\alpha\beta$ de las corrientes de red con el armónico a compensar utilizando la matriz de giro. Los armónicos se categorizan como un armónico n cuya componente es senoidal de frecuencia

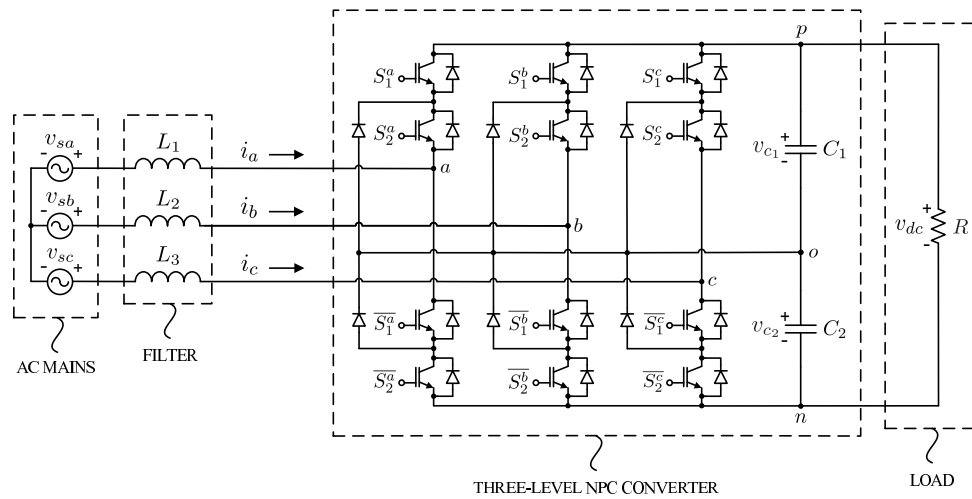


Figura 1: Esquema del convertidor 3 niveles NPC conectado a red

positiva $n\omega_{red}$ y frecuencia negativa $-n\omega_{red}$. Por ello, para cada armónico existen dos componentes detectadas, una de secuencia positiva y otra de secuencia negativa. Las corrientes de red quedan, pues, modeladas de la forma

$$\begin{bmatrix} i_{sd}^{+n} \\ i_{sq}^{+n} \\ i_{sd}^{-n} \\ i_{sq}^{-n} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(n\omega_{red}t) & \text{sen}(n\omega_{red}t) \\ -\text{sen}(n\omega_{red}t) & \cos(n\omega_{red}t) \\ \cos(-n\omega_{red}t) & \text{sen}(-n\omega_{red}t) \\ -\text{sen}(-n\omega_{red}t) & \cos(-n\omega_{red}t) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{\alpha} \\ i_{\beta} \end{bmatrix} \quad (3)$$

$$i_{\alpha} = I_{\alpha\beta} \text{sen}(\omega_{red}t) + \sum_{n=2}^N (I_n^+ \text{sen}(n\omega_{red}t + \phi_n^+) + I_n^- \text{sen}(-n\omega_{red}t + \phi_n^-)) \quad (1)$$

$$i_{\beta} = I_{\alpha\beta} \cos(\omega_{red}t) + \sum_{n=2}^N (I_n^+ \cos(n\omega_{red}t + \phi_n^+) + I_n^- \cos(-n\omega_{red}t + \phi_n^-)), \quad (2)$$

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

Debido a la naturaleza senoidal del armónico n , las nuevas variables i_{sd}^{+n} , i_{sq}^{+n} y i_{sd}^{-n} , i_{sq}^{-n} poseerán una componente continua que corresponde con I_n^+ e I_n^- de la forma

$$I_n^+ = \sqrt{i_{sd}^{+n}{}^2 + i_{sq}^{+n}{}^2} \quad (4)$$

$$I_n^- = \sqrt{i_{sd}^{-n}{}^2 + i_{sq}^{-n}{}^2}, \quad (5)$$

donde $\overline{i_{sd}^{+n}}$, $\overline{i_{sq}^{+n}}$, $\overline{i_{sd}^{-n}}$ y $\overline{i_{sq}^{-n}}$ son las componentes de continua las respectivas variables i_{sd}^{+n} , i_{sq}^{+n} , i_{sd}^{-n} y i_{sq}^{-n} . Para obtenerla, se implementa un integrador generalizado de 2º orden (SOGI) [20] como un filtro paso bajo que extrae esta componente.

$$G_{\text{SOGI}}(s) = \frac{k_{\text{SOGI}} \omega_c^{\text{LP}2}}{s^2 + k_{\text{SOGI}} \omega_c^{\text{LP}} s + \omega_c^{\text{LP}2}} \quad (6)$$

$$\begin{bmatrix} i_d^{+n} \\ i_q^{+n} \\ i_d^{-n} \\ i_q^{-n} \end{bmatrix} = G_{\text{SOGI}}(s) \begin{bmatrix} i_{sd}^{+n} \\ i_{sq}^{+n} \\ i_{sd}^{-n} \\ i_{sq}^{-n} \end{bmatrix}, \quad (7)$$

dónde N es el último armónico a considerar, $I_{\alpha\beta}$ es la amplitud de la componente fundamental en $\alpha\beta$, I_n^+ , I_n^- la amplitud del armónico n de secuencia positiva y negativa respectivamente; y ϕ_n^+ , ϕ_n^- la fase de los mismos. Nótese que un sistema trifásico equilibrado no presenta armónicos pares ni múltiplos de 3, por lo que las variables I_n^+ y I_n^- para $n = \{2, 3, 4, 6, 8, \dots\}$ son iguales a 0.

Así, la primera etapa de la detección de armónicos para el armónico n se calcula aplicando la matriz de giro a las corrientes. El ángulo girado será igual a n veces el ángulo de la red, haciendo que la componente alterna del armónico a detectar se manifieste como una componente continua. De esta forma,

donde k_{SOGI} es la ganancia del filtro paso bajo y ω_c^{LP} es la frecuencia de corte del filtro. Nótese que, independientemente del armónico n a detectar, la componente a extraer será siempre en continua por lo que la frecuencia de corte del filtro puede ser siempre la misma.

3.2. Compensación armónicos

El resultado de la etapa anterior se puede entender como el error a realimentar en un control de compensación de armónicos. Por ello, esta magnitud se introduce en un control PI para posteriormente invertir el giro realizado en (3). Como resultado se obtiene la referencia de corriente del armónico n en ejes estacionarios $\alpha\beta$ a introducir en el control en corriente.

$$\begin{bmatrix} i_{\alpha}^{+n*} \\ i_{\beta}^{+n*} \\ i_{\alpha}^{-n*} \\ i_{\beta}^{-n*} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(n\omega_{red}t) & -\text{sen}(n\omega_{red}t) \\ \text{sen}(n\omega_{red}t) & \cos(n\omega_{red}t) \\ \cos(-n\omega_{red}t) & -\text{sen}(-n\omega_{red}t) \\ \text{sen}(-n\omega_{red}t) & \cos(-n\omega_{red}t) \end{bmatrix} \text{PI}(s) \begin{bmatrix} i_d^{+n} \\ i_q^{+n} \\ i_d^{-n} \\ i_q^{-n} \end{bmatrix} \quad (8)$$

$$i_{\alpha}^{n*} = i_{\alpha}^{+n*} + i_{\alpha}^{-n*} \quad (9)$$

$$i_{\beta}^{n*} = i_{\beta}^{+n*} + i_{\beta}^{-n*} \quad (10)$$

dónde k_p y k_i se definen como los parámetros del control PI. Al igual que en el caso anterior, al tratarse de magnitudes en continua con las mismas dinámicas, los parámetros del control son los mismos para cualquier armónico considerado.

Una vez obtenidas, estas magnitudes se introducen en negativo en la referencia de corriente del sistema. De esta forma, el PI se encargará de generar una señal de control que compensará el armónico n en el régimen permanente.

Ambas etapas de detección y compensación de armónicos se muestran en la Fig. 2.

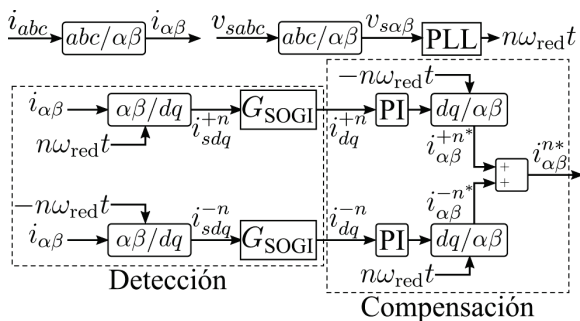


Figura 2: Esquemático de las etapas de detección y compensación de armónicos

4. Estrategia de control

La estrategia de control del sistema en modo rectificador conectado a red consiste en un control en cascada. En él, la potencia instantánea de referencia (p^*) obtenida del lazo de regulación de la variable v_{dc} y su referencia (v_{dc}^*)—definida por el usuario— define unos valores de corrientes de referencia ($i_{\alpha\beta}^*$). Estas referencias se introducen en el control de corriente que define los valores de tensión de salida del convertidor en abc . Finalmente,

estos valores se introducen en el modulador que los modula utilizando saltos discretos entre los 3 posibles niveles $\{‘p’, ‘o’, ‘n’\}$.

4.1. Control tensión dc-link

Se utiliza un lazo de regulación para que la tensión total del dc-link ($v_{dc} = v_{c1} + v_{c2}$) alcance su referencia (v_{dc}^*) definida externamente como constante. Este lazo consiste en un control PI dónde el error se calcula como la diferencia de las magnitudes cuadráticas de las tensiones y el resultado define la potencia activa de referencia instantánea. De esta forma,

$$p^* = k_p^{dc}(v_{dc}^{*2} - v_{dc}^2) + k_i^{dc} \int_0^t (v_{dc}^{*2} - v_{dc}^2) d\tau, \quad (11)$$

donde $\{k_p^{dc}, k_i^{dc}\}$ son los parámetros del control PI implementado. Una vez conocido p^* , asumiendo que la potencia reactiva deseada es nula para alcanzar un factor de potencia unitario, se puede obtener las corrientes de referencia $\{i_{\alpha}^*, i_{\beta}^*\}$ aplicando el teorema de la potencia instantánea.

4.2. Control en corriente

Este control regula las corrientes de fase en $\alpha\beta$ para que sigan sus respectivas referencias. Se trata de un control con una dinámica mucho más rápida que el anterior, de ahí que se puedan situar en cascada. Puesto que en este artículo se considera un algoritmo de eliminación de armónicos, las corrientes de referencia se modifican agregando las referencias obtenidas en la sección 3. Por ello, las entradas de este control se definen como

$$\hat{i}_{\alpha} = i_{\alpha}^* - \sum_{n=5}^N i_{\alpha}^{n*} - i_{\alpha} \quad (12)$$

$$\hat{i}_{\beta} = i_{\beta}^* - \sum_{n=5}^N i_{\beta}^{n*} - i_{\beta}. \quad (13)$$

El control utilizado se trata de un control resonante no ideal [16] cuya función de transferencia se muestra en (14) donde k_p^{PR} y k_r^{PR} son los parámetros de control del término proporcional y resonante respectivamente para las frecuencias de resonancia ω_r^i .

$$G_{PR_{\Sigma \omega_r^i}}(s) = k_p^{PR} + \sum_i \frac{2k_r^{PR} \omega_c s}{s^2 + 2\omega_c s + \omega_r^i{}^2} \quad (14)$$

La función de transferencia de un control resonante ideal se trata de un control proporcional junto a un término resonante que ofrece una ganancia infinita a la frecuencia de resonancia. Esto es interesante para sistemas conectados a la red ya que

la caída de tensión de la inductancia a la frecuencia de red (ω_{red}) se puede estimar a través de este término. Sin embargo, para sistemas reales, la frecuencia de red puede no ser exactamente la de resonancia diseñada. Por ello, se utiliza un control resonante no ideal que amplía el ancho de banda de la zona resonante utilizando un filtro paso bajo de frecuencia ω_c . Utilizando (14), se define el término resonante para la frecuencia de red ω_{red} y la frecuencia de los armónicos $\omega_r^n = n\omega_{red}$, $\omega_c = 2\pi 0,1 rad/s$ y $\{u_\alpha, u_\beta\}$ como las tensiones de salida normalizadas en $\alpha\beta$.

$$\begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \end{bmatrix} = \frac{2}{v_{dc}} \left(-G_{PR(\omega_{red} + \sum \omega_r^n)} \begin{bmatrix} \hat{i}_\alpha \\ \hat{i}_\beta \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v_{s\alpha} \\ v_{s\beta} \end{bmatrix} \right) \quad (15)$$

4.3. Modulador

El modulador es el encargado de integrar las variables $\{u_\alpha, u_\beta\}$ obtenidas de (15) y transformarlas a abc $\{u_a, u_b, u_c\}$ en el punto de conexión a la red (PCC), usando para ello los valores discretos alcanzables. Generalmente, se impone una secuencia de los estados discretos que modulan un valor promediado igual a $\{u_\alpha, u_\beta\}$ en un intervalo específico T . La variable T se le conoce como periodo de conmutación y se define como la inversa de la frecuencia de conmutación f_{sw} . De esta forma, para cada periodo de conmutación T y para cada fase se utilizan varios niveles repartidos dentro del periodo de forma que su valor promediado sea el calculado en (15) en abc . Al realizar el calculo normalizado de (15), los valores alcanzables por $\{u_a, u_b, u_c\}$ son $[-1, 1]$. Puesto que los niveles utilizables son $\{‘p’, ‘o’, ‘n’\}$, existe una correspondencia entre los anteriores valores y estos niveles tal que $\{‘p’:1, ‘o’:0, ‘n’:-1\}$. Por ello, el modulador establecerá los tiempos que cada fase está conectado a cada uno de los estados discretos de forma acorde a los valores $\{u_a, u_b, u_c\}$.

La modulación implementada en este artículo se obtiene de [18] donde, a través de un problema de optimización, se calcula una componente común que se suma a los valores $\{u_a, u_b, u_c\}$. Esta componente no tiene efecto alguno sobre el control en corriente para sistemas trifásicos conectado a red. El problema de optimización busca obtener el mejor valor que garantice que la tensión de los condensadores se mantengan iguales. Una vez obtenido este valor, se utilizan los dos niveles más próximos para modular los nuevos valores de $\{u_a, u_b, u_c\}$.

Un esquemático completo del control en cascada se muestra en la Fig. 3.

5. Resultados experimentales

En esta sección se presentan los resultados experimentales de aplicar la compensación aquí comentada. Para ello, se utiliza un convertidor trifásico NPC de 13 KVA conectado a red que se muestra en la Fig. 4. Los parámetros del convertidor se muestran en la Tabla 1.

Cuadro 1: Parámetros del sistema

Parámetro	Valor
ω_{red}	$2\pi 50 rad/s$
v_{sa}, v_{sb}, v_{sc}	230 V _{RMS}
f_{sw}	10 kHz
L	2 mH
C	3300 μF
v_{dc}^*	700 V
R	60 Ω

Para demostrar la capacidad de compensación del algoritmo, se compensan únicamente los armónicos 5º y 7º ($n = \{5, 7\}$). Los parámetros de los controladores implementados para ello se muestran en la Tab. 2 y han sido obtenidos como recomendación de [4] y ajustados experimentalmente.

Cuadro 2: Parámetros del sistema

Parámetro	Valor
k_p^{PR}	5
$k_r^{PR^1} (n = 1)$	100
$k_r^{PR^5} (n = 5)$	50
$k_r^{PR^7} (n = 7)$	70
k_p^{dc}	0.05
k_i^{dc}	1
k_p	0.1
k_i	0.5
ω_c	$2\pi 0,1 rad/s$
ω_c^{LP}	$2\pi 100 rad/s$
k_{SOGI}	$\sqrt{2}$

La Fig. 5 muestra el efecto que este algoritmo de compensación tiene sobre las corrientes finales una vez alcanzado el régimen permanente. Por otro lado, en la figura 6 se muestra la potencia total del sistema (p) y el efecto transitorio de la activación del algoritmo en el instante $t = 5 s$. Previamente a $t = 5 s$ el algoritmo estaba desactivado y la potencia tiene la forma mostrada a la izquierda. Inmediatamente después de activar el algoritmo, se produce un transitorio donde aumenta el rizado de la potencia que se va paliando a medida que los armónicos son compensados. Aunque en esta gráfica sólo se muestre la referencia del 5º armónico, la compensación del 7º armónico también está pre-

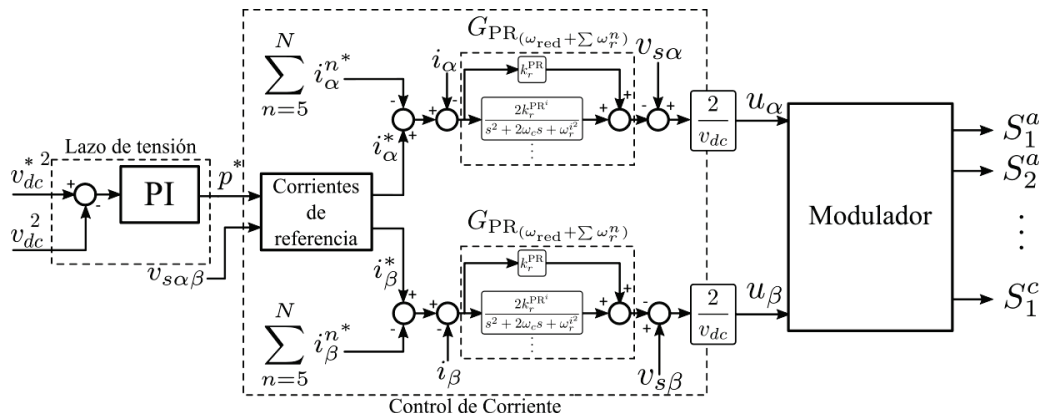


Figura 3: Esquemático del control implementado

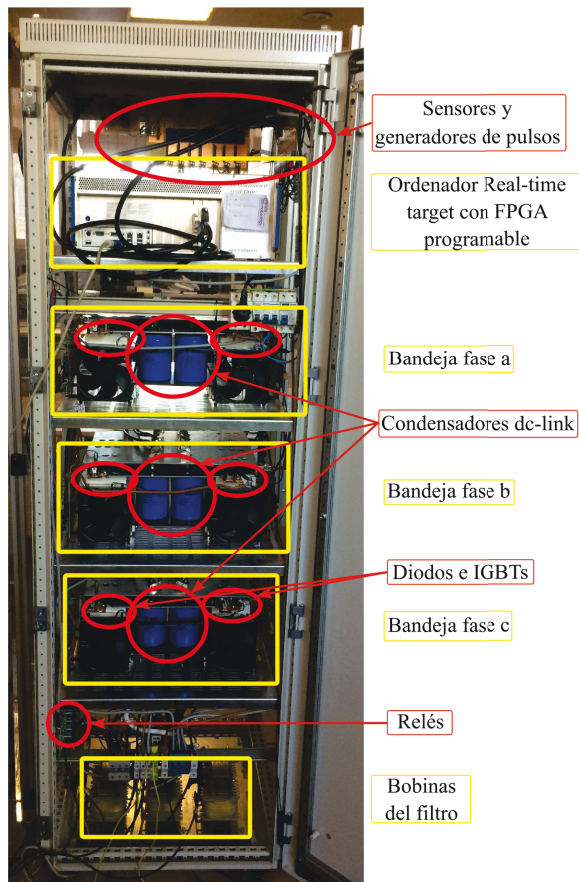


Figura 4: Equipo utilizado en los experimentos.

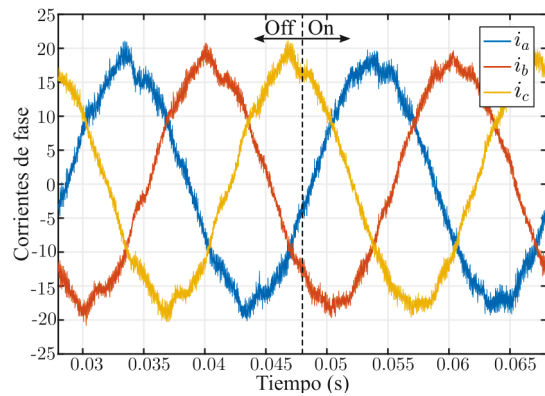


Figura 5: Corrientes de fase del equipo en régimen permanente con la compensación activada y desactivada.

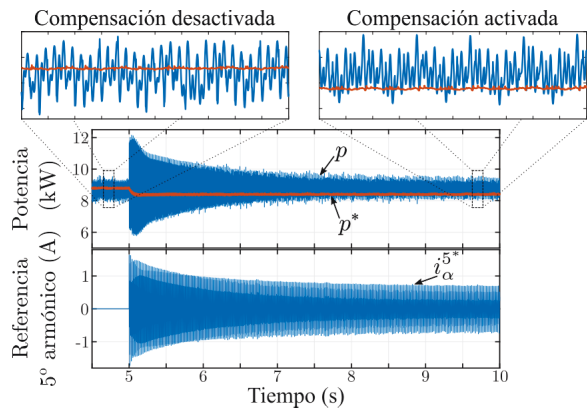


Figura 6: (Arriba) Evolución de la potencia activa instantánea sin compensación y tras activar la compensación. (Abajo) Referencia del 5º armónico obtenida del algoritmo de compensación.

sente. Una vez pasado el régimen transitorio, la potencia adquiere la forma mostrada en la derecha. Nótese como la compensación de armónicos supone una mejora de eficiencia al reducirse la potencia del sistema ya que se reducen las pérdidas.

Por otro lado, en la Fig. 7 se muestra la evolución en régimen permanente de las distintas variables que conforman la etapa del algoritmo de compensación.

6. Conclusiones

Esta contribución presenta un sencillo algoritmo de compensación de armónicos basado en la realimentación de las variables del sistema. El algo-

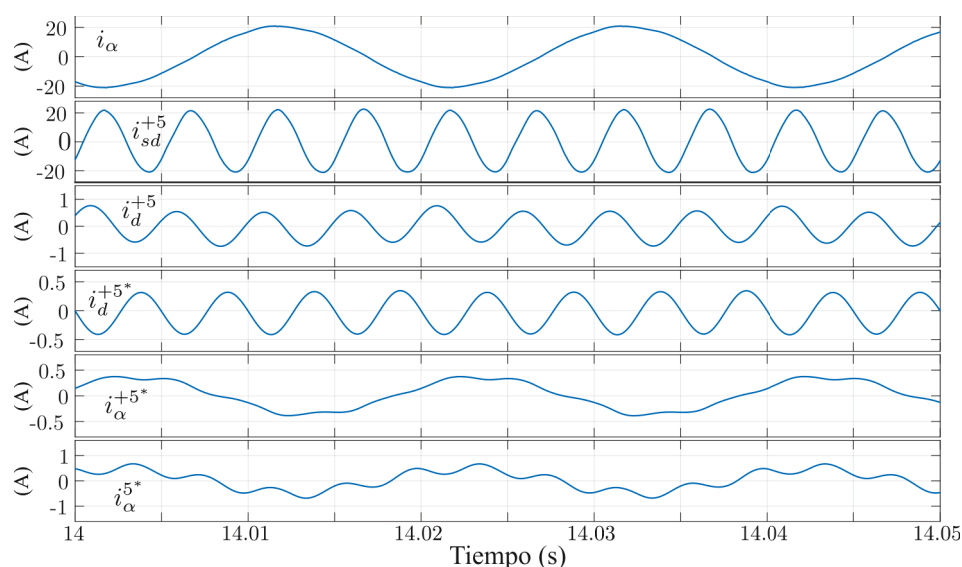


Figura 7: Variables de las distintas etapas del algoritmo de compensación para el 5º armónico de secuencia positiva. i_α : Corriente de fase en eje α ; i_{sd}^{+5} : Corriente de fase en eje síncrono d al 5º armónico de secuencia positiva; i_d^{+5} : Componente filtrada de la variable anterior; i_d^{+5*} : Referencia de corriente del 5º armónico de secuencia positiva en continua; i_α^{+5*} : Referencia de corriente del 5º armónico de secuencia positiva; i_α^{5*} : Referencia de corriente del 5º armónico.

ritmo se ha implementado y testado experimentalmente en un convertidor distinto en el que se expuso, demostrando su viabilidad para diferentes topologías. Los resultados experimentales para compensación de 5º y 7º armónicos validan su aplicación para sistemas conectados a red, siendo de gran utilidad para convertidores multinivel al compensar los principales armónicos que generan.

Agradecimientos

Este trabajo ha sido financiado por las ayudas MINECO-FEDER DPI2013-41891-R y MINECO-FEDER DPI2016-75294-C2-1-R.

English summary

DETECTION AND SUPPRESSION OF LOW-ORDER HARMONIC IN THE GRID CURRENT

Abstract

The low-order harmonic presence in the grid is the reason for many economical losses in the industry. Due to this, many efforts has been put in the search for approaches that solve such issue by suppressing them from the grid. This paper deals with one of these approaches. It consists in the detection and the consequent suppression of low-order harmonics by measu-

ring the grid current. To achieve so, a detection stage, where the considered harmonic to be compensated is extracted, is used along with a compensation stage, where a controller is considered such as to generate a harmonic-sequence reference component that will afterwards be added to the final reference currents. This algorithm has been tested experimentally and the good results show its capability to be used for harmonic compensation.

Keywords: Multilevel Converters, Diode-clamped converter, harmonic suppression, harmonic detection, harmonic distortion

Referencias

- [1] A. Battaglini, N. Komendantova, P. Brtnik, A. Patt, "Perception of barriers for expansion of electricity grids in the European Union", *Energy Policy*, Volume 47, 2012, Pages 254-259.
- [2] R. N. Beres, X. Wang, M. Liserre, F. Blaabjerg and C. L. Bak, "A Review of Passive Power Filters for Three-Phase Grid-Connected Voltage-Source Converters", *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol. 4, no. 1, pp. 54-69, March 2016.

- [3] L. G. Franquelo, J. Rodriguez, J. I. Leon, S. Kouro, R. Portillo and M. A. M. Prats, "The age of multilevel converters arrives", *IEEE Industrial Electronics Magazine*, vol. 2, no. 2, pp. 28-39, June 2008.
- [4] E. Kontos, G. Tsolaridis, R. Teodorescu and P. Bauer, "High Order Voltage and Current Harmonic Mitigation Using the Modular Multilevel Converter STATCOM", *IEEE Access*, vol. 5, pp. 16684-16692, 2017.
- [5] F. Li et al., "Smart Transmission Grid: Vision and Framework", *IEEE Transactions on Smart Grid*, vol. 1, no. 2, pp. 168-177, Sept. 2010.
- [6] O. Lopez, R. Teodorescu and J. Doval-Gandoy, "Multilevel transformerless topologies for single-phase grid-connected converters", *IECON 2006 - 32nd Annual Conference on IEEE Industrial Electronics*, Paris, 2006, pp. 5191-5196.
- [7] M. Marchesoni and P. Tenca, "Diode-clamped multilevel converters: a practicable way to balance DC-link voltages", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 49, no. 4, pp. 752-765, Aug. 2002.
- [8] S. R. Minshull, C. M. Bingham, D. A. Stone and M. P. Foster, "Compensation of Nonlinearities in Diode-Clamped Multilevel Converters", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 57, no. 8, pp. 2651-2658, Aug. 2010.
- [9] P. Montero-Robina, F. Umbría, F. Salas and F. Gordillo, "Integrated Control of Five-Level Diode-Clamped Rectifiers", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 66, no. 9, pp. 6628-6636, Sept. 2019.
- [10] P. Palensky and D. Dietrich, "Demand Side Management: Demand Response, Intelligent Energy Systems, and Smart Loads", *IEEE Transactions on Industrial Informatics*, vol. 7, no. 3, pp. 381-388, Aug. 2011.
- [11] J. Rodriguez, Jih-Sheng Lai and Fang Zheng Peng, "Multilevel inverters: a survey of topologies, controls, and applications", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 49, no. 4, pp. 724-738, Aug. 2002.
- [12] J. Rodriguez, S. Bernet, P. K. Steimer and I. E. Lizama, "A Survey on Neutral-Point-Clamped Inverters", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 57, no. 7, pp. 2219-2230, July 2010.
- [13] L. Rouco, K. Chan, J. Oesterheld and S. Keller, "Recent evolution of European grid code requirements and its impact on turbogenerator design", *2012 IEEE Power and Energy Society General Meeting*, San Diego, CA, 2012, pp. 1-9.
- [14] B. Singh, K. Al-Haddad and A. Chandra, "A review of active filters for power quality improvement", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 46, no. 5, pp. 960-971, Oct. 1999.
- [15] Q. Sun, C. Song, H. Zhang and Y. Zhao, "Fuzzy Modeling Method and Device for Distributed Generation System", *2009 International Conference on Measuring Technology and Mechatronics Automation*, Zhangjiajie, Hunan, 2009, pp. 566-569.
- [16] R. Teodorescu, F. Blaabjerg, M. Liserre and P. C. Loh, (2006) "Proportional-resonant controllers and filters for grid-connected voltage-source converters", *IEE Proceedings - Electric Power Applications*, vol. 153, no. 5, pp. 750-762.
- [17] A. Ventosa-Cutillas, P. Montero-Robina, F. Umbría, F. Cuesta, y F. Gordillo, (2019). "Integrated Control and Modulation for Three-Level NPC Rectifiers". *Energies*, 12(9), 1641.
- [18] Ventosa-Cutillas, A., Montero-Robina, P., Cuesta, F., y Gordillo, F. (2019). "A simple modulation approach for interfacing three-level NPC to the grid". *Enviado a Energy*.
- [19] Y. F. Wang and Y. W. Li, "Grid Synchronization PLL Based on Cascaded Delayed Signal Cancellation", *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 26, no. 7, pp. 1987-1997, July 2011.
- [20] Z. Xin, Z. Qin, M. Lu, P. C. Loh and F. Blaabjerg, "A new second-order generalized integrator based quadrature signal generator with enhanced performance", *2016 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, Milwaukee, WI, 2016, pp. 1-7
- [21] R. Zingel, "Grid Compliance Conditioning of Renewable Power Sources by Means of Modern Power Electronics", *2007 European Conference on Power Electronics and Applications*, Aalborg, 2007, pp. 1-8.



© 2019 by the authors.
Submitted for possible
open access publication

under the terms and conditions of the Creative Commons Attribution CC BY-NC-SA 4.0 license (<https://creativecommons.org/licenses/by-nc-sa/4.0/deed.es>).