

Mecanismo anti-windup para el control resonante de un filtro activo

Alberto Rodríguez-Cabero*, Juan Luis Zamora-Macho, Aurelio García-Cerrada, Miguel Ochoa-Giménez
 Instituto de Investigación Tecnológica (IIT), Escuela Técnica Superior de Ingeniería (ICAI)
 Universidad Pontificia Comillas

Resumen— Los reguladores resonantes tienen una aplicación típica en el control selectivo de armónicos en filtros activos de potencia. El diseño y aplicación de este tipo de reguladores se ha presentado en detalle en la literatura pero se ha prestado poca atención a su comportamiento cuando se produce saturación en el mando. En este artículo se presenta un procedimiento para trabajar con reguladores resonantes en condiciones de saturación en el mando (anti-windup) en un filtro activo paralelo con compensación de potencia reactiva. El sistema propuesto se basa en la saturación dinámica, independiente y óptima en cada armónico mediante la resolución de un problema de optimización cuadrática con restricciones lineales dentro de cada periodo de control. La optimización sólo se realiza en caso de que se alcancen los límites de saturación.

I. INTRODUCCIÓN

Los filtros activos paralelo (FAP) en sistemas eléctricos son dispositivos de electrónica de potencia que pueden usarse para proporcionar los armónicos de corriente de cargas no-lineales y compensar la potencia reactiva consumida en el punto de conexión[1]. En la última década se han demostrado las ventajas del uso de este tipo de compensadores frente a las soluciones tradicionales basadas en filtros pasivos. En estos dispositivos se suelen abordar, de forma independiente, el control de la potencia reactiva y el control de armónicos. En este último apartado, se han propuesto básicamente tres opciones distintas para la cancelación de los armónicos de corriente producidos por las cargas no-lineales: el uso de reguladores repetitivos [2], reguladores selectivos (resonantes) sintonizados a las frecuencias de interés [3] o el uso de controles PI en múltiples sistema de referencia síncronos [4].

Sin embargo, todos los reguladores se diseñan, típicamente, sin tener en cuenta las restricciones en la tensión generada por los convertidores fuente de tensión utilizados en los FAP. Una mala gestión de los límites de la tensión generada en los convertidores electrónicos puede dar lugar a que una variable interna crezca de forma descontrolada, pudiendo comprometer la estabilidad de todo el sistema. Para la gestión de forma apropiada de esta limitación, hay que usar sistemas “anti-windup”. En esta aplicación, existen tantas variables susceptibles de crecer de forma ilimitada como componentes de frecuencia sobre las que se actúa (componente fundamental y armónicos) [5][6]. Algunos ejemplos de sistemas anti-windup aplicados a control de armónicos se presentan en

[7][8][9]. Sólo [9] se refiere a reguladores resonantes pero usa uno solo de ellos para ilustrar el procedimiento propuesto dando lugar a una situación poco realista.

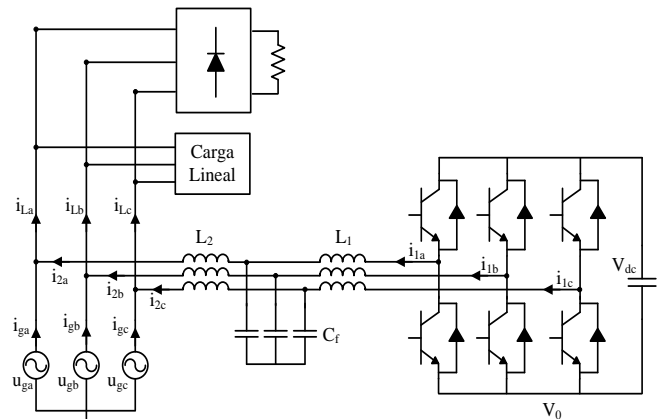


Figura 1 Esquema eléctrico de un filtro activo paralelo conectado a la red junto con una carga lineal y un rectificador no controlado.

En este artículo se aborda el problema de la saturación del mando en un FAP donde el control principal y el control de armónicos se basan en reguladores resonantes sintonizados a las distintas frecuencias de interés. Además se propone un sistema anti-windup que gestiona de forma independiente el mando de cada uno de los reguladores resonantes para evitar que se intente proporcionar una tensión de salida del convertidor electrónico por encima del límite de saturación.

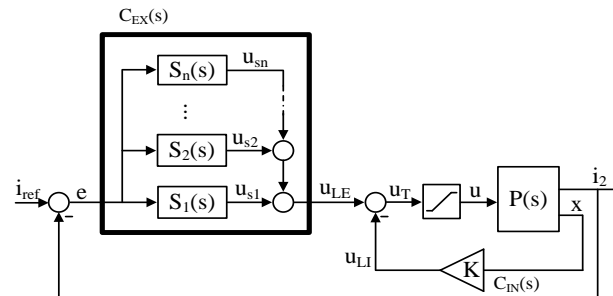


Figura 2 Esquema de control para un filtro activo paralelo: Control interno y control externo.

II. DESCRIPCIÓN DEL MODELO APLICADO

En la Figura 1 se muestra el esquema eléctrico del filtro activo paralelo que se ha considerado en este artículo. El FAP está formado por un convertidor fuente de tensión (inversor de

*Autor para contacto: Juan Luis Zamora-Macho, Universidad Pontificia Comillas, Dirección: c/ Alberto Aguilera, 25, Madrid, España, E-mail: juanluis.zamora@iit.comillas.edu

tres ramas) con filtro LCL. El sistema considerado también incluye la red, una carga RL y un rectificador sin controlar.

El sistema de control se ha implantado en ejes estacionarios α - β porque, así, los modelos resultan idénticos para ambos ejes y están desacoplados. Tomando V_0 en la Figura 1 como referencia de tensiones, la representación de estado resultante para el eje α (que serviría para el otro eje) puede ponerse como.

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{L1}^\alpha(t) \\ i_{L2}^\alpha(t) \\ v_C^\alpha(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_1}{L_1} & 0 & -\frac{1}{L_1} \\ 0 & -\frac{R_2}{L_2} & \frac{1}{L_2} \\ -\frac{1}{C_f} & \frac{1}{C_f} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{L1}^\alpha(t) \\ i_{L2}^\alpha(t) \\ v_C^\alpha(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_1} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} v_S^\alpha(t) \quad (1)$$

III. SISTEMA DE CONTROL Y MECANISMO ANTI-WINDUP PROPUESTO

A. Estructura del sistema de control

Aprovechando que las representaciones de estado para el eje α y el β son idénticas, el diseño debe hacerse sólo una vez para uno de los dos ejes. La estructura del sistema de control se muestra en la Figura 2 donde se pueden ver dos lazos de control. Un lazo de control interno basado en un regulador proporcional en variables de estado y, un lazo de control externo que consiste en un conjunto de reguladores selectivos en paralelo, uno por cada componente de frecuencia que se desea controlar.

La referencia de corriente del lazo externo (i_{ref}) comprende la componente fundamental y los armónicos necesarios. La componente fundamental se calcula a partir de la potencia reactiva que se debe compensar y la potencia activa necesaria para mantener la tensión en el bus de CC. Esta última se controla en lazo cerrado con un regulador PI. Los armónicos en la referencia son iguales a los armónicos presentes en la corriente de la carga.

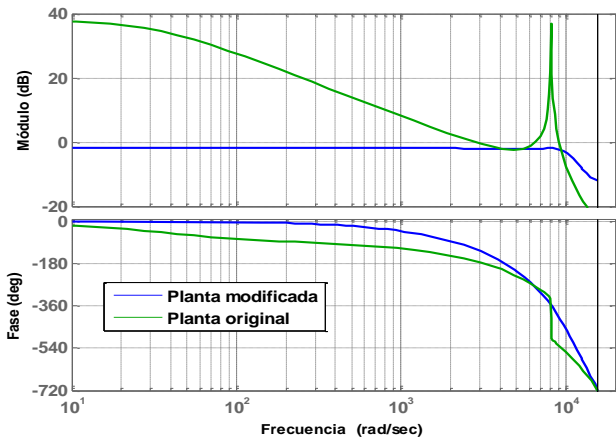


Figura 3 Diagrama de Bode de la función de transferencia entrada-salida en la planta original $P(s)$ ($I_2(s)/U(s)$) y en la planta realimentada con el lazo interno $P_L(s)$ ($I_2(s)/U_{LE}(s)$).

El lazo de control interno tiene como único objetivo “adecuar” la planta amortiguado la resonancia presente en el filtro LCL. De esta forma, se facilita el diseño del lazo de control externo. En la Figura 3 se muestra el diagrama de Bode de la planta original $P(s)$ y de la planta “modificada” $P_L(s)$ tras cerrar el lazo interno, para cualquiera de los ejes. El lazo de control interno se ha diseñado como un regulador lineal cuadrático (LQR) donde la función de coste y la regla de control son de la forma:

$$J = \sum_{k=1}^{\infty} (x_k^T Q x_k + u_k^T R u_k) \quad (2)$$

$$u_k = K \cdot x_k$$

Donde x_k representa la desviación de las variables de estado con respecto al punto de trabajo. Las matrices Q y R se han elegido por prueba y error para amortiguar adecuadamente la resonancia del filtro LCL.

B. Regulador selectivo

Al no emplear sistemas de referencia síncronos, es necesario un regulador capaz de seguir referencias sinusoidales, para cada armónico considerado. De acuerdo al principio del modelo interno [10], para poder lograrlo con error nulo en régimen permanente, el polinomio denominador del regulador debe contener el polinomio generador de una sinusoidal. Los reguladores que cumplen este principio se denominan controles selectivos o resonantes y son de la forma:

$$C_h(s) = \frac{N(s)}{s^2 + \omega_h^2} \quad (3)$$

y pueden escribirse en tiempo discreto como:

$$C_h[z] = \frac{N[z]}{z^2 - 2 \cos(\omega_h t_s) z + 1} \quad (4)$$

El numerador en (4) no está determinado, por lo que existen muchas versiones de regulador selectivo con características diferentes. Aquí se ha empleado el formato de selectivo descrito en [11] que puede escribirse como:

$$C_h z = \underset{\text{compensador}}{\mu \delta z + 1} \cdot \underset{\text{resonante}}{\frac{z - 1}{z^2 - 2 \cos \omega_h t_s z + 1}} \quad (5)$$

El regulador selectivo está compuesto por el término resonante (núcleo) y un compensador. Además, para conseguir un efecto paso-banda en el regulador, se ha añadido un término diferencial ($z-1$). El compensador cuenta con dos grados de libertad para compensar el módulo y la fase y maximizar los márgenes de estabilidad. Nótese que los parámetros δ y μ pueden tomar valores tanto positivos como negativos. Los parámetros δ y μ se diseñan teniendo en cuenta la respuesta en frecuencia de la planta modificada a cada una de las frecuencias de diseño. De acuerdo con [11], los

parámetros δ y μ que aseguran un margen de fase aproximadamente igual a 90° se obtienen como:

$$\delta = \frac{\sin(\Phi_C)}{\sin(\omega_s h t_s - \Phi_C)} \quad (6)$$

$$\mu = \frac{1}{A_p} \frac{\sin(\omega_s h t_s - \Phi_C)}{\sin(\omega_s h t_s)} \quad (7)$$

$$\Phi_C = -\Phi_P + \frac{\omega_s h t_s}{2} \quad (8)$$

Donde $\omega_s = 2\pi 50$ rad/seg, h es el armónico de diseño, Φ_C es la fase del compensador y A_p y Φ_P son el módulo y la fase de la planta modificada a la frecuencia de diseño respectivamente.

Este formato de regulador permite diseñar de forma independiente cada selectivo sin tener en cuenta los demás resonantes mientras se aseguran buenos márgenes de estabilidad. De esta forma, la estructura del control principal basado en controles selectivos queda:

$$C_{EX}(s) = \sum_{h=1}^n K_h \cdot \frac{\mu_h (\delta_h z + 1)(z - 1)}{z^2 - 2 \cos(\omega_s h t_s) z + 1} \quad (9)$$

Donde K_h es una constante positiva con la que se puede ajustar la rapidez de respuesta de cada regulador selectivo modificando el módulo de su respuesta en frecuencia. En la Figura 4 se muestra el diagrama de Bode de lazo abierto de la planta realimentada con el lazo interno $P_L(s)$ en serie con el regulador externo $C_{EX}(s)$. El regulador externo incluye componentes armónicas para $h = 1, 5, 7, 11, 13, 17, 19, 23, 29, 31$.

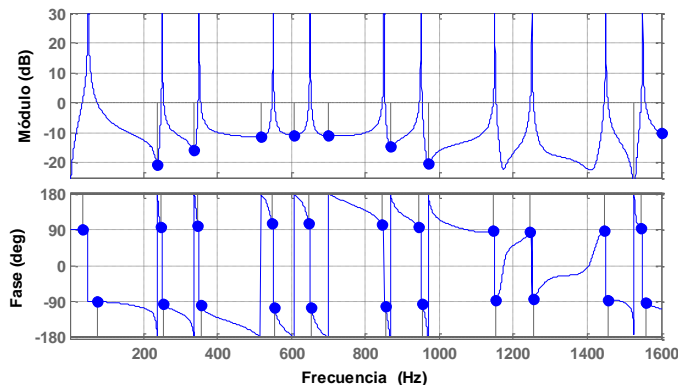


Figura 4 Diagrama de Bode de lazo abierto de la planta realimentada con el lazo interno y el control principal.

C. Sistema anti-windup propuesto

Dada la estructura de control mostrada en la Figura 2, el mando de tensión que debe generar el convertidor resulta de sumar las contribuciones de todos los reguladores selectivos a las distintas frecuencias (u_{LE}) y el mando del control interno (u_{LI}).

De acuerdo con [12], el vector espacial de dicho mando debe estar contenido dentro de un hexágono (véase Figura 5). Teniendo en cuenta la referencia de tensiones adoptada en el

Apartado II.A, el máximo módulo del vector espacial del mando se localiza en los vértices del hexágono y alcanza un valor igual a V_{DC} . El vector espacial del mando generado por el control externo contiene, a su vez, los vectores espaciales de cada regulador selectivo diseñado. Por otra parte, dado que los reguladores selectivos cuentan con ganancia infinita a la frecuencia de diseño, la salida de todos ellos es susceptible de crecer sin límite si se produce la saturación del mando de tensión.

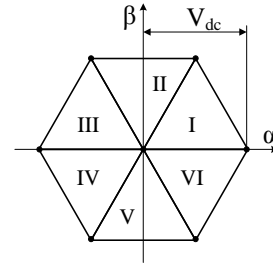


Figura 5 Hexágono del inversor. Región en la cual está contenido el vector espacial de mando.

El sistema “anti-windup” propuesto en este artículo se basa en un problema de optimización cuadrática con restricciones lineales, que se resuelve si, en cualquier periodo de control, el vector espacial del mando total de tensión se encuentre fuera del hexágono que lo limita. En la solución se recalcula el módulo del vector espacial de la señal de mando correspondiente a cada regulador selectivo. La optimización se plantea para que, una vez sumados los nuevos vectores espaciales con módulo modificado, el vector espacial de tensión de mando se encuentre dentro del hexágono de la Fig. 5. El problema se ha planteado para que únicamente se modifique el módulo de los vectores espaciales manteniendo la dirección de los mismos.

El problema de optimización propuesto se formula como:

$$\min[(U - U_{ref})W(U - U_{ref})] \quad (10)$$

$$M_{VecDir} \cdot U - (u_{\alpha-LI} + j u_{\beta-LI}) = u_{\alpha-max} + j u_{\beta-max} \quad (11)$$

Donde U es el vector de módulos optimizados, U_{ref} es el vector de módulos calculado por los controles resonantes para el instante actual y cuya suma vectorial junto con el lazo interno da lugar a un vector espacial fuera del hexágono. W es una matriz diagonal de pesos que determina el protagonismo de cada armónico en la adaptación del mando global al límite de saturación. Cuanto mayor sea el peso asignado, menor será la modificación aplicada al mando calculado por su control resonante. La matriz M_{VecDir} es una matriz fila compuesta por los vectores directores unitarios calculados por cada control resonante y $u_{\alpha-LI}$ y $u_{\beta-LI}$ son los mandos en α - β del lazo interno. Por otro lado, $u_{\alpha-max}$ y $u_{\beta-max}$ son las componentes α - β del vector de tensión más grande que se puede generar sin traspasar los límites del hexágono. Los vectores directores que forman la matriz M_{VecDir} se obtienen a partir de los vectores espaciales calculados por los controles resonantes para el instante actual divididos por sus módulos. En (12) se muestra

la estructura de M_{VecDir} a partir de las componentes α - β normalizadas.

$$M_{VecDir} = [(\alpha_1 + j\beta_1) \quad (\alpha_2 + j\beta_2) \quad \dots \quad (\alpha_n + j\beta_n)] \quad (12)$$

La restricción presentada en (11) se puede descomponer en parte real y parte imaginaria para evitar así el uso de números complejos, resultando:

$$\overbrace{[(\alpha_1) \quad (\alpha_2) \quad \dots \quad (\alpha_n)]}^{A_n} U - u_{\alpha-L} = u_{\alpha-max} \quad (13)$$

$$\overbrace{[(\beta_1) \quad (\beta_2) \quad \dots \quad (\beta_n)]}^{B_n} U - u_{\beta-L} = u_{\beta-max} \quad (14)$$

Calculando el Lagrangiano y aplicando las condiciones de optimalidad para un problema con restricciones de igualdad se obtiene el siguiente sistema de ecuaciones [13]:

$$\begin{bmatrix} 2W & -A_n^T & -B_n^T \\ A_n & 0 & 0 \\ B_n & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U \\ \lambda_1 \\ \lambda_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 2WU_{ref} \\ U_{\alpha-max} + U_{\alpha-L} \\ U_{\beta-max} + U_{\beta-L} \end{bmatrix} \quad (15)$$

Donde λ_1 y λ_2 son los multiplicadores de Lagrange asociados a las dos restricciones de igualdad. Resolviendo el sistema de ecuaciones (14), se puede calcular el vector de módulos óptimos sin usar un algoritmo iterativo.

D. Cálculo de los pesos para la función objetivo

El cálculo de los módulos óptimos que aseguran un vector espacial de tensión dentro del hexágono depende de la especificación de los pesos de cada armónico. Dichos pesos pueden ser fijos o cambiar dinámicamente dependiendo de los armónicos presentes en cada instante. En este artículo se propone una variación dinámica de los pesos que asegure que siempre se sigue la componente fundamental. Sin embargo, la elección de los pesos no es trivial. Con una mala elección de pesos, la optimización puede tender a introducir armónicos nuevos para que la suma vectorial de los mandos genere un vector espacial total de tensión mando que acabe dentro del hexágono. A la hora de decidir el valor de los pesos, es conveniente distinguir entre el peso de la componente fundamental y los pesos de los armónicos. Para ello se propone calcular los pesos de los armónicos como el inverso del módulo de los vectores espaciales de mando de sus controles resonantes. De esta forma, se evita que se introduzcan nuevos armónicos y solo se pueden modificar los módulos de los armónicos que se deseen compensar.

Para evitar que la optimización reduzca el módulo de la componente fundamental, se propone fijar para ésta un peso mucho mayor que el asignado a cada uno de los armónicos. Más concretamente, se calcula como el cuadrado del mayor peso asignado para los armónicos y así dificultar que el módulo de la componente fundamental cambie.

$$W = \begin{bmatrix} W_1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & W_2 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \ddots & 0 \\ 0 & 0 & 0 & W_n \end{bmatrix} n > 1 \quad \text{con} \quad \begin{aligned} W_n &= \frac{1}{U_{ref-n}} \\ W_1 &= \max(W_n)^2 \end{aligned} \quad (16)$$

IV. MODELO DE SIMULACIÓN Y RESULTADOS

A. Modelo de simulación

Para probar el algoritmo de control descrito anteriormente se ha construido un modelo de simulación en Simulink utilizando SimPowerSys. El modelo construido es equivalente al mostrado en la Figura 1.

La simulación se ha dividido en 5 tramos. Inicialmente se conectan las cargas (una lineal y otra no-lineal) a la red y se mantiene el FAP desconectado. Posteriormente el FAP se conecta a la red y se activa el control corriente para mantener el bus de DC cargado. En tercer lugar, se pasa a compensar la potencia reactiva consumida por la carga sin compensar armónicos. Al compensar potencia reactiva el vector espacial del mando de tensión aumenta, aproximándose al límite de saturación. En cuarto lugar, se pasa a aportar los armónicos de corriente consumidos por la carga. Finalmente se conecta una carga no-lineal adicional de forma que aumentan los armónicos de corriente que el sistema de control debe compensar. Los controles resonantes de los armónicos que se deben compensar generan un vector espacial de tensión que, sumado con el vector espacial de la componente fundamental y del lazo interno, produce un vector espacial de tensión total fuera del límite de saturación.

En la Tabla 1 se muestran los valores de los parámetros del modelo:

Elemento	Valor
Inductancia del lado del inversor L_f :	1.5 mH
Inductancia del lado de la red L_2 :	1.5 mH
Condensador del filtro C_f :	20 μ F
Condensador del bus de dc C_{dc} :	1.35 mF
Tensión del bus de dc V_{dc} :	800V
Periodo de muestreo t_s :	185 μ s
Frecuencia de conmutación f_c :	5400 Hz
Inductancia de la red L_{red} :	700 μ H
Relación X/R:	10

Tabla 1 Valores de los elementos del modelo

B. Resultados

La Figura 6.a muestra la corriente de la red con la carga lineal y el rectificador conectados a la red cuando el FAP suministra la potencia reactiva consumida por las cargas. La corriente aparece distorsionada debido a la carga no-lineal. En la Figura 6.b se puede ver el módulo del vector espacial del mando de tensión generada (U_i , azul) y el máximo módulo de tensión (U_{max} , verde) que se puede generar cuando el FAP

compensa la potencia reactiva. El módulo U_t es constante debido a que solo se está generando una componente a la frecuencia fundamental.

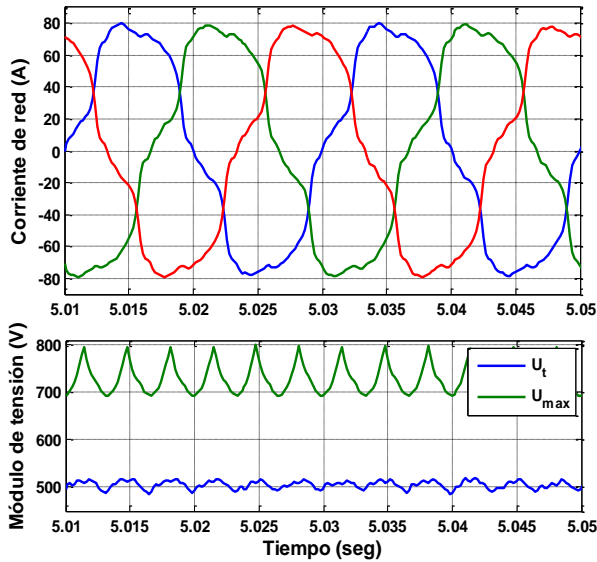


Figura 6 (a) Corriente de red mientras el FAP suministra únicamente la potencia reactiva consumida por la carga. – (b) Módulo del vector espacial del mando de tensión (azul) y módulo máximo del vector espacial del mando (verde) suministrando la potencia reactiva consumida por la carga.

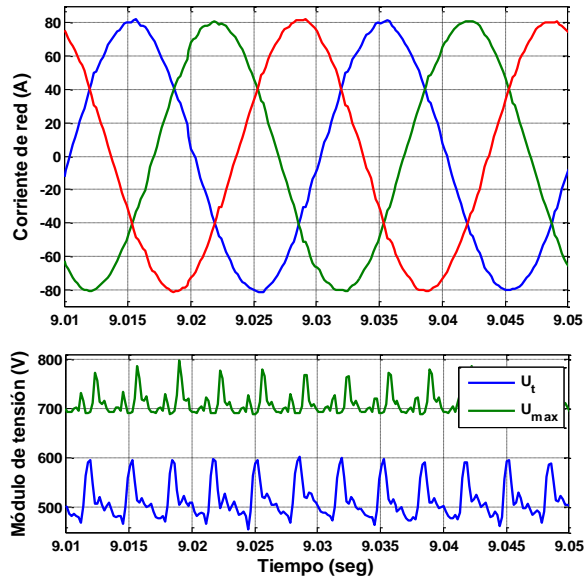


Figura 7 (a) Corriente de red mientras el FAP suministra únicamente la potencia reactiva y los armónicos consumidos por la carga. – (b) Módulo del vector espacial del mando de tensión (azul) y módulo máximo del vector espacial del mando (verde) suministrando la potencia reactiva y los armónicos consumidos por la carga.

En la Figura 7.a se puede ver la corriente de red cuando el FAP compensa la potencia reactiva y los armónicos consumidos por la carga sin llegar a un estado de saturación. La corriente de red pasa a ser sinusoidal sin distorsión armónica. En la Figura 7.b se puede ver el módulo del vector espacial del mando (U_t) y el máximo módulo de tensión (U_{max})

cuando se suministra la potencia reactiva y los armónicos consumidos por la carga. El módulo de tensión generada varía debido a la suma de los vectores espaciales de los distintos armónicos generados.

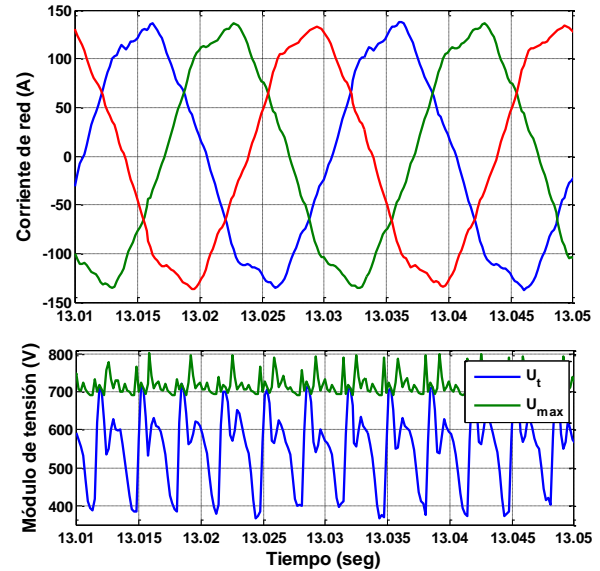


Figura 8 (a) Corriente de la red cuando el FAP compensa la potencia reactiva y los armónicos de la carga y se ha conectado la carga adicional produciéndose saturación. – (b) Módulo del vector espacial del mando (azul) y máximo módulo del vector espacial (verde).

En la Figura 8.a se muestra la corriente de red cuando se conecta la carga no-lineal adicional para alcanzar una situación de saturación. La corriente de red está deformada debido a que hay armónicos que no pueden ser suministrados por el FAP. En la Figura 8.b se muestra el módulo del vector espacial del mando de tensión (U_t , azul) y el máximo módulo de tensión que puede generarse en cada instante (U_{max} , verde). El sistema anti-windup propuesto mantiene el módulo del vector espacial del mando dentro del hexágono y evita el crecimiento descontrolado de variables internas.

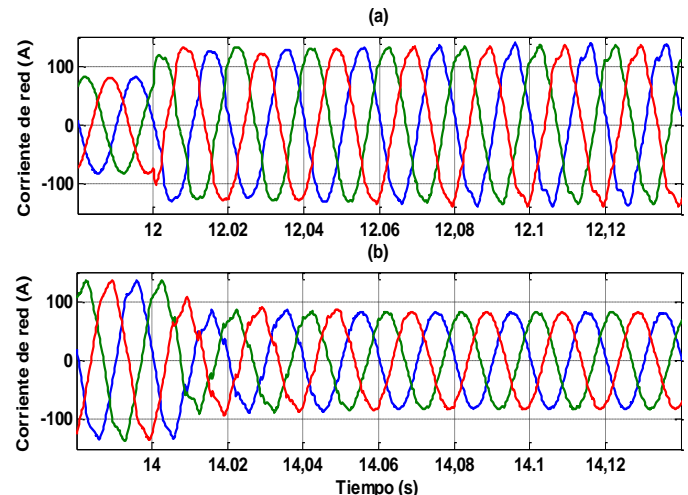


Figura 9 (a) Transitorio en la corriente de red cuando se conecta la carga adicional y el control de armónicos satura. – (b) Transitorio en la corriente de red cuando se desconecta la carga adicional y el control de armónicos sale de saturación.

En la Figura 9.a se puede ver el transitorio en la corriente de la red cuando se conecta la carga adicional en $t=12\text{seg}$. Simultáneamente, la componente fundamental aumenta para compensar la potencia reactiva adicional que consume la carga y, las componentes armónicas aumentan hasta que saturan. El régimen permanente alcanzado es idéntico al mostrado en la Figura 8.a. En la Figura 9.b se muestra el transitorio en la corriente de la red cuando la carga adicional se desconecta en $t=14\text{seg}$. La componente fundamental disminuye debido al cambio en la potencia reactiva. Las componentes armónicas disminuyen saliendo así de la saturación. Transcurridos 3 ciclos de la componente fundamental, la corriente de la red está libre de armónicos. La recuperación de los selectivos al salir de saturación es muy rápida.

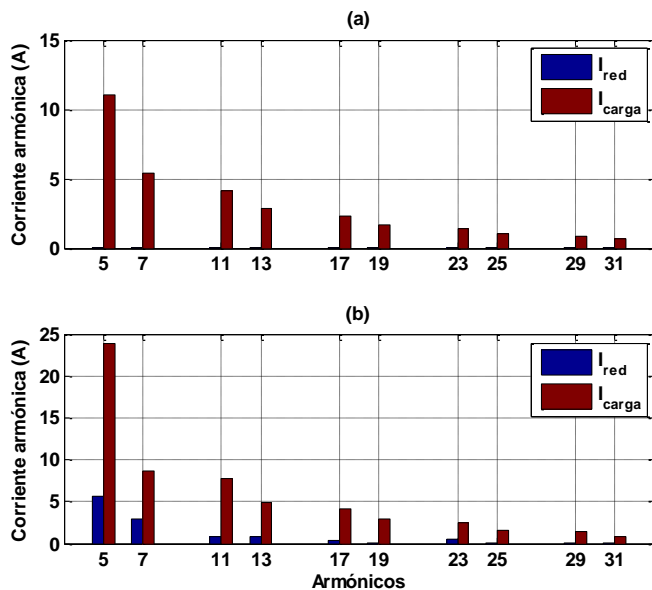


Figura 10 (a) Armónicos en la corriente de la red y en la corriente de la carga sin estar en saturación. – (b) Armónicos de la red y de la corriente de carga cuando se ha conectado una carga no-lineal adicional.

En la Figura 10.a se puede ver el análisis FFT de la corriente de red y la corriente de la carga cuando el FAP compensa la potencia reactiva y los armónicos consumidos por la carga sin llegar a saturación. Los armónicos de corriente presentes en la corriente de carga se generan completamente por el FAP y la corriente de red es puramente sinusoidal. En la Figura 10.b se muestra el análisis FFT de la corriente de red y la corriente de carga cuando el FAP suministra potencia reactiva y armónicos y se ha alcanzado la saturación. El FAP compensa parcialmente los armónicos de corriente consumidos por la carga por lo que la corriente de red contiene parte de los armónicos de corriente consumidos por la carga.

V. CONCLUSIONES

En este artículo se ha presentado un sistema anti-windup para los reguladores resonantes de un filtro activo paralelo de potencia con control de armónicos. Cuando se alcanza la saturación de la tensión de salida disponible en el convertidor

electrónico, se resuelve un problema de optimización para elaborar un conjunto de mandos de tensión cuya suma sea realizable con la tensión disponible y minimice la desviación con respecto a los mandos originales. Se ha presentado un escenario en el que se considera razonable dar prioridad a la compensación de potencia reactiva y por eso, se pesan de forma distinta los errores en la componente fundamental. La formulación es suficientemente flexible para poder abordar otros escenarios distintos en el futuro.

En todos los casos estudiados para el algoritmo propuesto, la corriente de red siempre tiene menos armónicos que la corriente de carga, manteniéndose un comportamiento razonable del filtro activo de potencia hasta que la saturación desaparece. En ese momento, se hace una transición suave a la compensación perfecta de los armónicos de corriente en la corriente de carga.

Los principales resultados se han validado mediante simulación detallada usando Simulink y SimPowerSys.

REFERENCIAS

- [1] B. Singh, K. Al-Haddad, "A review of active power filters for power quality improvement", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 45, pp. 960-971, 1999.
- [2] R.W. Longman, "Iterative learning control and repetitive control for engineering practice", *International Journal of Control*, vol. 32, no. 2, pp. 193-199, 2008.
- [3] D. N. Zmood, D. G. Holmes, "Stationary frame current regulation of PWM inverters with zero steady state error", *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 18, no. 3, pp. 814-822, 2003.
- [4] M. Ochoa-Gimenez, J. Roldan-Pérez, A. Garcia-Cerrada, J. Zamora-Macho, "Efficient multiple-reference-frame controller for harmonic suppression in custom power devices", *International Journal of Electrical Power and Energy Systems*, July 2015.
- [5] S. Tarbouriech and M. Turner, "Anti-windup design: an overview of some recent advances and open problems," *Control Theory Applications, IET*, vol. 3, no. 1, pp. 1–19, January 2009.
- [6] S. Galeani, S. Tarbouriech, M.C. Turner, L. Zaccarian "A tutorial on modern antiwindup design", *European Journal of Control*, vol. 3-4, pp. 418-440, 2009.
- [7] M. Ochoa-Gimenez, S. D'arco, J.A. Suul, "Voltage saturation anti-windup for harmonic controllers in multiple reference frames", *International Conference on Industry Technology (ICIT)*, 2015.
- [8] G. A. Ramos, Costa-Castello R., "An optimal anti-windup strategy for repetitive control systems", *IEEE Conference on Decision and Control and European Control Conference (CDC-ECC)*, 2011.
- [9] S. A. Richter, R. W. De Doncker, "Digital proportional-resonant (PR) control with anti-windup applied to a voltage-source inverter", *European Conference on Power Electronics and Applications (EPE)*, 2011.
- [10] B. Francis, W. Wonham, "Internal model principle in control theory", *Automatica*, vol. 12, pp. 456-465, 1976.
- [11] Roldán-Pérez J., "Application and control of series active conditioners in electrical distribution systems", Tesis doctoral, Universidad Pontificia Comillas, January 2015.
- [12] F. Ronchi, A. Tilli, L. Marconi, "Control of an active filter based on the internal model principle: tuning procedure and experimental results", *European Control Conference*, 2003.
- [13] M.S. Mazaraa, H.D. Sherali, C.M. Shetty, "Nonlinear programming. Theory and algorithms" John Wiley and Sons, 1993.