

Aplicación del Control Repetitivo a Filtros Activos de Potencia en Conexión Paralelo

O. Pinzón-Ardila*, A. García-Cerrada*, P. García-González*, V. Feliu-Batlle† y P. L. Roncero-Sánchez†

*Departamento de Electrónica y Automática, Universidad Pontificia Comillas

C/ Alberto Aguilera 23, 28015, Madrid, España

†Departamento de Ingeniería Eléctrica, Electrónica y Automática, Universidad de Castilla-La Mancha

Avda. Camilo José Cela s/n, 13071, Ciudad Real, España

Resumen—Este trabajo presenta el diseño detallado, análisis y aplicación de un regulador repetitivo para un filtro activo paralelo basado en un convertidor PWM fuente de tensión. El regulador tiene dos niveles. El nivel externo genera las corrientes de referencia para el nivel interno. El nivel externo usa un algoritmo repetitivo en tiempo discreto para la compensación de las corrientes armónicas, un algoritmo para mantener constante la tensión continua de los condensadores en el convertidor y un generador de la referencia para la potencia reactiva. El nivel interno utiliza una realimentación en variables de estado con acción integral para el control de la corriente. En este trabajo se justifica el uso de un regulador repetitivo para mejorar el seguimiento de las referencias requeridas por el filtro activo. Se estudia la estabilidad del sistema en lazo cerrado y se dan algunas indicaciones sobre la robustez del sistema. El regulador propuesto se ha probado en un prototipo de laboratorio con cargas no lineales equilibradas y desequilibradas.

I. INTRODUCCIÓN

Las corrientes armónicas en los sistemas de distribución son un problema creciente y estrechamente ligado al incremento de la demanda de la electricidad. Las corrientes armónicas incrementan las pérdidas, deterioran la calidad de la onda de tensión, producen una corriente extra por el hilo neutro, producen errores en los dispositivos de medida, y pueden provocar resonancia e interferencias [1].

Hoy en día el desarrollo de la electrónica de potencia y la microelectrónica hacen posible la implantación de filtros activos de potencia, para una compensación flexible de armónicos de corriente o contribuir al control de potencia reactiva, equilibrar las corrientes de la red de suministro, mitigar el parpadeo (*flicker*), etc. [2]. Un filtro activo de potencia (APF) siempre plantea un problema de precisión de seguimiento de señales periódicas con un número indeterminado de componentes de frecuencia (fundamental y sus armónicos).

En este trabajo, el diseño de un regulador repetitivo [3] se aplica a un filtro activo de potencia en conexión paralelo (SAPF) con capacidad de compensar potencia reactiva y desequilibrios en la red de suministro. Esto es una extensión natural del trabajo realizado en [3] y [4] pero no ha sido tratado con anterioridad. Se demostrará que este tipo de regulador es una forma compacta de abordar la compensación del contenido armónico de la corriente en una carga no lineal (equilibrada o desequilibrada). El diseño e implantación del regulador será presentado en detalle, incluyendo el procedimiento para conseguir la estabilidad en lazo cerrado. Como se demostrará, el tiempo de cálculo para el algoritmo implantado es independiente del número de armónicos que

hay que compensar. Ésta es una propiedad útil cuando se trata con cargas no lineales y desequilibradas.

II. BREVE DESCRIPCIÓN DEL CONTROL DEL FILTRO ACTIVO DE POTENCIA EN CONEXIÓN PARALELO (SAPF)

En la Fig. 1 se muestra el esquema de un SAPF. Las corrientes consumidas por la carga no lineal y suministradas por el filtro son i_L e i_{AF} , respectivamente. Típicamente, la corriente de la carga es periódica con una componente fundamental de la frecuencia la red de suministro junto con un contenido desconocido de armónicos, en régimen permanente. La función fundamental del SAPF es suministrar la corriente armónica que consume la carga para que las corrientes de suministro i_S sean senoidales. Por lo tanto, la corriente de la carga se mide y sus componentes armónicos se extraen (i_{Lh}) para formar parte de la corriente de referencia del SAPF ($i_{AFh}^r = i_{Lh}$). Además, el SAPF puede usarse para compensar el desequilibrio de las corrientes de la carga y suministrar o consumir una cierta cantidad de potencia reactiva. Estas últimas tareas determinarán un término extra a frecuencia fundamental que debe ser añadido a la referencia de corriente del filtro (i_{AF1}^r). Nótese que para cancelar un armónico determinado (h), el filtro activo debe seguir su referencia con fase cero y ganancia unidad. Es más, la corriente inyectada por el SAPF sólo mejorará la distorsión de la red si el retraso de la fase con respecto a su referencia es menor de 60 grados.

El SAPF se basa en un inversor PWM fuente de tensión con una tensión de entrada constante de c.c. V_c y se conecta al "punto común de conexión" (PCC) a través de, al menos, una inductancia L con una resistencia interna R . Esta inductancia impide conectar en paralelo dos fuentes de tensión (a saber, la red de suministro v_S y la salida del inversor v_I) y ayudara a filtrar la frecuencia de conmutación del inversor.

Dado que se usa un inversor fuente de tensión, se requiere el control en lazo cerrado de la corriente por L (i_{AF} , en la Fig. 1). Esto es, efectivamente, una estrategia de control de dos niveles: un lazo de control de corriente interno y un lazo de control externo. El segundo produce los valores de referencia para el primero.

III. FUNDAMENTOS Y DISEÑO DE UN REGULADOR REPETITIVO

El control de un SAPF se ha llevado a cabo utilizando un microprocesador y, por lo tanto, en este trabajo se estudia el diseño del regulador en tiempo discreto.

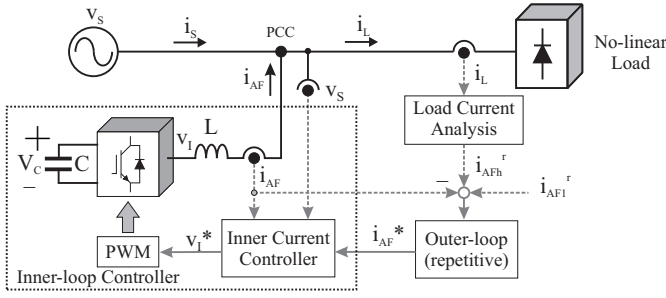


Fig. 1. Típica configuración para un filtro activo de potencia en conexión paralelo (SAPF)

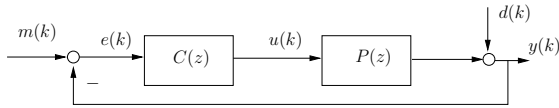


Fig. 2. Sistema de control en tiempo discreto

En la Fig. 2 se muestra un sistema típico de control realimentado en tiempo discreto con una perturbación en la medida. Sin pérdida de generalidad, en este caso, $P(z)$ (usando la transformada Z) será un modelo preciso en tiempo discreto de la planta que se quiere controlar, quizás con algunos aditamentos colocados por el diseñador (compensadores, un lazo de control interno, etc.) y $C(z)$ es un regulador en tiempo discreto. Todas las señales en la Fig. 2 se muestrean en los instantes de tiempo k ($m(k)$, $e(k)$, etc.). El principio del modelo interno (IMP) establece que para alcanzar un seguimiento perfecto, el sistema en lazo cerrado tiene que ser estable y se tiene que incluir el polinomio generador de la referencia como parte del denominador del sistema en lazo abierto ($C(z)P(z)$). Además, en sistemas estables en lazo cerrado, una perturbación $d(k)$ se cancela exactamente en régimen permanente si su polinomio generador también se incluye delante de la perturbación [5].

El polinomio generador de la referencia usando el operador retardo q^{-1} , ($H(q^{-1})$) cumple:

$$H(q^{-1})m(k) = 0 \quad (1)$$

después de un cierto k . Debido a esto, algunas veces se denomina el polinomio aniquilador o de absorción.

Si la referencia es periódica con periodo T y el periodo de muestreo (t_s) se selecciona tal que existe un número entero de N muestras en T ($T = Nt_s$), se tiene:

$$m(k) = m(k - N) \quad (2)$$

$$T = \frac{2\pi}{\omega_1} \quad (3)$$

$$0 = (1 - q^{-N})m(k) \quad k > N \quad (4)$$

donde ω_1 es la frecuencia fundamental de la señal de referencia periódica.

Por lo tanto, el polinomio generador de una señal periódica $m(k)$, usando la transformada Z, es:

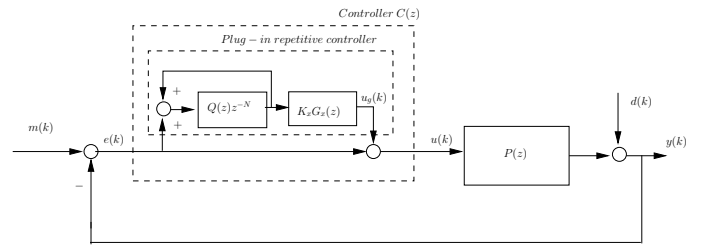


Fig. 3. Implantación de un regulador repetitivo plug-in

$$H_N = 1 - z^{-N} \quad (5)$$

Nótese que con esta opción todos los armónicos presentes en la señal original de tiempo continuo $m(t)$ se tienen en cuenta hasta la frecuencia de Nyquist (π/t_s rad/s). También se considera, la componente de c.c. en $m(t)$.

El IMP se cumple si el denominador de $C(z)$ en la Fig. 2 contiene H_N aunque no se especifique $C(z)$ completamente. Los reguladores con dicho término en el denominador se denominan reguladores repetitivos en tiempo discreto y se han utilizado en diferentes aplicaciones (con algunas modificaciones para garantizar la estabilidad en lazo cerrado) incluyendo la electrónica de potencia. En todas las aplicaciones de electrónica de potencia presentadas en la literatura, el regulador repetitivo se ha implantado como un regulador adicional (plug-in) como el mostrado en la Fig. 3 donde $Q(z)$ es un filtro paso bajo, K_x es una ganancia constante y positiva, y $G_x(z)$ es una función de transferencia definida por el diseñador. El efecto y diseño de estos tres elementos se describen más adelante en esta sección.

La transformada Z de la señal del error ($E(z)$) en la Fig. 3 se puede escribir como:

$$E(z) = \frac{\overbrace{1}^{G_e}}{1 + C(z)P(z)} [M(z) - D(z)] \quad (6)$$

donde $M(z)$ y $D(z)$ son las transformadas Z de la referencia y perturbación, respectivamente.

El regulador incluye el polinomio generador si $Q(z) = 1$:

$$C(z) = \frac{1 - Q(z)z^{-N} + Q(z)z^{-N}K_xG_x(z)}{1 - Q(z)z^{-N}} \quad (7)$$

La estabilidad del sistema en lazo cerrado del sistema se puede analizar usando $G_e(z)$:

$$G_e(z) = \frac{1 - Qz^{-N}}{1 + P(z)} \frac{1}{1 - Qz^{-N}[1 - K_xG_x(z)G_p(z)]} \quad (8)$$

con

$$G_p = \frac{P(z)}{1 + P(z)} \quad (9)$$

Si G_p es estable, una condición suficiente para la estabilidad de $G_e(z)$ es:

$$\|Q(z)(1 - K_xG_x(z)G_p(z))\|_\infty < 1 \quad (10)$$

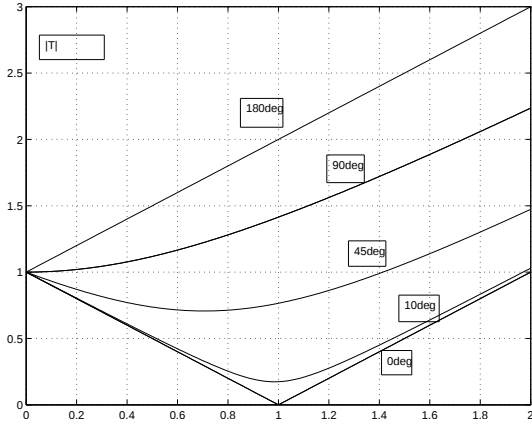


Fig. 4. Módulo de $|T(\omega)|$ en (11) para diferentes valores de α (de 0 grados a 180 grados). Eje X: Valor de A . Eje Y: $|T(\omega)|$. $Ae^{j\alpha} = K_x G_x(e^{j\omega t_s}) G_p(e^{j\omega t_s})$

o, en otras palabras, llamando $T(z) = 1 - K_x G_x(z) G_p(z)$:

$$\max |Q(z)| |T(z)| < 1 \quad (11)$$

$$\text{con } z = e^{j\omega t_s} \text{ y } |\omega| < \frac{\pi}{t_s} \text{ rad/s.} \quad (12)$$

El módulo del número complejo $T(z = e^{j\omega t_s})$ se ha representado en la Fig. 4 en función de los parámetro α y A (ver pie de esa figura).

Claramente, si $\alpha = 0$ y $0 < A < 2$

$$|T(\omega)| < 1 \quad (13)$$

Sin embargo, cuando α crece, la región donde A cumple con (13) se reduce. Este resultado sugiere la siguiente secuencia para diseñar el regulador repetitivo discutido hasta ahora.

1. Para conseguir $\alpha = 0$, la función de transferencia $G_x(z)$ se selecciona, típicamente, como (ver [6] y [7], por ejemplo):

$$G_x(z) = \hat{G}_p^{-1}(z) = \frac{1 + \hat{P}}{\hat{P}} \quad (14)$$

si $\hat{G}_p(z)$ (basado en el modelo estimado de la planta básica $\hat{P}$) es un sistema de fase mínima. En caso contrario son posibles algunas alternativas como en [6] o [8].

Sustituyendo (14) en (11) se obtiene:

$$\max |Q(e^{j\omega t_s})| \left| 1 - K_x \hat{G}_p^{-1}(e^{j\omega t_s}) G_p(e^{j\omega t_s}) \right| < 1 \quad (15)$$

2. Si el término estimado $\hat{G}_p^{-1}$ es exacto, se puede permitir que $Q(z)$ sea siempre uno para cumplir con el IMP manteniendo $0 < K_x < 2$ para garantizar la estabilidad. Se recomienda $0 < K_x < 1$ para dar algún margen de estabilidad teniendo en cuenta los errores de modelado en $\hat{G}_p(z)$ (α puede crecer, por ejemplo) [7]. Sin embargo, K_x no puede ser muy pequeña porque se hace muy lenta la respuesta en lazo cerrado [9].

3. De hecho, la Fig. 4 también muestra que si $\hat{G}_p$ no estima correctamente la respuesta en frecuencia de G_p ($\hat{G}_p G_p \neq 1$), el ajuste de K_x (que afecta a A en esa figura) podría no ser suficiente para garantizar la estabilidad. Este problema puede solucionarse con un filtro paso bajo $Q(z)$ donde

$$Q(e^{j\omega t_s}) = 1 \quad (16)$$

sólo mientras $\hat{G}_p^{-1}$ es exacto, de modo que el IMP se cumple, mientras $Q(z)$ contribuye a mantener (11) en alta frecuencia donde se incrementa la incertidumbre ([9] y [6]).

Nótese que si la referencia periódica $m(k)$ contienen sólo armónicos de baja frecuencia, un regulador PI incluido en $P(z)$ podría ser suficiente para asegurar un seguimiento apropiado. En aplicaciones de SAPF, $m(k)$ contiene suficientes componentes de alta frecuencia como para necesitar el enfoque del control repetitivo que garantiza un seguimiento apropiado. La implantación *plug-in* del regulador repetitivo no es la única posible. De hecho, el camino directo entre $e(k)$ y $u(k)$ podría suprimirse en la Fig. 3, manteniendo el mismo polinomio generador en el regulador $C(z)$. Sin embargo [9] demuestra que, si N es grande, la implantación *plug-in* con un regulador PI en $P(z)$ seguiría la componente de c.c. en $m(k)$ más rápido que la implantación sin *plug-in*. Esto podría ser un aspecto importante en los filtros activos donde se requiere el control de la potencia activa y reactiva.

Finalmente, es importante señalar la importancia de tener un buen comportamiento del sistema básico $1 + P$ para el funcionamiento del sistema en lazo cerrado, según 8.

IV. DESCRIPCIÓN DEL PROTOTIPO EXPERIMENTAL

El prototipo experimental se ha dispuesto como en la Fig. 1 para probar el funcionamiento de un SAPF. Un inversor PWM trifásico con tres ramas de interruptores se ha construido con IGBTs y un banco de condensadores de $3300 \mu F / 1000 V$. El inversor se conecta al PCC usando tres bobinas (una por fase) de 39 mH con una resistencia estimada de $1,2 \Omega$. El filtro se conecta a un sistema trifásico de 220 V y 50 Hz obtenidos a través de un autotransformador de la tensión de suministro del laboratorio de 380 V y 50 Hz. La inductancia de acoplamiento del transformador se ha despreciado en el diseño sin apreciarse una influencia significativa durante las pruebas realizadas. Esto significa que la red se puede considerar como una red infinita con una impedancia equivalente de corto circuito muy pequeña (despreciable). La discusión del efecto de esta impedancia está fuera del objetivo de este trabajo.

Un rectificador en varias situaciones se ha usado como carga no lineal.

Los algoritmos de control se han implantado usando un PC con un microprocesador Pentium II con aritmética de coma flotante. La frecuencia de muestreo fue fijada en $5,4 kHz$ y la frecuencia de conmutación $10,8 kHz$ con la ayuda de una FPGA (FLEX10K de la firma Altera) para calcular los tiempos de conmutación.

Se ha diseñado el lazo interno de control de intensidad (usando la transformada de *Park*) de modo que la función

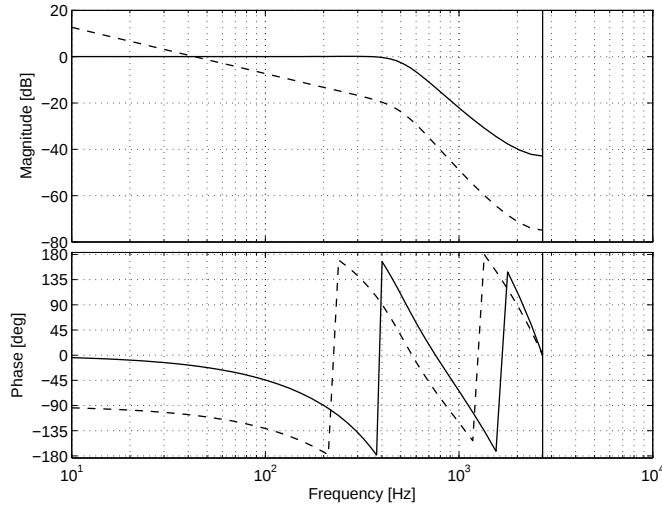


Fig. 5. Diagrama de Bode del sistema de control interno de corriente del SAPF, con (línea discontinua) y sin (línea continua) precompensador

de trasferencia de lazo cerrado para el componente d de la corriente toma la forma de:

$$\frac{i_d^f(z)}{i_d^*(z)} = \frac{0,05357}{z^4 - 2,515z^3 + 2,549z^2 - 1,199z + 0,2187} \quad (17)$$

El diagrama de Bode de esta función de trasferencia se ha dibujado en la Fig. 5 (línea continua). Esta función de trasferencia se tiene en cuenta cuando se diseña el lazo externo del regulador.

Para aplicar un regulador repetitivo *plug-in* como el descrito en la Sección III, se diseña un precompensador PI para conseguir en la planta ($P(z)$) un margen de fase de 70° y frecuencia de cruce de 43 Hz . La respuesta en frecuencia para $P(z)$ también se ha dibujado en la Fig. 5 (línea discontinua).

La $P(z)$ junto con Q , G_x y K_x constituyen la función de trasferencia en lazo abierto para el control de armónicos ($C(z)P(z)$ en la Fig. 3). Su respuesta en frecuencia se ha dibujado en la Fig. 6. Nótese que el sistema en lazo abierto muestra una gran ganancia a la frecuencia fundamental y frecuencias armónicas mientras que a estas frecuencias la fase en lazo abierto es siempre cero. Por lo tanto, aún si el SAPF no puede suministrar la cantidad exacta de corriente armónica necesaria por la carga, éste sistema siempre contribuye a compensarla parcialmente en la red de suministro. La Fig. 6 también muestra que el regulador del SAPF se deteriora gradualmente a medida que incrementa la frecuencia. Esto es el efecto de la característica paso bajo de $Q(z)$ en la Fig. 3. Para su comparación, la respuesta en frecuencia de $P(z)$ se ha dibujado nuevamente en la Fig. 6. $P(z)$ no sólo muestra una ganancia más pequeña para las frecuencias de interés sino que también muestra un retraso de fase significativo.

Finalmente, en la Fig. 7 se muestra la respuesta en frecuencia de la función de trasferencia que relaciona la corriente de referencia para la componente d y la corriente medida cuando se utiliza el regulador repetitivo propuesto. Se consigue un seguimiento perfecto con fase cero para la frecuencia de la

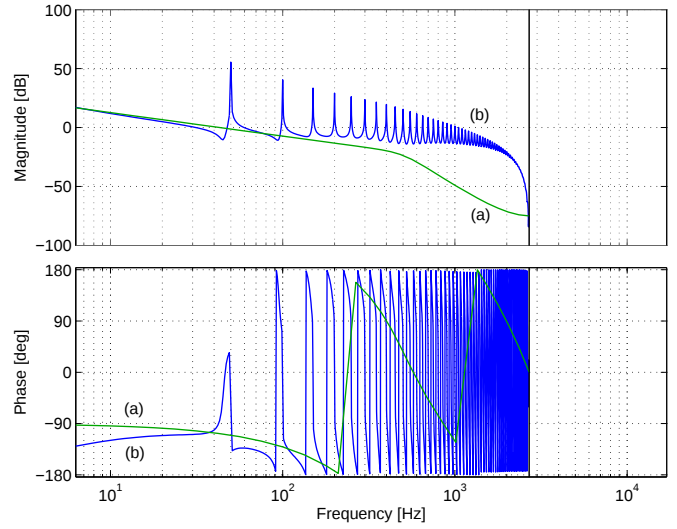


Fig. 6. Respuesta en frecuencia en lazo abierto para el lazo externo de control (a) Control interno de corriente y $S(z)$ pero sin regulador repetitivo y (b) con regulador repetitivo

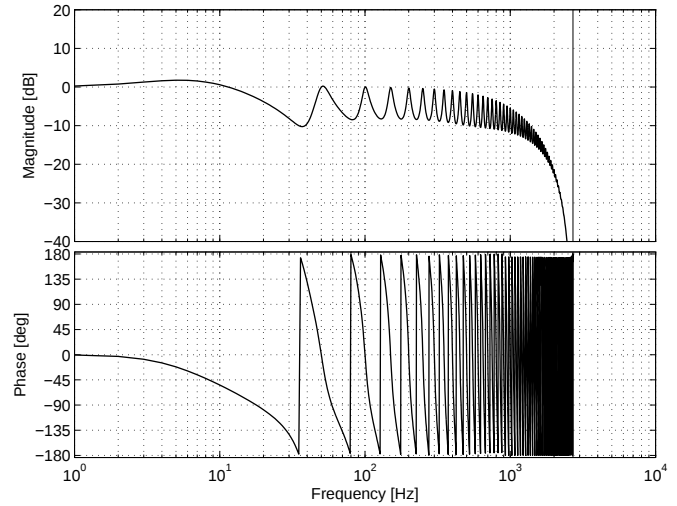


Fig. 7. Función de trasferencia que relaciona la componente d de la corriente de referencia y la corriente actual. Respuesta en frecuencia en lazo cerrado de la implantación sugerida para el regulador

red de suministro y armónicos dentro del ancho de banda de $Q(z)$.

V. RESULTADOS EXPERIMENTALES

Inicialmente, el funcionamiento del SAPF se ha probado para compensar los armónicos producidos por un rectificador trifásico con carga L-R. La L se ha elegido lo suficientemente grande de modo que su corriente nunca es cero. La R fue fijada en 300Ω . La carga es equilibrada, vista desde la red de suministro, y no consume potencia reactiva. Los resultados se muestran en las Figuras 8 y 9. En la Fig. 8 se dibujan la tensión de fase de la red (v_{San}), la corriente de la red (i_{Sa}), la corriente del SAPF (i_{AFa}) y la corriente de la carga (i_{La}). El espectro armónico de la red y la corriente de la carga se muestran en la Fig. 9 junto con la recomendación IEEE Std

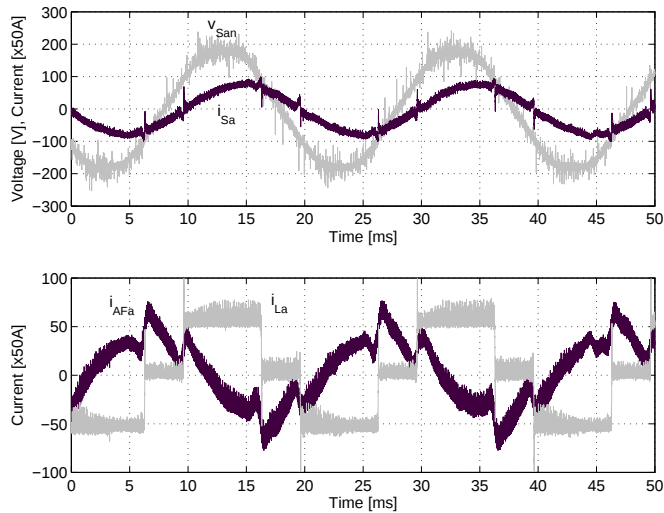


Fig. 8. Funcionamiento del SAPF con una carga de un rectificador trifásico (formas de onda). El rectificador se carga con una L y R

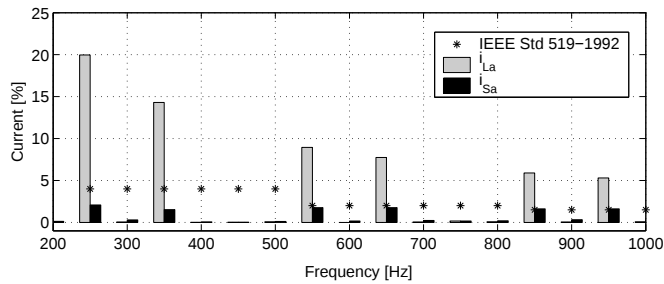


Fig. 9. Funcionamiento del SAPF con una carga de un rectificador trifásico (contenido de armónicos). El rectificador se carga con una L y R. Los armónicos se dan en % de la componente fundamental de la corriente de la carga

519-1992. Nótese, la efectiva compensación del filtro. En este experimento, la referencia para la potencia reactiva consumida por la carga y el filtro se han fijado para que la corriente i_{Sa} se retrase respecto de la tensión v_{San} .

En segundo lugar, sin ningún cambio en el regulador, el SAPF se ha probado con un rectificador monofásico conectado entre las fases b y c (carga desequilibrada). En la Fig. 10 se han dibujado la corriente de fase de la carga, la tensión de la red (v_{San}) y la Fig. 11 muestra las corrientes de la red (tres fases, i_{Sa} , i_{Sb} y i_{Sc}). Claramente, la red de suministro ve un sistema equilibrado sin armónicos de corriente y sin consumo de potencia reactiva.

En tercer lugar, el SAPF se ha probado con un rectificador trifásico con un gran filtro C. Una vez más, no se hacen cambios en el regulador. En este caso, los diodos del rectificador están encendidos durante una pequeña parte del periodo de la red. En la Fig. 12 se han dibujado la tensión de la red (v_{San}), la corriente de la red (i_{Sa}), la corriente de SAPF (i_{AFa}) y la corriente de la carga (i_{La}). El espectro armónico de la corriente de la red y la carga se muestran en la Fig. 13 junto con la recomendación IEEE Std 519-1992. En este caso, la referencia para la potencia reactiva consumida por la carga y el filtro se fija en cero.

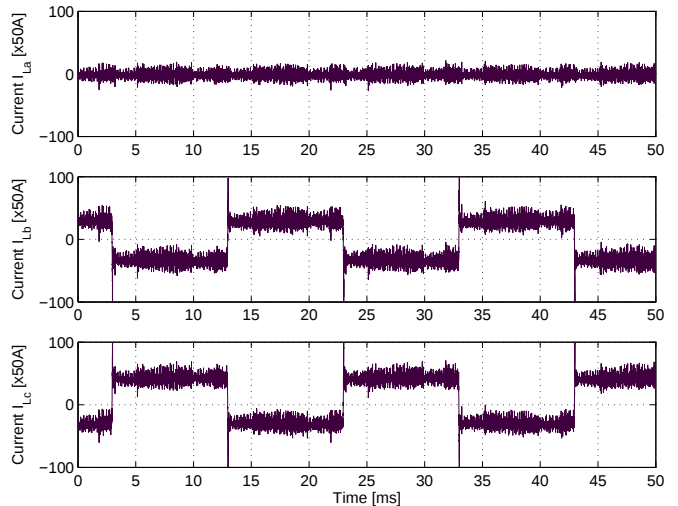


Fig. 10. Corriente trifásica con una carga armónica desequilibrada

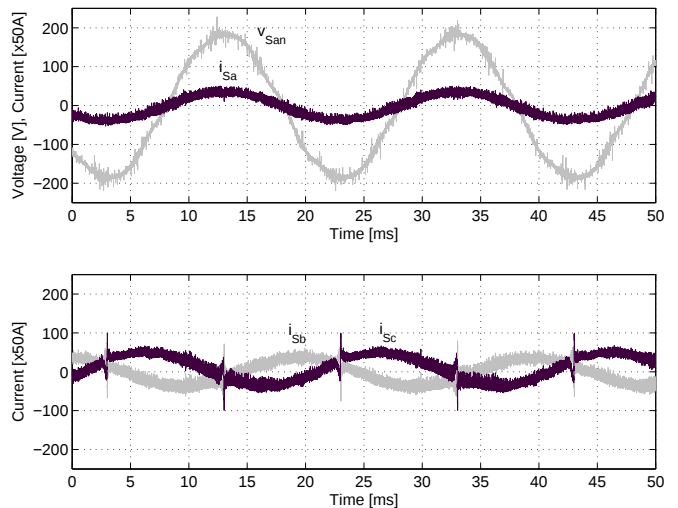


Fig. 11. Funcionamiento del SAPF con una carga armónica desequilibrada

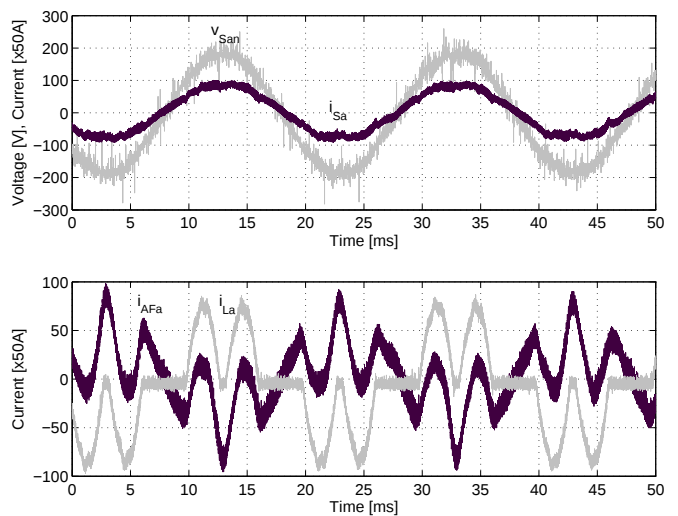


Fig. 12. Funcionamiento del SAPF con una carga de un rectificador trifásica (formas de onda). El rectificado se carga con un gran filtro C y R

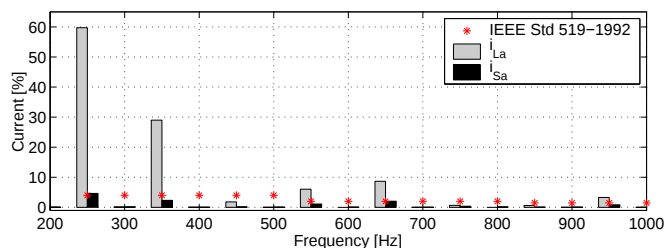


Fig. 13. Funcionamiento del filtro activo con una carga de un rectificador trifásico (armónicos). El rectificador se carga con un gran filtro C y R. Los armónicos se dan en % de la componente fundamental de la corriente de la carga

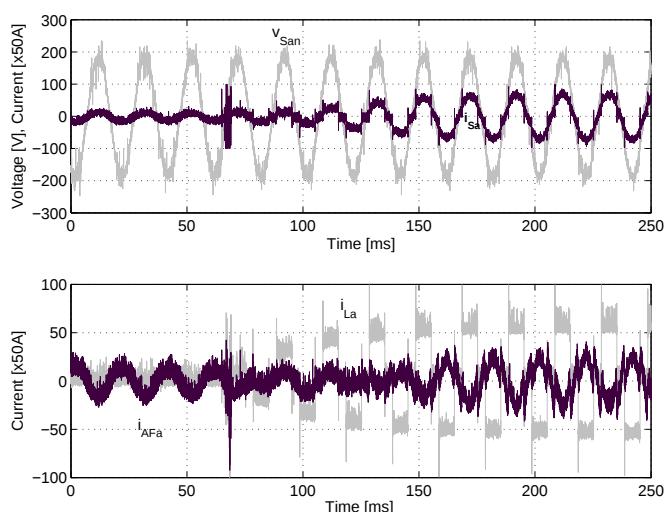


Fig. 14. Ensayo transitorio del SAPF

Finalmente, En la Fig. 14 se presenta el comportamiento transitorio donde el rectificador se conecta después de 60 ms. Antes de esto, la corriente de la red sólo consiste en la corriente activa del filtro activo de potencia, que mantiene la tensión del enlace de continua a su valor de referencia. El filtro no alcanza inmediatamente la compensación de la corriente de la carga para lo que necesita algunos ciclos de la frecuencia de la red. Después de que alcanza el régimen permanente, la corriente de la red es senoidal y no muestra consumo de potencia reactiva.

VI. RESUMEN Y CONCLUSIONES

En este trabajo se ha descrito el diseño y operación de un SAPF basado en un convertidor PWM de c.c. a c.a con un regulador repetitivo para alcanzar una buena compensación de los armónicos de corriente debidos a cargas no lineales equilibradas o desequilibradas en sistemas de distribución de energía eléctrica. Se ha propuesto una estructura de control de dos niveles. El nivel externo usa un algoritmo de control repetitivo para conseguir un buen seguimiento de las señales periódicas. Todos los reguladores se han implantado digitalmente. La adición del regulador repetitivo mejora notablemente el funcionamiento de un regulador simple PI para la compensación de armónicos. Además, se añade un regulador

de tensión del enlace de c.c. y el generador de referencia para la potencia reactiva.

El prototipo del SAPF siempre ha mostrado un buen comportamiento en régimen permanente y transitorio, compensando los armónicos de la corriente de la carga y controlando la potencia reactiva en el PCC de un sistema fuerte (baja impedancia de corto circuito y frecuencia constante de la red). El funcionamiento del SAPF en sistemas donde la impedancia de corto circuito es significativa y desconocida tiene que ser investigado más a fondo.

Dado que el regulador repetitivo se basa en el conocimiento exacto la frecuencia de la red de suministro, su aplicación se puede complicar si ésta varía rápidamente. En este caso, se tiene que implantar alguna forma de estimación de la frecuencia. La implantación presentada en este trabajo ya tiene esta estimación para calcular la transformación de Park de las tensiones y corrientes trifásicas.

Finalmente, merece la pena comentar que hay que alcanzar un compromiso entre los márgenes de la estabilidad y el número de los armónicos que serán tratados con el diseño del regulador repetitivo. Este algoritmo tienen un coste computacional que es independiente del número de armónicos a ser compensados. Ésta es una propiedad importante en sistemas desequilibrados.

AGRADECIMIENTOS

Este trabajo se ha llevado a cabo gracias al proyecto financiado por el Ministerio de Ciencia y Tecnología, España: DPI2002-03962.

REFERENCIAS

- [1] A. Emadi, A. Nasiri, and S. B. Bekiarov, *Uninterruptible Power Supplies and Active Filters*. Boca Raton: CRC Press, 2005.
- [2] H. Akagi, "New trends in active filters for power conditioning," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. IA-32, no. 6, pp. 1312-1322, May/June 1996.
- [3] K. Zhou and D. Wang, "Digital repetitive learning controller for three-phase CVCF PWM inverter," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 48, no. 4, pp. 820-830, August 2001.
- [4] —, "Digital repetitive controlled three-phase PWM rectifier," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 18, no. 1, pp. 309-316, January 2003.
- [5] G. Goodwin, S. Graebe, and M. Salgado, *Control System Design*. London: Prentice Hall, 2001.
- [6] H. Broberg and R. Molyet, "Reduction of repetitive errors in tracking of periodic signals: theory and application of repetitive control," in *1st IEEE Conference on Control Application (Dayton, OH)*. IEEE, September 1992, pp. 1116-1121.
- [7] G. Hillerström, "On repetitive control," Ph. D. Thesis, Department of Computer Science and Electrical Engineering, Luleå University of Technology, S-971 87 Luleå, Sweden, September 1994.
- [8] H. Broberg and R. Molyet, "A new approach to phase cancellation in repetitive control," in *1994 IAS Annual meeting*. IEEE, 1994, pp. 1766-1770.
- [9] K. Zhou and D. Wang, "Unified robust zero-error tracking control of CVCF PWM converters," *IEEE Transactions on Circuits and Systems-I: Fundamental theory and Applications*, vol. 49, no. 4, pp. 492-501, April 2002.