

Aplicación de la Eliminación Selectiva de Armónicos a Filtros Activos de Potencia

Abstract—El presente trabajo aplica la técnica de la eliminación selectiva de armónicos a un Filtro Activo de Potencia (FAP) en conexión paralelo. En esta aplicación, el control selectivo se añade a un control convencional (PI) de un FAP, mejorando el seguimiento de referencias de tipo sinusoidal, o reduciendo perturbaciones, sin error en régimen permanente. Los resultados obtenidos se validan por medio de simulación y un prototipo de laboratorio.

I. INTRODUCCIÓN

En algunos puntos de la red eléctrica, la calidad de suministro es apenas aceptable. A pesar de esto, la industria incrementa la instalación de cargas no lineales, las cuales son la principal causa del deterioro de la calidad de suministro [1]. En ciertas áreas del sistema, las distorsiones de la tensión e intensidad son tan grandes que es necesario instalar filtros para evitar daños o un malfuncionamiento de equipos eléctricos sensibles.

Actualmente, los Filtros Activos de Potencia (FAP) se presentan como una alternativa de solución a los filtros pasivos de potencia [2], [3]. Un FAP es un dispositivo basado en electrónica de potencia que inyecta armónicos (de tensión o corriente) en un punto de conexión. Su principal objetivo es suministrar los armónicos que consume una carga no lineal con el fin de eliminar dichos armónicos de la red de suministro eléctrico. El contenido armónico que inyecta un FAP en un punto de conexión debe cumplir unas condiciones adecuadas de magnitud y ángulo para que el dispositivo sea efectivo, por lo tanto es necesario disminuir el error de seguimiento en el sistema de control para cada una de las frecuencias de interés. En esta aplicación, el control selectivo se añade a un control convencional (PI) de un FAP, mejorando el seguimiento de referencias de tipo sinusoidal, o reduciendo perturbaciones, sin error en régimen permanente. Los resultados obtenidos se validan por medio de simulación y un prototipo de laboratorio.

II. CONTROL SELECTIVO

El control selectivo es una técnica de control lineal que se fundamenta en el *Principio de Modelo Interno* (PMI) [4]. Esta técnica establece que para seguir una señal sin error es necesario incluir el modelo de dicha señal en el regulador del sistema de control. Por lo tanto, para seguir una señal sinusoidal sin error se puede incluir el modelo de dicha señal como:

$$S_h(s) = K_h \frac{s}{s^2 + \left(\frac{2h\pi}{T_p}\right)^2} \quad (1)$$

donde K_h es la ganancia de la función de transferencia, T_p es el periodo de la señal y h el componente armónico.

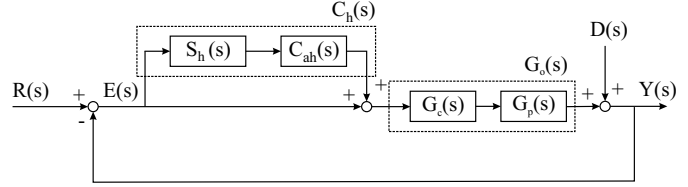


Fig. 1. Estructura del regulador selectivo en tiempo continuo.

Cabe destacar que para eliminar varias frecuencias armónicas es necesario incluir dentro del lazo de control tantas funciones de transferencia (1) en serie o en paralelo como armónicos a eliminar.

Desde el punto de vista de frecuencia, el control selectivo presenta una ganancia infinita a la frecuencia $\frac{h}{T_p}$. Este hecho asegura el rechazo de perturbaciones y un error nulo para señales con contenido espectral en dicha frecuencia.

II-A. Estructura del regulador selectivo en tiempo continuo

La Fig. 1 muestra el diagrama de bloques de un regulador selectivo en tiempo continuo. En este caso, el regulador selectivo se añade a una planta, $G_p(s)$, controlada por un regulador convencional, $G_c(s)$. El regulador selectivo tiene la forma [5]:

$$C_h(s) = \underbrace{\frac{1 + \frac{\alpha_c}{\omega_h} s}{1 + f \frac{\alpha_c}{\omega_h} s}}_{C_{ah}(s)} \underbrace{\frac{K_h s}{s^2 + \omega_h^2}}_{S_h(s)} \quad (2)$$

donde $S_h(s)$ es el modelo de la señal sinusoidal y $C_{ah}(s)$ es una red de compensación en adelanto (o atraso) que se añaden para estabilizar el sistema.

De la Fig. 1, el error del sistema esta dado por,

$$E(s) = (R(s) - D(s)) \left(\frac{1}{1 + G_o(s)} \right) \left(\frac{1}{1 + C_{ah}(s)S_h(s)G(s)} \right) \quad (3)$$

donde $G_o(s) = G_c(s)G_p(s)$ es la función de transferencia en lazo abierto del sistema sin regulador selectivo y $G(s) = \frac{G_o(s)}{1 + G_o(s)}$ es la función de transferencia en lazo cerrado del sistema sin regulador selectivo.

El sistema es estable si cada una de las funciones de transferencia de (3) son estables. Como el sistema original (sin control selectivo) en lazo cerrado, $\frac{1}{1 + G_o(s)}$, es siempre estable, entonces el análisis de estabilidad se reduce al estudio de, $\frac{1}{1 + C_{ah}(s)S_h(s)G(s)}$ [5], [6].

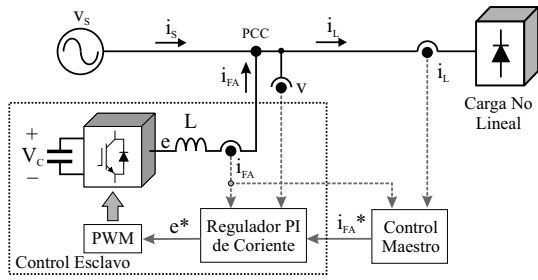


Fig. 2. Esquema de un Filtro Activo de Potencia en conexión paralelo.

III. MODELADO Y CONTROL DE UN FAP PARALELO

La Fig. 2 muestra el esquema de un FAP de tipo paralelo conectado en punto común de conexión (PCC). En este mismo punto de conexión se encuentra una carga no lineal, fuente armónica de corriente, la cual hace circular corrientes armónicas por la red de suministro eléctrico. El objetivo del control de un FAP es compensar las corrientes armónicas que consume la carga y evitar que las mismas corrientes armónicas se propaguen por el resto del sistema eléctrico, es decir, conseguir que la corriente armónica que suministra la red sea cero.

El sistema de control del FAP paralelo se ha dividido en dos partes: el control esclavo y el control maestro. Por un lado, el control esclavo se encarga, fundamentalmente, de controlar la corriente que «inyecta» el FAP paralelo en el sistema. Por otro lado, el control maestro se encarga de entregar las corrientes de referencia al control esclavo, calculado las referencias a partir de la perturbación que se desee mitigar.

III-A. Modelo del FAP

Las ecuaciones dinámicas del FAP paralelo se dividen en: las ecuaciones de conexión a red, las ecuaciones de potencia de intercambio y la ecuación del circuito de corriente continua. Con el propósito de facilitar las técnicas de control, se emplea la transformada de Park para cambiar el sistema de referencia trifásico en ejes a , b y c de los modelos dinámicos del FAP paralelo en otro ortogonal y equivalente en ejes d y q [7].

Aplicando dicha transformación a las ecuaciones dinámicas del FAP paralelo se obtiene [8]:

- Ecuaciones del circuito de conexión a red:

$$e_d - v_d = Ri_{FA d} - Lw_1 i_q + L \frac{di_{FA d}}{dt} \quad (4)$$

$$e_q - v_q = Lw_1 i_d + Ri_{FA q} + L \frac{di_{FA q}}{dt} \quad (5)$$

donde R y L son la resistencia e inductancia de cada una de las bobinas de conexión a red. Los subíndices d y q indican que son un componente en eje d y un componente en eje q , respectivamente.

- Las ecuaciones de intercambio de potencia son:

$$p = v_d i_{FA d} + v_q i_{FA q} \quad (6)$$

$$q = v_d i_{FA q} - v_q i_{FA d} \quad (7)$$

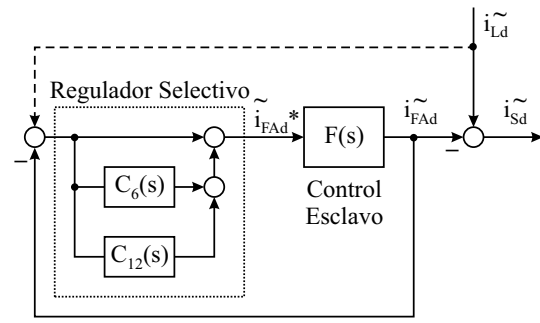


Fig. 3. Diagrama de bloques del control maestro con eliminación selectiva de armónicos.

donde p y q son las potencias real y reactiva instantánea que el FAP paralelo inyecta en el sistema [9]. La ecuación de q se ha añadido porque otro de los objetivos del FAP paralelo es la posibilidad de compensar la potencia reactiva que consume la carga.

- La ecuación del circuito de corriente continua es:

$$\frac{1}{2} C \frac{dv_C^2}{dt} = -p \quad (8)$$

donde C es la capacidad total de los condensadores y p la potencia real que sale de los condensadores. La Ec. (8) es lineal, si se toma v_C^2 como variable de estado. En este caso, se desprecian las pérdidas del inversor y las bobinas de conexión a red. Por consiguiente, (6) coincide con la p del circuito de corriente continua.

Normalmente el sistema de control del FAP paralelo se implanta en una plataforma digital. Por consiguiente, las ecuaciones del circuito de conexión a red (4) y (5) se discretizan con una transformación invariante para un retenedor de orden cero, de la misma forma como en [8], [10]. En variables de estado el sistema de conexión se representa como:

$$\begin{bmatrix} i_{FA d}(k+1) \\ i_{FA q}(k+1) \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} \phi_1 & \phi_2 \\ -\phi_2 & \phi_1 \end{bmatrix}}_{\Phi} \underbrace{\begin{bmatrix} i_{FA d}(k) \\ i_{FA q}(k) \end{bmatrix}}_{i_{FA dq}(k)} + \underbrace{\begin{bmatrix} \gamma_1 & \gamma_2 \\ -\gamma_2 & \gamma_1 \end{bmatrix}}_{\Gamma} \underbrace{\begin{bmatrix} e_d(k) - v_d(k) \\ e_q(k) - v_q(k) \end{bmatrix}}_{\Delta e_{dq}(k)} \quad (9)$$

donde Φ y Γ corresponden a las matrices de estados en tiempo discreto.

III-B. Control maestro

En la Fig. 3 se muestran el esquema propuesto para generar las referencias al control esclavo del FAP paralelo. Se ha representado únicamente el control de eje d , el de eje q es análogo. La señal $i_{S d}$ es la suma de los armónicos de la corriente de la red, $i_{L d}$ es la suma de los armónicos de la corriente de la carga e $i_{FA d}$ es la suma de los armónicos de la corriente del FAP paralelo.

La línea con trazo discontinuo indica que es necesario medir esa señal para implantar el control maestro y superíndice

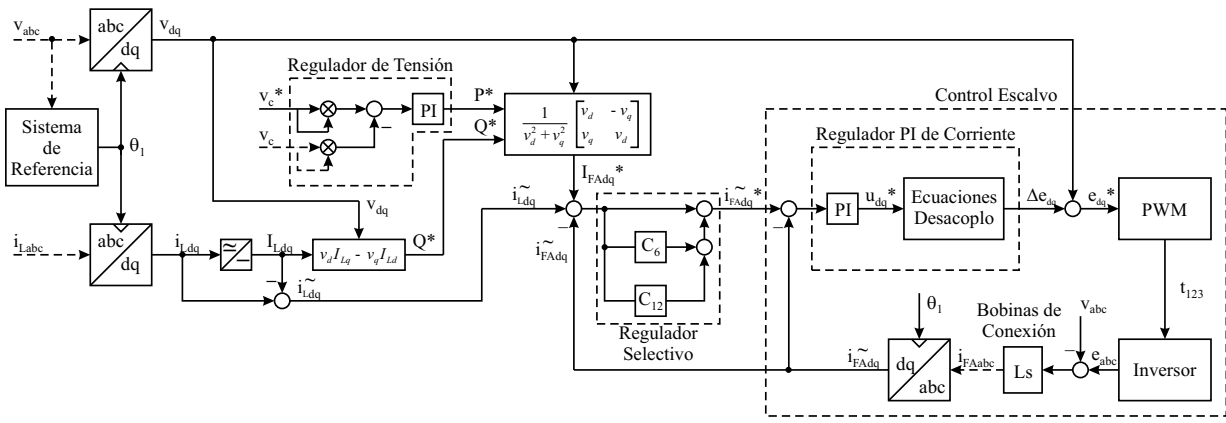


Fig. 4. Esquema del control de corriente para un FAP con control selectivo.

* indica referencia. El criterio de signos es el que se establece en las Fig. 2.

Si el sistema de control es suficientemente rápido se asegura que el FAP paralelo genera los armónicos que consume la carga. Por consiguiente, la corriente de la red de suministro no tendrá estos armónicos. En esta aplicación se requiere eliminar las componentes armónicas a determinadas frecuencias (eliminación selectiva de armónicos). Esto se puede conseguir añadiendo en serie con el control esclavo del FAP tantos reguladores selectivos como armónicos a eliminar. Lo anterior hace que el sistema de control sigue las perturbaciones (armónicos) que introduce la corriente de la carga no lineal, minimizando asintóticamente el error en régimen permanente de cada una de las frecuencias de interés. A modo de ejemplo, en la Fig. 3 se han añadido dos reguladores selectivos sintonizados al armónico 6 (armónicos 5 y 7 en el sistema trifásico equilibrado) y al armónico 12 (armónicos 11 y 13 en el sistema trifásico equilibrado). La función de transferencia que relaciona la perturbación de corriente de la carga con las variaciones en la corriente de la red es:

$$\frac{\tilde{I}_{Sd}(s)}{\tilde{I}_{Ld}(s)} = \frac{1}{1 + F(s)(1 + C_6(s) + C_{12}(s))} \quad (10)$$

donde $F(s)$ es la función de transferencia del control esclavo y $C_h(s)$ corresponde a cada uno de los reguladores selectivos sintonizados al armónico h .

III-C. Control esclavo

En la Fig. 4, encerrado con línea de trazo discontinuo, se muestra en detalle el control esclavo del FAP paralelo. Este control tiene como misión seguir las referencias de corriente que se obtienen a partir: del regulador selectivo, del regulador de tensión de los condensadores (P^*) y de la compensación de reactiva (Q^*). El componente principal del control esclavo es el regulador proporcional-integral (PI) de corriente, el cual controla independientemente la corriente en eje d y el eje q y se ha estudiado en detalle en [8]. Se diseña a partir de (9):

$$\begin{bmatrix} i_{FAd}(k+1) \\ u_d(k+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \phi_1 & 1 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{FAd}(k) \\ u_d(k) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix} u_d^*(k) \quad (11)$$

y las ecuaciones de desacoplo [8]:

$$\begin{bmatrix} e_d^*(k) \\ e_q^*(k) \end{bmatrix} = \mathbf{\Gamma}^{-1} \begin{bmatrix} 0 & \phi_2 \\ -\phi_2 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{i}_{FAd}(k+1) \\ \hat{i}_{FAq}(k+1) \end{bmatrix} + \mathbf{\Gamma}^{-1} \begin{bmatrix} u_d^*(k) \\ u_q^*(k) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v_d(k) \\ v_q(k) \end{bmatrix} \quad (12)$$

donde las corrientes $\hat{i}_{FAd}(k+1)$ e $\hat{i}_{FAq}(k+1)$ son valores estimados de la corriente en el tiempo k .

La dinámica de los reguladores de corriente es la más rápida del sistema de control del FAP paralelo, de tal forma que no interfiere con la dinámica del regulador de tensión de los condensadores.

En la Fig. 4 se muestran otros bloques fundamentales del sistema completo de control del FAP, entre los cuales están:

- **Sistema de referencia** [11]: tiene como misión determinar en cada instante el ángulo del sistema de referencia (θ_1). Está compuesto por un filtro adaptativo en variables de estado. El filtro debe ser adaptativo para hacer frente a pequeñas variaciones de la componente fundamental de la frecuencia de red.
- **abc/0dq**: cambio de variables trifásicas a variables en ejes d y q por medio de la transformada de Park.
- **Control PI de los condensadores**: es un regulador proporcional-integral que tiene como misión evitar grandes variaciones en la tensión de los condensadores para asegurar el funcionamiento correcto del inversor. Se diseña a partir de (III-A).
- **Control de corriente**: tiene como misión seguir las referencias de corriente que se obtienen a partir del control maestro y del regulador de tensión de los condensadores. Se compone de un regulador proporcional-integral para el control de la corriente en eje d y otro para el eje q .
- **PWM** [12]: determina los tiempos de conmutación de cada rama del inversor para generar las tensiones e_d y e_q .

TABLE I
PARÁMETROS OBTENIDOS PARA CADA UNO DE LOS REGULADORES
SELECTIVOS.

h	P_m	ω_0/ω_h	PL	f	α_c	K_h
6	-60°	0,9	80,74°	0,005	9,2016	-0,1583
12	60°	1,05	55,90°	0,005	1,4294	2,0533

que requiere el control de corriente. Se ha implantado un PWM vectorial.

IV. DISEÑO DE LA COMPENSACIÓN DE FASE DEL REGULADOR SELECTIVO

El diseño de la compensación de fase $C_{ah}(s)$ en (2) se fundamenta en el análisis de la respuesta en frecuencia de la función de lazo abierto del sistema de control [10]. Para cada regulador selectivo $C_{ah}(s)$ se calcula junto con K_h para alcanzar los requerimientos de margen de fase (P_m) a una frecuencia de cruce (ω_h), como:

$$C_{ah}(j\frac{\omega_0}{\omega_h}) = -\frac{e^{jP_m} + F(j\frac{\omega_0}{\omega_h})}{F(j\frac{\omega_0}{\omega_h})S_h(j\frac{\omega_0}{\omega_h})} \quad (13)$$

donde $F(j\frac{\omega_0}{\omega_h})$ es la función de transferencia en lazo cerrado del control esclavo y $S_h(j\frac{\omega_0}{\omega_h})$ es el modelo de la señal sinusoidal, dado en (2). En el regulador selectivo aparecen dos frecuencias de cruce: una menor que 1 (en unitarias) y otra mayor que 1. El margen de fase se establece para la frecuencia de cruce que está más cerca a -1 en el plano complejo del diagrama de Nyquist. En cualquier caso, el uso del sistema de primer orden $C_a(s)$ limita el adelanto o atraso de fase a menos de 90° [5]. De (13) se derivan dos ecuaciones (magnitud y fase) con tres incógnitas (K_h , α_c y f). La f se fija dependiendo del adelanto o retraso necesario. Para $f < 1$ produce un adelanto de fase y $f > 1$ un retraso de fase.

Para el FAP paralelo se han diseñado dos reguladores selectivos, uno para el armónico 6 en ejes d y q y otro para el armónico 12 en ejes d y q. En este caso se trabaja con una frecuencia de muestreo de 5,4kHz. La Tabla I recoge los parámetros calculados para cada regulador selectivo conforme a (13). Se calcula f , α_c y K_h , fijando un margen de fase, P_m , y una frecuencia de cruce, ω_0/ω_h . También se recoge en la tabla el adelanto de fase, PL, que introduce cada regulador.

La compensación de fase para el regulador selectivo sintonizado al armónico 6 no es suficiente para estabilizar el sistema en lazo cerrado. Sin embargo, con $K_h < 0$ se puede conseguir la estabilidad del sistema para la frecuencia de cruce más baja [5]. En este caso, la fase del sistema en lazo abierto se fija en 120°, los cuales corresponden a -60° de margen de fase.

La compensación de fase para el regulador selectivo sintonizado al armónico 12 es suficiente para estabilizar el sistema. La frecuencia de cruce es la más alta y la fase del sistema en lazo abierto se fija en -120°, los cuales corresponden a 60° de margen de fase.

La Fig. 5 muestra la respuesta en frecuencia en lazo abierto del FAP con dos reguladores selectivos y se indican el margen

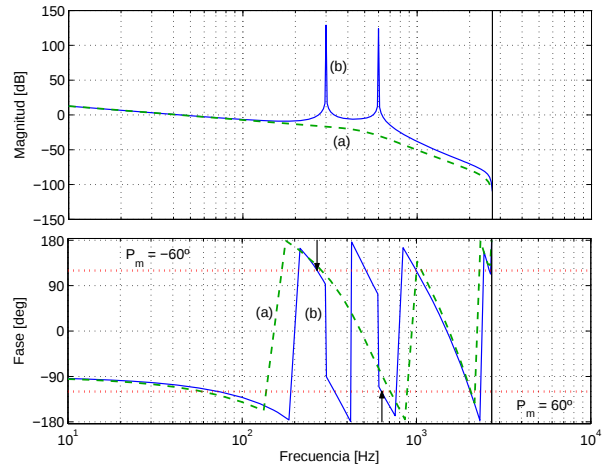


Fig. 5. Respuesta en frecuencia en lazo abierto del FAP. (a) Con regulador PI. (b) Con regulador selectivo.

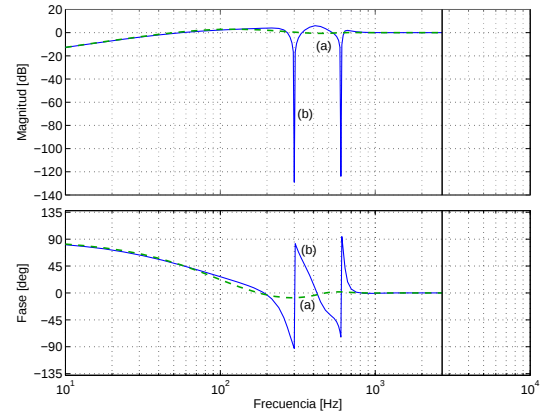


Fig. 6. Respuesta en frecuencia de la corriente de la red frente a una perturbación en la carga. (a) Con regulador PI. (b) Con regulador selectivo.

de fase y frecuencia de corte para cada uno de los reguladores selectivos del ejemplo anterior. Se observa que para cada frecuencia sintonizada (armónicos 6 y 12 en ejes d y q) la ganancia se hace infinita, lo cual hace que disminuya el error de seguimiento en régimen permanente. En este caso, para una frecuencia de muestreo de 5,4kHz se muestra la diferencia de utilizar un regulador selectivo de otro regulador PI.

V. APLICACIÓN DEL CONTROL SELECTIVO A UN FAP PARALELO

En la Fig. 4 se muestra el sistema completo de control del FAP paralelo con eliminación selectiva de armónicos y compensación de potencia reactiva. El control de la tensión de los condensadores suministra la referencia de potencia real (P^*) con el objeto que la tensión de la etapa del circuito de continua no varíe significativamente. Este control debe de ser más lento (típicamente más de 5 veces más lento) que los controles de corriente. Con estas precauciones en el cálculo de P^* y Q^* se evitan interferencias en el control de corriente, el cual, por un lado, tiene como misión seguir las variaciones rápidas en las referencias de $\tilde{i}_{FAd}$ e $\tilde{i}_{FAq}$ y, por otro lado, las variaciones lentas en las referencias de potencia real y reactiva

instantánea (P^* y Q^*). La línea con trazo discontinuo indica que es necesario medir esa señal para implantar el control maestro y * indica una señal de referencia. El criterio de signos es el que se establece en las Fig. 2.

La Fig. 6 muestra la respuesta en frecuencia en lazo cerrado del FAP con dos reguladores selectivos: sintonizados para los armónicos 6 y 12 en ejes d y q . Se puede comprobar como se consigue la cancelación de los armónicos seleccionados de la red de suministro. En este caso, para una frecuencia de muestreo de 5,4kHz el regulador selectivo presenta una mayor atenuación de armónicos que un regulador PI.

VI. RESULTADOS

Los resultados se han validado mediante simulación y un prototipo de laboratorio. El FAP paralelo se ha estudiado mediante simulación para un caso con carga equilibrada generadora de armónicos de corriente y que consume potencia reactiva. Las simulaciones se han realizado con Matlab 6.5 [13] y Simulink 5.0 [14]. En el simulador se han reproducido en todo lo posible unas condiciones parecidas a las de una instalación real. Para ello el sistema se ha modelado en tiempo continuo, se han reproducido las conmutaciones del inversor del FAP paralelo, el control se ha implantado en tiempo discreto y se han introducido retrasos en los cálculos.

Los datos de la carga son: 220V de tensión de red, 1,9kVA, $\cos \phi = 0,80$ (atraso) y $THD = 30\%$ ($i_5 = 20\%$, $i_7 = 20\%$ e $i_{11} = 10\%$).

El FAP paralelo consta de los siguientes elementos Fig. 2: inversor trifásico a tres hilos conmutado a 10,8kHz, bobinas de conexión a red de 15mH, condensadores de 4950μF y filtros de medida *antialiasing* tipo Bessel de 5º orden con frecuencia de corte de 2,0kHz. Para frecuencias por debajo de la frecuencia de corte los filtros *antialiasing* se comportan como un retraso puro de un periodo de muestreo.

El sistema de control del FAP paralelo se ha implantado como se indica en la Fig. 4. El diseño de los reguladores de corriente se ha realizado en variables de estado mediante la orden «PLACE» de Matlab que asigna los polos del sistema en lazo cerrado. Los polos en tiempo discreto se han situado en $p_{1,2} = 0,58e^{\pm j0,22rad}$, $p_{3,4} = 0,80e^{\pm j0,54rad}$ (equivalen a $p_{1,2} = 3,4e^{\pm j\frac{7\pi}{8}krad/s}$, $p_{3,4} = 3,4e^{\pm j\frac{5\pi}{8}krad/s}$ en tiempo continuo). El regulador PI de la tensión de los condensadores. El diseño se ha realizado por respuesta en frecuencia teniendo en cuenta la dinámica de los reguladores de corriente en lazo cerrado. Los parámetros de diseño son $\omega_0 = 25rad/s$ y $MF = 80^\circ$. Por último, se ha diseñado dos reguladores selectivos para las frecuencias armónicas 6 y 12 en ejes d y q , tal y como se muestra en la Sección IV.

En la Fig. 7 se muestran los resultados obtenidos de simulación. Se observa que la carga tiene un alto contenido de armónicos ($THD = 30\%$) y su corriente está atrasada respecto a la tensión de red. Inicialmente, la corriente de red coincide con la corriente de la carga. En $t = 0,04s$ se conecta el FAP y en menos de dos ciclos de red el FAP paralelo genera los armónicos de corriente que consume la carga. Además, suministra su potencia reactiva, de manera que la corriente de red disminuye drásticamente su contenido armónicos ($THD =$

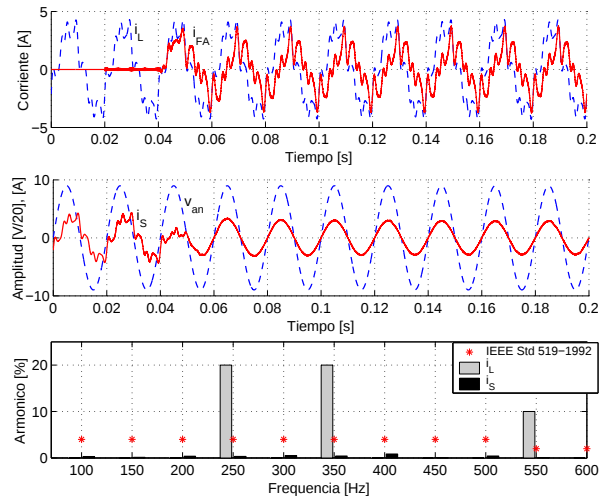


Fig. 7. Resultados de simulación del contenido armónico de la carga, i_L , y la red de suministro, i_S .

0,72%) y el conjunto carga-FAP paralelo tiene $\cos \phi = 1$. Lo anterior implica una reducción de 5A a 4,07A en la corriente eficaz y fundamental de la red de suministro.

Los resultados obtenidos en simulación se han validado por medio de un prototipo de laboratorio. La Fig. 8 muestra en funcionamiento un FAP paralelo, compensando los armónicos de una carga compuesta por un rectificador trifásico con carga inductiva. Las especificaciones de las bobinas de conexión y la capacidad condensadores son los mismo que se emplean en simulación.

El prototipo consta principalmente de cuatro partes: un sistema de adquisición de datos, una placa de modulación de ancho pulso, un inversor trifásico y un controlador de tiempo real. El sistema de adquisición de datos se compone de una placa de 16 entradas analógicas con muestreo simultáneo, Eagle PCI703S, y los filtros de medida de tipo Bessel de 5º orden con una frecuencia de corte de 2.0kHz; La placa de modulación de ancho de pulso se compone de una FPGA 10K10 de Altera que se conecta a un bus ISA de 16 bits; El inversor trifásico se compone de un modulo Skiip 102 GDL 120 303 WT de SEMIKRON de 1200V y 100A. El controlador de tiempo real se compone de un PC con un sistema operativo de tiempo real. El sistema operativo de tiempo real se logra modificando el núcleo del sistema operativo Linux de propósito general por medio de la aplicación RTAI.

En las Fig. 9 y Fig. 10 se reúnen los resultados experimentales del ensayo de un FAP paralelo. Las medida se han tomado con un medidor digital de potencia WT1600 de Yokogawa. Este instrumento calcula directamente los componentes armónicos en tensión o corriente.

La Fig. 9 muestra la compensación en régimen permanente de las componentes armónicas de corriente de la carga con un FAP paralelo. En este caso, el FAP paralelo inyecta en el punto común de conexión las componentes armónicas de corriente demandadas por la carga, lo cual libera a la red de suministro de entregar las componentes armónicas. Cabe destacar que la corriente de la red de suministro esta en fase

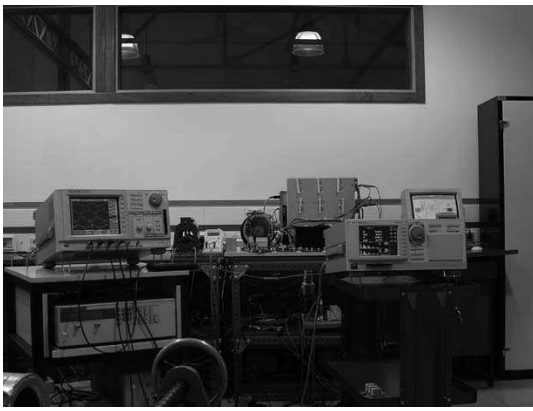


Fig. 8. Aspecto del prototipo de laboratorio.

con la tensión del punto común de conexión, por lo tanto el filtro activo de potencia se controla para corregir el factor de potencia. Por otro lado, la Fig. 10 muestra el contenido armónico de la corriente de suministro, una vez, se conecta el FAP paralelo en el punto común de conexión. Se observa claramente la reducción de las componentes armónicas en la red de suministro y como éstos armónicos cumplen con la recomendación IEEE Std 519-1992.

VII. RESUMEN Y CONCLUSIONES

De este trabajo se pueden sacar destacar tres conclusiones fundamentales:

- Un FAP paralelo puede compensar los armónicos de corriente que inyectan cualquier carga localizada, mediante el control selectivo de armónicos.
- Con una frecuencia de muestreo de $5,4\text{kHz}$ se ha comprobado mediante simulación que se pueden eliminar los armónicos 6 y 12 en ejes d y q (que equivale hasta el armónico 13 en abc de un sistema equilibrado). En el prototipo de laboratorio se ha comprobado que puede eliminar los armónicos 6, 12, 16 y 20 en ejes d y q (que equivale hasta el armónico 21 en abc de un sistema equilibrado).
- La compensación de armónicos se puede compaginar con compensación de potencia reactiva de manera que el conjunto carga-FAP paralelo se comporta como una lineal que sólo consume potencia activa.

En este trabajo se demuestra mediante simulación y un prototipo de laboratorio, el control mejorado de un FAP paralelo para compensar armónicos de corriente y potencia reactiva. Las frecuencias de conmutación necesarias son admisibles teniendo en cuenta la potencia del dispositivo y la tecnología que existe en la actualidad. Por último, se tienen que la tensión y capacidad necesaria en los condensadores para asegurar el buen funcionamiento del dispositivo también es razonable pensando en la tecnología actual.

REFERENCES

- [1] J. Stones and A. Collinson, "Power quality," *Power Engineering Journal*, vol. 15, no. 2, pp. 58–64, 2001.
- [2] L. Gyugyi and E. C. Strycula, "Active ac power filters," in *Proc. IEEE Ind. Appl. Ann. Meeting*, vol. 19-C, pp. 529–535, 1976.

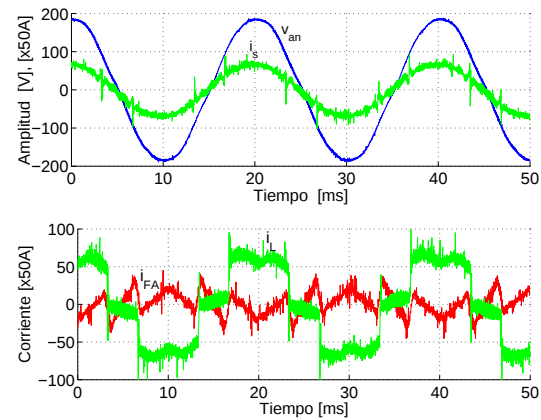


Fig. 9. Resultados experimentales de la compensación armónica de la corriente de la red de suministro por medio de un FAP paralelo. Tensión de fase en el punto común de conexión, v_{an} , corriente de la red de suministro, i_s , corriente inyectada por el filtro activo, i_{FA} y corriente de la carga, i_L .

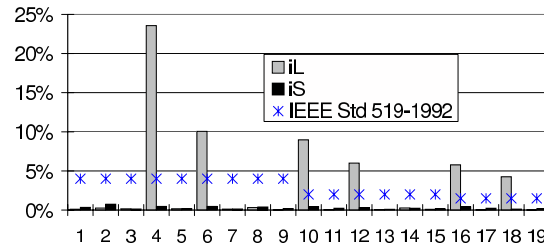


Fig. 10. Componentes armónicos, obtenidos experimentalmente, de la corriente de la carga, i_L , y de la red de suministro, i_s , con el FAP en funcionamiento. La distorsión armónica se reduce de un 28,72% a un 1,43%. Los armónicos de la corriente de la red de suministro cumplen la recomendación IEEE Std 519-1992.

- [3] H. Akagi and A. Nabae, "Analysis and design of an active power filter using quad-series voltage-source pwm converts," *IEEE Transactions on Industrial Applications*, vol. 26, pp. 93–98, 1990.
- [4] B. Francis and W. Wonham, "The internal model principle for linear multivariable regulators," *Applied Mathematics and Optimization*, vol. 2, pp. 170–194, 1975.
- [5] A. García-Cerrada, P. Roncero-Sánchez, P. García-González, and V. Feliu-Batlle, "Detailed analysis of closed-loop control of output-voltage harmonics in voltage-source inverters," *IEE Proceedings on Electric Power Applications*, vol. 151, no. 6, pp. 734–743, 2004.
- [6] K. Zhou, J. C. Doyle, and K. Glover, *Robust and optimal control*. Prentice Hall, 1999.
- [7] O. C. Mun, *Dynamic simulation of electric machinery using Matlab*. Prentice Hall, 1998.
- [8] P. García-González and A. García-Cerrada, "Control system for a pwm-based statcom," *Power Delivery, IEEE Transactions on*, vol. 15, no. 4, pp. 1252–1257, 2000.
- [9] H. Akagi, Y. Kanazawa, and A. Nabae, "Generalised theory of the instantaneous reactive power in three-phase circuits," in *Proceeding 1983 International Power Electronic Conference, Tokyo, Japan 1983*, pp. 1375–1386, 1983.
- [10] G. F. Frankling, J. D. Powell, and M. L. Workman, *Digital Control of Dynamic Systems*, 3rd ed. Addison-Wesley, 1997.
- [11] J. Svensson, "Grid-connected voltage source converter," PhD Thesis, Chalmers university of Technology, 1998.
- [12] J. Holtz, "Pulsewidth modulation for electronic power conversion," *Proceeding of the IEEE*, vol. 82, no. 8, pp. 1194–1214, 1994.
- [13] Mathworks, *Using Matlab vesion 6*. Natick, MA: The Mathworks, Inc, 2002.
- [14] —, *Using Simulink vesion 5*. Natick, MA: The Mathworks, Inc, 2002.