

MODELO DE CONVERTIDOR VSI COMO FILTRO ACTIVO DE POTENCIA

(VSI converter model - as active power filter)

Pedro Fabián Cárdenas Herrera*, Fabián Rolando Jiménez López**, Oscar Oswaldo Rodríguez Díaz***

*Universidad Nacional de Colombia, pfcardenash@unal.edu.co, ** Universidad Santo Tomás, fjimenez@ustatunja.edu.co, *** Universidad Pedagógica y Tecnológica de Colombia, Grupo de investigación DSP, oscar.rodriguez@uptc.edu.co

(Recibido 7 de octubre de 2009 y aceptado 7 de abril de 2010)

<p>Resumen: Los filtros activos de potencia se han convertido en una alternativa viable para el control de niveles de armónicos en aplicaciones industriales y comerciales. Este artículo presenta el estudio detallado de la estructura de filtro activo de potencia en derivación, la metodología para el modelado y el diseño de un filtro activo de potencia en paralelo, y el estudio del comportamiento dinámico como alternativa al modelo de conmutación del filtro activo. Las simulaciones de este trabajo contaron con el apoyo especializado de simulación, utilizando la ingeniería de software Simulink-Matlab®.</p>	<p>Abstract: The power active filters have become a viable alternative for controlling harmonic levels in industrial and commercial applications. This paper discusses the detailed study of the Shunt Power Active Filter structure in derivation. It presents the methodology for modeling and designing of an active power filter in parallel, the study of the dynamic behavior and with an alternative to the switching model of the active filter. The simulations in this paper were supported by the specialized simulation using the software engineering Simulink-Matlab®.</p>
<p>Palabras clave: filtros activos, compensación, corriente de control, armónicos, electrónica de potencia.</p>	<p>Key words: active filters, compensation, current control, harmonics, power electronics.</p>

1. INTRODUCCIÓN

Este documento, inicialmente, proporciona la descripción de un filtro activo de potencia (FAP), en configuración paralela, utilizado para reducir los componentes armónicos en las cargas del sistema de potencia trifásico, seguido del análisis teórico y de la simulación del modelamiento del filtro y el diseño de su sistema de control.

Para el diseño de los controladores de FAP, se debe conocer el comportamiento del convertidor electrónico de potencia y cómo diseñar sus elementos para los modos de operación previstos, además de estar al tanto de las técnicas de control (no lineal especialmente), puesto que los FAP son no lineales, variantes en el tiempo y sistemas discretos.

Las metodologías de modelamiento y los procesos de control deben garantizar que los FAP tengan una operación estable (Akagi, 1996; Akagi y Nabae, 1986), no solamente con un desempeño dinámico y estático satisfactorio, sino también con baja sensibilidad con respecto a las cargas o a las perturbaciones en la línea de alimentación; es decir, deben responder con robustez.

Los FAP en paralelo representan un campo de aplicación extremadamente exigente para los convertidores de modu-

lación por Ancho de Pulso Sinusoidal (SPWM, por su sigla en inglés). Independientemente de lo que suceda en los variadores de velocidad ajustable o en las aplicaciones de rectificadores por PWM, el control de corriente de los FAP se requiere para generar una forma de onda de corriente que sea caracterizada por un contenido armónico que compense la corriente distorsionada generada por las cargas no lineales (Mohan, 2003).

En el capítulo 2 se realiza la descripción genérica de un FAP, teniendo en cuenta su estructura, topología de convertidor y control de corriente. Seguidamente, en el capítulo 3, se realiza un estudio sobre las componentes de corriente en cargas no lineales y su aplicación a la obtención de las corrientes de referencia para el control de los FAP.

En el capítulo 4 se realiza el estudio del comportamiento dinámico, como alternativa al modelo conmutado del filtro activo. En esta unidad se aproximan las funciones de conmutación (discretas) a relaciones de conmutación (continuas), sin perder fidelidad en el comportamiento de las variables del convertidor, se realiza una representación en el espacio de estado del FAP y, a partir del modelo promedio, se desarrollan las condiciones del controlador lineal de corriente de inyección (Holmes y Martin, 1996).

2. FILTROS ACTIVOS DE POTENCIA

En la figura 1 se presentan las configuraciones de los Filtros Activos de Potencia (FAP), que pueden ser serie o paralelo. Un FAP puede verse simplemente como una fuente de corriente o tensión controlable que se conecta, directamente o a través de un transformador, al sistema de potencia. El principio de operación de los FAP se basa en un control de lazo cerrado de un convertidor electrónico de potencia (Whitaker, 2007; Wuest y Jenni, 1993), que inyecta en el sistema una corriente o tensión, lo más fiel posible, a una referencia dada. Esta corriente o tensión (i_f), libre de armónicos, mantiene activa la corriente (i_s) que circula por la fuente (Emadi, et al., 2005).

2.1 Principio de operación de un filtro activo paralelo

Los desarrollos en la teoría e implementación de los FAP han propuesto un gran número de topologías. Dentro de cada una de ellas existen características para asegurar que los efectos de las cargas contaminantes sean totalmente compensados. El objetivo principal del filtro activo paralelo (FAP Shunt) es lograr que la corriente de la fuente de alimentación se mantenga lo más parecida a una onda sinusoidal (ver figura 1). El FAP Shunt instantáneamente inyecta una corriente i_f , cuya componente armónica es de la misma amplitud que la de la carga, pero en oposición de fase; entonces, la suma algebraica en el punto de conexión común PCC garantiza que la corriente entregada por la fuente sea una señal sinusoidal pura, así:

$$i_{carga} = i_s + i_f \quad (1)$$

2.2 Estructura básica del FAP Shunt

En la figura 2 se muestra un FAP en paralelo genérico, utilizado para la compensación de corrientes no activas que circulan por la fuente. El filtro está conformado por el convertidor de potencia, el enlace de corriente entre el convertidor y el punto de conexión con la red, el dispositivo de almacenamiento de energía, los dispositivos de acondicionamiento de señales provenientes del sistema de potencia y el controlador. Los cuatro primeros se pueden agrupar en un bloque de potencia, mientras que el controlador es un gran bloque encargado de la generación de referencias y de la regulación del voltaje del lado de DC (Direct Current) y de corriente inyectada.

2.3 Topología del convertidor

El convertidor de los FAP puede ser construido a partir de un inversor en fuente de voltaje (VSI, por su sigla en inglés), mostrado en la figura 3 (Brod y Novotny, 1985).

El inversor de tres ramas con condensador repartido (TLSC, por su sigla en inglés) tiene conectado el neutro de la carga con el punto intermedio del bus de DC (punto n), y las tres ramas pueden trabajar de manera independiente.

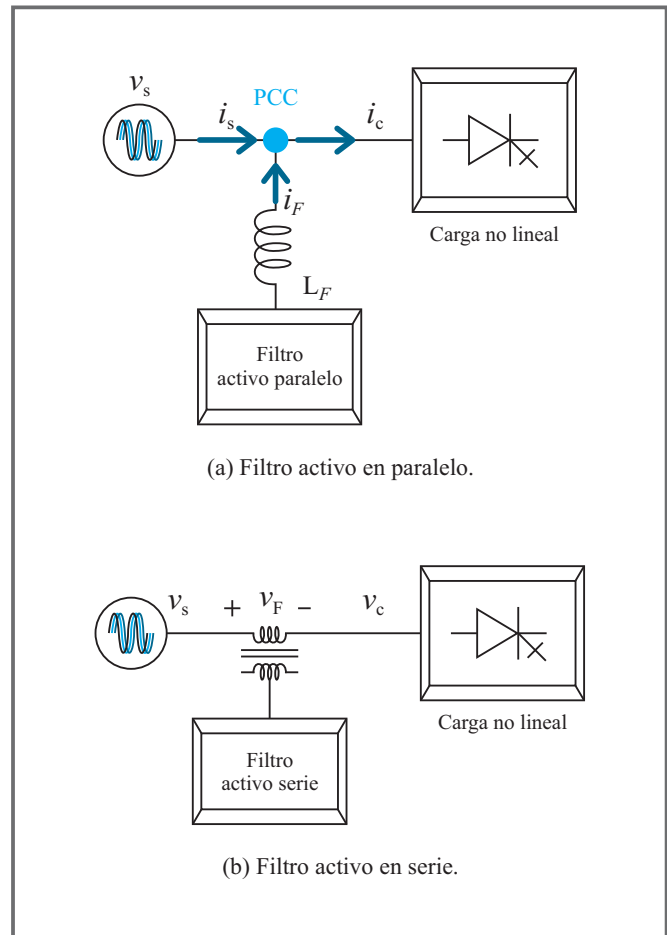


Figura 1. Configuraciones de FAP (a) Paralelo o Shunt (b) Serie.

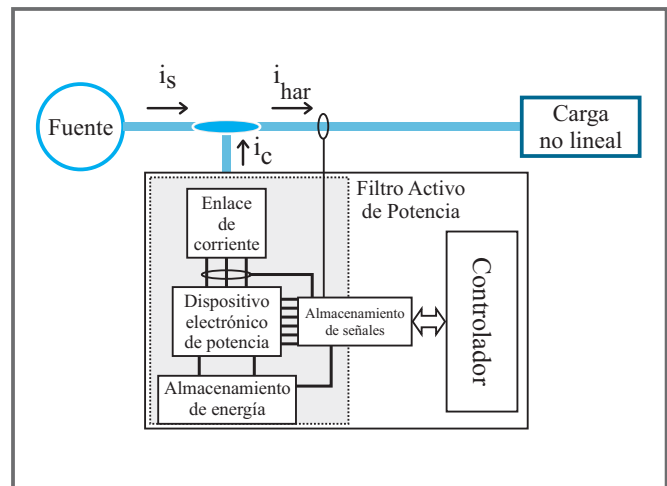


Figura 2. Estructura básica de un FAP en paralelo.

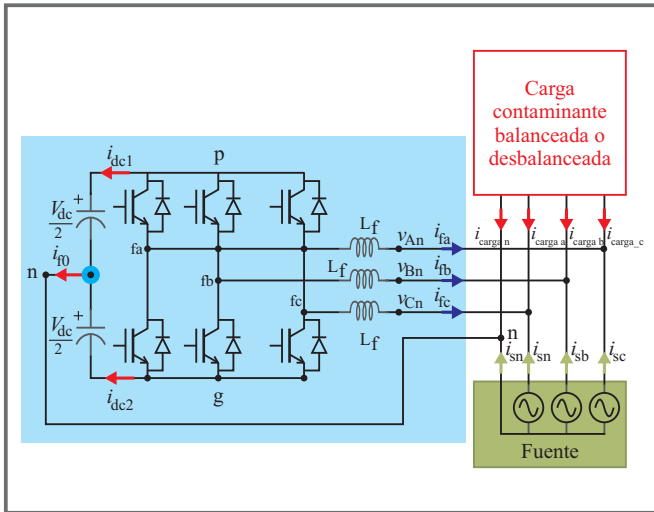


Figura 3. Inversor VSI, con condensador repartido, carga contaminante y fuente, en un sistema trifásico de cuatro hilos.

2.4 Control de un FAP

El sistema de control de un FAP se encarga de determinar las corrientes de referencia que el FAP debe inyectar en la red. A través de las referencias se debe conseguir la compensación de las corrientes solicitadas por la carga, y el mantenimiento de las condiciones adecuadas de operación.

El lazo interno de control determina qué componentes de la corriente deben ser compensadas. Las referencias de corriente de compensación se obtienen mediante la correspondiente transformación de potencia a corriente.

Adicional al lazo de control principal, es necesario un lazo de control secundario, que se encarga de mantener el voltaje absoluto del bus de DC en torno a un valor establecido como referencia. El segundo lazo realiza un ajuste en dependencia de la potencia reactiva del filtro.

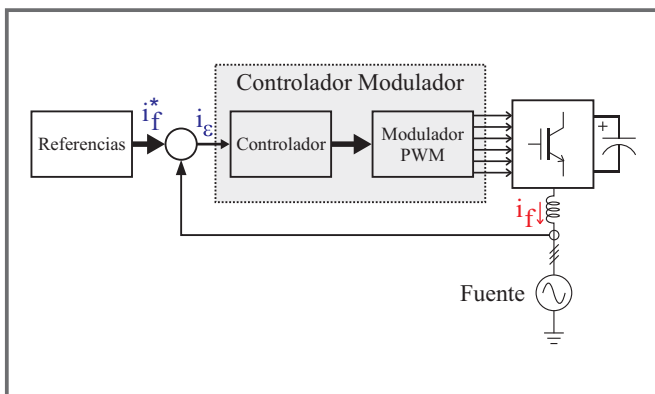


Figura 4. Esquema simplificado del control de corriente trifásico en un FAP.

2.5 Control de corriente

El control de corriente del FAP tiene como objetivo conseguir que las corrientes de salida sigan las referencias aportadas a él. El control de la corriente de inyección de un FAP se plantea de forma no lineal, o mediante una aproximación. Dado que los semiconductores de potencia operan a muy alta frecuencia, en comparación con las señales aportadas como referencia, es posible realizar una linealización a baja frecuencia.

Existen dos tendencias de controladores de corriente: los lineales y los no lineales. Los controladores lineales normalmente utilizan una modulación PWM (Brod y Novotny, 1985), para obtener la variación de los anchos de pulso en las señales de activación de los interruptores del convertidor. En aplicaciones con FAP, el regulador lineal más utilizado es el proporcional integral (PI) o, en su defecto, el proporcional (P) con prealimentación (Holmes y Martin, 1996).

En cuanto a los controladores no lineales de corriente, el regulador y el modulador se encuentran integrados, y la acción de compensación o señal de control y modulación es propia del esquema de control, destacándose, dentro de estas técnicas, el control por histéresis de corriente y el control por modos deslizantes (Kawabata, et al., 1990; Kawamura y Hof, 1984; Radulovic y Sabanovic 1994).

3. OBTENCIÓN DE LAS CORRIENTES DE REFERENCIA

Un elemento fundamental para el análisis y diseño del convertidor VSI como FAP Shunt es la obtención de la corriente de referencia que será inyectada al sistema de potencia, para mantener la corriente suministrada por la fuente lo más sinusoidal posible y en fase con el voltaje. Existen varios métodos para la obtención de la corriente de referencia, tanto para cargas no lineales balanceadas, como para cargas no lineales reactivas balanceadas y desbalanceadas. Para mayor claridad y con el fin de exponer algunos de los conceptos relacionados con los algoritmos de compensación, se desarrolla el siguiente apartado.

3.1 Relaciones entre corrientes instantáneas

Desde el punto de vista instantáneo, se define la corriente activa $i_a(t)$ como el vector de norma mínima que suministra la misma potencia instantánea $p(t)$ que la corriente $i(t)$.

$$i_a(t) = \frac{\mathbf{v}^T(t)\mathbf{i}^T(t)}{\|\mathbf{v}(t)\|^2} \mathbf{v}(t) = \frac{p(t)}{\|\mathbf{v}(t)\|^2} \mathbf{v}(t) = g(t)\mathbf{v}(t) \quad (2)$$

Donde $g(t)$ es la conductancia instantánea equivalente, que consume la misma potencia instantánea que la carga con el vector de corriente de norma mínima. Por consiguiente, la corriente no activa instantánea corresponde a la diferencia de la corriente total con la corriente activa.

$$i_n(t) = i(t) - i_a(t) \quad (3)$$

A partir de la relación de ortogonalidad entre $i_a(t)$ e $i_n(t)$.

$$\|i(t)\|^2 = \|i_a(t)\|^2 + \|i_n(t)\|^2 \quad (4)$$

Luego de definir las cantidades instantáneas, se procede a realizar el análisis con los valores promedio de voltaje y corriente. La corriente activa $i_f(t)$ se define como la mínima corriente instantánea que suministra la misma potencia $P_o < p(t) > 0$ que la corriente de la carga $i(t)$, que tiene un sentido muy diferente a la corriente activa $i_a(t)$.

$$i_f(t) = \frac{\langle p(t) \rangle_0}{V^2} v(t) = \frac{P_o(t)}{V^2} v(t) = G v(t) \quad (5)$$

Donde G es el valor promedio de la conductancia equivalente $g(t)$ durante un período de la frecuencia fundamental, y V es el valor rms del voltaje. La mínima corriente i_f representa la corriente rms, que suministra la misma potencia promedio $p(t) > 0$ de la potencia instantánea $p(t)$.

Ahora bien, el cálculo de corriente no activa queda en función de la definición que se adopte sobre la corriente activa. Para el caso de valores promediados, la corriente no activa se le ha denominado corriente en exceso, y se define en la ecuación:

$$i_{exc}(t) = i(t) - i_f(t) \quad (6)$$

Es necesario establecer una relación entre las magnitudes instantáneas y las promediadas, necesidad que hizo que se definieran la corriente longitudinal o temporal como se observa en la ecuación:

$$i_y(t) = i_a(t) - i_f(t) = i_{exc}(t) - i_n(t) \quad (7)$$

La definición de corriente activa instantánea $i_a(t)$ es utilizada especialmente como referencia en algoritmos de control.

La corriente activa calculada con los valores promedio i_f se utiliza en dispositivos de compensación capaces de modificar la potencia promedio entregada a la carga, lo que implica que los compensadores deben disponer de elementos de almacenamiento de energía.

3.2 Eficiencia en la compensación

La eficiencia de un compensador dependerá de las magnitudes que se utilicen para su evaluación. Asumiendo que, luego de la compensación, la corriente que circula por la fuente es $i_{comp}(t)$ donde:

$$i_{comp}(t) = i_c(t) + i(t) \quad (8)$$

Se define el índice de eficiencia de un compensador como:

$$n_I = \frac{\|i(t)\|^2 - \|i_{comp}(t)\|^2}{\|i_{exc}(t)\|^2} \quad (9)$$

Para el caso de un compensador instantáneo, donde $i_{comp}(t)=i_a(t)$, su eficiencia viene dada por:

$$n_I = \frac{\|i_a(t)\|^2}{\|i_{exc}(t)\|^2} = \frac{Q_n^2}{Q^2} \quad (10)$$

Y es posible definir también el rendimiento del compensador en la mejora del factor de potencia del sistema:

$$n_{FP} = \frac{FP_n - FP}{1 - FP} \quad (11)$$

Donde FP_n es el factor de potencia en el punto de conexión, luego de la compensación. Otro parámetro que indica la eficiencia del compensador es el cálculo de la potencia reactiva generalizada, definida en la ecuación:

$$q = V^T (M_1 M_2^T - M_2 M_1^T) I \quad (12)$$

4. MODELADO DEL FAP PARALELO

Para el estudio de convertidores de potencia, es necesario tener modelos promedio, donde se puedan aproximar las funciones de conmutación (discretas) a relaciones de conmutación (continuas), sin perder fidelidad en el comportamiento de las variables del convertidor (Rim, et al., 1994).

4.1 Modelo filtro activo paralelo

A continuación se aplica la metodología de modelado para un FAP con convertidor VSI y topología TLSC (Skvarenina, 2002). Para los convertidores bidireccionales de corriente, se puede identificar una unidad genérica de conmutación, como aparece en la figura 5.

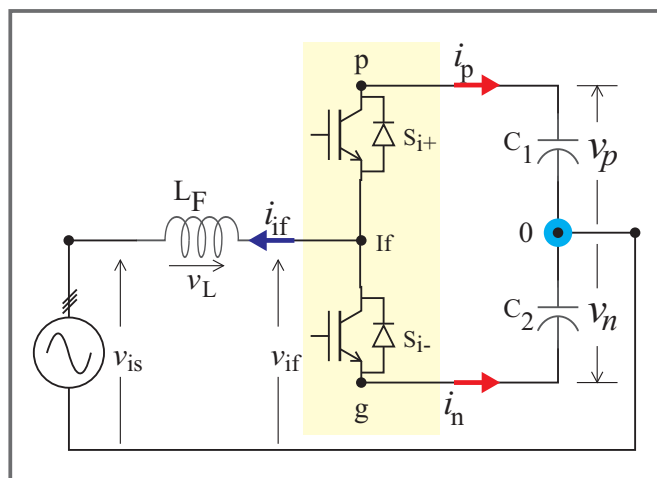


Figura 5. Rama genérica de conmutación bidireccional de corriente.

Modelo con las señales de conmutación no lineales o con las señales de conmutación:

$$\begin{bmatrix} v_{af0} \\ v_{bf0} \\ v_{cf0} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{a+} & S_{a-} \\ S_{b+} & S_{b-} \\ S_{c+} & S_{c-} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} v_p \\ v_n \end{bmatrix} = [S] \cdot \begin{bmatrix} v_p \\ v_n \end{bmatrix} \quad (13)$$

$$\begin{bmatrix} i_p \\ i_n \end{bmatrix} = - \begin{bmatrix} S_{a+} & S_{b+} & S_{c+} \\ S_{a-} & S_{b-} & S_{c-} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{af} \\ i_{bf} \\ i_{cf} \end{bmatrix} = -[S]^T \begin{bmatrix} i_{af} \\ i_{bf} \\ i_{cf} \end{bmatrix} \quad (14)$$

Modelo con las señales de conmutación promediadas:

$$\begin{bmatrix} v_{af0} \\ v_{bf0} \\ v_{cf0} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_{a+} & h_{a-} \\ h_{b+} & h_{b-} \\ h_{c+} & h_{c-} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} v_p \\ v_n \end{bmatrix} = [h] \cdot \begin{bmatrix} v_p \\ v_n \end{bmatrix} \quad (15)$$

$$\begin{bmatrix} i_p \\ i_n \end{bmatrix} = - \begin{bmatrix} h_{a+} & h_{b+} & h_{c+} \\ h_{a-} & h_{b-} & h_{c-} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{af} \\ i_{bf} \\ i_{cf} \end{bmatrix} = -[h]^T \begin{bmatrix} i_{af} \\ i_{bf} \\ i_{cf} \end{bmatrix} \quad (16)$$

Las relaciones de conmutación son complementarias; por consiguiente:

$$v_{if0} = v_p h_{i+} - v_n h_{i-} \quad (17)$$

$$h_{i+} = \frac{1 + c_i}{2}; \quad h_{i-} = \frac{1 - c_i}{2} \quad (18)$$

Reemplazado en función de la señal de control, se tiene que:

$$\vec{v}_{f0} = [c] \vec{v}_{dc}; \quad y \quad \vec{i}_{dc} = -[c]^T \vec{i}_f \quad (19)$$

Se asume el sistema balanceado, y se reemplaza (17-18) en (15-16), seleccionando las siguientes variables de estado:

- Lado de AC: i_{af} , i_{bf} e i_{cf}
- Lado de DC: v_p y v_n

Y aplicando las leyes de Kirchhoff al lado de AC se obtienen las siguientes expresiones:

$$\left. \begin{aligned} \frac{di_{af}}{dt} &= \frac{1}{L_F} v_{af0} - \frac{1}{L_F} v_{as} \\ \frac{di_{bf}}{dt} &= \frac{1}{L_F} v_{bf0} - \frac{1}{L_F} v_{bs} \\ \frac{di_{cf}}{dt} &= \frac{1}{L_F} v_{cf0} - \frac{1}{L_F} v_{cs} \end{aligned} \right\} \Rightarrow \left\{ \frac{d\vec{i}_f}{dt} = \frac{1}{L_F} \vec{v}_{f0} - \frac{1}{L_F} \vec{v}_s \right. \quad (20)$$

Una vez finalizado el análisis sobre la componente AC, se procede a hacer el análisis sobre la componente DC del FAP, del cual se obtiene:

$$\left. \begin{aligned} \frac{dv_p}{dt} &= \frac{1}{C_1} i_p \\ \frac{dv_n}{dt} &= \frac{1}{C_2} i_n \end{aligned} \right\} \Rightarrow \left\{ \frac{d\vec{v}_{dc}}{dt} = \frac{1}{C} \vec{i}_{dc} \right. \quad (21)$$

Según la figura 6, el sentido de la corriente del lado de DC (i_p , i_n) es opuesto a la dirección de la corriente de salida del inversor (i_f). En las ecuaciones anteriores se emplean los voltajes en los condensadores (v_p y v_n); sin embargo, del lado de DC resulta más intuitiva si se representa con el voltaje total o absoluto del bus de DC (v_{dc}) y el voltaje diferencial (v_0).

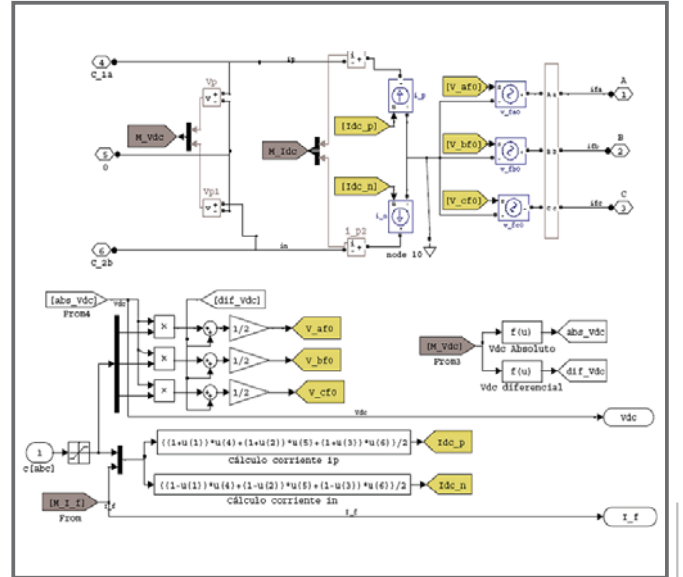


Figura 6. Modelo promediado del convertidor TLSC implementado en Simulink de MATLAB®.

$$\left. \begin{aligned} v_{dc} &= v_p - v_n \\ v_0 &= v_p + v_n \end{aligned} \right\} \Rightarrow \left\{ \vec{v}_{xdc} = \begin{bmatrix} v_0 \\ v_{dc} \end{bmatrix} \right. \quad (22)$$

$$\left. \begin{aligned} v_p &= \frac{v_0 + v_{dc}}{2} \\ v_n &= \frac{v_0 - v_{dc}}{2} \end{aligned} \right. \quad (23)$$

Ahora bien, es posible expresar el voltaje de salida de la rama V_{j0} , en función de sus valores promedio, resultando:

$$v_{if0} = \frac{1}{2} [(1 + c_i) v_p + (1 - c_i) v_n] = \frac{1}{2} (c_i v_{dc} + v_0); \quad (24)$$

Reemplazando las ecuaciones (17–24) se obtiene el modelo en espacio de estados, como se observa en las ecuaciones (25) y (26).

$$\left. \begin{aligned} \frac{d\vec{i}_f}{dt} &= \frac{1}{L_F} [c] \vec{v}_{dc} - \vec{v}_s \\ \frac{d\vec{v}_{dc}}{dt} &= -\frac{1}{C} [c]^T \vec{i}_f \end{aligned} \right\} \Rightarrow \quad (25)$$

$$\begin{bmatrix} \dot{\vec{i}}_f \\ \dot{\vec{v}}_{dc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & \frac{1}{L_F} [c] \\ -\frac{1}{C} [c]^T & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \vec{i}_f \\ \vec{v}_{dc} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} \vec{v}_s \\ 0 \end{bmatrix}$$

$$\left. \begin{aligned} \vec{v}_{f0} &= [c] \vec{v}_{dc} \\ \vec{v}_{dc} &= -[c]^T \vec{i}_f \end{aligned} \right\} \Rightarrow \begin{bmatrix} \vec{v}_{f0} \\ \vec{i}_f \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & [c] \\ -[c]^T & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \vec{i}_f \\ \vec{v}_{dc} \end{bmatrix} \quad (26)$$

En el modelo en espacio de estados, el voltaje del lado de DC se ha representado por los voltajes v_p y v_n . Una representación equivalente, que suministra más información, es la que utiliza los voltajes V_{dc} y V_0 previamente, junto con las corrientes de fase. Se obtiene el modelo en espacio de estados que se aprecia en la ecuación:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{af} \\ i_{bf} \\ i_{cf} \\ v_0 \\ v_{dc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & c_{ap} + c_{an} & c_{ap} - c_{an} \\ 0 & 0 & 0 & c_{bp} + c_{bn} & c_{bp} - c_{bn} \\ 0 & 0 & 0 & c_{cp} + c_{cn} & c_{cp} - c_{cn} \\ \frac{c_{ap}}{2C} & \frac{c_{bp}}{2C} & \frac{c_{cp}}{2C} & 2L_F & 2L_F \\ \frac{c_{an}}{2C} & \frac{c_{bn}}{2C} & \frac{c_{cn}}{2C} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{af} \\ i_{bf} \\ i_{cf} \\ v_0 \\ v_{dc} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} v_{as} \\ L_F \\ v_{bs} \\ L_F \\ v_{cs} \\ L_F \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (27)$$

En la figura 6 se observa el modelo implementado en Simulink de MATLAB®, en el que los voltajes V_{p0} y V_{n0} serán idénticos en todo momento.

Los resultados del modelo promedio y del modelo conmutado se aprecian en la figura 7. En trazo rizado se observa la respuesta del modelo conmutado, y en trazo liso, la del modelo promedio.

Utilizando las ecuaciones del modelo promediado dadas en (25 – 26), que relacionan el voltaje de entrada al FAP, el voltaje de la fuente y la corriente inyectada en la red a través de la ecuación (28), se tiene:

$$c_i = k_f (i_{if} - i_{if}^*) + \frac{(2 v_{is} - v_0)}{v_{dc}} \quad (28)$$

En la ecuación (28) se observa cómo la corriente inyectada por la rama no sólo depende de la variable de control del convertidor y del voltaje total del bus de DC, sino también de la diferencia de voltaje de dicho bus y del voltaje de la red, que se consideran perturbaciones en el lazo de control de la corriente inyectada.

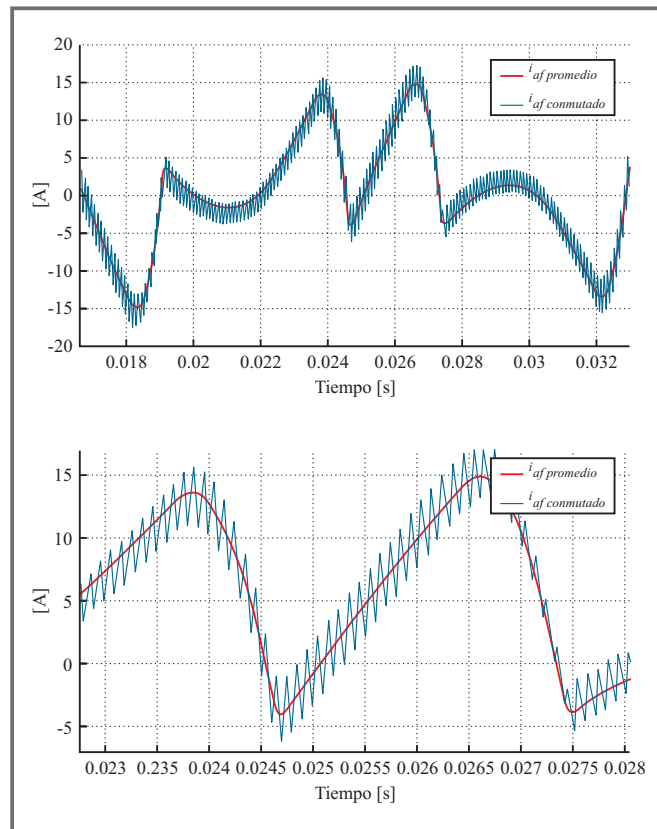


Figura 7. Comparación de inyección de corrientes del modelo conmutado y del modelo promedio.

La figura 8 presenta una estructura del controlador lineal que se puede utilizar, para regular la corriente aportada por el convertidor a la red. El bloque de precompensación (feedforward) es el encargado de eliminar las perturbaciones producidas por el voltaje absoluto, diferencial y el de la fuente de alimentación.

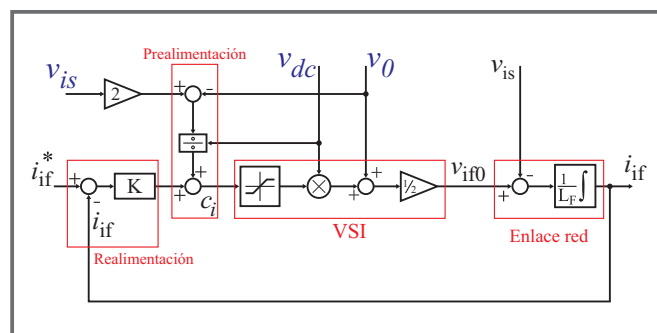


Figura 8. Control lineal de corriente inyectada por una rama.

Considerando una modulación SPWM y una portadora triangular, y teniendo en cuenta la señal de control que llega al modulador en el caso proporcional, se tiene que:

En la figura 9 se observa la respuesta del sistema de control para diferentes valores de ganancia del controlador. Se tiene la siguiente ecuación:

$$c_i = k_f(i_{if} - i_{if}^*) + \frac{(2v_{is} - v_0)}{v_{dc}} \quad (29)$$

Asumiendo que, en un período de conmutación, la variación de la corriente inyectada por el FAP es mucho mayor que la variación de las demás señales que conforman la señal de control:

$$\left| \frac{di_{if}}{dt} \right| \gg \left| \frac{di_{if}^*}{dt} \right| \quad \text{y} \quad \left| \frac{di_{if}}{dt} \right| \gg \left| \frac{(2v_{is} - v_0)}{v_{dc}} \right|$$

La señal de control se reduce a:

$$\left| \frac{dc_i}{dt} \right| \approx k_f \left| \frac{di_{if}}{dt} \right|_{max} = k_f \frac{v_{Lmax}}{L_F}$$

Dado que $V_{Lmax} = L_F(di_{if}/dt)$ es el voltaje máximo presente en la inductancia de enlace. Este voltaje en el convertidor TLSC, en el peor de los casos está dado por la diferencia entre el pico de voltaje de la red (por fase) y el voltaje del lado de DC.

La amplitud de la onda tringular es 1, la pendiente de esta señal resulta como $|=4V_{rms}f_i = 4f_s$, donde el V_{rms} es el valor pico de la onda triangular, que para este caso es 1, y f_s es la frecuencia de conmutación. Entonces se tiene que cumplir la siguiente condición:

$$\left| \frac{dc_i}{dt} \right| = |\lambda| \quad (30)$$

Es necesario que:

$$k_f < \frac{8 L_F f_s}{v_{dc} + 2 \hat{v}_{is}} \quad (31)$$

El valor máximo de ganancia (31) del controlador proporcional ($k_f < 0.23$) limita el ancho de banda del controlador lineal.

En la figura 9 se observa el seguimiento de la corriente de inyección para diferentes valores de ganancia. Se realizó la simulación para $k=0,01, 0,09$ y $0,23$. La mejor respuesta para el seguimiento de la corriente de referencia se obtiene para un $k=0,23$, valor que es posible incrementar de forma que se logre un mejor seguimiento y se reduzca el rizado de alta frecuencia, pero dadas las condiciones y elementos del FAP, calculados previamente, y según la ecuación (31), $0,23$ es el valor máximo de k .

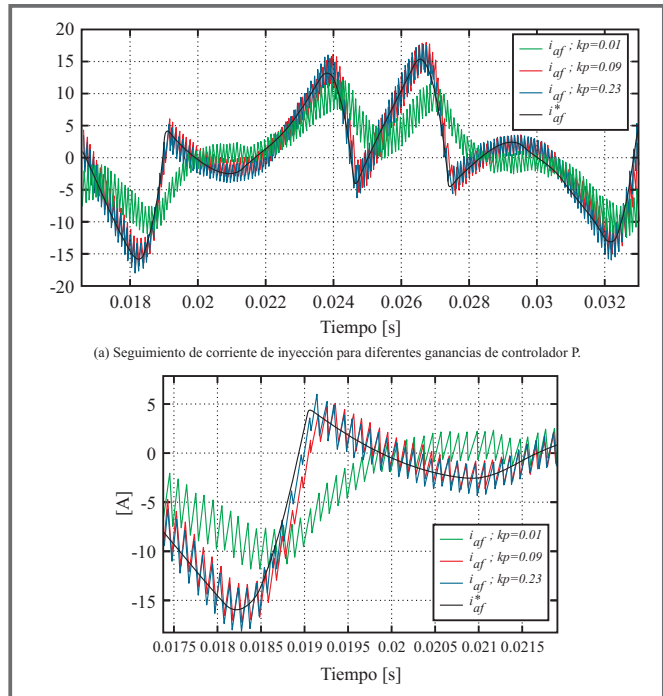


Figura 9. Control de corriente de inyección con controlador P y lazo de precompensación.

5. CONCLUSIONES

- Entre las varias técnicas existentes para el control de los FAP, se considera que la más utilizada es la de potencia activa instantánea, siendo también la más estudiada y mejorada.
- En la actualidad, varios autores han propuesto modificaciones a esta teoría, lo que la hace viable y aplicable a nuevos problemas de calidad de potencia.
- Un filtro activo de potencia no logra eliminar totalmente las componentes armónicas de una carga no lineal, e inyecta componentes armónicas de alta frecuencia y baja amplitud al sistema de potencia.
- El filtro activo en paralelo con convertidor TLSC presenta un control sencillo, dado que existe un nodo intermedio en el lado de DC, y éste se conecta al terminal de neutro del sistema, logrando que cada rama del convertidor opere de manera independiente.
- El convertidor TLSC utilizado en el FAP presenta un inconveniente, y consiste en el reparto no equitativo de voltaje en los condensadores del FAP, cuando éste inyecta corrientes de secuencia homopolar.
- El desequilibrio puede ocasionar la pérdida del control en el seguimiento de la corriente de inyección. Para atenuar este fenómeno, y si se desea inyectar componentes de secuencia homopolar en el sistema potencia para compensar los desequilibrios, es necesario sobredimensionar los condensadores.

6. REFERENCIAS

- Akagi, H. (1996). New trends in active filters for power conditioning. *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, vol. 32, pp. 1312–1323.
- Akagi, H. and Nabae, A. (1986). Control strategy of active power filters using multiple voltage source PWM converters. *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, vol. IA-22, pp. 460–465.
- Brod, D. and Novotny, D. (1985). Current control of VSI-PWM inverters. *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, vol. IA-21, pp. 562–570.
- Emadi, A., Nasiri, A. and Bekiarov, S. (2005). *Uninterruptible power supplies and active filters*. CRC Press. London.
- Holmes, D. G. and Martin, D. A. (1996). Implementation of direct digital predictive current controller for single and three phase voltage source inverters. in *Conf. Rec.*
- Kawabata, T., Miyashita, T. and Yamamoto, Y. (1990). Dead beat control of three phase PWM inverter. *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 5, pp. 21–28.
- Kawamura, A. and Hoft, R. G. (1984). Instantaneous feedback controlled PWM inverters with adaptive hysteresis. *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, vol. IA-20, pp. 769–775.
- Mohan, N. (2003). *Power electronics and drives*, MNPERE, New York.
- Radulovic, Z. and Sabanovic, A. (1994). Active filter control using a sliding mode approach. in *Proc. IEEE PESC'94, 1994*, pp. 177–182.
- Rim, C. T., et al. (1994). A complete DC and AC analysis of three-phase controlled-current PWM rectifier using circuit D-Q transformation. *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 9, pp. 390–396.
- Svensson, J. and Ottersten, R. (1999). Shunt active filter of vector current controller (VSC) at a moderate switching frequency. *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, vol. 35, no. 5, pp. 1083–1090.
- Van Der Broeck, H., Skudelny, H. and Stanke, G. (1988). Analysis and realization of a pulse width modulator based on voltage space vectors, *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, vol. 24, pp. 142–150.
- Whitaker, J. C. (2007). *AC Power systems handbook third edition*. Technical Press Morgan Hill, California.
- Wuest, D. and Jenni, F. (1993). Space vector based current control schemes for voltage source inverters. In *Conf. Rec. IEEE PESC'93, Seattle*, pp. 986–992.
- Skvarenina T. L. (2002). *The power electronics handbook*. CRC Press, Washington, D.C.