

Consideraciones Matemáticas para el Modelamiento y Control de un Filtro Activo de Potencia en Paralelo

Pedro Cardenas.* Diana Morales.**
Fabián Jiménez.***

* Universidad Nacional de Colombia, Bogotá
Colombia (Cra. 30 No. 45-03, Edificio 453; e-mail: pfcardenash@unal.edu.co).

** Universidad Santo Tomas, Tunja
Colombia (Tel: 057-7440404-Ext. 1050; e-mail: diana.morales@ustatunja.edu.co).

*** Universidad Santo Tomas, Tunja
Colombia (Tel: 057-7440404-Ext. 1050; e-mail: fjimenez@ustatunja.edu.co).

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 and proposed and developed the methodology for modeling and designing an active power filter in parallel, the study of the dynamic behavior and as an alternative to the switching model of the active filter. The simulations in this paper were supported using the specialized simulation engineering software Simulink-Matlab®.

Keywords: Active Filters, Compensation, Current Control, Harmonics, Voltage Source Inverters, Power Electronics, Power Quality.

1. INTRODUCCION

Este documento proporciona inicialmente la descripción de un Filtro Activo de Potencia (FAP) en configuración paralela, utilizado para reducir los componentes armónicos en las cargas de los sistemas de potencia trifásicos seguido del análisis teórico y simulación del moldeamiento del filtro y el diseño de.

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

Las metodologías de modelamiento y los procesos de control deben garantizar que los FAPs tengan una operación estable, 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 FAPs en paralelo representan un campo de aplicación extremadamente exigente para los convertidores de modulación por Ancho de Pulso Sinusoidal (SPWM – Sinusoidal Pulse Wide Modulation). 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 de las definiciones de potencia aplicadas a la obtención de las corrientes de referencia para el control de FAPs, como son la teoría de potencia reactiva instantánea $p-q$, la teoría generalizada y sus relaciones.

En el capítulo 4 se realiza el estudio del comportamiento dinámico y como alternativa al modelo conmutado del filtro activo, describiéndose la metodología para realizar el modelado promedio del filtro. 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 y se realiza una representación tanto en modelos circuitales como en el espacio de estado del FAP y a partir del modelo promedio se desarrolla las condiciones del controlador lineal de corriente de inyección.

2. FILTROS ACTIVOS DE POTENCIA

En la Fig. 1 se muestra el principio de operación de un filtro activo, que puede ser serie o paralelo. Un Filtro Activo de potencia (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 (Inversor), que inyecta en el sistema una corriente o tensión lo más fiel posible a una referencia dada. Esta corriente o tensión mantiene activamente la corriente que circula por la fuente libre de armónicos (Emadi, Nasiri y Bekiarov, 2005).

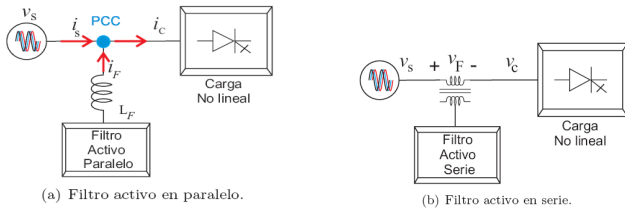


Fig. 1 Configuraciones de FAPs (a). Paralelo o Shunt. (b). Serie.

2.1 Principio de Operación de un Filtro Activo Paralelo.

Los desarrollos en la teoría e implementación de los FAPs han propuesto un gran número de topologías. Dentro de cada topología existen características requeridas en cuanto a componentes, aplicaciones y estrategias de control, por lo cual es importante saber seleccionar el filtro apropiado para asegurar que los efectos de las cargas contaminantes sean totalmente compensados (Malesani, Rossetto y Tenti, 1986).

El objetivo principal del Filtro Activo Paralelo (FAP Shunt) es lograr que la corriente de la fuente de alimentación i_s (Ver Fig. 1.a) se mantenga lo más parecida a una onda sinusoidal. 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 P_{CC} 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 Fig. 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 el controlador es un gran bloque encargado de la generación de referencias, la regulación del voltaje del lado de DC (Direct Current) y de corriente inyectada, y por supuesto el seguimiento del convertidor.

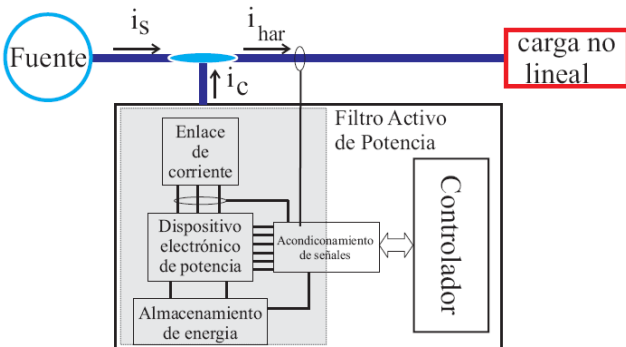


Fig. 2. Estructura Básica de un FAP en paralelo.

2.3 Topología del Convertidor.

El convertidor de los FAPs puede ser construido a partir de un inversor en fuente de voltaje (VSI - Voltage Source Inverter), mostrado en la Fig. 3 (Brod y Novotny 1985).

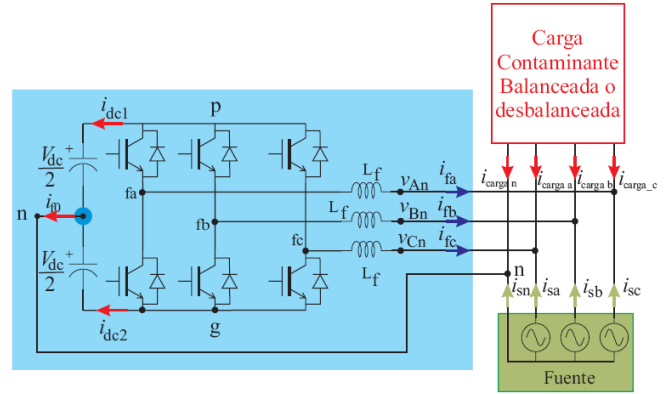


Fig. 3. Inversor VSI, con condensador repartido, carga contaminante y fuente en un sistema trifásico de cuatro hilos.

El Inversor de tres ramas con condensador repartido (TLSC - Three Leg Split-Capacitor), tiene conectado el neutro de la carga con el punto intermedio del bus de DC (punto n), las tres ramas pueden trabajar de manera independiente, es decir, el voltaje de salida de cada rama depende únicamente del estado de los dos transistores de su rama. Este hecho simplifica el control del voltaje de salida, que es su mayor ventaja y en razón a esto es el convertidor más utilizado en aplicaciones de filtrado activo de potencia a nivel industrial.

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. Normalmente el sistema de control del FAP consta de dos lazos de regulación con funciones claramente diferenciadas.

El lazo interno de control determina que componentes de la corriente deben ser compensadas en donde normalmente se aplica alguna de las teorías de potencia instantánea. Aplicar una teoría de potencia instantánea para lograr una compensación consiste en calcular las diferentes componentes de potencia instantánea demandada por la carga, separar aquellas componentes que son entregadas por la fuente y las que deben ser entregadas por el FAP (Buso, Malesani, Mattavelli y Veronese 1997). 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 de control modifica las

referencias de corriente de compensación, anteriormente calculadas, variando el valor medio de la potencia activa instantánea desarrollada por el FAP, y consiguiendo regular el voltaje absoluto del bus de continua.

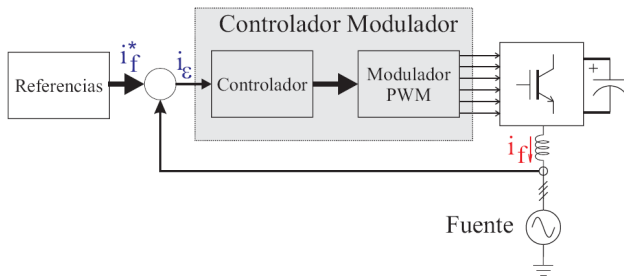


Fig. 4. Esquema Simplificado del Control de Corriente Trifásico en un FAP.

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 puede plantear de forma no lineal, o realizar 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. Independientemente de la técnica de control utilizada y suponiendo que no existe filtro a la salida del FAP, la corriente inyectada en la red tendrá un rizado de alta frecuencia superpuesto a la onda de baja frecuencia aportada como referencia.

Existen dos tendencias de controladores de corriente los lineales y los no lineales. Los controladores lineales normalmente utilizan una modulación PWM (PWM - Pulse Width Modulation) estándar, en los cuales la señal portadora proveniente de un regulador lineal se compara con una moduladora triangular en el modulador (Brod y Novotny, 1985), para obtener la variación en los anchos de pulso (ciclo de trabajo) de las señales de activación de los interruptores del convertidor. En aplicaciones con FAPs, 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, la acción de compensación o señal de control y modulación es propia del esquema de control, dentro de estas técnicas se destacan el Control por histéresis de corriente y el Control por modos deslizantes (Kawabata, Miyashita y Yamamoto, 1990; Kawamura y Hoft, 1984; Radulovic y Sabanovic 1994).

3. OBTENCION DE LAS CORRIENTES DE REFERENCIA

Un elemento fundamental para el análisis y diseño de los FAPs 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, lo que se considera como condición ideal. Existe una variedad de 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 para exponer algunos de los conceptos relacionados con los algoritmos de compensación se propone a manera de revisión bibliográfica presentar algunas de las técnicas más conocidas.

3.1 Teoría de Potencia Reactiva Instantánea p-q.

A principios de los años 80, Hirofumi Akagi (Akagi, Kanazawa y Nōmura, 1983) y otros autores plantearon la teoría de potencia reactiva instantánea, la cual utiliza la transformación de Clarke y Parke para representar los vectores de voltaje y corriente de un sistema trifásico de tres hilos en un nuevo sistema coordenado llamado plano $\alpha\beta\gamma$ o plano dq , respectivamente.

$$\begin{bmatrix} p_{\alpha\beta} \\ q_{\alpha\beta} \\ p_{\gamma} \end{bmatrix} = [M_{\alpha\beta\gamma}] \cdot \begin{bmatrix} i_{\alpha} \\ i_{\beta} \\ i_{\gamma} \end{bmatrix} = [M_{\alpha\beta\gamma}] \cdot \overline{i_{\alpha\beta\gamma}} \quad (2)$$

Donde:

$$[M_{\alpha\beta\gamma}] = \begin{bmatrix} v_{\alpha} & v_{\beta} & 0 \\ -v_{\beta} & v_{\alpha} & 0 \\ 0 & 0 & v_{\gamma} \end{bmatrix} \quad (3)$$

La potencia $p_{\alpha\beta}$ es la componente de potencia real instantánea y la potencia p_{γ} es la potencia instantánea de secuencia homopolar, donde la suma de estas dos componentes da lugar a la potencia activa instantánea suministrada por las tres fases. El principal aporte de Akagi fue la definición de la potencia imaginaria instantánea, expresada por $q_{\alpha\beta}$. Claramente esta potencia no tiene interpretación física, pues su naturaleza se fundamenta en el producto cruzado de tensiones y corrientes de fases diferentes en el dominio transformado, lo cual no tiene una interpretación física. Adicionalmente Akagi propuso una nueva unidad para potencia imaginaria, a la que denomino el vatio imaginario (Imaginary Watt IW). Gráficamente el cálculo de la potencia imaginaria $q_{\alpha\beta}$, se aprecia en la Fig. 5.

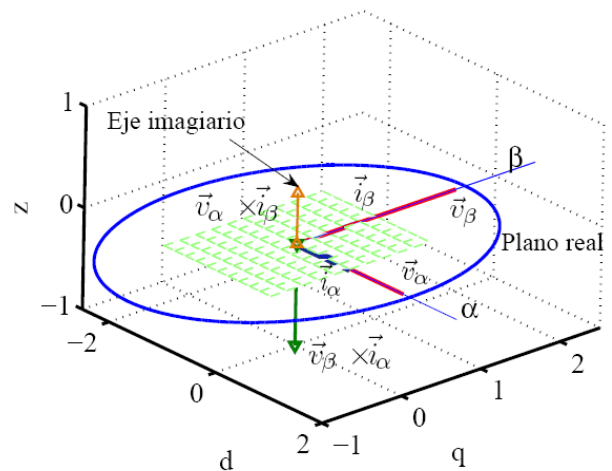


Fig. 5. Representación Vectorial Instantánea de la Teoría p - q .

Realizando la inversión de la matriz de potencias $M_{\alpha\beta\gamma}$ se logra determinar las componentes de corriente asociada a las potencias establecidas como referencia así:

$$\begin{bmatrix} i_{\alpha}^* \\ i_{\beta}^* \\ i_{\gamma}^* \end{bmatrix} = [M_{\alpha\beta\gamma}]^{-1} \cdot \begin{bmatrix} p_{\alpha\beta}^* \\ q_{\alpha\beta}^* \\ p_{\gamma}^* \end{bmatrix} \quad (4)$$

3.2 Teoría Generalizada de la Potencia Reactiva Instantánea

A mediados de los noventa Peng y Lai (Peng y Lai, 1996) generalizaron la teoría de la potencia reactiva instantánea a través de formulaciones vectoriales. En sus desarrollos hablaron de potencia reactiva pero para evitar confusiones con las definiciones dadas en el presente trabajo y tener correspondencia se hablara de potencia imaginaria. Peng y Lai lo extendieron a un producto vectorial definido por:

$$\vec{q}(t) = \vec{v}(t) \times \vec{i}(t) \quad (5)$$

$$\vec{q}(t) = \begin{bmatrix} q_a \\ q_b \\ q_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_b & v_c \\ i_b & i_c \\ v_c & v_a \\ i_c & i_a \\ v_a & v_b \\ i_a & i_b \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -v_c & v_b \\ v_c & 0 & -v_a \\ -v_b & v_a & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (6)$$

$$\vec{i}_p = \begin{bmatrix} i_{ap} \\ i_{bp} \\ i_{cp} \end{bmatrix} = \frac{p}{V_{\Sigma}} \vec{v} \quad (7)$$

$$\vec{i}_q = \begin{bmatrix} i_{aq} \\ i_{bq} \\ i_{cq} \end{bmatrix} = \frac{\vec{q} \times \vec{v}}{V_{\Sigma}} \vec{v} \quad (8)$$

3.3 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 $\mathbf{i}(t)$.

$$i_a(t) = \frac{\vec{v}^T(t)\vec{i}(t)}{\|\vec{v}(t)\|^2} \vec{v}(t) = \frac{p(t)}{\|\vec{v}(t)\|^2} \vec{v}(t) = g(t) \vec{v}(t) \quad (9)$$

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.

$$i_n(t) = \mathbf{i}(t) - i_a(t) \quad (10)$$

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

$$\|\mathbf{i}(t)\|^2 = \|i_a(t)\|^2 + \|i_n(t)\|^2 \quad (11)$$

Luego definir algunas cantidades instantáneas, se procede a realizar el análisis con los valores promedio de voltaje y corriente, como inicialmente propuso Fryze (Fryze, Buchholz y Depenbrock, 2001) en su definición. La corriente activa $i_f(t)$ se define como la mínima corriente instantánea que

suministra la misma potencia $P_0 = \langle p(t) \rangle_0$ que la corriente de la carga $i(t)$, que claramente tiene un sentido muy diferente a la corriente activa $i_a(t)$.

$$i_f(t) = \frac{\langle p(t) \rangle_0}{V^2} \vec{v}(t) = \frac{P_0(t)}{V^2} \vec{v}(t) = G \vec{v}(t) \quad (12)$$

Donde G es el valor promedio de la conductancia equivalente $g(t)$ durante un periodo 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 $\langle p(t) \rangle_0$ de la potencia instantánea $p(t)$. Para considerar el uso de esta definición en algoritmos de compensación, un compensador óptimo lograría que la corriente que circula por las líneas fuera proporcional al voltaje en los terminales de la carga, corrigiendo problemas tanto de desbalance y como de distorsión. 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, se define en la ecuación (13):

$$i_{exc}(t) = \mathbf{i}(t) - i_f(t) \quad (13)$$

Es necesario establecer una relación entre las magnitudes instantáneas y las promediadas, esta necesidad hizo que los autores definieran la corriente longitudinal o temporal como se observa en la ecuación (14):

$$i_y(t) = i_a(t) - i_f(t) = i_{exc}(t) - i_n(t) \quad (14)$$

La definición de corriente activa instantánea $i_a(t)$ es utilizada especialmente como referencia en algoritmos de control, donde no se involucre elementos almacenadores de energía, es decir son compensadores incapaces de modificar la potencia promedio transferida a la carga. Por el contrario 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.

3.4 Eficiencia en la Compensación

La eficiencia de un compensador dependerá de las magnitudes que se utilicen para su evaluación. Sin embargo, al considerar su eficiencia como la capacidad para reducir o eliminar la componente $i_{exc}(t)$. Asumiendo que luego de la compensación la corriente que circula por la fuente es $\mathbf{i}_{comp}(t)$ donde:

$$\mathbf{i}_{comp}(t) = \mathbf{i}_c(t) + \mathbf{i}(t) \quad (15)$$

Los autores definen el índice de eficiencia de un compensador como:

$$\eta_f = \frac{\|\mathbf{i}(t)\|^2 - \|\mathbf{i}_{comp}(t)\|^2}{\|\mathbf{i}_{exc}(t)\|^2} \quad (16)$$

Para el caso de un compensador instantáneo, donde la $\mathbf{i}_{comp}(t) = \mathbf{i}_a(t)$, su eficiencia viene dada por:

$$n_I = \frac{\|i_a(t)\|^2}{\|i_{axc}(t)\|^2} = \frac{Q_a^2}{Q_c^2} \quad (17)$$

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

$$n_{FP} = \frac{FP_n - FP}{1 - FP} \quad (18)$$

Donde FP_s 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 (19):

$$q = V^T (M_1 M_2^T - M_2 M_1^T) I \quad (19)$$

4. MODELAMIENTO DEL FAP PARALELO

En ocasiones, para el estudio de convertidores de potencia es necesario tener modelos promedio, donde se pueda aproximar las funciones de conmutación (discretas) a relaciones de conmutación (continuas) sin perder fidelidad en el comportamiento de las variables del convertidor (Rim, Choi, y Cho1994).

4.1 Metodología de Modelado

A continuación se describe brevemente una metodología de modelado para convertidores AC-DC o DC-AC. En el proceso de modelado se asume que el convertidor no tiene pérdidas, con lo que se produce un pequeño error en el comportamiento real del mismo pero que se contrasta con la sencillez del modelo.

4.1.1. Funciones de Conmutación. Se pueden considerar dos tipos de funciones de conmutación (s), funciones de conmutación de fase, o funciones de conmutación de línea a línea. Para el modelado de un FAP con convertidor TLSC se emplean las funciones de conmutación de fase, pues ofrecen mayor información del modelo obtenido.

4.1.2. Relaciones de voltajes y corrientes entre el lado de AC y DC. Es necesario relacionar las variables del FAP (voltajes y corrientes de AC y DC) a través de las funciones de conmutación. Las funciones de conmutación por tanto deben entenderse como las variables del control del sistema. Claramente las funciones de conmutación son discretas, y cuya variación se hace a baja frecuencia, en cada periodo de conmutación.

4.1.3. Promediado de variables. Debido a que las variables son discretas, es necesario aplicar un operador promedio a todas las variables del modelo del FAP obtenidas hasta este paso. Para realizar el análisis del convertidor es necesario emplear variables de control continuas (funciones de conmutación promediadas o relaciones de conmutación) en lugar de variables de control discretas (funciones de conmutación). De esta forma todas las variables del sistema son promediadas sobre un periodo de conmutación (T_s) del convertidor empleando el operador de promedio.

4.1.4. Modelo de Gran Señal. En este paso se aplican las leyes de Kirchhoff conjuntamente en el lado de AC y DC. Una variable (voltaje o corriente) puede ser considerada como estado o entrada. Habitualmente en circuitos eléctricos se escoge como variables de estado los voltajes de los condensadores y las corrientes de las inductancias. Por simplicidad en el análisis los circuitos trifásicos se asumen balanceados. Una vez obtenidas las ecuaciones de la aplicación de las leyes de Kirchhoff, se combinan con las ecuaciones del modelo de conmutación del convertidor (4.1.2.), con lo que se relaciona el lado de AC y DC. El resultado es un modelo multivariado de gran señal en el espacio de estados, variable en el tiempo, aun en régimen permanente, pues las variables en el lado de AC son ondas sinusoidales. El modelo logrado es no lineal puesto que las variables de control (relaciones de conducción $h(t)$) están dentro de la matriz de estado. El modelo que relaciona las variables del FAP, puede ser representado a través de modelos circuitales.

4.1.5. Modelo de gran señal en D-Q. Comúnmente los FAP se utilizan en sistemas trifásicos, y con el objetivo de representar las variables del FAP en valores constantes en régimen permanente, se utiliza la transformación de Park o $d-q$. Aplicando la transformación de $d-q$ a las variables trifásicas obtenidas en 4.1.4., se logra un nuevo modelo en el espacio de estados en coordenadas $d-q$, multivariado y de gran señal no lineal, pero con valores constantes en régimen permanente, bajo la condición de que las relaciones de conmutación en el dominio abc se aproximen a funciones sinusoidales de la misma frecuencia.

4.1.6. Linealización. Modelo de Pequeña Señal. Hasta el momento el modelo obtenido es no lineal, y aplicar la teoría clásica de control que se basada en sistemas lineales (LTI - Linear Time Invariant) es un error. Para el presente trabajo se prefieren las técnicas de control lineal dado la facilidad y la experiencia que en ellas se tiene frente a las no técnicas no lineales. Por consiguiente es necesario linealizar el modelo de obtenido luego de realizar el paso 4.1.5. La técnica para realizar la linealización consiste en introducir una pequeña perturbación alrededor de punto de operación de régimen permanente.

4.2 Resultados de cada uno de los Pasos.

A continuación se aplica la metodología de modelado para un FAP con convertidor VSI y topología TLSC (Skvarenina, 2002). Los convertidores bidireccionales de corriente, se pueden identificar una unidad genérica de conmutación en la Fig. 6.

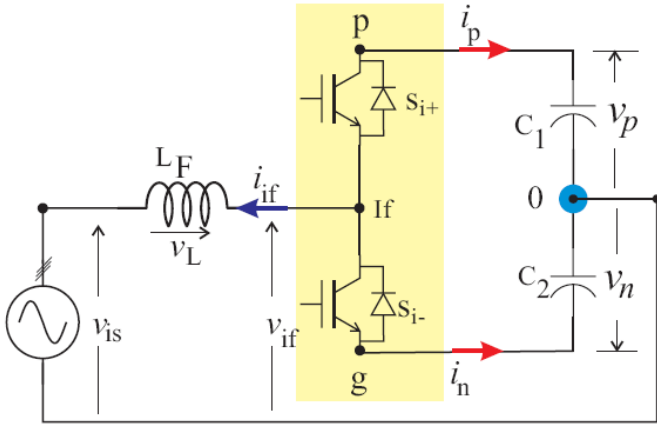


Fig. 6. Rama Genérica de Conmutación Bidireccional de Corriente.

Paso 4.1.1.:

$$S_{ij} = \begin{cases} 1, & i \text{ conectado a } j \Rightarrow i \in \{a, b, c\} \\ 0, & i \text{ no conectado a } j \Rightarrow j \in \{+, -\} \end{cases} \quad (20)$$

$$S_{i+} + S_{i-} = 1 \quad \text{donde } i \in \{a, b, c\}$$

Paso 4.1.2.:

$$\begin{bmatrix} v_{af0} \\ v_{bf0} \\ v_{cf0} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{a+} & S_{a-} \\ S_{b+} & S_{b-} \\ S_{c+} & S_{c-} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} v_p \\ v_n \end{bmatrix} = [S] \cdot \begin{bmatrix} v_p \\ v_n \end{bmatrix} \quad (21)$$

$$\begin{bmatrix} i_p \\ i_n \end{bmatrix} = - \begin{bmatrix} S_{a+} & S_{b+} & S_{c+} \\ S_{a-} & S_{b-} & S_{c-} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{af} \\ i_{bf} \\ i_{cf} \end{bmatrix} = -[S]^T \begin{bmatrix} i_{af} \\ i_{bf} \\ i_{cf} \end{bmatrix} \quad (22)$$

Paso 4.1.3.:

$$\begin{bmatrix} v_{af0} \\ v_{bf0} \\ v_{cf0} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_{a+} & h_{a-} \\ h_{b+} & h_{b-} \\ h_{c+} & h_{c-} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} v_p \\ v_n \end{bmatrix} = [h] \cdot \begin{bmatrix} v_p \\ v_n \end{bmatrix} \quad (23)$$

$$\begin{bmatrix} i_p \\ i_n \end{bmatrix} = - \begin{bmatrix} h_{a+} & h_{b+} & h_{c+} \\ h_{a-} & h_{b-} & h_{c-} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{af} \\ i_{bf} \\ i_{cf} \end{bmatrix} = -[h]^T \begin{bmatrix} i_{af} \\ i_{bf} \\ i_{cf} \end{bmatrix} \quad (24)$$

Las relaciones de conmutación son complementarias por consiguiente:

$$v_{if0} = v_p h_{i+} - v_n h_{i-} \quad (25)$$

$$h_{i+} = \frac{1+c_i}{2}; \quad h_{i-} = \frac{1-c_i}{2} \quad (26)$$

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

$$\begin{bmatrix} v_{af0} \\ v_{bf0} \\ v_{cf0} \end{bmatrix} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} 1+c_{a+} & 1-c_{a-} \\ 1+c_{b+} & 1-c_{b-} \\ 1+c_{c+} & 1-c_{c-} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} v_p \\ v_n \end{bmatrix} = [c] \cdot \begin{bmatrix} v_p \\ v_n \end{bmatrix} \quad (27)$$

$$\begin{bmatrix} i_p \\ i_n \end{bmatrix} = -\frac{1}{2} \begin{bmatrix} 1+c_{a+} & 1-c_{a-} \\ 1+c_{b+} & 1-c_{b-} \\ 1+c_{c+} & 1-c_{c-} \end{bmatrix}^T \cdot \begin{bmatrix} i_{af} \\ i_{bf} \\ i_{cf} \end{bmatrix} = -[c]^T \begin{bmatrix} i_{af} \\ i_{bf} \\ i_{cf} \end{bmatrix} \quad (28)$$

Es decir:

$$\vec{v}_{f0} = [c] \vec{v}_{dc}; \quad \text{y} \quad \vec{i}_{dc} = -[c]^T \vec{i}_f \quad (29)$$

Paso 4.1.4.: Se asume el sistema balanceado y se seleccionan las siguientes variables de estado:

☐ Lado de AC: i_{af} , i_{bf} e i_{cf}

☐ Lado de DC: v_p y v_n

Aplicando las leyes de Kirchoff al lado de AC se obtienen las siguientes expresiones:

$$\left. \begin{aligned} \frac{di_{af}}{dt} &= \frac{1}{L_F} v_{af0} - \frac{1}{L_F} v_{as} \\ \frac{di_{bf}}{dt} &= \frac{1}{L_F} v_{bf0} - \frac{1}{L_F} v_{bs} \\ \frac{di_{cf}}{dt} &= \frac{1}{L_F} v_{cf0} - \frac{1}{L_F} v_{cs} \end{aligned} \right\} \Rightarrow \left\{ \frac{d\vec{i}_f}{dt} = \frac{1}{L_F} \vec{v}_{f0} - \frac{1}{L_F} \vec{v}_s \right. \quad (30)$$

Una vez finalizado el análisis sobre el lado de AC, se procede a ser el análisis sobre el lado de DC del FAP lado de DC, del cual se obtiene:

$$\left. \begin{aligned} \frac{dv_p}{dt} &= \frac{1}{c_1} i_p \\ \frac{dv_n}{dt} &= \frac{1}{c_2} i_n \end{aligned} \right\} \Rightarrow \left\{ \frac{d\vec{v}_{dc}}{dt} = \frac{1}{c} \vec{i}_{dc} \right. \quad (31)$$

Según la Fig. 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 emplea los voltajes en los condensadores (v_p y v_n). Sin embargo la descripción 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_o), los cuales se relacionan con las variables del lado de DC (v_p y v_n) según la ecuación (32):

$$\left. \begin{aligned} v_{dc} &= v_p - v_n \\ v_o &= v_p + v_n \end{aligned} \right\} \Rightarrow \left\{ \vec{v}_{xdc} = \begin{bmatrix} v_o \\ v_{dc} \end{bmatrix} \right. \quad (32)$$

$$\left. \begin{aligned} v_p &= \frac{v_o + v_{dc}}{2} \\ v_n &= \frac{v_o - v_{dc}}{2} \end{aligned} \right\} \quad (33)$$

Ahora bien, es posible expresar el voltaje de salida de la rama v_{af0} , en función de sus valores promedio resultando:

$$v_{if0} = \frac{1}{2} [(1+c_i)v_p + (1-c_i)v_n] = \frac{1}{2} (c_i v_{dc} + v_o); \quad i \in \{a, b, c\} \quad (34)$$

Reemplazando las ecuaciones (20 – 34) se obtiene el modelo en espacio de estados como se observa en la ecuación (35) y (36), cuya representación circuital se observa en la Fig. 7.

$$\left. \begin{aligned} \frac{d\vec{i}_f}{dt} &= \frac{1}{L_F} [c] \vec{v}_{dc} - \vec{v}_s \\ \frac{d\vec{v}_{dc}}{dt} &= -\frac{1}{c} [c]^T \vec{i}_f \end{aligned} \right\} \Rightarrow \quad (35)$$

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

$$\left. \begin{aligned} \vec{v}_{f0} &= [c] \vec{v}_{dc} \\ \vec{v}_{dc} &= -[c]^T \vec{i}_f \end{aligned} \right\} \Rightarrow \begin{bmatrix} \vec{v}_{f0} \\ \vec{i}_{dc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & [c] \\ -[c]^T & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \vec{i}_f \\ \vec{v}_{dc} \end{bmatrix} \quad (36)$$

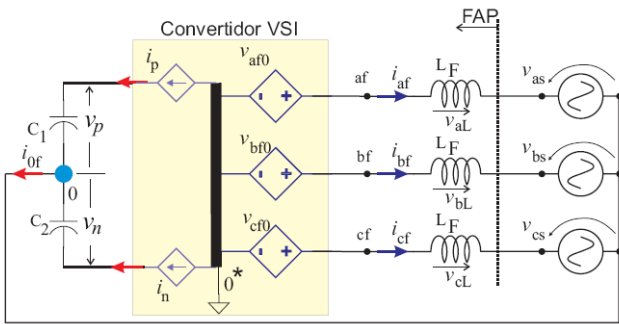


Fig. 7. Modelo Promediado Circuital de Gran Señal.

El modelo de espacio de estados el voltaje del lado de DC se ha representado por los voltajes v_p , v_n . Una representación equivalente, que suministra más información, es la que utiliza los voltajes v_{dc} y v_0 previamente, definidos, y las corrientes de fase. Se obtiene el modelo en espacio de estados como el que se aprecia en la ecuación (37):

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{af} \\ i_{bf} \\ i_{cf} \\ v_0 \\ v_{dc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & \frac{c_{ap}+c_{an}}{2L_F} & \frac{c_{ap}-c_{an}}{2L_F} \\ 0 & 0 & 0 & \frac{c_{bp}+c_{bn}}{2L_F} & \frac{c_{bp}-c_{bn}}{2L_F} \\ 0 & 0 & 0 & \frac{c_{cp}+c_{cn}}{2L_F} & \frac{c_{cp}-c_{cn}}{2L_F} \\ \frac{c_{ap}}{2C} & \frac{c_{bp}}{2C} & \frac{c_{cp}}{2C} & 0 & 0 \\ \frac{c_{an}}{2C} & \frac{c_{bn}}{2C} & \frac{c_{cn}}{2C} & 0 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{af} \\ i_{bf} \\ i_{cf} \\ v_0 \\ v_{dc} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} \frac{v_{as}}{L_F} \\ \frac{v_{bs}}{L_F} \\ \frac{v_{cs}}{L_F} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (37)$$

En la Fig. 8 se observa el modelo implementado en Simulink de MATLAB®, los voltajes v_{if0} y v_{if0*} serán idénticos en todo momento.

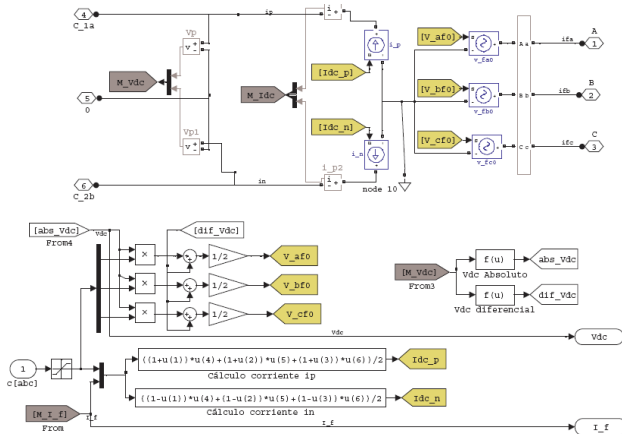
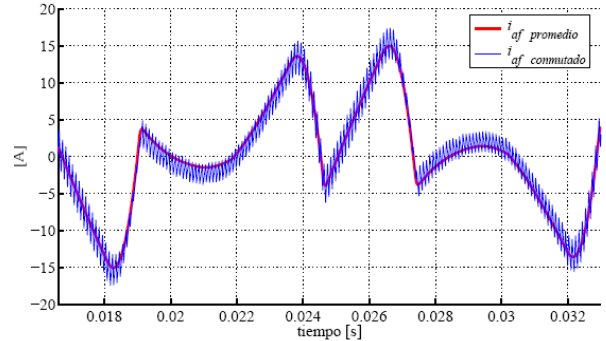
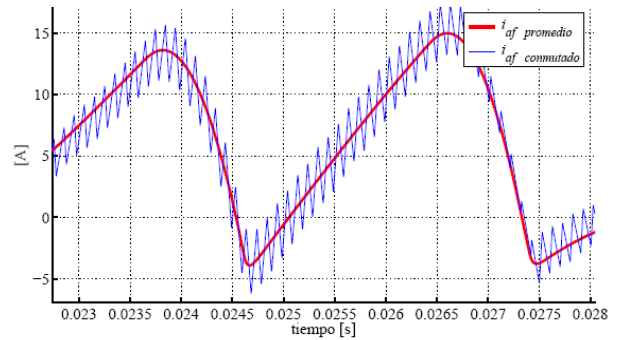


Fig. 8 Modelo Promediado del Convertidor TLSC implementado en Simulink de MATLAB®.

Los resultados del modelo promedio y del modelo conmutado se aprecian en la Fig. 9. En trazo azul se observa la respuesta del modelo conmutado y en trazo rojo la del modelo promedio.



(a) Corriente inyectada por el modelo promedio y el modelo conmutado.



(b) Detalle de la inyección de corrientes.

Fig. 9. Comparación de inyección de corrientes del Modelo Conmutado y del Modelo Promedio.

Como se puede apreciar, la respuesta del modelo promedio es idéntica a la del modelo conmutado excepto por las componentes de alta frecuencia debidas a la conmutación.

4.3 Modelo Promedio de Control de Corriente

Utilizando las ecuaciones del modelo promediado dadas en (35 – 37), 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 (38) se tiene:

$$i_{if} = \frac{1}{L_F} \int (v_{if0} - v_{is}) dt = \frac{1}{L_F} \int [(c_i v_{dc} + v_0) - v_{is}] dt \quad (38)$$

En la ecuación (38) se observa claramente cómo la corriente inyectada por la rama no sólo depende de la variable de control del convertidor, el voltaje total del bus de DC, sino que también de la diferencia de voltaje de dicho bus y el voltaje de la red. Las dos últimas variables se consideran perturbaciones en el lazo de control de la corriente inyectada.

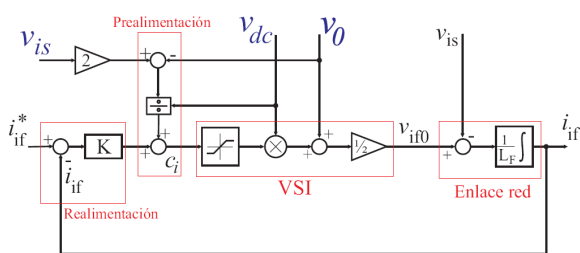


Fig. 10. Control lineal de corriente inyectada por una rama.

La Fig. 10 presenta una estructura del controlador lineal que se puede utilizar para regular la corriente aportada por el convertidor a la red, en el cual se observa el lazo de realimentación, encargado de corregir los errores en la inyección de corriente, la acción de este lazo puede ser proporcional o proporcional integral. 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.

4. CONCLUSIONES

Aunque existen varias técnicas de control de FAPs, se considera que la técnica 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 hacen 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.

REFERENCIAS

[1] Akagi, H. *New Trends in Active Filters for Power Conditioning*. (1996). IEEE Trans. Ind. Applicat., vol. 32, pp. 1312–1323, Nov. 1996.
 [2] 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, May/June 1986.

[3] Akagi, H. Kanazawa, Y. and Nōmura, M. (1983) *Generalized theory of the instantaneous reactive power in three-phase circuits*. in In Proc. 1983 Int. Tokyo, Japan: Power Electronics Conf., 1983, pp. 1375–1386.
 [4] Brod, D. and Novotny, D. (1985) *Current Control Of VSI-PWM Inverters*. IEEE Trans. Ind. Applicat., vol. IA-21, pp. 562–570, July/Aug. 1985.
 [5] Buso, S. Malesani, L. Mattavelli, P. and Veronese, R. (1997). *Design and fully digital control of parallel active filters for thyristor rectifiers*. in Conf. Rec. IEEE-IAS Annu. Meeting, 1997, pp. 1360–1367.
 [6] Emadi, A. Nasiri, A. and Bekiarov, S. (2005). *Uninterruptible Power Supplies And Active Filters*. CRC Press. London.
 [7] 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. IEEE-IAS Annu. Meeting, 1996, pp. 906–913.
 [8] Huang, S. J. and Wu, J. C. (1999). *A control algorithm for three-phase three-wired active power filter under non-ideal mains voltages*. IEEE Trans. Power Electron, vol. 14, no. 4, pp. 753–760, Jul 1999.
 [9] 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, Jan. 1990.
 [10] 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, July/Aug. 1984.
 [11] Malesani, L. Rossetto, L. and Tenti, P. (1986). *Active filter for reactive power and harmonics compensation*. in Proc. IEEE PESC'86, 1986, pp. 321–330.
 [12] Mohan, N. (2003). *Power Electronics and Drives*, MNPERE, New York.
 [13] Peng, F. Z. y Lai, J. S. (1996). *Generalized Instantaneous Reactive Power Theory for three-phase power systems*. IEEE Trans. on Inst. and Meas., 45(1):293 – 297, Feb 1996.
 [14] Radulovic, Z. and Sabanovic, A. (1994). *Active filter control using a sliding mode approach*. in Proc. IEEE PESC'94, 1994, pp. 177–182.
 [15] Rim, C. T. Choi, N. S. Cho, G. C. and Cho, G. H. (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, July 1994.
 [16] Skvarenina T. L. (2002). *The Power Electronics Handbook*. CRC Press, Washington, D.C.
 [17] 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, Sep/Oct 1999.
 [18] 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, Jan./Feb. 1988.

- [19] Whitaker, J. C. (2007). *AC Power Systems Handbook Third Edition*. Technical Press Morgan Hill, California.
- [20] Wuest, D. and Jenni, F. (1993). *Space Vector Based Current Control Schemes for Voltage Source Inverters*,” in Conf. Rec. IEEE PESC’93, Seattle, WA, 1993, pp. 986–992.