

## TOPOLOGÍAS DE FILTROS ACTIVOS EN EL NIVEL DE MEDIA TENSIÓN

V. F. Corasaniti (\*), M. B. Barbieri, (\*) P. L. Arnera, (\*) y M. I. Valla, (\*\*)

\* IITREE-LAT FI-UNLP (Instituto de Investigaciones Tecnológicas para Redes y Equipos Eléctricos-  
Laboratorio de Alta Tensión Facultad de Ingeniería - Universidad Nacional de La Plata)  
e mail: v.f.corasaniti@ieee.org

\*\* LEICI FI-UNLP (Laboratorio de Electrónica Industrial, Control e Instrumentación)  
e mail: m.i.valla@ieee.org

**Resumen:** Este trabajo presenta el diseño de diferentes topologías de filtros activos de potencia para compensar potencia reactiva y armónicas en el nivel de media tensión de un sistema de distribución de energía eléctrica. Se implementan, una topología activa pura obtenida con un Filtro Activo de Potencia Shunt (FAPS). La combinación del FAPS y un filtro pasivo conectados en paralelo forman una de las topologías híbridas implementadas, denominada Filtro Activo de Potencia Shunt Híbrido (FAPSH). La otra topología híbrida, denominada Filtro Activo de Potencia Híbrido Shunt (FAPHS), conecta al filtro activo en serie con dos filtros pasivos. Se realizan simulaciones para evaluar sus prestaciones frente a diferentes estados de carga y distorsiones. Las tres topologías muestran muy buenos funcionamientos tanto en estado estacionario como en condiciones transitorias. Finalmente se efectúa una evaluación comparativa de las diferentes topologías, en lo que respecta a componentes y complejidad.

Palabras claves: Filtros Activos. Sistema de Distribución. Armónicas. Calidad de la Energía. Potencia Reactiva.

### 1. INTRODUCCIÓN

Las cargas y los equipamientos no lineales en el lado del consumidor y las fuentes de energía renovables en el lado de la generación están estableciendo la necesidad de la electrónica de potencia como una interfaz esencial en sistemas eléctricos para mejorar la Calidad de la Energía (Acha *et al.*, 2002) (Arrillaga *et al.*, 2000). La distorsión de la tensión, debido a las corrientes armónicas, se ha convertido en un gran problema para las empresas de energía en los niveles de distribución. Frecuentemente las empresas encuentran problemas relacionados con las armónicas, tales como pérdidas elevadas en transformadores y líneas, potencia reactiva y problemas de resonancia, pérdida de eficiencia del equipamiento de distribución, interacción armónica entre la empresa y las cargas, reducción de la estabilidad del sistema y de los márgenes de operación seguros (Acha *et al.*, 2002) (Arrillaga y Watson, 2003).

El uso de compensación tradicional con bancos de capacitores y filtros pasivos facilita la propagación armónica. Esto es, la amplificación de tensión armónica debido al fenómeno de resonancia entre los capacitores shunt y las inductancias de la línea. En los últimos años se está prestando mayor atención a diferentes soluciones activas (Hingorani y Gyugyi, 1999) (Akagi *et al.*, 2007) (Akagi, 2005) (Zhang *et al.*, 2006). Se han desarrollado varias investigaciones tendientes a mejorar la Calidad de

Energía (Singh *et al.*, 1999) (Chen *et al.*, 2007) (Huang *et al.*, 2007). Entre todas las alternativas de compensación, la topología híbrida, con filtros activos y pasivos, resulta muy atractiva en sistemas de distribución de energía donde alguna compensación pasiva ya está instalada (Inzunza y Akagi, 2005) (Rivas *et al.*, 2003) (Srianthumrong y Akagi, 2003) (Detjen *et al.*, 2001).

En este trabajo se considera un problema particular de un sistema de distribución de energía. La reconfiguración del sistema impone nuevas restricciones en diferentes subestaciones de distribución (SD). Se han realizado estudios de armónicas considerando la configuración futura de la red, verificando las distorsiones de tensión en la barra de 13,8 kV del sistema y las condiciones de funcionamiento de los bancos de capacitores (Corasaniti *et al.*, 2006). Una propuesta preliminar sugiere aumentar la compensación pasiva existente con bancos de capacitores de 4,8 MVAR a 9,6 MVAR, pero esta solución introduce resonancias cerca de la 5<sup>ta</sup> y 7<sup>ma</sup> armónica, resultando en niveles inaceptables de distorsión. Tres topologías activas conectadas en el nivel de media tensión de la SD son propuestas en este trabajo para solucionar el problema de compensación de potencia reactiva y armónicas.

El trabajo está organizado de la siguiente manera. La configuración del sistema y los problemas de armónicas se describen en la Sección 2. Las diferentes topologías y sus

diseños son presentadas en las Secciones 3 a 5. Sus prestaciones son evaluadas en la Sección 6. Finalmente las conclusiones se presentan en la Sección 7.

## 2. DESCRIPCIÓN DEL SISTEMA

El sistema de 132 kV, donde se conectan las SD en estudio, funciona mallado y conectado al sistema de transmisión de alta tensión de 500 KV. En el futuro, los requerimientos de mejora de los perfiles de tensión en el nivel de 13,8 kV establecen la necesidad de nuevas compensaciones en las diferentes subestaciones (Corasaniti *et al.*, 2006).

La Fig. 1 muestra el circuito unifilar del modelo de sistema adoptado para analizar la SD en estudio. El sistema es representado como una fuente de tensión ideal de 132 kV conectada a tres transformadores de similares características, 132/34,5/13,8 kV y 15/10/15 MVA. El sistema es modelado por una impedancia equivalente la cual representa la potencia de cortocircuito en 13,8 kV, la cual es de aproximadamente 200 MVA. No existen cargas en el nivel de 34,5 kV. Todos los transformadores están conectados en paralelo en 13,8 kV donde se conectan los bancos de capacitores y las cargas. También se consideran los alimentadores de salida a las cargas, tales como cables subterráneos y líneas aéreas.

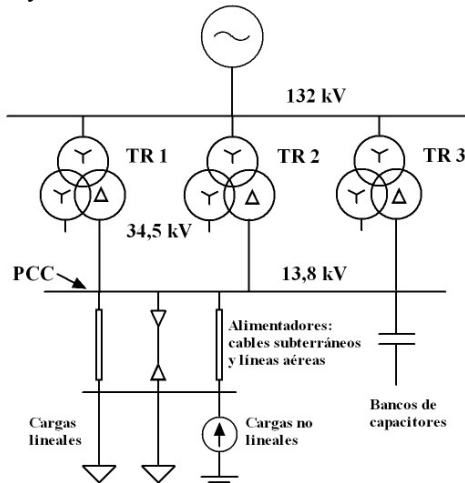


Fig. 1: Diagrama unifilar del modelo de sistema.

La potencia activa y reactiva demandada a la frecuencia fundamental es representada por un modelo de impedancia constante y la carga no lineal correspondiente a las armónicas es representada a través de fuentes de corriente sinusoidales con amplitudes y frecuencias correspondientes a cada armónica.

Basados en estudios de flujos de carga y armónicas realizados en el sistema (Corasaniti *et al.*, 2006), la potencia total de demanda en 13,8 kV considerada en este modelo es 29,3 MVA con un  $\cos \phi = 0,8$ . Los valores picos de las corrientes armónicas y el  $THD_I$  definido por (IEEE PES HWG, 1998), son mostrados en la Tabla 1.

Tabla 1. Corrientes Armónicas

$i_h$	$i_5$	$i_7$	$i_{11}$	$i_{13}$	$THD_I$
	(A)	(A)	(A)	(A)	(%)
Valores picos	74,9	54	24,5	18,7	5,4

La compensación de potencia reactiva de 9,6 MVAR resultará en un  $\cos \phi = 0,94$  en la barra de 13,8 kV del sistema, el cual es el objetivo del compensador propuesto.

La compensación de las corrientes reactivas con bancos de capacitores de 4,8 MVAR establece resonancias paralelo las cuales incrementan las armónicas a niveles inaceptables. Los resultados de esta compensación en la barra de 13,8 kV de la SD son resumidos en la Tabla 2. Se presentan P y Q definidos por (IEEE PES HWG, 1998) conjuntamente con las distorsiones en la tensión y la corriente, el factor de potencia resultante y la potencia reactiva provista por los bancos de capacitores ( $Q_{AC}$ ).

Tabla 2. Resultados de Potencias y Distorsiones

$Q_c$	P	Q	$U_{1\text{ fase}}$	$THD_U$	$I_{1\text{ linea}}$	$THD_I$	$\cos \phi$	$Q_{AC}$
(MVAR)	(MW)	(MVAR)	(kV ef)	(%)	(A ef)	(%)		(MVAR)
0	23,4	17,7	7696	5,66	1269	5,43	0,8	----
4,8	24,4	13,7	7865	9,65	1188	10,7	0,86	4,78
9,6	25,5	9,7	8040	9,64	1129	13,8	0,92	9,62

En la Tabla 3 se resumen las tensiones armónicas y el  $THD_U$  para todos los casos conjuntamente con los límites permitidos establecidos por el IEEE (IEEE 519, 1992) y la normativa Argentina (ENRE 184, 2000). Para los casos de  $Q_c = 4,8$  MVAR y  $Q_c = 9,6$  MVAR, las tensiones armónicas individuales para la 5<sup>ta</sup> y la 7<sup>ma</sup> armónica y el  $THD_U$  superan los límites permitidos, con lo cual debe considerarse una compensación diferente.

Tabla 3. Resultados de las Tensiones Armónicas y Verificaciones

Tensiones armónicas	$Q_c$	$Q_c$	$Q_c$	Límites IEEE	Límites ENRE
	(0 MVAR)	(4,8 MVAR)	(9,6 MVAR)		
$U_5$ (%)	3,29	5,47	8,88	3	6
$U_7$ (%)	3,32	7,48	3,61	3	5
$U_{11}$ (%)	2,37	2,30	0,86	3	3,5
$U_{13}$ (%)	2,14	1,42	0,56	3	3
$THD_U$ (%)	5,66	9,65	9,64	5	8

## 3. FILTRO ACTIVO PURO

Una de las topologías más populares empleadas para la compensación de armónicas es el Filtro Activo de Potencia Shunt (FAPS) (Corasaniti *et al.*, 2007). La estructura general de un FAPS se presenta en la Fig. 2.

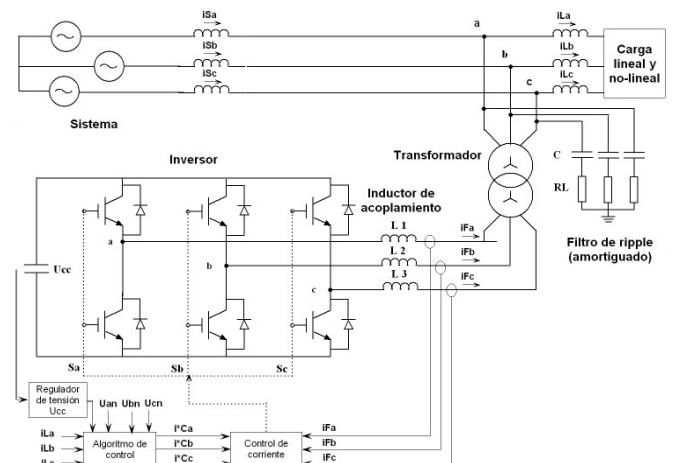


Fig. 2: Estructura general del FAPS.

Las corrientes armónicas son completamente provistas por el FAPS, mientras que la compensación de potencia reactiva es limitada a 9,6 MVAR, poniendo un límite a la corriente inyectada por el FAPS. El mismo consiste de un Inversor Fuente de Tensión trifásico Controlado en Corriente (IFTCC) conectado a la red a través de un inductor de acoplamiento y un transformador. Además, las frecuencias de conmutación o ripple producidas por el inversor son ulteriormente filtradas con un filtro paralelo pasa altos, conectado a la salida del transformador del FAPS, en el PCC. El inductor de acoplamiento podría ser eliminado si la inductancia de dispersión del transformador fuese suficiente para limitar las corrientes de conmutación a niveles aceptables. Las referencias de corriente del IFTCC son generadas por el sistema de control basado en la teoría de la potencia reactiva instantánea. El lado de CC del inversor es construido con un capacitor de valor apropiado y el filtro activo puede aumentar y regular la tensión de CC en el capacitor sin ninguna fuente de energía externa.

El análisis del FAPS es dividido en dos secciones: el IFTCC y el bloque de control para obtener las corrientes deseadas y mantener la tensión de continua del IFTCC.

### 3.1 Inversor de tensión

El IFTCC es un inversor fuente de tensión estándar trifásico de dos niveles con IGBTs (Acha *et al.*, 2002) (Hingorani y Gyugyi, 1999). El lazo de corriente implementado es un controlador por histéresis. La corriente de salida a través del inductor de acoplamiento es muestreada a una frecuencia fija a fin de limitar la frecuencia de conmutación del inversor. Su valor medio resulta aproximadamente igual a 10 kHz.

El valor de la inductancia resulta de un compromiso entre el filtrar las altas frecuencias producidas por la conmutación del convertidor y admitir un alto di/dt sobre el inductor que permita la compensación de las corrientes armónicas. Las frecuencias de conmutación son ulteriormente filtradas con un filtro amortiguado de segundo orden el cual deriva las corrientes de altas frecuencias, eliminándolas del sistema (Arrillaga y Watson, 2003).

La capacidad es calculada de forma tal de mantener un bajo ripple de la tensión de CC (2 %). El valor de diseño de la tensión de CC es tal que el convertidor pueda suministrar las derivadas temporales de las corrientes demandadas por las armónicas a ser compensadas. La tensión de CC es controlada con un controlador proporcional el cual modifica la potencia activa de referencia.

Finalmente el transformador de acoplamiento adapta los niveles de tensión de la red de potencia (13,8 kV) al nivel de tensión alterna obtenido del IFTCC con 6,5 kV del lado CC. El diseño del transformador resulta de 13,8 kV/2,3 kV. A su vez, este transformador provee filtrado adicional de las frecuencias de conmutación.

### 3.2 Sistema de Control.

El sistema de control mide principalmente las tensiones de fase del sistema ( $V_{an}$ ,  $V_{bn}$ ,  $V_{cn}$ ) y las corrientes de fase de la carga ( $i_{La}$ ,  $i_{Lb}$ ,  $i_{Lc}$ ) y construye las referencias de corriente para el IFTCC basado en la teoría de la potencia reactiva instantánea (Akagi *et al.*, 2007).

Primero, las variables medidas son transformadas al marco de referencia estacionario [ $\alpha$ - $\beta$ -0]. Luego se calculan las potencias instantáneas

$$\begin{bmatrix} p \\ q \\ p_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} p_{CC} \\ q_{CC} \\ p_{0CC} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} p_{CA} \\ q_{CA} \\ p_{0CA} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_\alpha & v_\beta & 0 \\ -v_\beta & v_\alpha & 0 \\ 0 & 0 & v_0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ i_0 \end{bmatrix} \quad (1)$$

donde  $p$  es la potencia real,  $q$  la potencia imaginaria y  $p_0$  la potencia de secuencia cero.

El sistema en estudio es un sistema trifásico de tres hilos donde la secuencia cero puede ser despreciada. En consecuencia solo  $p$  y  $q$  son tenidas en cuenta. En el caso de cargas no lineales,  $p$  y  $q$  poseen dos componentes, de CC y CA. El valor medio de la potencia real instantánea ( $p_{CC}$ ) es igual a tres veces la potencia activa por fase, mientras que el valor medio de la potencia imaginaria instantánea ( $q_{CC}$ ) es igual a tres veces la potencia reactiva por fase. Las componentes de CA de ambas potencias instantáneas corresponden a la contribución de las armónicas y de los desbalances.

En el caso general, el sistema abastecerá el valor de CC de la potencia real mientras que el valor de CA de la potencia real así como la totalidad de la potencia imaginaria debe ser abastecida por el FAPS. Luego, la potencia instantánea real es filtrada con el fin de separar ambas componentes y calcular los valores de referencia de  $p^*$  y  $q^*$ . Luego las corrientes de referencia en el plano [ $\alpha$ - $\beta$ ] resultan:

$$\begin{bmatrix} i_{C\alpha} \\ i_{C\beta} \end{bmatrix} = \frac{1}{v_\alpha^2 + v_\beta^2} \cdot \begin{bmatrix} v_\alpha & v_\beta \\ v_\beta & -v_\alpha \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} p^* \\ q^* \end{bmatrix} \quad (2)$$

y las corrientes de fase del IFTCC deben ser:

$$\begin{bmatrix} i_{Ca}^* \\ i_{Cb}^* \\ i_{Cc}^* \end{bmatrix} = \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} \cdot \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -1/2 & \sqrt{3}/2 \\ -1/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{C\alpha} \\ i_{C\beta} \end{bmatrix} \quad (3)$$

Cuando las tensiones del sistema están distorsionadas, las corrientes calculadas con (2) no compensarán exactamente a las armónicas. Luego, es deseable obtener el ángulo de fase y la frecuencia de la componente fundamental de secuencia positiva de la tensión ( $U_{+1}$ ) en lugar de aquella directamente medida. Esto es hecho por medio de un Lazo de Enganche de Fase (PLL) (Arruda *et al.*, 2001) sincrónico con la componente fundamental de la tensión de fase de secuencia positiva, más un Detector de Secuencia Positiva de la Tensión Fundamental (*DSPTF*) (Aredes *et al.*, 1997) el cual determina la amplitud de ( $U_{+1}$ ). Las salidas del *DSPTF* son tensiones de fase puramente sinusoidales ( $V'_{an}$ ,  $V'_{bn}$ ,  $V'_{cn}$ ) las cuales son utilizadas tanto para sincronizar las corrientes del filtro como para calcular las potencias instantáneas.

El diagrama en bloques completo del control propuesto se presenta en la Fig. 3.

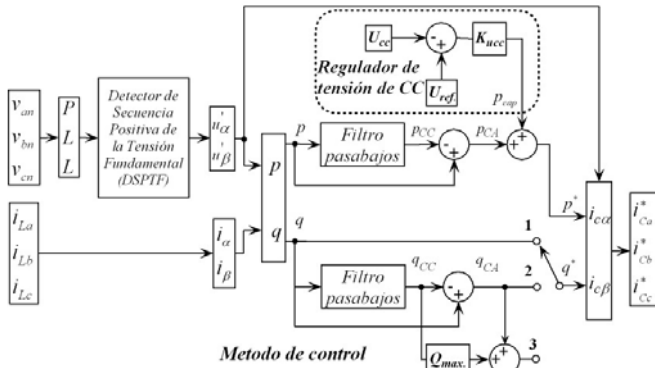


Fig. 3: Diagrama en bloques del control del FAPS.

El control implementado, muestra tres posibilidades para compensar  $q$ . La opción 1 compensa la totalidad de  $q$ , la opción 2 compensa solo la componente de CA de  $q$  ( $q_{CA}$ ) y la opción 3 compensa la componentes de CA más una parte del valor medio de  $q$  determinado por el límite  $Q_{m\acute{a}x}$ . En este análisis se selecciona la opción 3 con  $Q_{m\acute{a}x} = 9,6$  MVAR. Las corrientes de fase del inversor ( $i_{Fa}$ ,  $i_{Fb}$ ,  $i_{Fc}$ ) son comparadas, una por una, con las corrientes de referencia ( $i_{Ca}^*$ ,  $i_{Cb}^*$ ,  $i_{Cc}^*$ ) a través de tres comparadores por histéresis, determinando las señales de disparo del inversor. Las corrientes de fase del inversor son muestreadas a una frecuencia fija con el propósito de limitar la máxima frecuencia de conmutación del inversor. Es preferido el control por histéresis con frecuencia limitada, ya que constituye un control de corriente simple, rápido y robusto. Los parámetros de diseño del FAPS son resumidos en la Tabla 4.

Tabla 4. Parámetros de diseño del FAPS

Inversor		Filtro de ripple (amortiguado)		Transformador	
Ucc (V)	6500	R (ohm)	30	S (MVA)	15
C (uF)	7500	C (uF)	3,53	U <sub>1</sub> /U <sub>2</sub> (kV)	2,3 / 13,8
L (mH)	0,5	L (mH)	3,18	X (%)	10
		f <sub>c</sub> (Hz)	1500	L <sub>2,3kV</sub> (mH)	0,112

#### 4. FILTRO HIBRIDO SHUNT-SHUNT

La estructura general de un Filtro Activo de Potencia Shunt Híbrido (FAPSH) se presenta en la Fig. 4. El mismo se forma conectando un filtro pasivo en paralelo con la misma estructura general del FAPS mostrado en la Fig. 2. La diferencia radica en que las corrientes medidas no sólo consideran las de la carga sino también las corrientes consumidas por el filtro pasivo.

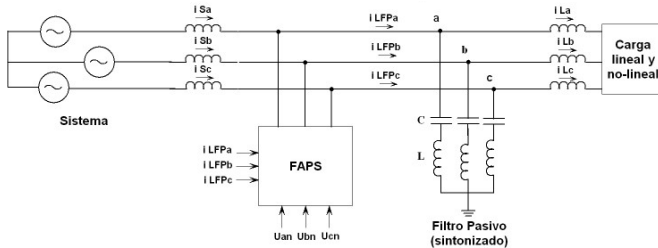


Fig. 4: Estructura general del FAPSH implementado.

Esta topología tiene la ventaja que utiliza el banco de capacitores ya instalado en la SD analizada. Con el objetivo

de evitar posibles resonancias con el banco de capacitores, el mismo es modificado transformándolo en un filtro pasivo. Con lo cual, 4,8 MVAR son compensados por el filtro pasivo y una menor corriente es provista por el FAPS. El FAPS también abastece aquellas armónicas las cuales no son provistas por el filtro pasivo.

#### 5.1 Filtro Activo

El diseño del filtro activo es el mismo que el presentado anteriormente para la topología activa pura. En esta topología, se selecciona la opción 3 del sistema de control de la Fig. 3, con  $Q_{m\acute{a}x} = 4,8$  MVAR. Dado que el FAPS funciona con una corriente más baja, una capacidad menor es requerida para mantener el mismo valor de ripple de la tensión de CC. El FAPS y el transformador de conexión son diseñados para una potencia menor, tal como se muestra en la Tabla 5.

#### 5.2 Filtro Pasivo

El filtro pasivo consiste de un filtro simple LC sintonizado a la 5<sup>ta</sup> armónica y 4,8 MVAR de potencia reactiva (Arrillaga y Watson, 2003). Definida la potencia reactiva de compensación,  $Q_c$ , la frecuencia armónica de sintonía,  $f_s$ , y un factor de calidad típico,  $Q$ , del filtro pasivo, los valores de  $C_f$  (uF),  $L_f$  (mH), y  $R_f$  ( $\Omega$ ), son calculados de

$$Q_c \text{ (MVAR)} = 2 \cdot \pi \cdot f \cdot U^2 \cdot C_f$$

$$f_s \text{ (Hz)} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{L_f \cdot C_f}} \quad (4)$$

$$Q = \frac{X_o}{R_f}$$

donde

$f$ : es la frecuencia nominal del sistema, 50 Hz.

$U$ : es el valor eficaz de la tensión de línea, 13,8 kV.

$X_o$ : es la reactancia inductiva (o capacitiva) a la frecuencia de resonancia ( $\Omega$ ).

En la Tabla 5 se presentan los parámetros de diseño del FAPSH y del filtro pasivo. Aquellos del filtro de ripple son los mismos que los que se presentaron en la Tabla 4.

Tabla 5. Parámetros de diseño del FAPSH

Inversor		Transformador		Filtro pasivo (sintonizado)			
Ucc(V)	6500	S (MVA)	10	Q(MVAR)	4,8	C(uF)	80,2
C (uF)	3000	U <sub>1</sub> /U <sub>2</sub> (kV)	2,3/13,8	f <sub>s</sub> (Hz)	250	L(mH)	5,05
L(mH)	0,5	X (%)	10	R(ohm)	0,17	Q	45
		L <sub>2,3kV</sub> (mH)	0,168				

#### 5. FILTRO HIBRIDO SHUNT-SERIE

Una estructura general del Filtro Activo de Potencia Híbrido Shunt (FAPHS) se presenta en la Fig. 5. Este consiste de inversor fuente de tensión trifásico (IFT) controlado por modulación de ancho de pulso (PWM) conectado en serie con uno o más filtros pasivos. Dicha estructura es conectado directamente al sistema sin la necesidad de un transformador. El filtro pasivo consiste de un filtro simple LC sintonizado a ciertas frecuencias armónicas. De la misma forma que en el FAPS y FAPSH, las frecuencias de conmutación son

ulteriormente filtradas con el mismo filtro paralelo de segundo orden de las topologías anteriores.

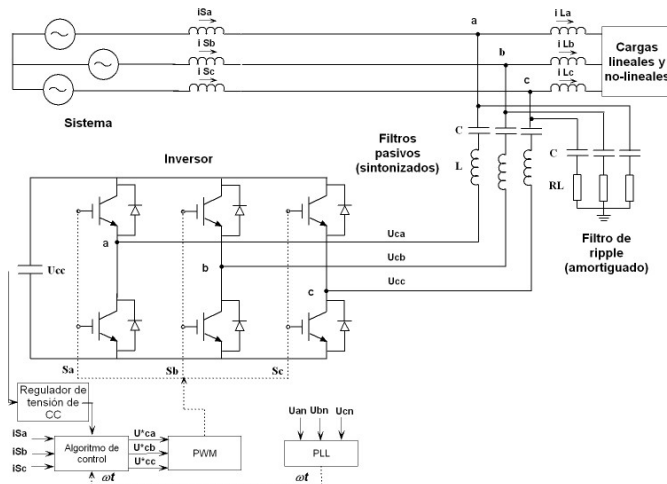


Fig. 5: Estructura general del FAPHS.

El Filtro Activo de Potencia actúa como una fuente de tensión controlada la cual fuerza a que las corrientes en el sistema resulten sinusoidales. Las referencias de tensión para el IFT son generadas por el sistema de control basadas en la medición de las corrientes de líneas en el sistema las cuales son transformadas a un sistema sincrónico con la secuencia positiva de la tensión de fase, y un lazo cerrado de control de la tensión de CC. El filtro activo es utilizado sólo para compensar las armónicas mientras que los 9,6 MVAR de corriente reactiva son compensados por el filtro pasivo.

El análisis y diseño del FAPHS puede ser dividido en tres partes: el filtro pasivo, el IFT y el bloque de control para obtener las corrientes de línea deseadas y mantener la tensión de CC del PWM IFT.

### 5.1 Filtros Pasivos

Los filtros pasivos tiene dos funciones principales: compensación de reactivo y absorción de corrientes armónicas producidas por la carga. Dado que la carga de la SD es variable, es conveniente poseer varios niveles de compensación de potencia reactiva. Se proponen dos filtros pasivos sintonizados a la 7<sup>ma</sup> y 11<sup>va</sup> armónica para proveer 4,8 MVAR cada uno. La razones de está selección son,

- Los filtros LC sintonizados a la 7<sup>ma</sup> y 11<sup>va</sup> frecuencias armónicas son menos voluminosos y más económicos que aquellos sintonizados a la 5<sup>ta</sup> y 7<sup>ma</sup>.
- El filtro sintonizado a la 11<sup>va</sup> armónica presenta menor impedancia a la 13<sup>va</sup> que otro sintonizado a la 7<sup>ma</sup>.

Definida la potencia reactiva de compensación, los filtros pasivos son diseñados de la misma forma que aquellos diseñados para la topología FAPSH a través de las ecuaciones (4). La Tabla 6 resume los parámetros de los filtros pasivos.

Tabla 6. Parámetros de los filtros pasivos

Filtro Pasivo de 7 <sup>ma</sup>				Filtro Pasivo de 11 <sup>va</sup>			
Q <sub>c</sub> (MVAR)	4,8	C <sub>r</sub> (uF)	80,2	Q <sub>c</sub> (MVAR)	4,8	C <sub>r</sub> (uF)	80,2
f <sub>c</sub> (Hz)	350	L <sub>r</sub> (mH)	2,57	f <sub>c</sub> (Hz)	550	L <sub>r</sub> (mH)	1,04
Q	45	R <sub>r</sub> (Ω)	0,125	Q	45	R <sub>r</sub> (Ω)	0,08

### 5.2 Inversor Fuente de Tensión

El Inversor Fuente de Tensión PWM es un convertidor trifásico de dos niveles con IGBTs, el cual utiliza una modulación sinusoidal con una frecuencia de portadora de 10 kHz. El inversor es conectado al sistema a través del filtro pasivo.

El lado de CC del convertidor tiene un capacitor de valor apropiado. La capacidad es seleccionada con el fin de mantener el ripple de la tensión de CC por debajo del 2 %. El valor de la tensión de CC es elegido de forma tal que el convertidor pueda suministrar las derivadas temporales de las corrientes demandadas por las armónicas a ser compensadas. El filtro activo puede aumentar y regular la tensión de CC sobre el capacitor sin ninguna fuente externa de energía o circuito especial de arranque. El nivel de tensión de CC es controlado con un controlador proporcional. Los valores de diseño del inversor son:  $U_{cc} = 1500$  V y  $C_{cc} = 3000$  uF.

### 5.3 Sistema de Control

El sistema de control mide las corrientes trifásicas del sistema ( $i_{Sa}$ ,  $i_{Sb}$ ,  $i_{Sc}$ ), las tensiones trifásicas ( $V_{an}$ ,  $V_{bn}$ ,  $V_{cn}$ ) y la tensión de CC del inversor para construir las referencias para el PWM IFT.

Primero, las corrientes trifásicas del sistema ( $i_{Sa}$ ,  $i_{Sb}$ ,  $i_{Sc}$ ) son transformadas en las componentes activa ( $i_d$ ) y reactiva ( $i_q$ ) utilizando una transformación a un sistema rotante sincrónico con la tensión de secuencia positiva del sistema.

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_o \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \cdot \begin{bmatrix} \sin(\omega_s t) & \sin(\omega_s t - \frac{2\pi}{3}) & \sin(\omega_s t + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\omega_s t) & \cos(\omega_s t - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\omega_s t + \frac{2\pi}{3}) \\ 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{Sa} \\ i_{Sb} \\ i_{Sc} \end{bmatrix} \quad (5)$$

donde  $\omega_s t$  es el ángulo de fase de la componente de secuencia positiva de la frecuencia fundamental de la tensión del sistema, la cual es provista por un PLL.

El sistema bajo estudio es un sistema de tres hilos donde la secuencia cero puede ser despreciada, entonces solo se consideran  $i_d$  e  $i_q$ . Las corrientes activas y reactivas pueden ser también descompuestas en sus valores de CC y CA. El valor medio de las corrientes activas y reactivas ( $i_{dCC}$  e  $i_{qCC}$ ) son las componentes fundamentales de las corrientes activas y reactivas, mientras que las componentes de CA de ambas corrientes ( $i_{dCA}$  e  $i_{qCA}$ ) corresponden a la contribución de las componentes armónicas a las corrientes activa y reactiva. Es deseable que el sistema sólo abastezca el valor de CC de la corriente activa mientras que su propia componente de CA y toda la corriente reactiva sea abastecida por el FAPHS. Considerando la corriente reactiva, su valor de CC es provisto por los filtros pasivos mientras que el IFT provee una tensión de CA para atenuar o eliminar las armónicas. Luego, las corrientes instantáneas activa y reactiva son filtradas con el fin de separar ambas componentes y generar la referencia correcta al modulador PWM.

$$\begin{bmatrix} i_{dAC} \\ i_{qAC} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} i_{dDC} \\ i_{qDC} \end{bmatrix} \quad (6)$$

Estas componentes de corriente son amplificadas por una ganancia  $K_I$  para obtener las referencias del inversor de potencia. Además de proporcionar las corrientes armónicas, el sistema de control debe mantener la tensión de CC del PWM IFT para garantizar su operación exacta. Es importante tener en cuenta que ninguna corriente fundamental activa circula a través del filtro LC. Entonces el control de tensión de CC es obtenido controlando  $i_q$  tal como se muestra en la Fig. 6, donde se presenta el diagrama en bloques del sistema de control. Luego las referencias de corriente en el plano [a-b-c] son

$$\begin{bmatrix} i_{ca} \\ i_{cb} \\ i_{cc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sin(\omega_s t) & \cos(\omega_s t) \\ \sin(\omega_s t - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\omega_s t - \frac{2\pi}{3}) \\ \sin(\omega_s t + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\omega_s t + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_d^* \\ i_q^* \end{bmatrix} \quad (7)$$

Cada componente de corriente es amplificada por una ganancia  $K_V$  la cual corresponde a la ganancia de tensión del inversor PWM. La señal resultante  $v_{af}^*$  es la referencia de tensión producida por el control la cual debe ser sintetizada por el inversor de potencia.

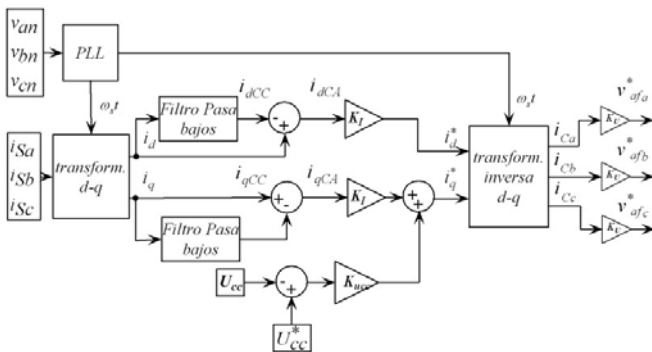


Fig. 6: Diagrama en bloques del control del FAPHS.

## 6. EVALUACIÓN DEL DESEMPEÑO

Las topologías de filtros propuestas para compensar la SD bajo estudio son evaluadas y comparadas en esta sección. La SD y los filtros son simulados para diferentes condiciones de carga. Primero se considera un escalón de carga y distorsión del 75 % de la demanda máxima. Luego, la carga y la distorsión armónica son incrementadas hasta la demanda máxima. Se evalúan los comportamientos transitorio y de estado estacionario. Primero se considera la compensación de estado estacionario. Las tres topologías implementadas se comparan en lo que respecta a las tensiones de línea y corrientes aguas arriba de la instalación de los filtros. Los resultados del estado final de máxima demanda con 9,6 MVAR de potencia reactiva de compensación son presentados en las Figs. 7 y 8.

La Fig. 7 (a) muestra las formas de onda de las corrientes de línea en la barra de 13,8 kV (aguas arriba de los filtros), mientras que la Fig. 7 (b) presenta las componentes armónicas conjuntamente con el THD<sub>I</sub>. Los mismos resultados correspondientes a la tensión de fase en el sistema son presentados en las Figs. 8 (a) y (b). En ambos casos, las componentes armónicas son expresadas como un porcentaje del valor de la componente fundamental de 50 Hz.

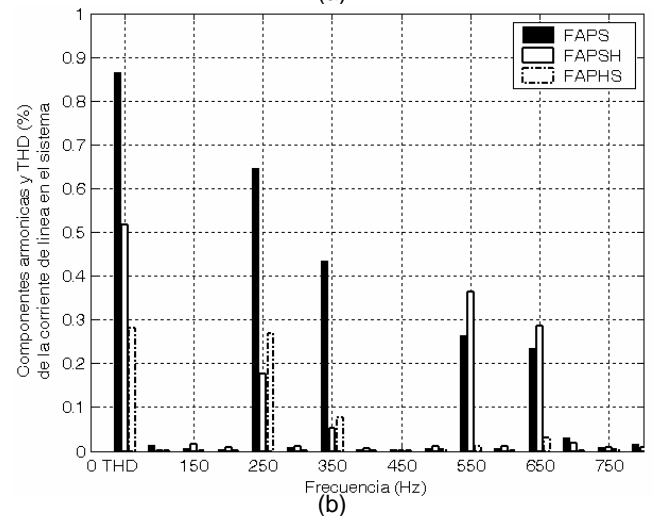
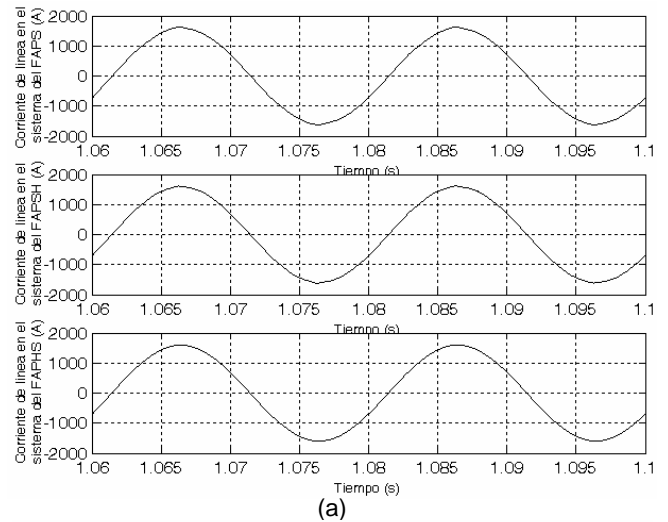


Fig. 7: Corrientes de línea en el sistema de las 3 topologías en 13,8 kV. (a) Formas de onda (b) Componentes armónicas y THD<sub>I</sub>.

Los resultados de las Figs. 7 y 8 muestran un decrecimiento de las armónicas de tensión y corriente y del THD con respecto al caso de compensación con bancos de capacitores. Esto es confirmado en la Tabla 7 cuando se comparan los resultados mostrados en la misma con respecto a la última fila de la Tabla 2.

Tabla 7. Resultados de Potencias y Distorsiones

Topol.	P (MW)	Q (MVAR)	U <sub>1 fase</sub> (kV ef)	THD <sub>U</sub> (%)	I <sub>1 línea</sub> (A ef)	THD <sub>I</sub> (%)	cos φ	Q <sub>Ac</sub> (MVAR)
FAPS	25,6	9,42	8039	0,89	1131	0,86	0,94	9,9
FAPSH	25,6	9,15	8050	0,8	1128	0,52	0,94	10,2
FAPHS	25,6	9,11	8055	0,2	1126	0,28	0,94	10,2

En la Tabla 8 se resumen las tensiones armónicas individuales y el THD<sub>U</sub> para las 3 topologías.

Tabla 8. Resultados de las Tensiones Armónicas

Tensiones armónicas	FAPS	FAPSH	FAPHS	Limites IEEE	Limites ENRE
U <sub>5</sub> (%)	0,55	0,12	0,17	3	6
U <sub>7</sub> (%)	0,43	0,05	0,07	3	5
U <sub>11</sub> (%)	0,38	0,52	0,01	3	3,5
U <sub>13</sub> (%)	0,4	0,48	0,05	3	3
THD <sub>U</sub> (%)	0,89	0,8	0,2	5	8

Las tensiones armónicas individuales y el THD<sub>U</sub> resultan bien por debajo de los límites permitidos.

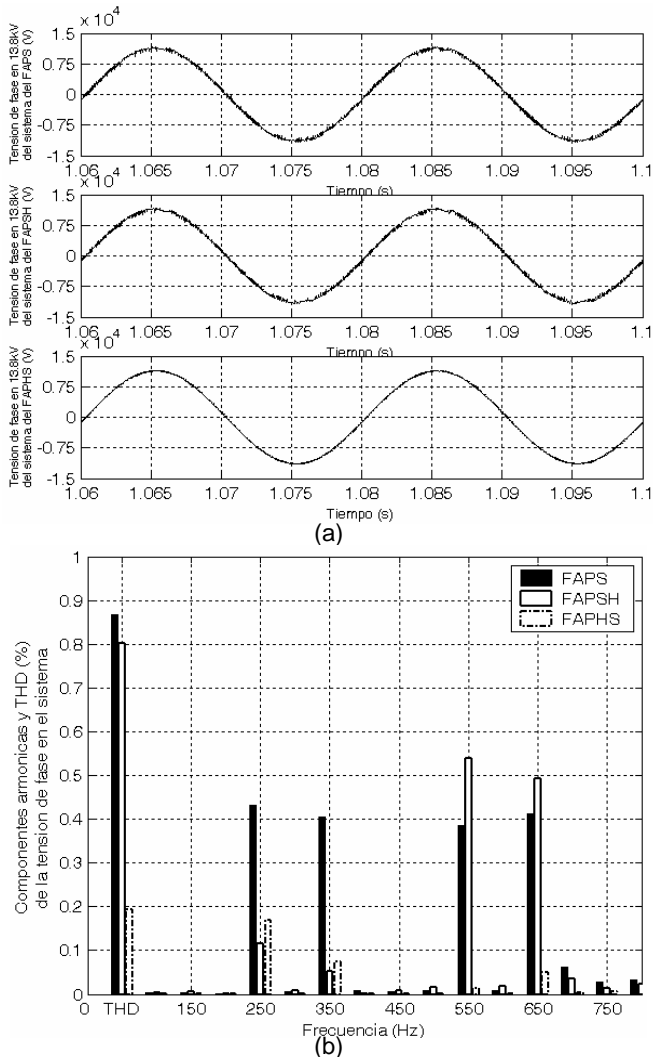


Fig. 8: Tensiones de fase en el sistema de las 3 topologías en 13,8 kV. (a) Formas de onda (b) Componentes armónicas y THD<sub>U</sub>.

La Fig. 9 (a) muestra las formas de onda de las corrientes de una fase inyectadas por los filtros en 13,8 kV, mientras que la Fig. 9 (b) muestra su espectro en frecuencia.

Los resultados de las Fig. 9 (a) y (b) muestran que el valor fundamental corresponde a los 4,8 MVAR de compensación de potencia reactiva (FAPSH) y 9,6 MVAR (FAPS y FAPHS). Las armónicas son aquellas requeridas por la carga en el caso del FAPS y el FAPHS, mientras que en el caso del FAPSH sólo provee aquellas armónicas que no son compensadas por el filtro pasivo.

El comportamiento transitorio es fundamentalmente evaluado a través de la tensión de CC ya que no existen disturbios significantes tanto en la tensión como en las corrientes de línea. Las Figs. 10 (a) y (b) muestran las formas de onda de las tensiones de CC y su espectro en frecuencia, respectivamente.

La Fig. 10 (b) muestra que las componentes de 6<sup>ta</sup> armónica y sus múltiplos son las dominantes. Este corresponde a las componentes de CA de la potencia activa instantánea.

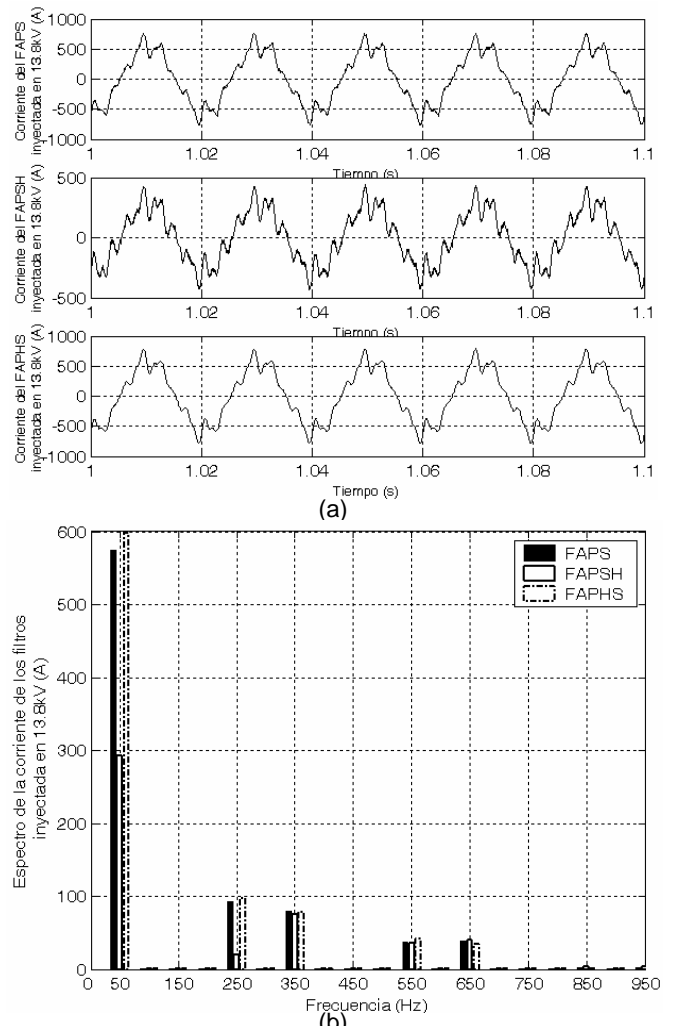


Fig. 9: Componentes de corriente del filtro de los 3 filtros inyectadas en 13,8 kV. (a) Formas de onda (b) Espectro en frecuencia.

Los tres filtros muestran muy buenos funcionamientos. En la Tabla 9 se resumen los requerimientos de las tres topologías, la cual permite compararlas respecto de su complejidad y potencia requerida.

Tabla 9. Resumen de los Componentes de las Topologías

Componentes		FAPS	FAPSH	FAPHS	
Inversor	Capacidad de los IGBT	$S = \sqrt{3} / 2 \cdot U_{CC} \cdot I_{pico}$ (MVA)	26	15	1
		Corriente (A pico)	4600	2600	800
		Tensión (V)	6500	6500	1500
	Capacitor de CC	C (uF)	7500	3000	3000
	Inductor de acoplamiento		si	si	no
	Transformador de conexión (MVA)		1 x 15	1 x 10	no
	Filtro Pasivo (MVAR)		no	1 x 4,8	2 x 4,8
	Filtro de ripple		si	si	si

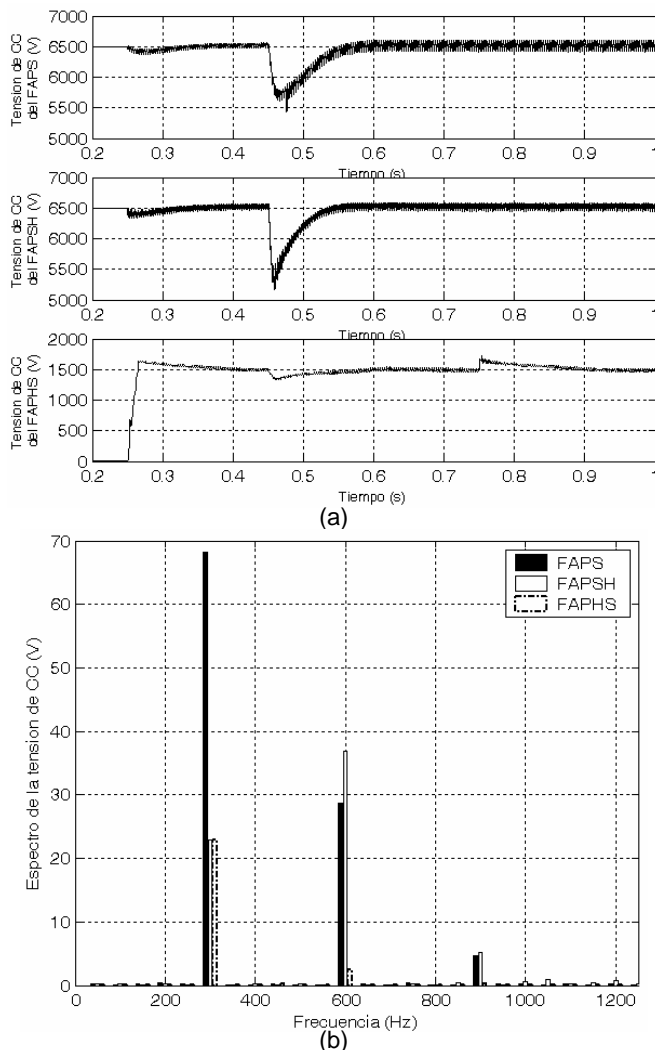


Fig. 10: Tensiones de CC de los 3 inversores. (a) Formas de onda (b) Espectro en frecuencia.

## 7. CONCLUSIONES

El diseño de tres topologías de filtros shunt activos y híbridos para compensar potencia reactiva y armónicas en el nivel de media tensión de un sistema de distribución fueron presentados y comparados en este trabajo. La primera topología considera que toda la compensación es realizada con el filtro activo, la segunda utiliza un banco de capacitores existentes y construye la compensación complementaria con un filtro activo, mientras que la tercera topología considera el filtro activo en serie con dos filtros pasivos. Las tres topologías propuestas presentan muy buen funcionamiento. La última topología resulta en una solución más económica en particular cuando existe alguna compensación pasiva ya instalada en el sistema de distribución. La misma es de diseño bastante simple y presenta muy buen desempeño ya sea en condiciones de operación de estado estacionario como transitorio.

## REFERENCIAS

Acha E., V.G. Agelidis, O. Anaya-Lara y T.J.E. Miller (2002). *Power Electronic Control in Electrical Systems*. Newnes Power Engineering Series.

- Akagi H. (2005), Active Harmonic Filters, *Proceedings of the IEEE*, Vol. 93, No. 12, 2128 – 2141.
- Akagi H., E. Watanabe y M. Aredes (2007). *Instantaneous Power Theory and Applications to Power Conditioning*. IEEE Press Series on Power Engineering.
- Aredes M., J. Häfner y K. Heumann (1997), Three-phase four-wire shunt active filter control strategies, *IEEE Trans. on Power Electronics*, Vol. 12, No. 2, 311-318.
- Arrillaga J., N.R. Watson y S. Chan (2000). *Power System Quality Assessment*. Wiley & Sons, Chichester, England.
- Arrillaga J. y N. R. Watson (2003). *Power System Harmonics*. Wiley & Sons Ltd, 2nd ed.
- Arruda L.N., S.M. Silva y B.J.C. Filho (2001), PLL structures for Utility Connected Systems, in *Proc. 2001 IEEE/IAS'01*, 2655-2660.
- Chen F., H. Cheung, L. Wang, T.Mander, W.Liu y R. Cheung (2007), Adaptive D-based Active Power Line Filter for Industrial and Commercial Power Distribution, in *Proc. 2007 IEEE PES general meeting Conf.*, 1-7.
- Corasaniti V. F., M. Barbieri, P. Arnera y M. I. Valla (2006), Load characterization in Medium Voltage of an Electric Distribution Utility Related to Active Filters, in *Proc. 2006 IEEE PES TDC Conf.*, 1-7.
- Corasaniti V. F., M. Barbieri, P. Arnera y M. I. Valla (2007), Reactive and Harmonics Compensation in a Medium Voltage Distribution Network With Active Filters, in *Proc. IEEE ISIE'07*, 2510-2515.
- Detjen D., J. Jacobs, R. W. De Doncker, y H.G. Mall (2001), A New Hybrid Filter to Dampen Resonances and Compensate Harmonic Currents in Industrial Power Systems With Power Factor Correction Equipment, *IEEE Trans. on Power Electronics*, Vol. 16, No. 6, 821-827.
- Ente Nacional Regulador de la Electricidad (2000), Base Metodológica para el Control de la Calidad del Producto Técnico. Etapa 2. *Resolución ENRE 184/00*.
- Hingorani N.G. y L. Gyugyi (1999). *Understanding FACTS: Concepts and Technology of Flexible AC Transmission Systems*. Wiley-IEEE Press.
- Huang A., S. Bhattacharya, M. Baran, B. Chen y C. Han (2007), Active Power Management of Electric Power System Using Emerging Power Electronics Technology, in *Proc. IEEE PES general meeting Conf.*, 1-7.
- IEEE Recommended Practices and Requirements for Harmonic Control in Electrical Power Systems (1992), *IEEE Standard 519-1992*.
- IEEE PES HWG Power Engineering Society Harmonics Working Group (1998), Tutorial on Harmonics Modeling and Simulation, *IEEE-PES TP-125-0*.
- Inzunza R. y H. Akagi (2005), A 6.6-kV Transformerless Shunt Hybrid Active Filter for Installation on a Power Distribution System, *IEEE Trans. Power Electronics*, Vol. 20, No. 4, 893-900.
- Rivas D., L. Morán, J. Dixon y J. R. Espinoza (2003), Improving Passive Filter Compensation Performance With Active Techniques, *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, Vol. 50, No. 1, 161-170.
- Singh B., K. Al-Haddad y A. Chandra (1999), A Review of Active Filters for Power Quality Improvement, *IEEE Trans. Industrial Electronics*, Vol. 46, No. 5, 960-971.
- Srianthumrong S. y H. Akagi (2003), A Medium-Voltage Transformerless AC/DC Power Conversion System Consisting of a Diode Rectifier and a Shunt Hybrid Filter, *IEEE Trans. on Industry Applications*, Vol. 39, No. 3, 874-882.
- Zhang C., Q. Chen, D. Li y Y. Zhao (2006), A Novel Power Quality Conditioner Applied to High Voltage Power Systems, in *Proc. IEEE PES general meeting Conf.*, 1-5.