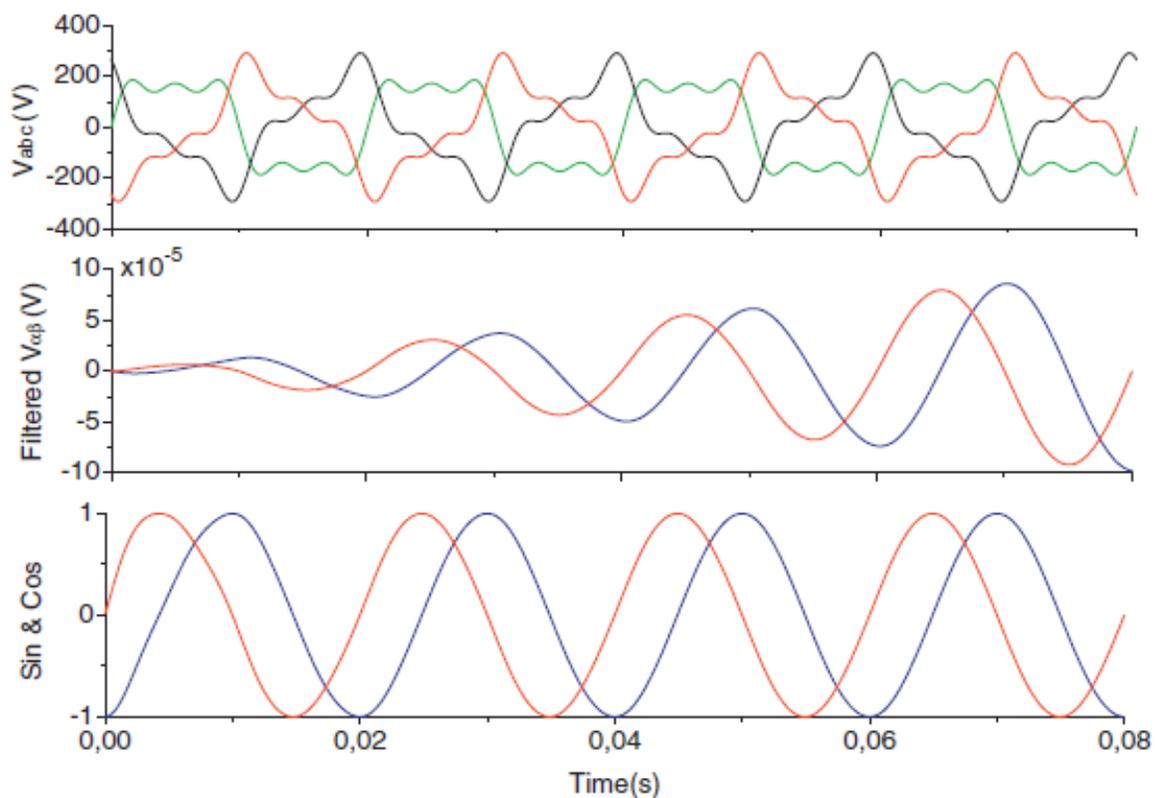


# Compensación de armónicos de corriente con un filtro activo de corriente usando la teoría de la potencia instantánea



Jhon Alexander Quintero Gomez

# Compensación de armónicos de corriente con un filtro activo de corriente usando la teoría de la potencia instantánea

Jhon Alexander Quintero Gomez

Trabajo de grado presentado como requisito parcial para optar al título de Ingeniero Electricista

Pereira, Septiembre de 2016  
UNIVERSIDAD TECNOLÓGICA DE PEREIRA  
Programa de Ingeniería Eléctrica.



Compensación de armónicos de corriente con un filtro activo de corriente usando la teoría de la potencia instantánea

©Jhon Alexander Quintero Gomez

Director: Jesser James Marulanda

Pereira, Septiembre de 2016

Programa de Ingeniería Eléctrica.

Universidad Tecnológica de Pereira

La Julita. Pereira(Colombia)

TEL: (+57)(6)3137122

*www.utp.edu.co*

Versión web disponible en: *<http://recursosbiblioteca.utp.edu.co/tesisd/index.html>*

# Agradecimientos

Deseo expresar mis sinceros agradecimientos:

- Inicialmente agradecer a Dios por permitir que todo esto sea posible.
- Al profesor Jesser James por el acompañamiento académico que me ha brindado durante desarrollo del trabajo de grado
- A mi familia que me ha apoyado y dado fuerzas para continuar en todos los momentos de mi vida.
- A la Universidad Tecnológica de Pereira, de la cual nos sentimos orgullosos de pertenecer; A sus profesores, a quienes desarrollan su actividad docente comprometidos con la calidad educativa y reconocen que su tarea se engloba en la formación de la persona, del ciudadano y del profesional.
- A mis amigos por la compañía y apoyo que me han brindado.

# Resumen

Palabras clave: Seno, Coseno, Filtro activo, Filtro autoajustable, Teoría potencia instantánea, Armónicos.

El presente trabajo se propone el uso de un algoritmo avanzado basado en la teoría de potencias instantáneas para la compensación de armónicos de corriente. Un cálculo rápido y exacto de las corrientes de referencia armónica es más crucial para cualquier estrategia de control del filtro activo, especialmente durante los dominios de tiempo y la frecuencia.

El método propuesto contiene principalmente dos etapas, la primera de ellas se basa en un filtro de autoajustable (STF) para llevar a cabo las formas de onda fundamentales de seno y coseno. Estas dos señales se utilizan para calcular las potencias activa y reactiva usando la teoría PQ. La segunda se basa en un nuevo método propuesto para acelerar la cancelación del rizado de la energía, en las potencias activas y reactivas.

Un estudio se llevó a cabo para demostrar la eficacia de estos métodos que se consolida por simulación .

# Tabla de Contenido

<b>1. Título</b>	<b>1</b>
1.1. Introducción . . . . .	1
1.2. Planteamiento del problema . . . . .	2
1.3. Metodología . . . . .	3
1.4. Objetivos . . . . .	4
1.4.1. General . . . . .	4
1.4.2. Especificos . . . . .	4
<b>2. Marco Teórico</b>	<b>5</b>
2.1. Filtros Activos . . . . .	5
2.1.1. Clasificación de los Filtros de Potencia Activa (FAP) . . . . .	7
<b>3. Filtro Autoajutable</b>	<b>11</b>
3.0.1. Valor medio . . . . .	16
3.0.2. Conmutadores semiconductores . . . . .	18
3.0.3. Control del Regulador DC . . . . .	19
3.0.4. Métodos de control de corriente para el FAP . . . . .	21
<b>4. Resultados</b>	<b>24</b>
<b>5. Conclusiones</b>	<b>30</b>

# Índice de figuras

2.1. Estructura basica de un Filtro Activo de Potencia Shunt . . . . .	6
2.2. Estructura para el inversor del filtro. (a) inversor fuente de tension, (b) inversor fuente de corriente . . . . .	7
2.3. Aplicacion Filtro Activo topologia serie . . . . .	8
2.4. Aplicacion Filtro Activo topologia serie paralelo . . . . .	9
2.5. Aplicacion Filtro Activo topologia paralelo . . . . .	9
3.1. Esquema general del método del Filtro Autoajutable . . . . .	12
3.2. Filtro usado para genera las senales Seno y Coseno . . . . .	13
3.3. Seno y Coseno obtenidas utilizando el filtro Autoajutable. . . . .	14
3.4. Algoritmo básico para un filtro activo de potencia shunt basado en la teoría PQ	15
3.5. Parte continua de la potencia activa después del método del valor medio . .	17
3.6. Inversor puente completo con IGBTs . . . . .	19
3.7. Control de histéresis por banda fija usado para generar pulsos . . . . .	23
4.1. Configuración del sistema simulado . . . . .	25
4.2. Tensión sin conectar el filtro . . . . .	25
4.3. Corriente de carga sin conectar el filtro . . . . .	26
4.4. Tensión una vez conectado el filtro . . . . .	27
4.5. Corriente de carga una vez conectado el filtro . . . . .	27
4.6. Corriente de referencia $i_f^*$ . . . . .	28
4.7. Corriente de referencia filtrada $i_f$ . . . . .	28
4.8. Corriente de la carga filtrada $i_{cf}$ . . . . .	28
4.9. Tension del regulador DC utilizando el STF . . . . .	29

# Capítulo 1

## Título

Compensación de armónicos de corriente con un filtro activo de corriente usando la teoría de la potencia instantánea.

### 1.1. Introducción

El incremento de los equipos electrónicos fue un fenómeno característico de los últimos años, pues desde sus aplicaciones en baja potencia, como alumbrado con balastos electrónicos y ordenadores personales, hasta aplicaciones de gran potencia como los variadores de velocidad, sistemas de alimentación ininterrumpida y los grandes rectificadores de corriente continua usados en la tracción eléctrica, han supuesto una gran diversificación de los equipos diseñados para las necesidades actuales [1].

Muchos equipos y máquinas eléctricas con características lineales funcionan con frecuencia a 50 y 60 Hz dependiendo de la ubicación geográfica, sin embargo, la implementación de equipos electrónicos y otras series de cargas no lineales provocan tensiones y corrientes múltiples de estas frecuencias denominadas armónicos, el consumo electrónico se ha ido incrementando hasta ser comparable al consumo de los clásicos equipos eléctricos. Equipos como ordenadores, balastos electrónicos, variadores de velocidad, rectificadores o fuentes de alimentación, basan su funcionamiento en componentes de electrónica de potencia tales como diodos, tiristores, transistores, triac y diacs. Estos componentes son los causantes, en general, de las perturbaciones eléctricas y en particular de los armónicos [2].

El estudio de este problema origina soluciones basadas en compensadores que a la vez se apoyan en teorías de compensación de armónicos cuyo objetivo es minimizar las perturbaciones de las redes eléctricas. Ante la variedad de teorías se origina una pregunta: ¿Cuál es la teoría más conveniente para minimizar la presencia de armónicos en los sistemas de potencia?.

A raíz de todo esto, desde principios del siglo pasado se han desarrollado teorías para definir el concepto de potencia, y su división en diferentes componentes, para explicar la no coincidencia de la potencia activa, con otros tipos de potencia que ya se clasificó como no activa. Es por ello que teorías sobre la potencia en los sistemas eléctricos que se desarrollaron desde principios del siglo pasado, han sido retomadas, reinterpretadas y ampliadas, sobre todo desde los años 80, para poder hacer uso práctico de ellas con objeto de medir, cancelar y evitar los daños que pueden producir los armónicos [3] [4].

Por lo tanto, el desarrollo de esta investigación está enfocado en implementar una técnica de control para filtros de potencia basado en la teoría PQ [5] en simulación, y a partir de esta se presenta una modificación encaminada a mejorar la compensación de armónicos en casos donde el voltaje no es sinusoidal ni balanceado.

## 1.2. Planteamiento del problema

Las cargas no lineales crean armónicos para extraer corriente en pulsos cortos abruptos, en lugar de en una forma sinusoidal suave, los armónicos de corriente presentes en el sistema conducen a la distorsión de factor de potencia, el exceso de energía es consumida por la carga, la sobrecarga y sobrecalentamiento de los equipos, el aumento de las pérdidas, la interferencia de la red de comunicación, mal funcionamiento del instrumento, el fracaso de las máquinas eléctricas, etc [6].

Los filtros pasivos han sido una solución muy eficaz para el sistema eléctrico de mitigación de armónicos, estos filtros tienen varias topologías que dan diferentes características de respuesta de frecuencia. Actualmente en la industria se combinan filtros de diferentes topologías para lograr un determinado objetivo en filtrado de armónicos. Sin embargo, hay una falta de información sobre cómo seleccionar diferentes topologías de filtros, esta decisión se basa en la experiencia de los actuales diseñadores.

Entre las diferentes opciones técnicas disponibles para mejorar la calidad de la energía,

de un filtro activo han demostrado ser una alternativa importante para compensar las perturbaciones de corriente y tensión en los sistemas de distribución de energía.

Los algoritmos de dominio de tiempo se basan en la determinación instantánea de las corrientes armónicas. Las estrategias de control más utilizadas se basan en la teoría de la potencia instantánea activa y reactiva (teoría PQ) y el sistema de referencia síncrono (SRF) [7].

Se han aplicado algunos otros algoritmos tales como el control difuso, algoritmo de red neuronal y la media móvil. El presente trabajo se utilizó un algoritmo avanzado basado de la teoría de potencias instantáneas para lograr un alto rendimiento de filtrado con un tiempo de respuesta rápido, la estrategia propuesta consiste en primer lugar en el uso de un filtro de Selftuning (STF) [8] para sintetizar formas de onda de seno y coseno en sincronía con la frecuencia fundamental para los cálculos de potencias activas y reactivas. Después de eso, se propone un nuevo método con el fin de acelerar la cancelación del rizado en las potencias activas y reactivas PQ y superar el inconveniente del tiempo de respuesta transitoria.

### 1.3. Metodología

Con el fin de cumplir con los objetivos mencionados, se utiliza la siguiente metodología dividida en seis etapas. La primera etapa permite la recolección bibliográfica. La segunda etapa está propuesta para el desarrollo del anteproyecto. En la tercera etapa se realiza la simulación. En la cuarta etapa se hace la redacción del documento final. La quinta etapa está dedicada para la revisión del documento, y por último en la sexta etapa se hace la entrega final del proyecto.

En la etapa de simulación, se realiza un estudio de la teoría PQ y su respuesta ante la generación de corrientes de referencia para el control de armónicos en diferentes condiciones de carga, pero se encuentra que esta falla en la extracción de corriente armónica bajo la fuente de tensión distorsionada balanceada o desbalanceada. Como solución a este problema, el uso de phase locked loops (PLL bucles) [9] se lleva a cabo para mitigar el desequilibrio de tensión que conduce a una buena determinación de las corrientes de referencia. Sin embargo, los PLL tienen una respuesta de tiempo grande si se diseña para operar bajo tensiones distorsionadas o desequilibradas.

Para superar los inconvenientes del PLL, los autores sintetizan formas de onda de un seno y coseno mediante el uso de un filtro autoajutable. Posteriormente se implementa en simulación un modelo en el software Matlab, usando el toolbox Simulink y los resultados obtenidos son comparados con diversos modelos desarrollados en la literatura, para estimar la validez de los mismos.

## 1.4. Objetivos

### 1.4.1. General

Implementar en Simulink un algoritmo basado en la teoría de la potencia instantánea.

### 1.4.2. Especificos

- Implementar en simulación una nueva propuesta para un control de filtro activo shunt propuesto en la literatura usando el software Matlab/Simulink.
- Implementar en simulación un filtro activo de potencia con un inversor de tres ramas.
- Comparar los resultados obtenidos con algunos propuestos en la literatura.

# Capítulo 2

## Marco Teórico

### 2.1. Filtros Activos

Debido a que los filtros pasivos presentan problemas cuando hay variaciones en la carga y cuando se incrementa o varía el orden de los armónicos, o cuando en la red, al cambiar su estado de carga, impedancia de línea o contenido de armónicos debido a la presencia de otras cargas conectadas a ella, o bien por desgaste de los componentes en los circuitos, el sistema, además de resultar ineficaz, corre riesgo de destrucción por sobrecarga o por la aparición de sobretensiones debidas a resonancias imprevistas [10].

Para evitar estos problemas, es necesario utilizar sistemas de compensación que se denominan Filtros Activos de Potencia (FAP), que están formados por convertidores estáticos de potencia, conectados en serie o paralelo con la carga contaminante que, mediante los algoritmos de control apropiados, actúan como fuentes de corriente o de tensión, cancelan de forma instantánea los armónicos de ambos tipos y se auto adaptan a la variación de los mismos.

En cuanto al funcionamiento los filtros activos miden la corriente en el punto donde está conectado a un circuito junto con un circuito electrónico de potencia, un filtro activo puede producir un armónico con un signo opuesto a la detectada por el circuito electrónico de alimentación e inyectar esta nueva armónica en el sistema.

Los filtros activos de potencia se han desarrollado debido a impactos negativos y las mejoras de los sistemas de tecnología de semiconductores y de control. Tales filtros operan mediante la inyección de una corriente de fase inversa producida por una carga no lineal en un sistema de energía como se mencionó anteriormente, asegurando que la amplitud de esta corriente es la misma que la de los armónicos del sistema de potencia. Para lograr esto, un filtro activo utiliza engranajes de control variable para aplicar un elemento de conmutación mediante la

designación de la electrónica de potencia los elementos y armónicos en el sistema de conmutación. Además de ser utilizado para eliminar los armónicos del sistema, los FAP también se utilizan para regular la compensación de potencia reactiva, tensión desbalanceada, corriente de neutro, y la tensión de la red.

Estos filtros no se ven afectados por anomalías del sistema de energía y pueden llevar a cabo la compensación de corriente armónica, de forma similar a la compensación del factor de potencia. El rendimiento de los filtros de potencia activa shunt depende estrictamente de las características de los algoritmos de detección de corriente y controladores.

En la Figura 2.1. Se muestra la estructura básica de un Filtro Activo de Potencia Shunt [11].

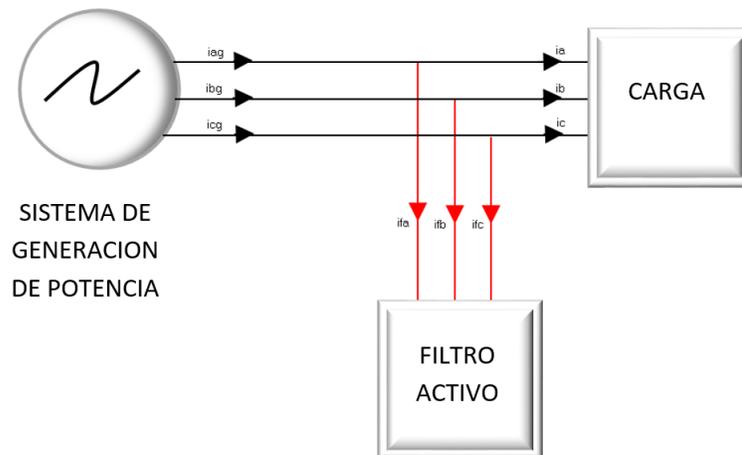


Figura 2.1: Estructura basica de un Filtro Activo de Potencia Shunt

Las estructuras para el inversor del filtro se ilustran en la figura 2.2. Estos inversores son de tipo fuente corriente o fuente de tensión, y están compuestos por transistores IGBT en paralelo con un inductor o un capacitor. Los IGBTs son los más usados para los filtros de potencia activa shunt, ya que estos son extremadamente robustos e incorporan circuitos de protección térmica, frente a sobrecargas y a cortocircuitos. La estructura mas utilizada es la de tipo fuente de tension puesto que en la de tipo de corriente la pérdida del inductor en el enlace DC es mayor que la del condensador [12].

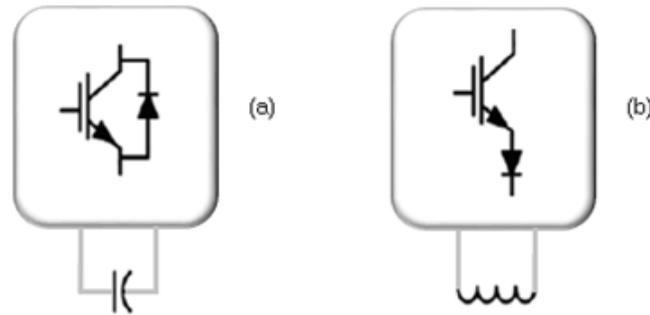


Figura 2.2: Estructura para el inversor del filtro. (a) inversor fuente de tensión, (b) inversor fuente de corriente

El costo inicial de un filtro de fuentes de tensión es menor que la de un filtro de fuentes de corriente, esto también puede ser una muy buena razón para una mayor incorporación de estos filtros. La mayor desventaja de los filtros de fuentes de corriente, en comparación con los filtros de tensión es que incluyen la pérdida de interruptores semiconductores y las pérdidas debidas a la energía consumida por el inductor utilizado en el enlace de DC.

### 2.1.1. Clasificación de los Filtros de Potencia Activa (FAP)

Los filtros utilizados para la reducción de perturbaciones en la red eléctrica se pueden clasificar de varias formas dependiendo de cómo se conecta el filtro respecto a la carga. Desde un punto de vista práctico, cada una de estas topologías, actúa de forma distinta. Una posible clasificación de los FAP, según su modo de inserción en la red eléctrica, es la siguiente [13] [14]:

- Conexión serie.
- Conexión serie paralelo.
- Conexión paralelo o shunt.

#### FAPS en conexión serie

El filtro activo se sitúa en serie entre la red y la carga, aportando la tensión necesaria para que la corriente por la línea esté libre de armónicos. En realidad el sistema actúa como

una impedancia variable, cuyo valor es idealmente nulo para la componente fundamental de corriente e infinita para todas las demás componentes.

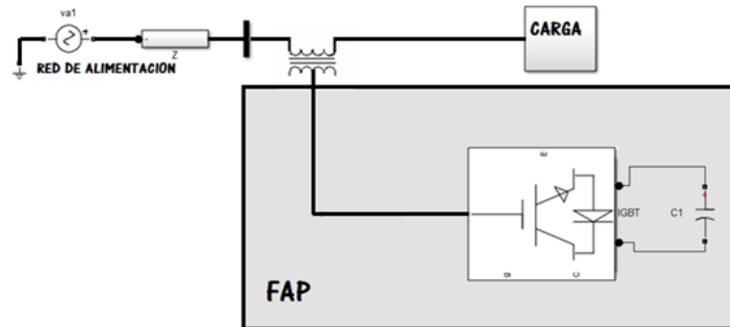


Figura 2.3: Aplicacion Filtro Activo topologia serie

### FAPS en conexión serie paralelo

Es también conocida con el nombre de *UPQC* (Unified Power Quality Conditioner) o Filtro Activo de Potencia Universal, y es una combinación entre el paralelo y el serie, en donde el filtro paralelo cancela los armónicos de corriente y puede hacer compensación de energía reactiva, mientras que el serie hace la función de desacoplo respecto a la red y puede realizar otras funciones, como regulación de tensión, compensación de flicker y equilibrado de fases en el punto de conexión a la red.

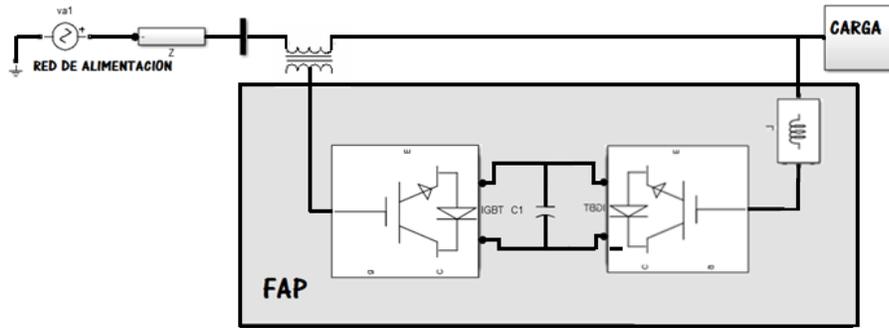


Figura 2.4: Aplicacion Filtro Activo topologia serie paralelo

### FAPS en conexión paralelo

Por ultimo este filtro puede compensar dinámicamente cada armónico, el cual está volviéndose muy popular en dispositivos de control de armónicos. Es la estructura más conocida además de cancelar los armónicos, este hace una corrección en el factor de potencia, equilibra las corrientes de línea en el caso que se conecten cargas desbalanceadas.

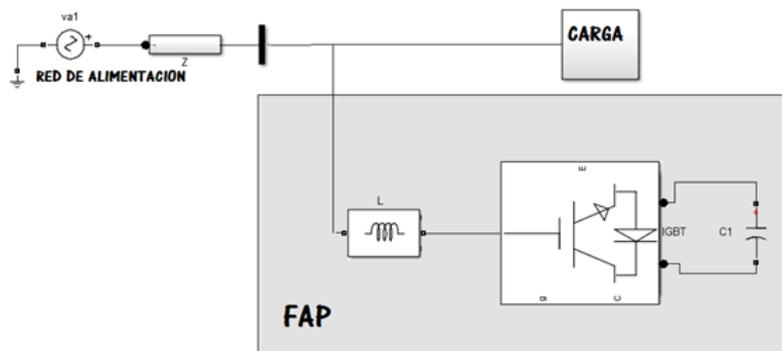


Figura 2.5: Aplicacion Filtro Activo topologia paralelo

Este convertidor, que trabaja con PWM a alta frecuencia, tiene un sistema de control cuyo algoritmo de regulación hace un seguimiento de la corriente en la carga, este determina

el contenido de armónicos y genera las señales de mando a los semiconductores para inyectar las corrientes armónicas en el punto de conexión con la carga y así obtener su cancelación.

Otra posible clasificación es la de filtros pasivos, activos o mixtos. Los filtros pasivos, como su nombre indica, están contruidos mediante la asociación de inductancias y capacitores, calculadas para la eliminación de armónicos concretos. Los filtros activos, en cambio, están contruidos por uno o varios inversores, normalmente de tensión (VSI). Finalmente los filtros mixtos, están formados por la asociación de filtros pasivos y activos. En una combinación de filtro serie – paralelo, a su vez, puede estar formado por la asociación de distintos filtros. Además, se pueden conectar filtros activos o pasivos en cada caso, dando lugar a múltiples combinaciones.

## Capítulo 3

# Filtro Autoajustable

Este Filtro fue desarrollado inicialmente para estimar el ángulo de fase de las salidas del convertidor (PWM), Esto se aplica entonces para resolver el problema de control del FAP para tensiones distorsionadas. Este algoritmo demostró poseer importantes ventajas sobre otros métodos en donde las tensiones son desbalanceadas y distorsionadas, hasta hoy en día este algoritmo solo ha sido adaptado a la teoría PQ y al método dq, en la literatura se demostró cómo el FAP se puede utilizar para controlar un FAP Shunt, integrándolo con la teoría pq, y se refiere al sistema resultante como el filtrado de paso de banda selectiva, también se aplicó el control basado en el filtro autoajustable con la teoría PQ para señales de tensión y de corriente sin el uso de filtros pasa alta o pasa baja [8].

Este algoritmo se utiliza sobre todo con la teoría pq para resolver los problemas causados por el desequilibrio y las tensiones de red distorsionadas. el STF se aplica para filtrar los armónicos que se generan en la red, el filtro se aplica a las corrientes en el marco de referencia  $\alpha \beta$  para obtener las corrientes armónicas, luego éstas son utilizadas en la teoría PQ. El STF también actúa para balancear las tensiones. En la figura 3.1 se resume el algoritmo del cálculo de las corrientes de compensación basado en el filtro autoajustable [15].

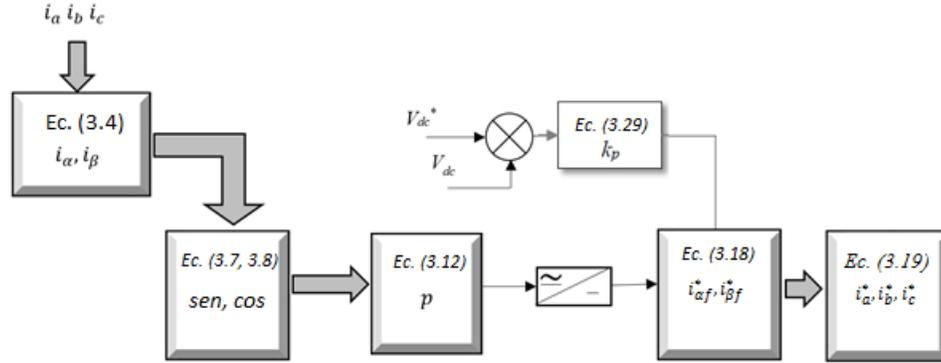


Figura 3.1: Esquema general del método del Filtro Autoajustable

Las corrientes de fase distorsionadas son representadas de la siguiente manera.

$$i_a = \sum_{h=-\infty}^{+\infty} I_h \text{sen}((hwt) + \varphi_h) \quad (3.1)$$

$$i_b = \sum_{h=-\infty}^{+\infty} I_h \text{sen}((hwt) + \varphi_h - \frac{2\pi}{3}) \quad (3.2)$$

$$i_c = \sum_{h=-\infty}^{+\infty} I_h \text{sen}((hwt) + \varphi_h - \frac{2\pi}{3}) \quad (3.3)$$

En donde  $h$  representa la secuencia armónica positiva o negativa de la corriente, y también se refiere a la rotación de fase de la corriente armónica con respecto a la forma de onda fundamental en el sistema trifásico balanceado.

$I_h$ ,  $\varphi_h$  es la amplitud y ángulo de fase de la componente armónica de la corriente respectivamente  $w = 2\pi f$  es la pulsación fundamental de la corriente del sistema.

Para el cálculo de las corrientes trifásicas balanceadas abc en el marco de referencia  $\alpha \beta$  la transformada de concordia es aplicada.

$$\begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (3.4)$$

El objetivo del filtro es modificar de alguna manera las corrientes de control del filtro activo antes de utilizar el algoritmo de control. La solución más usada consiste en utilizar un PLL (Phase Lock Loop) para detectar la secuencia positiva de la componente fundamental en el punto de conexión, pero este método genera una respuesta muy lenta en la compensación.

En la figura 3.2 las corrientes en las coordenadas  $\alpha \beta$ , son sustituidas para generar las señales seno y coseno entregados por el filtro autoajustable [16]:

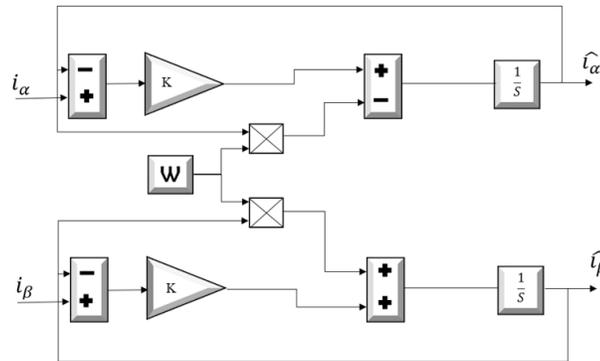


Figura 3.2: Filtro usado para genera las senales Seno y Coseno

El rendimiento del filtro tiene un compromiso entre una buena cancelación de los armónicos y un buen tiempo de respuesta, Donde  $k$  y  $w_c$  son la ganancia y la frecuencia de corte respectivamente. Para esto el valor de  $k$  tomo un valor 80 y  $w_c = 2\pi f$  donde  $f$  es la frecuencia y toma un valor de 50 Hz .

Para la generación de ondas seno y coseno sincronizados con la componente fundamental de la corriente a partir de un filtro autoajustable con función de transferencia se dan por las ecuaciones:

$$\widehat{x}_\alpha(s) = \frac{k(s+k)}{(s+k)^2 + w_c^2} x_\alpha(s) - \frac{k w_c}{(s+k)^2 + w_c^2} x_\beta(s) \quad (3.5)$$

$$\widehat{x}_\beta(s) = \frac{k(s+k)}{(s+k)^2 + w_c^2} x_\beta(s) - \frac{k w_c}{(s+k)^2 + w_c^2} x_\alpha(s) \quad (3.6)$$

Al tomar un  $k$  lo suficientemente pequeño se mejora la respuesta del filtro pero se aumenta el tiempo de respuesta, razón por la cual se fija un valor de  $k$  que brinde una respuesta razonable con un tiempo de respuesta no tan alto y en donde seno y coseno en el marco de referencia  $\alpha\beta$  se obtienen de la siguiente manera.

$$\frac{\widehat{x}_\alpha(t)}{\sqrt{\widehat{x}_\alpha^2 + \widehat{x}_\beta^2}} = \text{sen}(\omega t + \varphi_1) \quad (3.7)$$

$$\frac{\widehat{x}_\beta(t)}{\sqrt{\widehat{x}_\alpha^2 + \widehat{x}_\beta^2}} = \text{sen}(\omega t + \varphi_1) \quad (3.8)$$

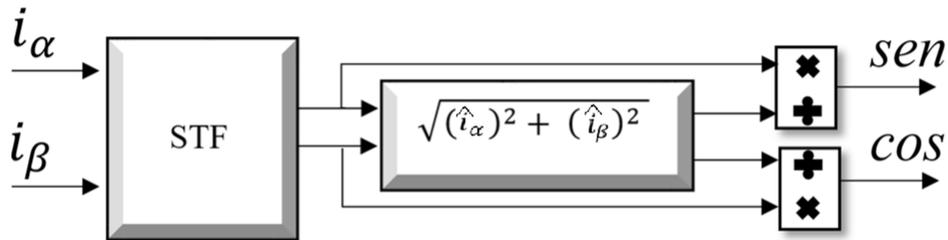


Figura 3.3: Seno y Coseno obtenidas utilizando el filtro Autoajustable.

La figura 3.3 muestra el esquema general para la generación de las señales seno y coseno en sincronía con la señal fundamental de corriente. Al obtener estas señales en fase con la frecuencia fundamental da la ventaja de considerar únicamente la potencia activa  $P$ , mientras la potencia reactiva  $Q$  promedio es cero.

$$\begin{bmatrix} i_{\alpha_f} \\ i_{\beta_f} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \text{sen}(\omega t + \varphi) & \text{cos}(\omega t + \varphi) \\ -\text{cos}(\omega t + \varphi) & \text{sen}(\omega t + \varphi) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \langle p \rangle \\ 0 \end{bmatrix} \quad (3.9)$$

El algoritmo básico de uso común para el cálculo de las corrientes de compensación en donde  $P_c$  y  $Q_c$  son las potencias de referencia de compensación se muestra a continuación.

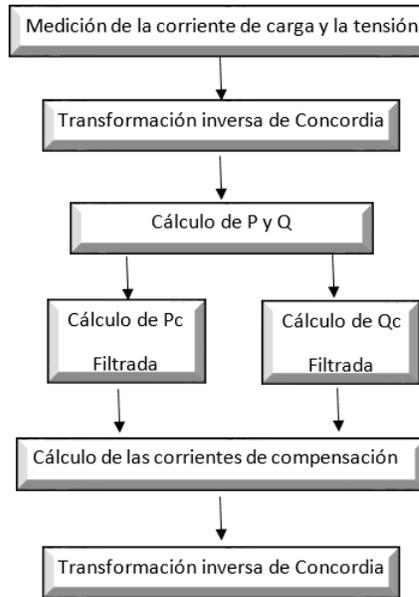


Figura 3.4: Algoritmo básico para un filtro activo de potencia shunt basado en la teoría PQ

En general, cuando la carga no es lineal las potencias activa  $P$  y la reactiva  $Q$  se pueden dividir en su componente alterna  $(\hat{p}, \hat{q})$  y continua  $(\bar{p}, \bar{q})$ . Para fuentes de tensión balanceadas, las potencias con componente alterna  $\hat{p}$  y  $\hat{q}$  son potencias indeseables debido a las componentes armónicas en la corriente de carga y  $\bar{q}$  en algunos casos también. A partir de estas potencias, es posible calcular las corrientes de compensación en un marco de referencia  $\alpha \beta$ .

Con el uso de la transformada de concordia, es posible calcular las corrientes para inyectar en el filtro activo y así compensar estas componentes armónicas en la carga. Sin embargo, las corrientes compensadas no son sinusoidales si el voltaje utilizado en el algoritmo de control no está balanceado y puramente sinusoidal. Este problema puede ocurrir si la tensión en el punto de conexión común (PCC) es distorsionado o desbalanceado.

El cálculo de las componentes alterna y continua de la potencia se calcula de la siguiente manera:

$$\begin{bmatrix} \widehat{p} \\ \widehat{q} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \text{sen}(wt + \varphi) & -\text{cos}(wt + \varphi) \\ \text{cos}(wt + \varphi) & \text{sen}(wt + \varphi) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \quad (3.10)$$

$$\begin{bmatrix} \overline{p} \\ \overline{q} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \text{sen}(wt + \varphi) & \text{cos}(wt + \varphi) \\ -\text{cos}(wt + \varphi) & \text{sen}(wt + \varphi) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \quad (3.11)$$

### 3.0.1. Valor medio

A continuación se muestra el método del valor medio que sustituye el uso del filtro pasabajo usado en la teoría PQ convencional, para la separación de la parte continua de la alterna. Como se ha mencionado anteriormente, el uso de filtros no es adecuado en el fenómeno transitorio rápido, ya que causa largos tiempos de respuesta. Para superar este problema, Los autores utilizaron el método de valor medio expresado por la ecuación 3.12 que calcula en tiempo real el valor de la señal media con el fin de eliminar la componente alterna; esto se llevará a cabo a menos de la mitad del período [17].

$$\langle p \rangle = \frac{1}{T_k} \int_t^{t+T_k} Pd(t) \quad (3.12)$$

$$\langle p \rangle = \frac{3}{2}I_1 - \sum_{h=1, h \neq 1} \frac{3}{2}I_h \frac{1}{T_k(h-1)w} [\text{sen}((h-1)w(t+T_k) + \varphi) - \text{sen}((h-1)wt + \varphi)] \quad (3.13)$$

La figura 3.5 muestra el valor medio obtenido, se puede notar que la variación en el período transitorio es casi lineal, con esto se puede obtener el valor de corriente continua de la potencia activa más rápido cuando se considera la variación de la pendiente del valor medio en el tiempo transitorio . En este caso este resultado se puede expresar por:

$$\langle p \rangle = \frac{1}{nT_e} \int_t^{t+nT_e} Pd(t) \quad (3.14)$$

$$= \frac{1}{nT_e} \int_t^{t+nT_e} \sum_{h=-\infty, h=\infty} \frac{3}{2}I_h \text{cos}((h-1)wt + \varphi_h - \varphi_1) \quad (3.15)$$

$$= \frac{3}{2}I_1 - \sum_{h=-\infty, h \neq 1} \frac{3}{2}I_h \frac{1}{nT_e(h-1)\omega} \cdot [\text{sen}((h-1)\omega(t+nT_e) + \varphi_h - \varphi_1) - \text{sen}((h-1)\omega t + \varphi_h - \varphi_1)] \quad (3.16)$$

Donde  $n$  es un entero y  $T_e$  es el tiempo de muestreo

El valor medio de  $P$  dada por la ecuación (3.14) obtenida después de algunos pasos de tiempo de muestreo  $nT_e$  se mantiene el valor hasta una nueva variación significativa de la potencia activa.

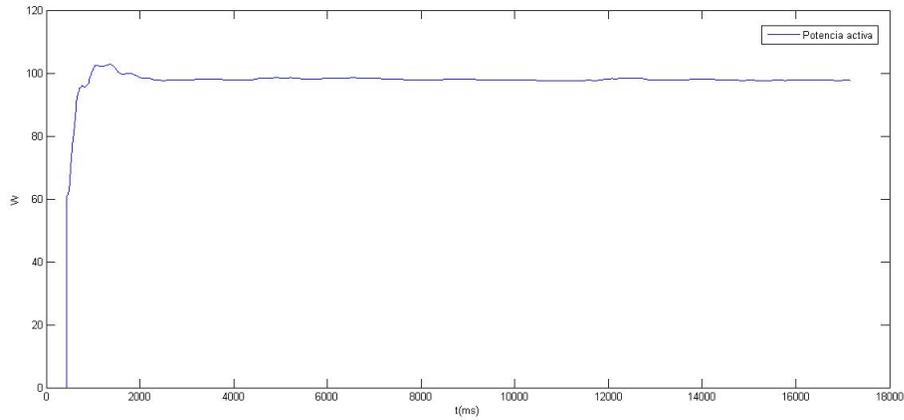


Figura 3.5: Parte continua de la potencia activa después del método del valor medio

Para el cálculo de las corrientes de referencia después de aplicar el valor medio se obtienen de la siguiente manera:

$$\begin{bmatrix} i_{\alpha f} \\ i_{\beta f} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \text{sen}(\omega t + \varphi) & -\text{cos}(\omega t + \varphi) \\ \text{cos}(\omega t + \varphi) & \text{sen}(\omega t + \varphi) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{p} \\ \bar{q} \end{bmatrix} \quad (3.17)$$

La corriente de referencia armónica en el marco de referencia  $\alpha \beta$  son obtenidas por :

$$\begin{bmatrix} i_{\alpha f}^* \\ i_{\beta f}^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_{\alpha} - i_{\alpha f} \\ i_{\beta} - i_{\beta f} \end{bmatrix} \quad (3.18)$$

Finalmente, es fácil para obtener la corriente a lo largo de los ejes abc con transformación inversa de Concordia:

$$\begin{bmatrix} i_a^* \\ i_b^* \\ i_c^* \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{\alpha}^* \\ i_{\beta}^* \end{bmatrix} \quad (3.19)$$

### 3.0.2. Conmutadores semiconductores

Al seleccionar el semiconductor del FAPS las pequeñas ondas causadas por la conmutación deben ser tenidas en cuenta. Cuatro diferentes tipos de conmutadores semiconductores están disponibles: MOSFET, GTO, IGBT y el IGCT. Debido a sus estructuras los MOSFETs no pueden llegar a los mismos niveles de tensión como los FAPS, mientras que los GTO son semiconductores compuestos por tecnología obsoleta y exhiben una considerable pérdida de calor. En comparación con los GTO, los IGCTs son un tipo de semiconductor desarrollado utilizando tecnología avanzada y aplicada a niveles de tensión más altas y más bajas frecuencias de conmutación [18].

Para nuestro caso utilizamos conmutadores semiconductores IGBTs, estos actualmente se producen en grandes cantidades y se desarrollan continuamente. En contraste con otros conmutadores de semiconductores, los conmutadores IGBT se pueden usar en los inversores debido a su alta frecuencia de conmutación, bajas pérdidas, y circuitos de activación simples a tensiones medias y altas. En otras palabras, los IGBT exhiben una conmutación muy rápida y de alta intensidad de la corriente, lo que es ideal para su uso como elementos de conmutación. en la figura 3.6 se muestra un inversor puente completo con IGBTs [19].

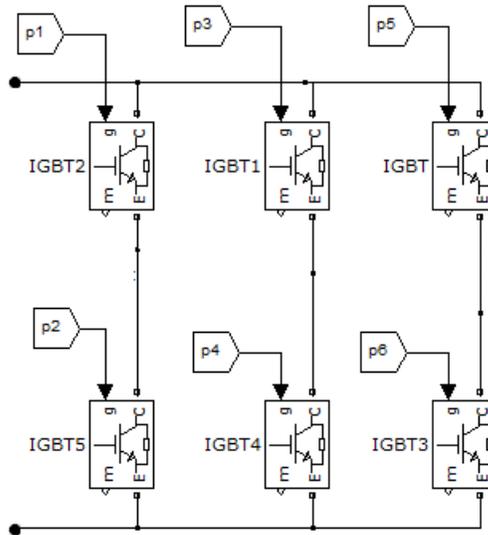


Figura 3.6: Inversor puente completo con IGBTs

### 3.0.3. Control del Regulador DC

Este trabajo presenta un regulador DC que emplea un método de control, utilizando una integración y técnica de muestreo, para simplificar el algoritmo del cálculo de la componente fundamental de corriente de carga. Esta tarea se realiza a través de un controlador proporcional donde el error es la diferencia entre el valor esperado  $V_{dc}^*$  y el medido  $V_{dc}$ , para establecer la potencia  $\Delta p$ . El cambio de energía en el condensador puede ser compensado en el siguiente ciclo, y un rizado de la tensión del regulador puede ser tolerada si se utiliza una técnica de muestreo [20].

La corriente de compensación  $i_c(t)$  es proporcionada por un convertidor con modulación PWM. La fuente de DC proviene del condensador, y proporciona la potencia reactiva a la carga. Sin embargo, debido a las pérdidas de conmutación del convertidor, la red no sólo debe proporcionar la potencia, sino también una pequeña sobrecarga para las pérdidas por fugas y para las pérdidas en el condensador de conmutación del convertidor. La principal función de este controlador es mantener la tensión DC en un valor constante en el condensador al lado de continua [21].

La energía almacenada en el condensador en el instante de tiempo  $t$  se puede expresar como:

$$E_{dc} = \frac{1}{2}CV_{dc}^2(t) \quad (3.20)$$

Siendo  $C$  la capacidad del condensador de compensación y  $V_{dc}(t)$  la tensión entre placas del condensador. Si  $V_{dc}^*$  es la tensión de referencia para el condensador [22], la variación de energía por el condensador a lo largo de un ciclo es:

$$\Delta E_{dc} = \frac{1}{2}CV_{dc}^{*2} - \frac{1}{2}CV_{dc}^2(t) \quad (3.21)$$

$$\Delta E_{dc} = \frac{C}{2}(V_{dc}^{*2} - V_{dc}^2(t)) \quad (3.22)$$

$$\Delta E_{dc} = \frac{C}{2}(V_{dc}^* + V_{dc}(t))(V_{dc}^* - V_{dc}(t)) \quad (3.23)$$

Esta variación de carga en el condensador debe ser compensada mediante el consumo de corriente a la frecuencia fundamental y en fase con la onda de tensión para no introducir consumo de potencia reactiva. Por lo tanto, la variación de energía del condensador debe ser compensada mediante.

$$\Delta E_{dc} = \int_0^t 3V_p \text{sen}(wt) I_c \text{sen}(wt) dt \quad (3.24)$$

$$\Delta E_{dc} = \frac{3}{2}v_p I_c T \quad (3.25)$$

Siendo  $v_p$  la tensión de pico en el punto de conexión del filtro activo de potencia e  $I_c$  la amplitud de la corriente que circula por el filtro que coincide con la corriente de compensación.

Reemplazando se tiene:

$$cv_{dc}^*(v_{dc}^* - v_{dc}(t)) = \frac{3}{2}v_p I_c T \quad (3.26)$$

Donde la señal de entrada al controlador proporcional es:

$$e_v(t) = (v_{dc}^* - v_{dc}(t)) \quad (3.27)$$

Para el método propuesto, Las estrategias de compensación donde la salida del controlador son en forma de potencia  $\Delta p$  la constante proporcional del regulador  $k_p$  se obtienen de:

$$v_p I_c = \frac{2cv_{dc}^* e_v(t) f}{3} \quad (3.28)$$

$$k_p = \frac{2cv_{dc}^* f}{3} \quad (3.29)$$

### 3.0.4. Métodos de control de corriente para el FAP

Un filtro activo (FAP), que compensa la componente de corriente armónica para las fuentes de alimentación, puede mejorar la calidad de la energía y mejorar la fiabilidad y la estabilidad en la red. Las estrategias de control aplicadas a un filtro activo juegan un papel muy importante en la mejora del rendimiento y la estabilidad de este. En este trabajo, las estrategias de control aplicadas a un filtro activo se revisan y analizan.

El rendimiento de un filtro activo de potencia se ve afectada significativamente por la selección de las técnicas actuales de control. Para compensar la corriente distorsionada dibujada por los rectificadores de la red, el filtro activo y su control de corriente deben tener la capacidad de realizar un seguimiento de las variaciones repentinas de la corriente de referencia, correspondiente a un valor muy alto de  $di/dt$ , que hace que el diseño del control y la aplicación práctica del filtro sea particularmente crítica. Por lo tanto, en la aplicación de filtros activos de potencia, la elección y la aplicación del regulador de corriente es muy importante para lograr un nivel de rendimiento satisfactorio.

Para obtener las señales de encendido en un filtro activo con fuentes de tensión, el método de banda de histéresis se utiliza típicamente para hallar la corriente de referencia.

## CONTROL POR HISTÉRESIS

La implementación básica del regulador de corriente por histéresis deriva las señales de conmutación de la comparación del error de la corriente con una banda de histéresis fija. Aunque simple y extremadamente robusta, esta técnica de control exhibe varias características insatisfactorias, La principal es que produce una frecuencia de modulación variable para el convertidor de potencia. Esto es, en general, responsable de diversos problemas, de la dificultad en el diseño de los filtros de entrada a la generación de resonancias no deseadas en la red [23].

El estimador de banda implementa una acción de anticipo que ayuda al circuito PLL a mantener la frecuencia de conmutación constante, de esta manera, la salida del circuito sólo proporciona una pequeña cantidad de la modulación de la banda de histéresis que es necesaria para garantizar el bloqueo de la fase de los impulsos de conmutación con respecto a una señal externa.

Todas estas disposiciones han permitido una mejora sustancial en el rendimiento del controlador de corriente de histéresis, Vale la pena añadir que, en diferentes aplicaciones, como controladores o rectificadores PWM, no son muy complejos, ya que el rendimiento dinámico requerido es normalmente menor y convencional.

En el control por histéresis, las órdenes de mando de conmutación a los semiconductores se obtienen mediante una comparación, dotada de una banda de histéresis, entre el valor de consigna y el valor real. Lo cual implica que la frecuencia de conmutación sea variable, y el tiempo de respuesta sea muy rápido [24].

El filtro implementado en este trabajo es un inversor fuente de tensión, de tal forma que este genera una corriente que sigue una referencia dada por el método del valor medio. Este control de corriente por histéresis se implementa mediante un sistema de control de lazo cerrado.

Se utiliza una señal de error para controlar las conmutaciones del inversor. Esta señal de error es la diferencia entre la señal de referencia y la corriente que genera el inversor; así cuando el error alcanza un límite superior, el IGBT baja la corriente; cuando el error alcanza un límite inferior la corriente es forzada subir.

El rango de la señal de error, controla directamente la cantidad de rizo de la señal de

salida del inversor (corriente inyectada a la red), y es esta la que se denomina banda de histéresis. Con esta banda de histéresis aseguramos la señal inyectada por el filtro dentro de un rango dado

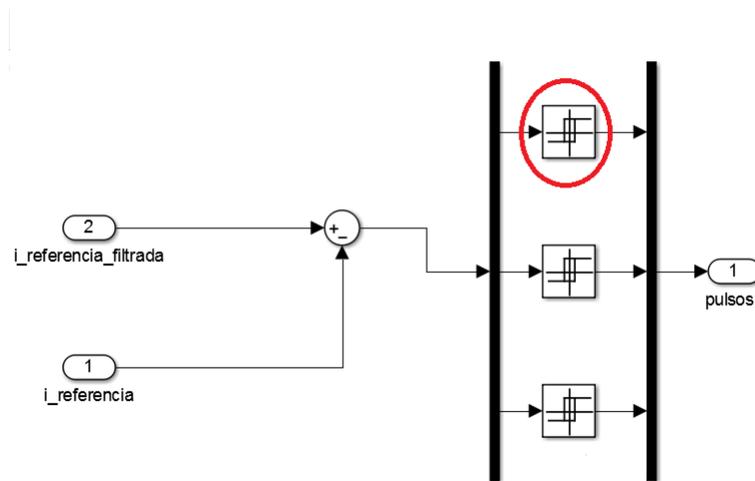


Figura 3.7: Control de histéresis por banda fija usado para generar pulsos

El bloque que aparece encerrado en círculo permite realizar la conmutación en la señal según se llegue al límite superior o inferior (este bloque se encuentra en la librería de Simulink en Discontinuities section), este bloque se configura con la variable  $\epsilon$  que indica que fija valor máximo y mínimo de la señal de entrada, y la señal de entrada es la diferencia entre la señal de referencia y la que el filtro inyecta en la red.

# Capítulo 4

## Resultados

Estos resultados son sacados del programa Matlab/Simulink.

Se diseñó un filtro activo de potencia Shunt (FAPS) en MATLAB SIMULINK el cual se utiliza para eliminar los armónicos y compensar los cambios de potencia reactiva (figura 4.1). Este se compone de una fuente equilibrada de tres tensiones de fase ( $100V, 50Hz$ ), con un inversor trifásico tipo puente o Voltage Source Inverter (VSI) se conecta a la red a través de un inductor de  $7 mH$ , este inversor trifásico se compone de 6 transistores controlados IGBT y un condensador (C1) con valor de  $3000 \mu F$  con un valor de referencia  $V_{dc}^*$  de  $300 V$  conectado al lado de continua. Este condensador que funciona como fuente de tensión de continua para el inversor proporciona la corriente de compensación requerida, controlado por la electrónica de potencia es decir, los elementos de conmutación IGBT. La conmutación de estos dispositivos se realiza utilizando Modulación por Ancho de Pulsos PWM por banda fija de histéresis. Para los estudios de simulación, un puente rectificador de diodos el cual es muy utilizado en la práctica fue adoptado como la carga no lineal para la producción de armónicos y una carga resistiva de  $48 \Omega$  se conectan en paralelo con el inversor.

Un rectificador de corriente alterna a continua de seis pulsos a base de tiristores se conecta en paralelo con un banco de capacitores de  $1 KVAR$  para distorsionar las tensiones. Esto permite estimar el desempeño del algoritmo de compensación en condiciones no ideales.

La inductancia  $L$  es usada en la salida del filtro activo, esta asegura que las corrientes filtradas puedan ser controladas. Por otra parte, utilizando tanto este inductor  $L$  y el condensador  $C$ , las componentes de alta frecuencia producidas por el convertidor pueden ser suprimidas.

Modelo simulado en Matlab

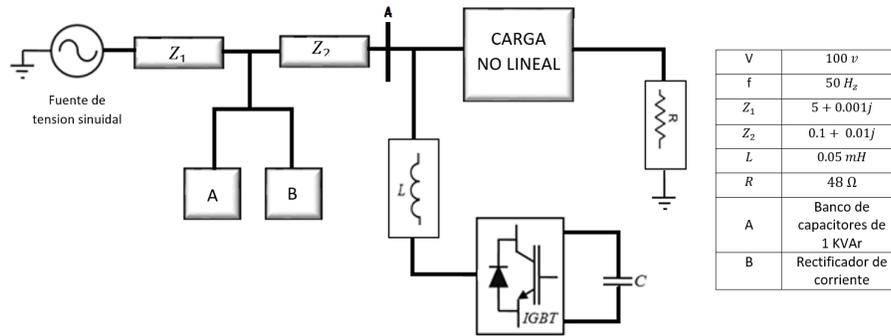


Figura 4.1: Configuración del sistema simulado

En la figura 4.2 y 4.3 se pueden ver las formas de onda de la tensión por fase en la barra A y la corriente por fase a través de  $Z_2$ , sin estar en operación el Filtro Autoajustable. como la carga es balanceada, las formas de onda para las otras fases se omiten.

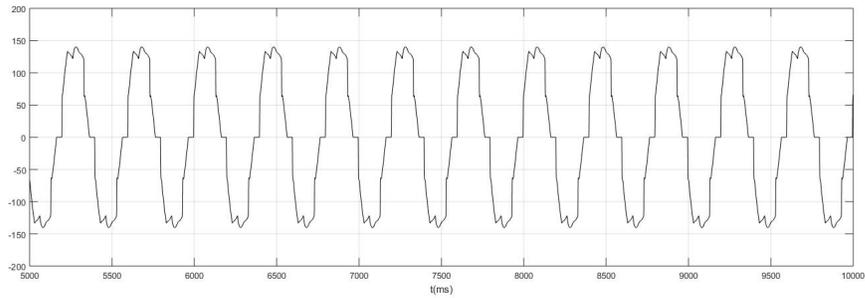


Figura 4.2: Tensión sin conectar el filtro

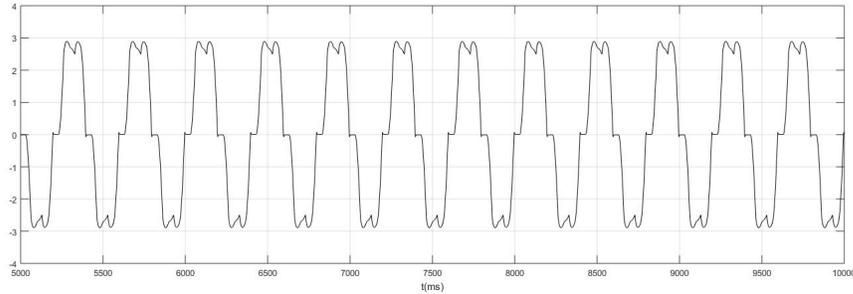


Figura 4.3: Corriente de carga sin conectar el filtro

Para la cuantificación del contenido de armónicos se define la Distorsión Armónica Total (THD), que expresa el cociente entre la raíz cuadrada de la suma de los cuadrados del contenido de armónicos presentes respecto al contenido de fundamental. En la tabla 1 se muestran los resultados obtenidos para el THD, el valor eficaz de la componente fundamental ( $I_{s1}$ ) y el valor eficaz ( $I_s$ ) de la corriente  $i_s$ . También se muestra el factor de potencia (FP) en el punto de conexión del filtro. Para reducir la distorsión armónica la ganancia  $k$  es igual a 30, lo cual nos da una mejor señal salida.

$$THD_{STF} \% = \frac{\sqrt{\sum_{h=2}^n \frac{I_h^2}{\sqrt{1 + (\frac{1-h\omega}{k})^2}}}}{I} \quad (4.1)$$

A	SIN FILTRO	STF
THD de $i_s$	20.97	5.40
$i_{s1}$ [A]	2.11	2.54
$i_s$ [A]	2.15	2.55
Fp	0.74	0.88

Tabla 4.1: Resumen de los resultados obtenidos en los parámetros de operación del sistema eléctrico de potencia

Los resultados muestran que el algoritmo reduce el THD en la corriente de un 20.97% (sin filtro) a 5.40% (con filtro).

Una vez realizada la compensación al sistema usando el metodo propuesto se puede observar las tensiones y las corrientes en las figuras 4.4 y 4.5.

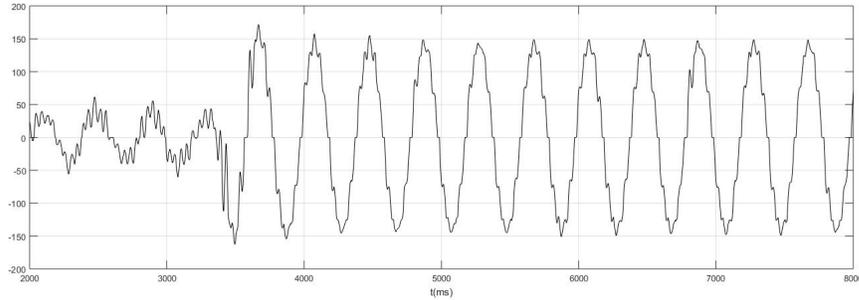


Figura 4.4: Tensión una vez conectado el filtro

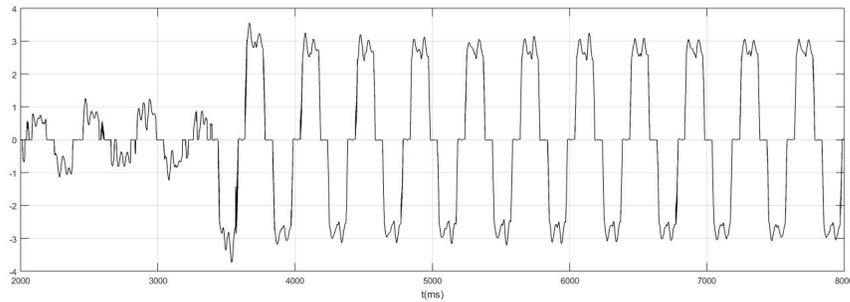


Figura 4.5: Corriente de carga una vez conectado el filtro

A continuación se ilustran las señales una vez realizada la compensación en donde ( $i_f^*$ ) es la corriente de referencia, ( $i_f$ ) es la corriente generada por el inversor y ( $i_{cf}$ ) la corrientes filtrada entregada a la red. Se puede observar que los armónicos que se generan en la corriente se reducen notablemente, ya que la forma de onda obtenida es muy similar a una sinusoidal. Esta distorsión generada en la corriente se puede reducir aumentando la tensión en el capacitor lado dc del inversor o reduciendo el valor de la inductancia de acople del filtro con la red. Lo anterior va ligado a la dependencia que tiene la derivada de la corriente ( $di/dt$ ) a la salida del inversor con el voltaje  $V_{dc}$  y el valor de  $L$ , que hace que está corriente, que es lineal por tramos, no siga fielmente a la corriente de referencia dentro de la banda de histéresis usada

para la conmutación de los IGBTs.

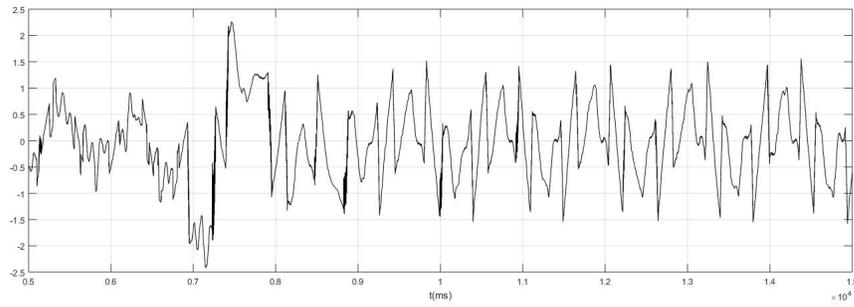


Figura 4.6: Corriente de referencia  $i_f^*$

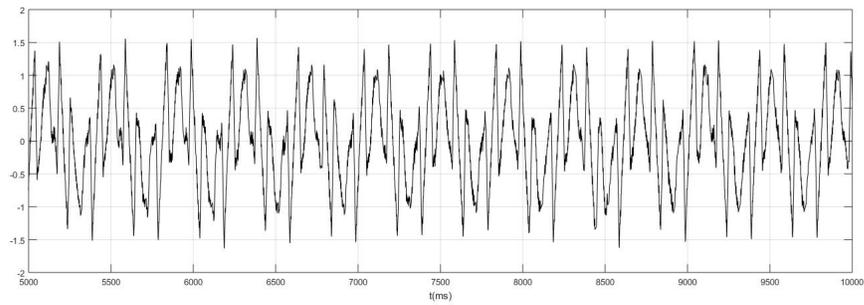


Figura 4.7: Corriente de referencia filtrada  $i_f$

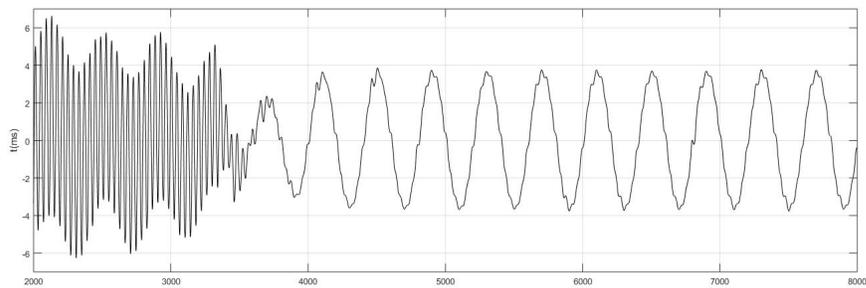


Figura 4.8: Corriente de la carga filtrada  $i_{cf}$

Los resultados muestran que el algoritmo puede reducir el THD en la corriente.

La constante  $kp$  del regulador DC del inversor se ajusta en 30 en donde la salida del controlador se tiene una variación en la potencia ( $\Delta p$ ). Los resultados obtenidos de la tensión en la entrada del inversor se muestran en la figura 4.9. De acuerdo con los resultados la tensión de se mantiene cerca al valor deseado. Corroborando así el procedimiento de ajuste del regulador.

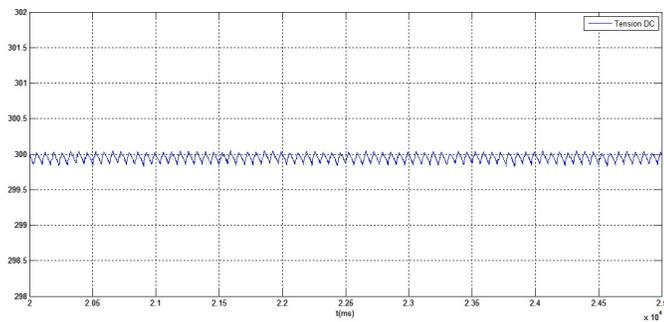


Figura 4.9: Tension del regulador DC utilizando el STF

los valores tomados anteriormente fueron sacados de [17].

# Capítulo 5

## Conclusiones

Las metodologías aplicadas en la mitigación de armónicos inyectados a la red por cargas no lineales como la simulada en el presente trabajo, permiten inferir que de forma general se llega a una disminución del contenido de armónicos, siendo la teoría PQ un modelo que funciona de forma idealizada y bajo condiciones muy específicas de tensión balanceada y no variabilidad de la carga en el tiempo y cualquier desviación de estos parámetros aumentan el error en el resultado esperado.

Como mejora del clásico método PQ se implementó un generador de senos y cosenos, ambas señales sincronizadas con la componente fundamental de la corriente, con lo cual se consigue obtener la potencia de sin el uso de un filtro pasivo y de forma más eficiente.

Finalmente la señal de potencia se promedia sobre varios valores del tiempo de muestreo lo que permite obtener la señal de potencia en el tiempo transitorio, lo que permite una respuesta más rápida del filtro activo de potencia.

# Bibliografía

- [1] A. Varschavsky, J. Dixon, M. Rotella, and L. Morán, “Cascaded nine-level inverter for hybrid-series active power filter, using industrial controller,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 57, no. 8, pp. 2761–2767, 2010.
- [2] A. Boussaid, A. L. Nemmour, L. Louze, and A. Khezzer, “A novel strategy for shunt active filter control,” *Electric Power Systems Research*, vol. 123, pp. 154–163, 2015.
- [3] Y. He, J. Liu, J. Tang, Z. Wang, and Y. Zou, “Deadbeat control with a repetitive predictor for three-level active power filters,” *Journal of Power Electronics*, vol. 11, no. 4, pp. 583–590, 2011.
- [4] G. Heydt, S. Hoffman, A. Risal, R. Sasaki, and M. Kemper, “The impact of energy saving technologies on electric distribution system power quality,” in *Industrial Electronics, 1994. Symposium Proceedings, ISIE’94., 1994 IEEE International Symposium on. IEEE*, 1994, pp. 176–181.
- [5] H. Akagi, Y. Kanazawa, and A. Nabae, “Instantaneous reactive power compensators comprising switching devices without energy storage components,” *IEEE Transactions on industry applications*, no. 3, pp. 625–630, 1984.
- [6] S. Bhattacharya and D. Divan, “Synchronous frame based controller implementation for a hybrid series active filter system,” in *Industry Applications Conference, 1995. Thirtieth IAS Annual Meeting, IAS’95., Conference Record of the 1995 IEEE*, vol. 3. IEEE, 1995, pp. 2531–2540.
- [7] B. Geethalakshmi and M. Kavitha, “Comparison of reference current extraction methods for shunt active power filters,” *International Journal of Computer and Electrical Engineering*, vol. 3, no. 3, p. 322, 2011.

- [8] M. Abdusalam, P. Poure, and S. Saadate, "A new control scheme of hybrid active filter using self-tuning-filter," in *2007 International Conference on Power Engineering, Energy and Electrical Drives*. IEEE, 2007, pp. 35–40.
- [9] S.-K. Chung, "A phase tracking system for three phase utility interface inverters," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 15, no. 3, pp. 431–438, 2000.
- [10] A. Terciyarli, M. Ermis, and I. Cadirci, "A selective harmonic amplification method for reduction of kva rating of current source converters in shunt active power filters," *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 26, no. 1, pp. 65–78, 2011.
- [11] D. Qin and G. Zeng, "Research on parallel shunt hybrid active power filter with repetitive ladrc algorithm," in *Future Energy Electronics Conference (IFEEEC), 2015 IEEE 2nd International*. IEEE, 2015, pp. 1–6.
- [12] S. RÜSTEMLİ and M. S. Cengiz, "Active filter solutions in energy systems," *Turkish Journal of Electrical Engineering & Computer Sciences*, vol. 23, no. 6, pp. 1587–1607, 2015.
- [13] M. Marcu, L. Samoilă, and F. Popescu, "Power active filter based on synchronous reference system theory," in *1st WSEAS International Conference on Industrial and Manufacturing Technologies (INMAT'13), Vouliagmeni, Athens, Greece*, 2013.
- [14] A. B. Nassif, W. Xu, W. Freitas *et al.*, "An investigation on the selection of filter topologies for passive filter applications," *IEEE transactions on Power Delivery*, vol. 24, no. 3, p. 1710, 2009.
- [15] H. Carneiro, B. Exposto, and J. L. Afonso, "Evaluation of two fundamental positive-sequence detectors for highly distorted and unbalanced systems," in *Electrical Power Quality and Utilisation (EPQU), 2011 11th International Conference on*. IEEE, 2011, pp. 1–6.
- [16] A. Boussaid, Y. Maouche, A. L. Nemmour, and A. Khezzar, "A positive and negative sequences detecting method based on an improved pq theory for power grid synchronization," in *Electrical and Electronics Engineering (ELECO), 2013 8th International Conference on*. IEEE, 2013, pp. 181–185.
- [17] A. Boussaid, A. L. Nemmour, L. Louze, and A. Khezzar, "A novel strategy for shunt active filter control," *Electric Power Systems Research*, vol. 123, pp. 154–163, 2015.

- [18] A. Terciyanli, M. Ermis, and I. Cadirci, “A selective harmonic amplification method for reduction of kva rating of current source converters in shunt active power filters,” *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 26, no. 1, pp. 65–78, 2011.
- [19] L. Asiminoaei, F. Blaabjerg, S. Hansen, and P. Thøgersen, “Adaptive compensation of reactive power with shunt active power filters,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 44, no. 3, pp. 867–877, 2008.
- [20] C. Lascu, L. Asiminoaei, I. Boldea, and F. Blaabjerg, “Frequency response analysis of current controllers for selective harmonic compensation in active power filters,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 56, no. 2, pp. 337–347, 2009.
- [21] C.-Y. Hsu and H.-Y. Wu, “A new single-phase active power filter with reduced energy-storage capacity,” *IEE Proceedings-Electric Power Applications*, vol. 143, no. 1, pp. 25–30, 1996.
- [22] —, “A new single-phase active power filter with reduced energy-storage capacity,” *IEE Proceedings-Electric Power Applications*, vol. 143, no. 1, pp. 25–30, 1996.
- [23] S.-R. Rafiei, H. A. Toliyat, R. Ghazi, and T. Gopalarathnam, “An optimal and flexible control strategy for active filtering and power factor correction under non-sinusoidal line voltages,” *IEEE Transactions on power delivery*, vol. 16, no. 2, pp. 297–305, 2001.
- [24] Z. Haibin, G. Fanqiang, L. Zixin, W. Ping, Y. Li, and W. Ke, “Control strategy for high power active power filter,” in *Electrical Machines and Systems (ICEMS), 2013 International Conference on*. IEEE, 2013, pp. 1674–1677.