

UNIVERSIDAD NACIONAL DEL CALLAO
FACULTAD DE INGENIERIA ELECTRICA Y ELECTRONICA
ESCUELA DE PROFESIONAL DE INGENIERÍA ELÉCTRICA



TESIS

**“SIMULACIÓN DE FILTRO ACTIVO CON APLICACIÓN DE LA
TEORÍA DE POTENCIA INSTANTÁNEA CONTROLADO POR
BANDA DE HISTÉRESIS”**

Autor: Bach. José Elías Montalván Barbarán

Asesor: Ing. Jesús Huber Murillo Manrique

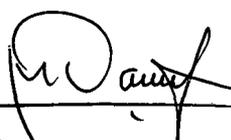
Callao - Perú

Diciembre – 2013

UNIVERSIDAD NACIONAL DEL CALLAO
FACULTAD DE INGENIERIA ELECTRICA Y ELECTRONICA
ESCUELA DE PROFESIONAL DE INGENIERÍA ELÉCTRICA

Tesis para obtener el título de Ingeniero Electricista sometida a jurado calificador

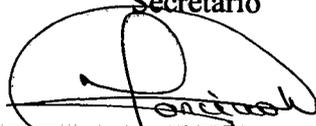
compuesta por los siguientes Profesores:



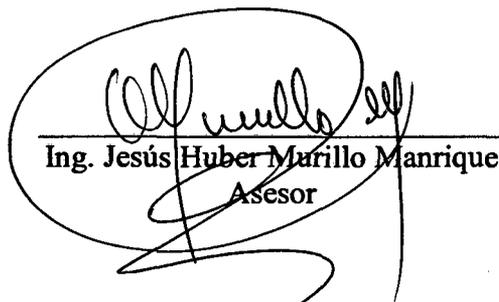
Dr. Ing. Marcelo Damas Niño
Presidente



Ing. Moisés William Mansilla Rodríguez
Secretario



Ing. Pablo Manuel Morcillo Valdivia
Vocal



Ing. Jesús Huber Murillo Manrique
Asesor

Callao, Diciembre de 2013

DEDICATORIA

**A mis queridos padres José y Guillermina
y mis hermanos Diana y Omar por todo el apoyo.
A los profesores Rubén Barros Godoy
y João Onofre Pereira Pinto por las enseñanzas.
A mi asesor el Ing. Huber Murillo por las enseñanzas
y revisión del presente trabajo.**

INDICE

DEDICATORIA	3
INDICE	4
PRÓLOGO	6
RESUMEN	8
ABSTRACT	9
INTRODUCCIÓN	10
I. PLANTEAMIENTO DEL PROBLEMA	10
1.1. Determinación del problema	10
1.2. Formulación del problema.....	11
1.3. Objetivos de la investigación.....	11
a) Objetivos Generales:.....	12
b) Objetivos Específicos:	12
1.4. Justificación	12
1.5. Limitaciones y facilidades	12
II. MARCO TEÓRICO	14
2.1. Antecedente del estudio.....	14
2.1.1. Teoría de control de Flujo de potencia	21
2.1.2. Teorías de la Potencia Eléctrica.....	26
2.1.2.1. Teoría de potencia definida por Budeanu.....	26
2.1.2.2. Teoría de potencia definida por Fryze.....	31
2.1.2.3. Potencia en Sistemas Trifásicos	32
2.1.2.4. Teoría de la potencia Instantánea	34
2.1.3. Control por Banda de Histéresis para corriente o Tensión.....	40
2.1.3.1. Control por banda de Histéresis Fijo	40
2.1.3.2. Control por banda de histéresis adaptativo.....	40
2.2. Fundamento Ontológico	42
2.3. Fundamento Metodológico.....	43
2.4. Fundamento Epistemológico	43
2.5. Glosario de términos.....	43
2.6. Abreviaturas Utilizadas	43
III. HIPÓTESIS	45
IV. METODOLOGÍA	46
4.1. Relación entre las variables de la investigación	46
4.2. Operación de las variables.....	46
4.3. Tipo de investigación	46
4.4. Diseño de la investigación.....	47
4.5. Etapas de la investigación.....	47
4.6. Población y muestra	47
4.7. Técnicas e instrumentos de recolección de datos.	47
4.8. Procesamiento estadístico y análisis de datos.....	47
V. RESULTADOS FINALES	48
5.1. Filtro Activo Paralelo	52
5.1.1. Caso 1: Sistema trifásico Carga Lineal Desbalanceada.....	52
5.1.1.a) Control con Banda de Histéresis Fija	52
5.1.1.b) Control con Banda de Histéresis Adaptativa.....	55
5.1.2. Caso 2: Sistema trifásico con neutro.....	56

5.1.2.a)	Control con Banda de Histéresis Fija	57
5.1.2.b)	Control con Banda de Histéresis Adaptativa.....	60
5.2.	Filtro Activo Serie.....	64
5.2.1.	Caso 1: Carga no lineal balanceada.....	65
5.2.1.a)	Control con Banda de Histéresis Fija	65
5.2.1.b)	Control de Banda de histéresis Adaptativa.....	69
5.2.2.	Caso 2: Carga desbalanceada con Neutro.....	70
5.2.2.a)	Control con Banda de Histéresis Fija	70
5.2.2.b)	Control con banda de Histéresis Adaptativa.....	74
DISCUSIÓN DE LOS RESULTADOS	82
6.1.	Contrastación de la hipótesis con los resultados	82
6.2.	Contrastación de los resultados con otros estudios similares	82
CONCLUSIONES	84
Trabajos Futuros	85
REFERENCIALES	86
ANEXOS	89
Matriz de consistencia	89

PRÓLOGO

El tema de filtros activos esta muy presente en la actualidad ante el uso de cargas no lineales que distorsionan la onda sinusoidal según el tipo de carga que es alimentada por la red, ya con la solución del banco de condensadores ha quedado desfasada al solo poder compensar reactivos de la carga, mas no las distorsiones armónicas que varían según el tipo de carga y mas aun con la presencia de resonancias que quemar las capacitancias conectadas y malogran los pasos del banco.

Para compensar armónicas y reactivos instantáneamente se hizo la revisión de las teorías de potencias en la cual Budeanu presenta sus limitaciones al variar la frecuencia del sistema. Por su parte Fryze crea muchas definiciones de potencia reactivas el cual no tiene un claro significado fisico y no ayudan a la teoría de control para las implementaciones prácticas.

Es así que viendo esta problemática se inicia esta investigación con el objetivo de compensar dinámicamente armónicas de tensión o corriente, con el circuito inversor trifásico conectado en serie o paralelo a la carga y con la teoría de potencia instantánea para filtros activos, la cual compensa dinámicamente armónicas independiente del tipo de carga en tiempo real, la cual hemos utilizado para este trabajo. El control para modulación de ancho de pulso por banda de histéresis fijo y adaptativo es utilizado para el control de la conducción de los tiristores el cual es eficiente en los distintos casos probados, teniendo un mejor desempeño con la banda de histéresis adaptativa como se vera en los resultados del trabajo.

El filtro activo serie y paralelo estudiado requieren de una implementación práctica de un prototipo nacional, lo que conllevará a la implementación de un laboratorio en el área de Electrónica de Potencia en nuestra facultad e cual esperamos con muchas ansias.

RESUMEN

El presente trabajo estudia los filtros activos paralelo y serie para la compensación de armónicas de corriente o voltaje respectivamente de circuitos trifásicos con o sin neutro para cargas desbalanceadas lineales y no lineales, con la teoría de la Potencia Instantánea. Para generar la modulación de ancho de pulso se eligió utilizar el control por banda de histéresis fijo y adaptativo. Se estudiaron los casos en estado permanente para cargas trifásicas desbalanceadas con carga lineal y no lineal. El presente trabajo estudia los Filtros Activos trifásicos con y sin neutro con distintos tipos de carga.

Los resultados han sido satisfactorios con las técnicas de control tanto para banda de histéresis fija y adaptativa para los casos revisados tanto para el FAP y FAS cumplen con la compensación en estado permanente de sistemas trifásico con o sin neutro según la recomendación de la norma IEEE 519.

ABSTRACT

This paper studies the parallel and series active filters for current or voltage harmonic compensation on three-phase circuits respectively with or without neutral for unbalanced linear loads and nonlinear, with the Power Instantaneous Theory. To generate the pulse wide modulation was chosen to use the hysteresis band control fixed and adaptive. It was studied the steady-state cases for unbalanced three-phase with linear and nonlinear load. This work studies the three phase active filters phase with or without neutral connected to different types of load.

The results have been satisfactory with the control techniques for both fixed and adaptive hysteresis band for the reviewed cases for both the PAF and SAF matches with the compensation in steady state for three phase systems with or without neutral as recommended by IEEE 519.

INTRODUCCIÓN

La creación de la electrónica de potencia en la década de los 60s significó mejor control en los circuitos de conmutación y dio un importante paso en el desarrollo de la electricidad al poder hacer un mejor control mediante encendido y apagado de circuitos a una alta frecuencia haciendo posible el almacenamiento de energía en inductores o capacitores con la creación de los convertidores de energía.

A la vez se generaba un nuevo problema para el normal funcionamiento de las instalaciones eléctricas domiciliarias e industriales las llamadas “armónicas” de tensión o corriente que son ondas deformadas producidas por cargas no lineales que generan ondas con una frecuencia múltiplo de la frecuencia fundamental (60Hz) con la cual trabajan las fuentes de las generadoras eléctricas, el posterior descubrimiento del circuito inversor monofásico y trifásico nos demuestra que puede ser generado cualquier onda inversa que con un adecuado sistema de control pueda ser insertada en la onda deformada y a la vez anularla casi en su totalidad.

El presente estudio utiliza la teoría de la potencia instantánea para calcular las tensiones y corriente inversas que deberá generar el circuito inversor con la variante de la técnica de control por banda de histéresis, para insertarlas en las cargas que generen armónicas y así minimizarlas dejando la tensión o corriente de entrada prácticamente sinusoidal.

I. PLANTEAMIENTO DEL PROBLEMA

1.1. Determinación del problema

Ante el uso de la electrónica de potencia en los sistemas eléctricos a partir de los años 70, se comienza a generar deformación en las fuentes alternas de tensión o corriente, las distorsiones se manifiestan en la amplitud, fase o desbalance. La presente investigación trata de la mitigación de este tipo de disturbios de los sistemas eléctricos trifásicos de tres o cuatro hilos (neutro), utilizando filtros activos para compensar las armónicas de tensión o corriente en cargas no lineales como los rectificadores o cargas desbalanceadas.

Se calculará la potencia de compensación para insertarla como referencia en el controlador del filtro activo para la mitigación en tiempo real utilizando la teoría de potencia instantánea que se basa en la transformada de Clark, y utiliza filtros analógicos para obtener la potencia media y oscilante para su posterior inserción en el algoritmo generación PWM y este a su vez da la referencia para la generación de tensión en el inversor trifásico que es alimentado por un capacitor, haciéndose especial énfasis en la teoría de control por banda de histéresis.

1.2. Formulación del problema

Problema General:

“Demostrar que con el control por banda de histéresis es posible controlar un filtro activo trifásico mediante la teoría de potencia instantánea”.

Sub-problemas:

- Construir un sistema de control por banda de histéresis con los bloques básicos de Matlab.
- Modelar el algoritmo de modulación por ancho de pulso PWM con los bloques básicos de Matlab.
- Obtener el cálculo de la potencia de compensación aplicando la teoría de potencia instantánea que tiene que ser entregado por el filtro activo de forma correcta.

1.3. Objetivos de la investigación

a) Objetivos Generales:

Lograr la compensación de las corrientes y tensiones armónicas a nivel de simulación de circuitos trifásicos alimentados con tres y cuatro cables con la teoría de p-q de potencia instantánea.

b) Objetivos Específicos:

Teniendo como base la Teoría de Potencia Instantánea se plantea el control por banda de histéresis para filtro activo de potencia serie y paralelo.

Hacer un modelo de simulación consistente que nos permita simular nuestra técnica de control.

Comparar la técnica de compensación de corrientes o tensiones utilizado con otras técnicas de compensación de potencia reactiva.

Comparar nuestros resultados con la normativa internacional vigente para el control de armónicos que demuestre que la compensación es efectiva.

1.4. Justificación

Las distorsiones armónicas son un problema que se ve ha diario en la industria, la corrección de estas anomalías para que no afecten las tensiones o corrientes de la red generando problemas de calentamiento de transformadores, sobrecarga de líneas de transmisión, reducción de la vida útil de los artefactos eléctricos, resonancias, etc.

La presente investigación se justifica en probar que la compensación de corrientes o tensiones distorsionadas en la fuente pueden ser compensadas con el filtro activo de potencia utilizando la técnica de control por banda de histéresis y la teoría p-q de potencia instantánea funciona correctamente para compensar de corrientes o tensiones armónicas en cargas balanceadas o desbalanceadas en sistemas trifásicos con o sin neutro.

1.5. Limitaciones y facilidades

En la actualidad nuestra facultad no tiene este laboratorio implementado en esta área, por el cual se hará un estudio teórico con simulaciones que muestran esta teoría, para mas adelante en estudios de Maestría y Doctorado se podrá hacer una implementación practica.

II. MARCO TEÓRICO

2.1. Antecedente del estudio

Cuando se inicio la transmisión eléctrica al comienzo del siglo XIX solo existían cargas lineales como las lámparas incandescentes ya en los años 1960 con la introducción de la electrónica de potencia se inician la generación de corrientes no lineales desfasadas de la tensión.

En la transmisión de energía eléctrica desde el inicio de los sistemas de transmisión se utilizo las fuentes de tensión sinusoidales, si las corrientes no son sinusoidales las complicaciones que se presentan para una buena distribución de energía, como también en el funcionamiento de motores, transformadores, líneas de transmisión, etc. Todo esto se debe al desfase de ángulo de la corriente y tensión lo cual genera energía reactiva, que oscila entre la red y la carga, consumiendo capacidad de transmisión de corriente de los conductores.

Las cargas no lineales son generadas por dispositivos electrónicos (diodos, conmutación de transistores, inductores y capacitores), las corrientes en altas frecuencias generan el efecto piel que limita la conductividad de los alimentadores, por consecuencia calentamiento y muchas veces quema de equipos debido a las resonancias.

Si la electrónica genero el problema, la electrónica tiene que corregirlo y así sucede que aprovechando el circuito inversor de tensión ya sea monofásico o trifásico puede generarse tensión y corriente en los cuatro cuadrantes y compensar la distorsión armónica. Este trabajo trata de mejorar las técnicas actuales de compensación de energía reactiva para filtros activos, para esto recurriremos a las técnicas de control analógico para luego pasar a las digitales [6][11] [30] .

Muchas veces el bajo factor de potencia de las cargas monofásicas puede arreglarse con un pre-regulador de factor de potencia [31].

Los filtros pasivos son configurados con inductancias y capacitancias fijas como circuitos LC en paralelo con la carga, para una determinada frecuencia y potencia, constituyen caminos de baja impedancia para las corrientes distorsionadas y actúan como cortocircuito para las armónicas en las que han sido proyectadas, debiéndose tener cuidado con frecuencias de resonancia del compensador, como su nombre lo dice es un sistema pasivo de compensación que depende del tipo de carga al que ha sido conectado, en el caso de conectar otra carga que genere otro tipo de armónicas este sistema ya no eliminara las distorsiones de onda y pasarían a circular por la red eléctrica [1][24].

Las armónicas de corriente son eliminadas con el filtro activo en paralelo, como puede verse en la Figura 2.1. Las distorsiones de tensión son eliminadas con el filtro activo serie como puede verse en la Figura 2.2.

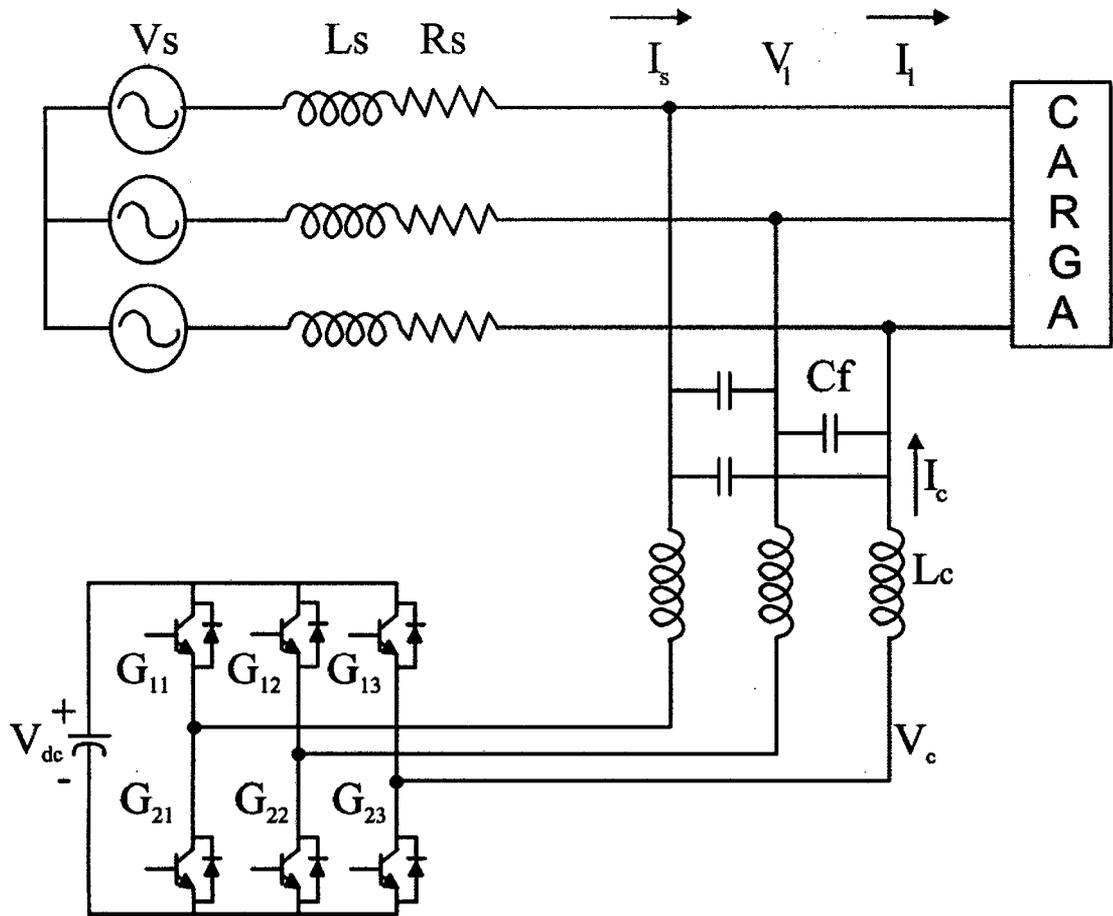


Figura 2.1. Filtro Activo Paralelo

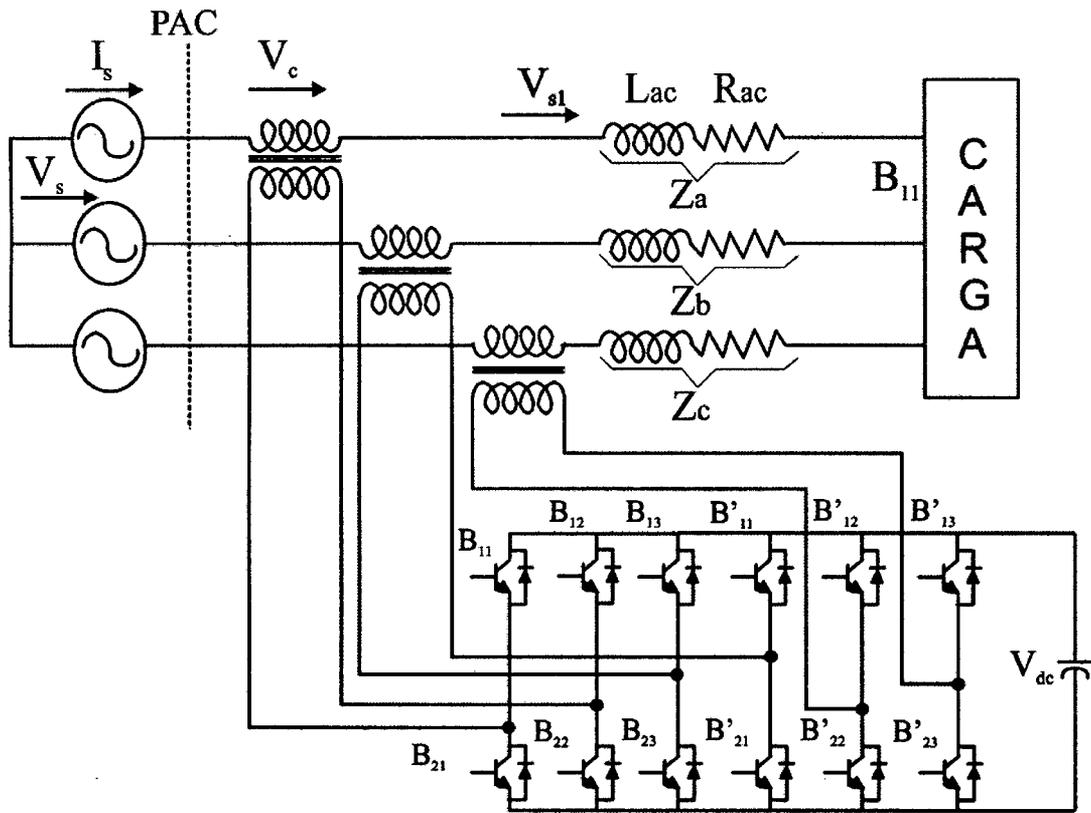


Figura 2.2. Filtro Activo Serie

- V_{dc} : Tensión en el capacitor.
- V_s : Tensión de la fuente alterna trifásica
- L_c : Inductores de acoplamiento
- C_f : Capacitor para compensar el rizado de la tensión
- V_l : Tensión en la carga
- V_c : Voltaje del inversor
- I_c : Corriente del inversor
- I_s : Corriente de la fuente
- I_l : Corriente de la línea
- G_{xx}, B_{yy} : Transistores de Potencia
- Z_a, Z_b, Z_c : Impedancia de la línea
- R_a : Resistencia de la línea
- L_a : Reactancia de la línea

Esta posibilidad puede ser expandida para los sistemas de potencia si se explota la característica que el filtro activo serie puede entregar potencia activa y a la vez compensar tensiones de la barra, como se puede ver en aplicaciones practicas de transmisión de tensión CC en las estaciones inversoras Back to Back [1] [24].

La teoría P-Q de potencia instantánea está basada sobre una configuración definida en el dominio del tiempo, para cualquier tipo de señal de voltaje o corriente. Se basa en la definición de potencia media y oscilante para la potencia activa y reactiva [3][4]. Es definida como una transformación de las coordenadas ortogonales a-b-c para pasarlas a los ejes $\alpha\beta 0$ con la transformada de Clark en (2.1), para sistemas estacionarios. Esta transformada es aplicada para tensiones o corrientes como es posible ver en (2.2) y (2.3). Esta teoría considera el sistema trifásico como una unidad, no como una superposición o suma de tres circuitos monofásicos.

$$T = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \quad (2.1)$$

$$I_{\alpha\beta 0} = T \begin{bmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \end{bmatrix} \quad (2.2) \quad V_{\alpha\beta 0} = T \begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} \quad (2.3)$$

Las fases de un circuito trifásico en esta teoría de la potencia instantánea son evaluadas individualmente, además también funciona para los circuitos trifásicos con cable de neutro. Es valida tanto en el estado permanente como en el estado transitorio. La teoría P-Q instantánea nos permite compensar distorsión armónica de cualquier orden, como también potencia reactiva, dejando la tensión y corriente en fase logrando obtener un factor de potencia muy cercano a la unidad. Como es conocido en los sistemas trifásicos balanceados las corrientes y tensiones están desfasadas 120 grados eléctricos cuando pasan a las coordenadas $\alpha\beta 0$ están quedan desfasadas 90 grados eléctricos. Como puede verse en la Figura 2.3.

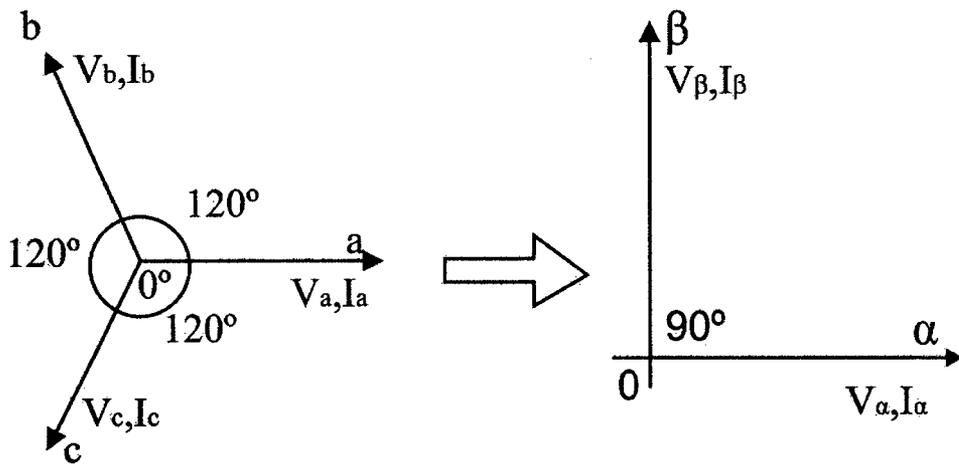


Figura 2.3. Transformación de las coordenadas abc a las coordenadas $\alpha\beta 0$.

Los filtros activos fueron inicialmente propuestos por Gyugyi y Stricula [17] en 1976. A mediados de los 80 la teoría de la potencia instantánea sale a luz con la publicación de los trabajos de Akagi y Nabae [3], la cual es definida por valores instantáneos de potencia activa y reactiva, la primera solo sirve para alimentar las cargas y la segunda permanece oscilando entre la fuente y la carga. Se distingue de la teoría clásica al no ser definida para una solo frecuencia en el estado estable según (2.4), sino definida por vectores instantáneos de tensión y corriente como se pudo ver mas arriba.]

$$S = VI^* = (V |_{-\theta_v})(I |_{-\theta_i}) = \underbrace{VICos(\theta_v - \theta_i)}_P + j \underbrace{VISin(\theta_v - \theta_i)}_Q \quad (2.4)$$

Luego Watanabe y Aredes [37] hacen su aporte para sistemas trifásicos con cuatro cables. La teoría de la potencia instantánea reactiva generalizada era presentada por Peng y Lai en [16], la cual sirve tanto para sistemas de referencia sinusoidales y no sinusoidales, balanceado o desbalanceado para sistemas de potencia trifásicos con o sin secuencia cero eran propuestas en este articulo. En [3] se aprecian las matrices de potencia general para cualquier sistema trifásico con secuencia de neutro, en [4] se observa la potencia media y oscilante para un sistema trifásico sin neutro donde ya se han obtenido las corrientes y tensiones instantáneas en los ejes $\alpha\beta 0$.

$$\begin{bmatrix} p_0 \\ p \\ q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_0 & 0 & 0 \\ 0 & v_\alpha & v_\beta \\ 0 & -v_\beta & v_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_0 \\ i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \quad (2.5)$$

$$\begin{bmatrix} \overline{p + \tilde{p}} \\ \overline{q + \tilde{q}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_\alpha & v_\beta \\ -v_\beta & v_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \quad (2.6)$$

Diversas técnicas de control han sido estudiadas, nos llamo la atención el control por banda de histéresis aplicando la teoría de p-q de potencia instantánea para ser aplicada en el presente trabajo.

La metodología de control se basa en la medición de corrientes y tensiones de las fases para trabajar en una faja mínima y máxima de corriente del inductor el cual con ayuda de un controlador PI sintoniza el índice de modulación del controlador PWM [16] para el inversor de tensión trifásico (VSI) [1],[7],[19] y controla los niveles adecuados de compensación instantánea.

Con el control por banda de histéresis [7], [18], [25] será aplicado la teoría P-Q para los distintos filtros serie y paralelo, y veremos como se realiza la compensación de corrientes y tensiones en tiempo real en régimen transitorio y estacionario para los sistemas trifásicos con y sin neutro y para distintas configuraciones de carga R-L-C, puede verse el esquema de control en la Figura 2.4.

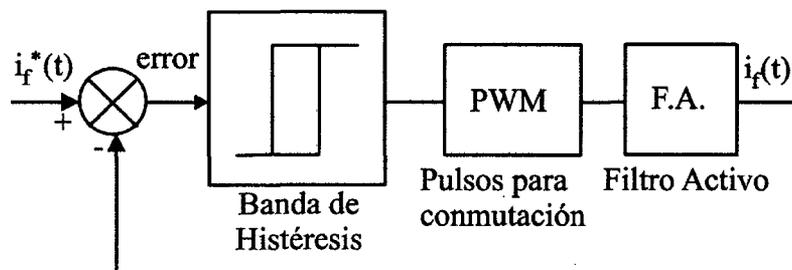


Figura 2. 4. Esquema de control para el filtro activo con la estrategia de banda de histéresis.

En esta etapa de la investigación se realizaran simulaciones y se demostrara que la estrategia de control es efectiva para el filtro activo, para lo cual utilizaremos el programa Matlab/Simulink [9],[26] y su herramienta SimPowerSystems [35].

En los últimos años las técnicas de procesamiento de señales han evolucionado vertiginosamente haciendo el control de los filtros activos mucho mas eficiente y fáciles de implementar con las placas DSP's [27], los cuales disminuyen los componentes electrónicos en las placas de circuito impreso, con un lenguaje de programación de alto nivel nos permiten implementar las rutinas de control.

El estado del arte actual nos permite hacer todas estos controles, en el siguiente Acápite 2.1.1 veremos los conceptos básicos que se idean para hacer estos tipos de compensaciones para compensar cargas o líneas de transmisión.

2.1.1. Teoría de control de Flujo de potencia

La idea del control de flujo de potencia nace de insertar fuentes de tensión o corriente en la barra de la línea de alimentación trifásica o línea de transmisión [1]. Según la ecuación de transmisión de potencia activa, para tensiones iguales en las dos barras, el ángulo δ controlaría la dirección del vector potencia, mientras que la magnitud de la impedancia controla inversamente la magnitud de la potencia

$$P = \frac{V^2 \text{Sen}(\delta)}{X} \quad (2.7)$$

En la Figura 2.5 se muestra la representación de una línea de transmisión ideal. En la Figura 2.6 se muestra el respectivo diagrama fasorial.

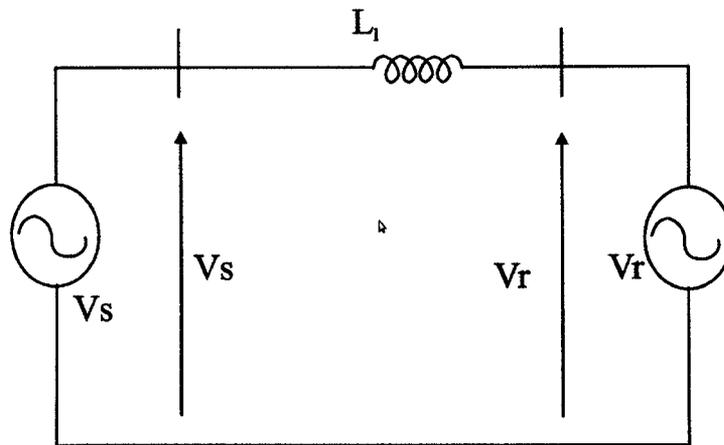


Figura 2.5. Línea de transmisión ideal

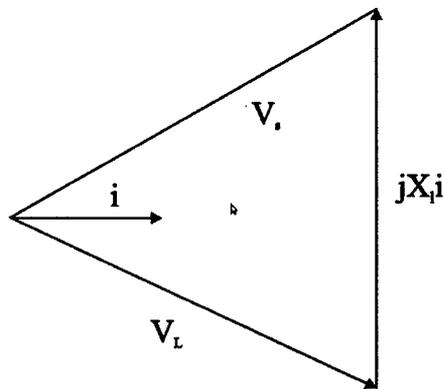


Figura 2.6. Diagrama fasorial de la línea sin compensación

Nos apoyamos en el circuito inversor de tensión monofásico o trifásico [2], [28], [29] para lograr insertar en el circuito tensiones o corrientes, ya sea con un compensador serie o shunt respectivamente, la bibliografía nos muestra que se acostumbra colocar compensaciones discretas como reactores o capacitares o una combinación de los dos [1], [3], [24] que actuarían como filtros pasivos.

El compensador serie como su nombre lo indica trabaja con transformadores en serie a la línea de transmisión para inducir tensiones en los bornes de la línea de transmisión, si se requiere actuar como compensador paralelo o shunt en derivación se colocaría inductores de acoplamiento para que actué como fuente de corriente.

En la Figura 2.7 y Figura 2.8 se muestra la compensación serie y su circuito equivalente donde puede entregar potencia activa.

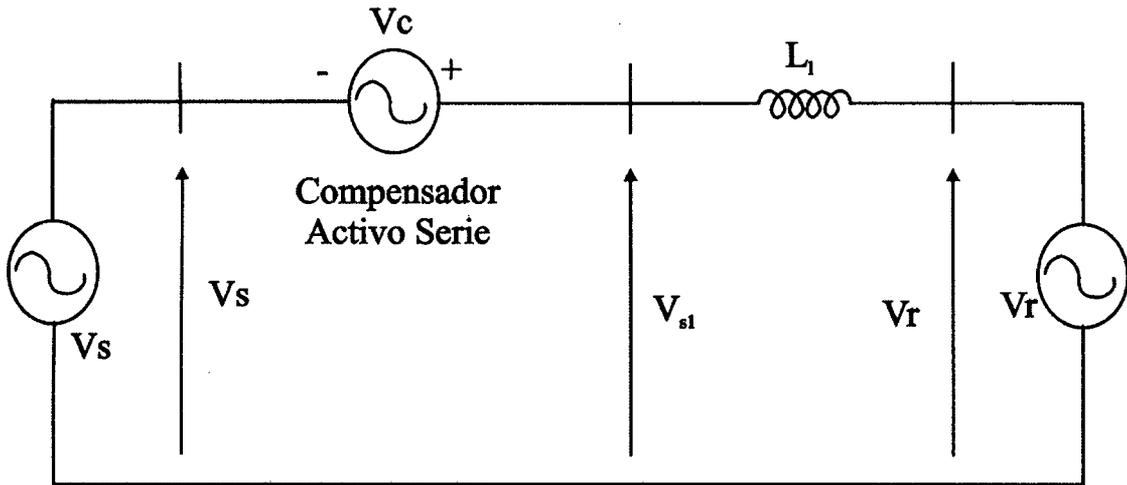


Figura 2. 7. Circuito equivalente con un filtro activo serie

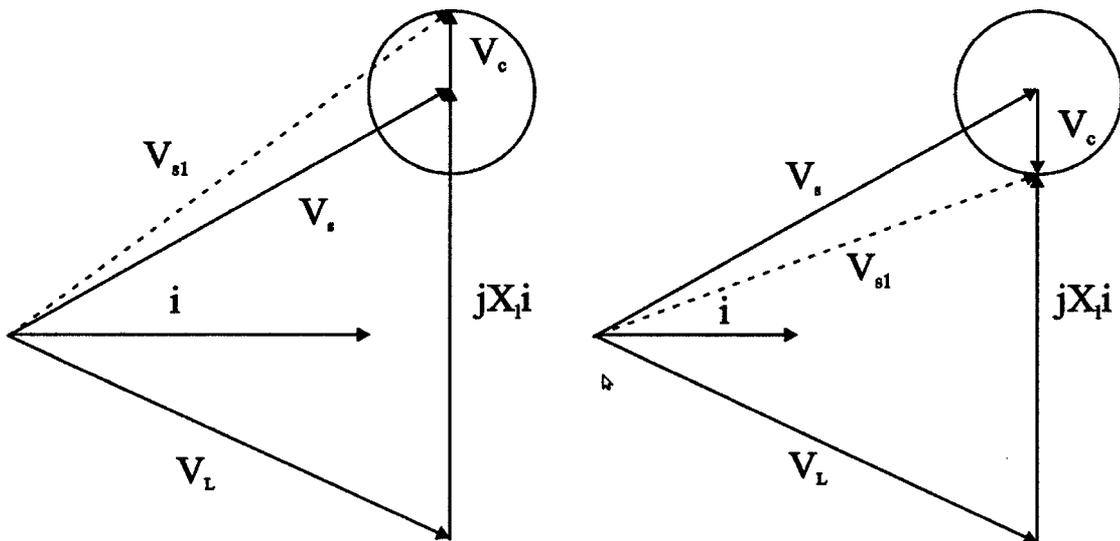


Figura 2. 8. Diagrama fasorial para el filtro activo serie.

El filtro activo en paralelo nos sirve para regular corrientes distorsionadas, como podrá verse en la Figura 2.9. y en la Figura 2.10. se muestra el diagrama fasorial que demuestra cómo funciona la topología.

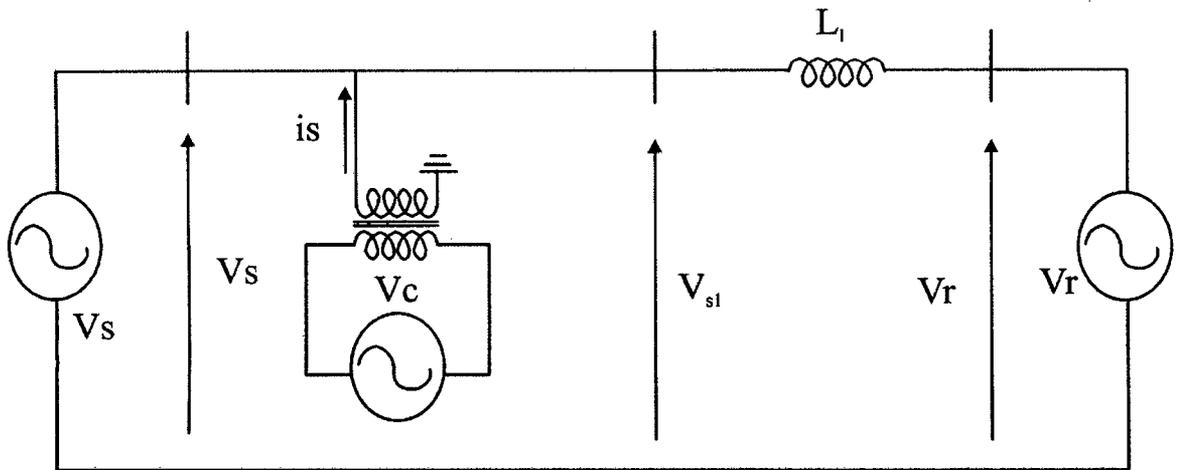


Figura 2. 9. Filtro Activo Paralelo simplificado

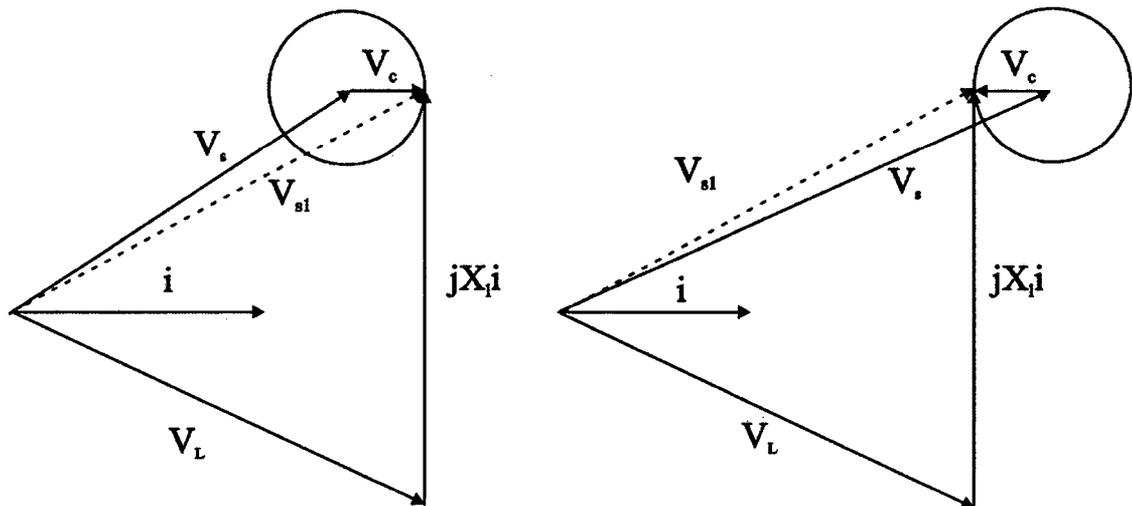


Figura 2. 10. Diagrama de vectores del filtro activo paralelo.

Desde mediados de los noventa han surgido nuevas tecnologías para dar a los sistemas de potencia mayores capacidades de regulación, cargabilidad, flujo de potencia, sin afectar los límites de estabilidad transitoria o permanentes las tecnologías FACTS [1] tienen estos principios de regulación dinámica que se fundamentan en la teoría mostrada en este capítulo.

Los compensadores estáticos (STATCOM) son basados en un inductor o banco de capacitores colocados en paralelo a la línea de transmisión con ello se puede regular

los márgenes de tensión de líneas de transmisión de forma discreta. El controlador unificado de flujo de potencia o (UPFC) es la combinación de las dos compensaciones serie y paralelo en la línea y completara el caso general de compensación como veremos en la Figura 2.11 y Figura 2.12., la cual entrega corriente o tensión al mismo tiempo, este tipo de compensador regula potencia reactiva, entregar potencia activa, reduce armónicos y mejora factor de potencia.

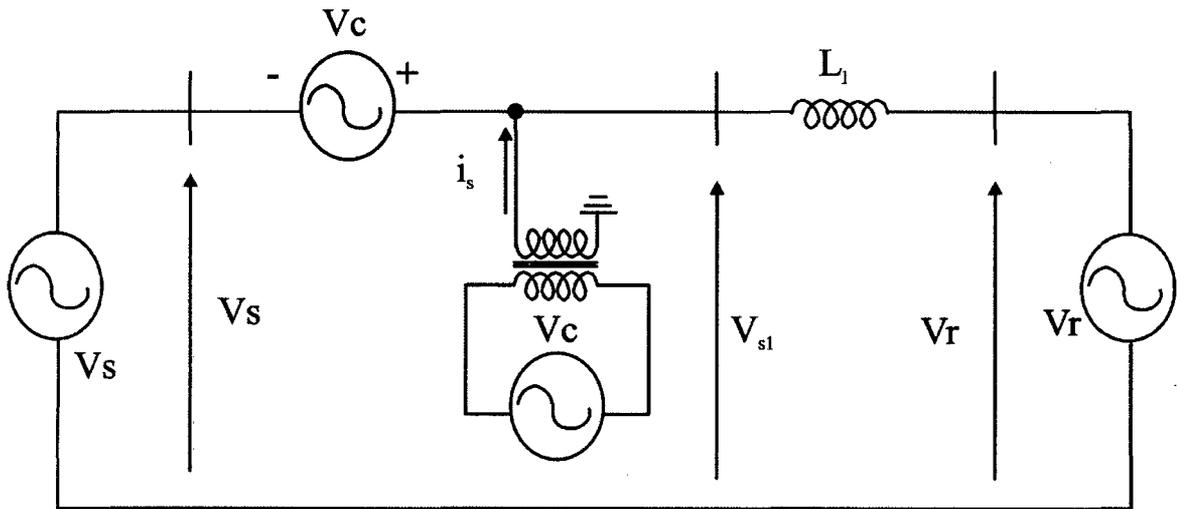


Figura 2.11. Filtro Activo hibrido serie-paralelo (UPFC).

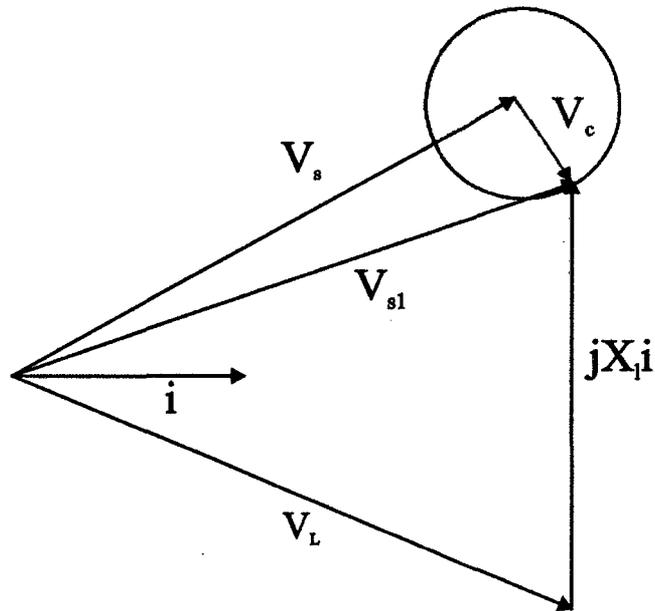


Figura 2.12. Diagrama generalizado para la compensación con un filtro activo hibrido (UPFC).

Si se tiene dos estaciones inversoras trifásicas (VSI) basadas en transistores de potencia IGBT o GTO, las cuales están unidas por un enlace CC o un capacitor, si la línea CC se hace muy larga se convierte en un dispositivo llamado HVDC, cada estación adopta el nombre de back to back o BTB, este sistema es utilizado para intercambiar gran cantidad de megavatios de manera segura entre sistemas de potencia separados por cientos de kilómetros o cargas radiales muy distantes, evitando oscilaciones inter-áreas y pudiendo regular tensiones o frecuencia convenientemente [24].

2.1.2. Teorías de la Potencia Eléctrica

La teoría convencional de potencia esta definida solo para condiciones de fuentes de alimentación sinusoidales y no están definida para dispositivos electrónicos que generen armónicas sin necesidad de inductores o capacitores, cuando las cargas son del tipo no lineal la teoría de potencia convencional no cumple para estados transitorios [8].

Se pasara a revisar las teorías de la potencia que antecedieron a la teoría de potencia instantánea

2.1.2.1. Teoría de potencia definida por Budeanu

La función sinusoidal para la definición clásica de potencia convencional [6] y la representación fasorial nos pueden llevar a no comprender bien el análisis de la potencia como se verá en (3.1) para sistemas monofásicos.

$$v(t) = \sqrt{2}V \sin(\omega t) \quad i(t) = \sqrt{2}I \sin(\omega t - \phi) \quad (2.8)$$

$$p(t) = v(t)i(t) = 2VI \sin(\omega t) \sin(\omega t - \phi) \quad (2.9)$$

$$p(t) = VI \cos \phi - VI \cos(2\omega t - \phi) \quad (2.10)$$

Para la definición clásica de potencia

$$P = VI \cos(\phi) \quad Q = VI \sin(\phi) \quad (2.11)$$

Ahora la potencia instantánea convencional puede escribirse en la ecuación (2.12) la cual fue adoptada cuando no habían dispositivos de electrónica de potencia que pueden generar energía reactiva sin necesidad de inductores o capacitores.

$$p(t) = P[1 - \cos(2\omega t)] - Q\sin(2\omega t) \quad (2.12)$$

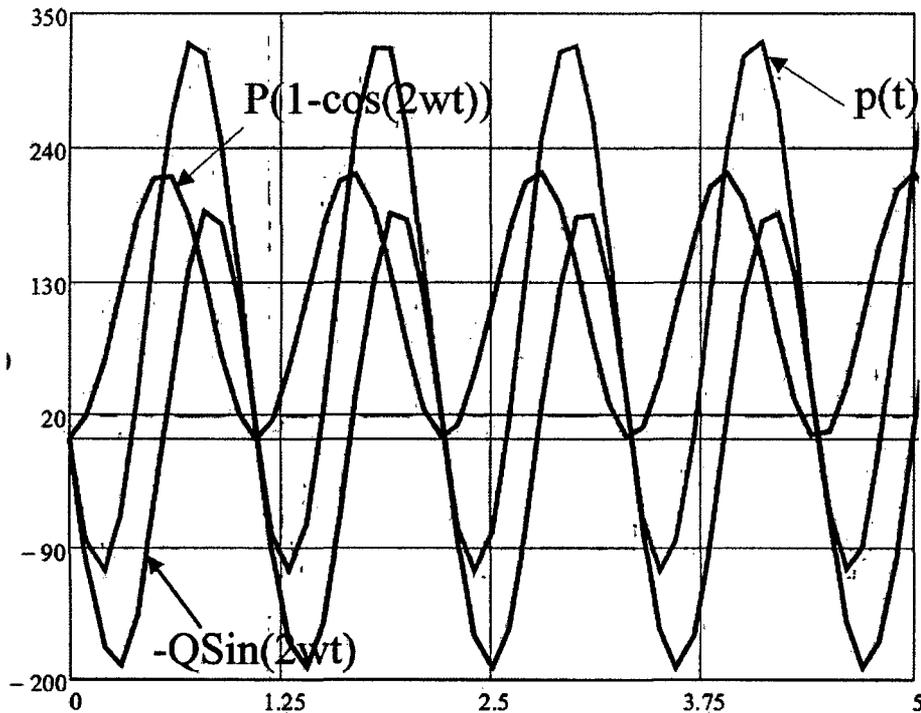


Figura 2. 13. Concepto clásico de potencia activa y reactiva.

En la Figura 2.13 podemos apreciar las graficas correspondientes a la definición clásica de potencia activa y reactiva, en la cual una porción de la potencia activa retorna a la fuente por ciclo de potencia activa entregada.

Se puede apreciar que una porción de potencia activa es transferida en el sistema monofásico, mientras que una pequeña porción es transferida como potencia reactiva a la fuente.

Para una representación fasorial tenemos las siguientes ecuaciones:

$$f(t) = \sqrt{2}A \sin(\omega t + \phi) = \text{Im}\{F \cdot e^{j\omega t}\} \quad (2.13)$$

Esta representación solo se puede aceptar si la onda es puramente sinusoidal y solo sirve para estados permanentes. Para la siguiente representación fasorial.

$$\dot{F} = \sqrt{2}A \angle -\phi \quad (2.14)$$

Para la definición clásica de potencia aparente del producto del vector tensión y el conjugado del vector corriente según (2.15):

$$S = VI^* = (V \angle -\theta_v)(I \angle -\theta_i) = \underbrace{VICos(\theta_v - \theta_i)}_P + j \underbrace{VISin(\theta_v - \theta_i)}_Q \quad (2.15)$$

El modulo de esta potencia (2.16) será la potencia aparente definida en el Sistema Internacional de unidades en [Volt-Amp] que se entiende como la máxima potencia aprovechable con factor de potencia unitario.

$$|S| = \sqrt{[VICos(\theta_v - \theta_i)]^2 + [VISin(\theta_v - \theta_i)]^2} = S = VI \quad (2.16)$$

De esta definición deriva la definición de factor de potencia según (2.17), cuando la carga no es puramente resistiva la potencia reactiva no es cero, la potencia activa es menor que la potencia aparente desfasándose entre las dos un ángulo ϕ .

$$\lambda = PF = Cos\phi = \frac{P}{S} \quad (2.17)$$

Estos conceptos pueden ser representados gráficamente en la Figura 2.14. a continuación:

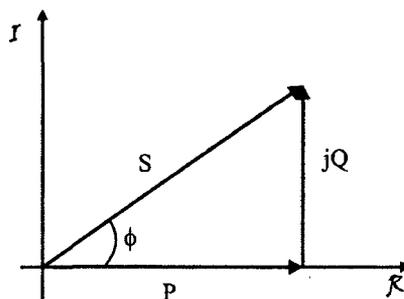


Figura 2. 14. Concepto clásico de potencia activa y reactiva.

Budeanu [6] en 1927 hace los estudios en el dominio de la frecuencia para cargas no lineales, hace la descomposición de Fourier de las ondas de tensiones y corrientes, teniendo una fuente sinusoidal en estado permanente. La definición de potencia aparente es la misma que la definición clásica dada en (2.16) solo cambia la definición matemática en voltios y corriente.

$$V = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T v^2(t) dt} = \sqrt{\sum_{n=1}^{\infty} V_n^2} \quad I = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T i^2(t) dt} = \sqrt{\sum_{n=1}^{\infty} I_n^2} \quad (2.18)$$

En (2.18) se considera los valores RMS de la n -ésima armónicas para definir la potencia activa y reactiva según (2.19) y (2.20) respectivamente.

$$P = \sum_{n=1}^{\infty} P_n = \sum_{n=1}^{\infty} V_n I_n \cos \phi_n \quad (2.19)$$

$$Q = \sum_{n=1}^{\infty} Q_n = \sum_{n=1}^{\infty} V_n I_n \sin \phi_n \quad (2.20)$$

En (2.19) y (2.20) todas las armónicas y no solo las de estado permanente son consideradas es por esto que se define la potencia de distorsión para esta porción de potencia reactiva adicionada.

$$D^2 = S^2 - (P^2 + Q^2) \quad (2.21)$$

De esta definición se obtiene el conocido tetraedro de potencia, bajo condiciones no sinusoidales la potencia aparente difiere de la potencia compleja, aquí la relación entre potencia aparente y potencia compleja esta dado por (2.22)

$$S = VI = \sqrt{P^2 + Q^2 + D^2} = \sqrt{|S_{PQ}|^2 + D^2} \quad (2.22)$$

Cabe señalar que esta potencia de distorsión es un arreglo matemático para llegar a valores exactos de potencia para cargas no lineales, sin un claro significado físico. Otro inconveniente de esta teoría es la difícil implementación real de esta teoría en el dominio de la frecuencia.

De la definición anterior se hace el tetraedro de potencia definido por Budeanu en la Figura 2.15. de esta grafica se obtienen los ya conocidos factores de potencia de distorsión, el factor de desplazamiento y el factor de distorsión en las ecuaciones (2.23), (2.24) y (2.25).

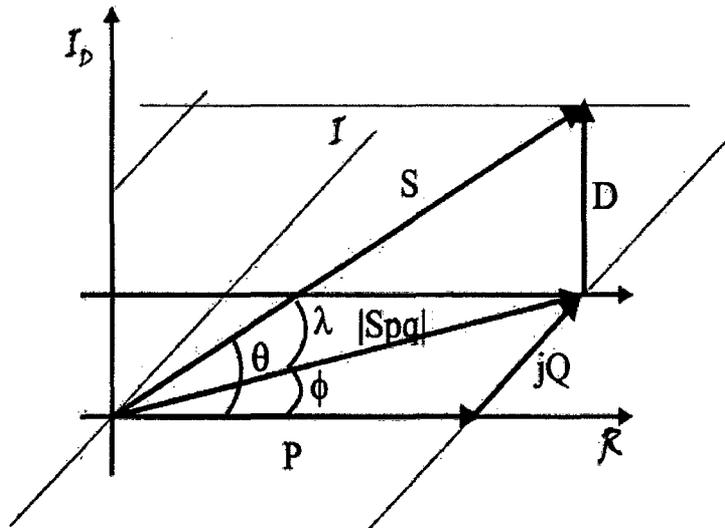


Figura 2. 15. Tetraedro de potencia definido por Budeanu.

Se define el factor de potencia bajo condiciones no sinusoidales

$$\lambda = \cos \theta = \frac{P}{S} \quad (2.23)$$

El factor de desplazamiento $\cos \phi$:

$$\cos \phi = \frac{P}{|S_{pq}|} \quad (2.24)$$

El factor de distorsión $\cos \lambda$:

$$\cos \lambda = \frac{|S_{pq}|}{S} \quad (2.25)$$

La teoría de Budeanu no nos sirve para proyectar filtros activos o para controlar el flujo de potencia activa o reactiva instantánea. Hay hasta cuatro definiciones de

potencia reactiva y solo trabajamos para circuitos monofásicos, no define circuitos trifásicos, circuitos de 4 hilos, fuentes no sinusoidales o conectadas a cargas genéricas.

2.1.2.2. Teoría de potencia definida por Fryze

Fryze [15] hace la siguiente definición en el dominio del tiempo para potencia dada en (2.26) con los valores *rms* de tensión y corriente.

$$P_w = \frac{1}{T} \int_0^T p(t) dt = \frac{1}{T} \int_0^T v(t)i(t) dt = V_w I = VI_w \quad (2.26)$$

Fryze define la potencia aparente y el factor de potencia activa en (2.27) y (2.28) para luego calcular la potencia reactiva en (2.29). Entonces se calcula el factor de potencia reactiva como en (2.30).

$$P_s = VI \quad (2.27)$$

$$\lambda = \frac{P_w}{P_s} = \frac{P_w}{VI} \quad (2.28)$$

$$P_q = \sqrt{P_s^2 - P_w^2} = V_q I = VI_q \quad (2.29)$$

$$\lambda_q = \sqrt{1 - \lambda^2} \quad (2.30)$$

El principal aporte de esta teoría es el cálculo de las potencias activas y reactivas con sus respectivos factores de potencia definidos en (2.31) y (2.32) que a continuación detallamos.

$$V_w = \lambda V \quad I_w = \lambda I \quad (2.31)$$

$$V_q = \lambda_q V \quad I_q = \lambda_q I \quad (2.32)$$

Si comparamos las definiciones de tensión y corriente *rms* de las dos teorías ellas son las mismas, solo cambia en la definición de potencia reactiva de Budeanu y Fryze en las ecuaciones de (2.20) y (2.29). Las definiciones Fryze necesitan de el

calculo de valores *rms* de la tensión y corriente y por tanto no son utilizables para estados transitorios.

2.1.2.3. Potencia en Sistemas Trifásicos

Los sistemas trifásicos son clasificados según el número de alimentadores de tres o cuatro hilos, balanceados, desbalanceados y distorsionados debido a algunas cargas que producen armónicas. Estos sistemas cuando se combinan pueden ser desbalanceados y distorsionados cuando se superpone la componente armónica en la sinusoidal desbalanceada.

Los desbalances y distorsiones en los vectores de tensión o corriente son mejor entendidos con el estudio de las componentes simétricas [14] el cual se aplica para vectores trifásicos de tensión o corriente para el análisis de secuencia positiva, negativa y cero. La secuencia positiva contribuye a la secuencia de fases ABC, la secuencia de negativa a la secuencia de fases ACB y la secuencia cero a las componentes que presentan otros ángulos de fase diferentes de 120° eléctricos. Así se define la siguiente matriz de transformación que veremos en (2.33).

$$\begin{bmatrix} V_o \\ V_+ \\ V_- \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 1 & \alpha & \alpha^2 \\ 1 & \alpha^2 & \alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} \quad (2.33)$$

La constante alfa actúa como cambiador de fase según (2.34):

$$\alpha = 1 \angle -120^\circ = e^{j(2\pi/3)} = -\frac{1}{2} + j\frac{\sqrt{3}}{2} \quad (2.34)$$

Para hacer la operación inversa de los intercambiadores de fase tenemos (2.35):

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 1 & \alpha^2 & \alpha \\ 1 & \alpha & \alpha^2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_o \\ V_+ \\ V_- \end{bmatrix} \quad (2.35)$$

Ahora estudiamos las definiciones de la potencia trifásica activa y reactiva en sistema balanceados esta dada por:

$$P_3\phi(t) = 3V_+I_+ \cos(\phi_{v_+} - \phi_{i_+}) = 3P \quad (2.36)$$

La potencia aparente es definida según:

$$S_3\phi(t) = 3S = 3V_+I_+ \quad (2.37)$$

La potencia reactiva de la definición de (2.15) esta dada por:

$$Q_3\phi(t) = 3V_+I_+ \sin(\phi_{v_+} - \phi_{i_+}) \quad (2.38)$$

La potencia activa trifásica es simplificada de mala manera como tres veces la potencia de un sistema monofásico, ya que hay otros fenómenos que solo ocurren para sistemas trifásicos, como cuando se conectan dispositivos de electrónica de potencia y aparecen las cargas no lineales que no son explicados por (2.36), (2.37) y (2.38).

La potencia aparente trifásica por fase es definida en (2.39) solo cumple para sistemas balanceados ya cuando los sistemas desbalanceados o distorsionados se define (2.40) la potencia acumulada según [3], se puede demostrar que $S_{3\phi}$ y S_{Σ} son iguales cuando hay cargas balanceadas. Cuando las cargas son desbalanceadas o distorsionadas ocurre $S_{\Sigma} \leq S_{3\phi}$, estas definiciones no tienen un claro significado físico.

Los valores instantáneos *rms* de tensión y corriente acumulados para cargas genéricas según (2.41).

$$S_{3\phi} = \sum_k S_k = \sum_k V_k I_k \quad k = (a, b, c) \quad (2.39)$$

$$S_{\Sigma} = \sqrt{\sum_k V_k^2} \sqrt{\sum_k I_k^2} \quad k = (a, b, c) \quad (2.40)$$

$$V_{\Sigma} = \sqrt{\sum_k V_a^2 + V_b^2 + V_c^2} \quad I_{\Sigma} = \sqrt{\sum_k I_a^2 + I_b^2 + I_c^2} \quad (2.41)$$

$$\left. \begin{aligned} V_a(t) &= \sqrt{2}V_+ \sin(\omega t + \phi_{V_+}) \\ V_b(t) &= \sqrt{2}V_+ \sin(\omega t + \phi_{V_+} - \frac{2\pi}{3}) \\ V_c(t) &= \sqrt{2}V_+ \sin(\omega t + \phi_{V_+} + \frac{2\pi}{3}) \end{aligned} \right\} V_{\Sigma} = \sqrt{V_a^2(t) + V_b^2(t) + V_c^2(t)} = \sqrt{3}V_+ \quad (2.42)$$

En los sistemas trifásicos desbalanceados y distorsionados no cumple la definición dada en (2.42) debido ya que en estos sistemas hay una componente oscilante que se superpone a la señal dc . Para sistemas trifásicos de tres o cuatro hilos con cargas genéricas no se puede establecer una definición clara de potencia activa, reactiva o factor de potencia.

2.1.2.4. Teoría de la potencia Instantánea

Esta teoría utiliza el sistema de referencia estacionario $\alpha\beta 0$ a los cuales son trasladados las magnitudes del sistema abc de tensión y corriente. La teoría de la potencia instantánea se basa en la transformación de Clarke en [4] para descomponer las secuencias abc en secuencia positiva, negativa y zero. Se define la matriz de conversión como se puede ver en (2.43).

$$\begin{bmatrix} v_0 \\ v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} \quad (2.43)$$

Si se hace la inversa se puede escribir la siguiente ecuación (2.44):

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & 1 & 0 \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_0 \\ v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} \quad (2.44)$$

Análogamente se utiliza la misma matriz de conversión para las corrientes i_a, i_b, i_c para las mismas coordenadas $\alpha\beta 0$, esta matriz de conversión separa la componente de secuencia cero.

La potencia es la energía utilizada por unidad de tiempo puede ser expresada por los ejes $\alpha\beta 0$ de la siguiente forma.

$$P_{3\phi} = v_0 i_0 + v_\alpha i_\alpha + v_\beta i_\beta \quad (2.45)$$

Las potencias trifásica instantánea en el sistema abc y $\alpha\beta 0$ esta dado por:

$$P_{3\phi} = v_a i_a + v_b i_b + v_c i_c = v_0 i_0 + v_\alpha i_\alpha + v_\beta i_\beta \quad (2.46)$$

La potencia de secuencia cero se puede definir debido al desbalance de tensiones y corrientes:

$$P_0 = v_0 i_0 \quad (2.47)$$

Las potencias instantáneas en los ejes $\alpha\beta$ se expresan en la siguiente ecuación (2.48)

$$P_{\alpha\beta} = v_\alpha i_\alpha + v_\beta i_\beta \quad (2.48)$$

Entonces la ecuación (2.49) puede escribirse de la siguiente manera:

$$P_{3\phi} = P_0 + P_{\alpha\beta} \quad (2.49)$$

Ordenando los términos podemos escribir la siguiente matriz:

Se hace una definición matricial de (2.44) dada en (2.49):

$$\begin{bmatrix} P_0 \\ P \\ Q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_0 & 0 & 0 \\ 0 & v_\alpha & v_\beta \\ 0 & v_\beta & -v_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_0 \\ i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \quad (2.50)$$

La razón para el cambio de signo en $-v_\alpha$ es para una correcta compatibilidad entre la teoría instantánea y la teoría convencional, según Akagi en 1983 [3].

Según la ecuación (2.50) la potencia reactiva q puede ser escrita en las componentes $\alpha\beta$ y esta a su vez reemplazada por las ecuaciones equivalentes (2.51) obtenemos la siguiente relación en (2.52).

$$q = -v_\alpha i_\beta + v_\beta i_\alpha = \frac{1}{\sqrt{3}} [(v_a - v_b)i_c + (v_b - v_c)ia + (v_c - v_a)i_b] \quad (2.51)$$

$$q = \frac{1}{\sqrt{3}} (v_{ab}i_c + v_{bc}i_a + v_{ca}i_b) \quad (2.52)$$

La potencia reactiva instantánea se define como el producto de voltajes y corrientes en fases diferentes.

La potencia imaginaria q es proporcional a la cantidad de energía que esta siendo intercambiada entre las fases del sistema y no hace contribución de energía entre la fuente y la carga en ningún momento. Aquí radica la diferencia entre la potencia convencional (2.38) que hace un valor medio igual a cero en cada fase. En la potencia imaginaria instantánea esto no es así, y significa el producto de voltajes trifásicos y corrientes que no contribuyen en la transferencia de energía entre dos subsistemas en cualquier tiempo.

La potencia imaginaria q no es la misma cantidad que la potencia de la teoría convencional (2.38) ya que no depende de las tensiones y corrientes fasoriales. La potencia reactiva imaginaria debe distinguirse con una nueva unidad, en [3] Akagi y Watanabe crean una nueva unidad para la potencia reactiva instantánea o potencia imaginaria llamado el Volt-Amper imaginario [VAi].

Aquí (2.38) el significado físico varía de la teoría convencional ya que la potencia convencional está definida para valores medios y para la potencia instantánea

es una potencia que se calcula instantemente sin necesidad de fasores, la potencia reactiva existe en cada fase y esta a su vez es intercambiada entre las fases haciendo su valor medio igual a cero.

Se distingue que hay una potencia media y oscilante en los ejes $\alpha\beta$ como se indica en las siguientes educaciones (2.53), (2.54) y (2.55):

$$p_0 = \bar{p} + \tilde{p}_0 \quad (2.53)$$

$$p = \bar{p} + \tilde{p} \quad (2.54)$$

$$q = \bar{q} + \tilde{q} \quad (2.55)$$

Para la teoría de potencia instantánea, la potencia oscilante es intercambiada entre las fases, es similar al concepto de potencia reactiva de la teoría convencional pero su significado físico es distinto.

Para la obtención de las corrientes en los ejes $\alpha\beta$ a partir de las potencias activa e reactiva instantánea:

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \frac{1}{v_\alpha^2 + v_\beta^2} \begin{bmatrix} v_\alpha & v_\beta \\ v_\beta & -v_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} p \\ q \end{bmatrix} \quad (2.56)$$

Separando las potencias activas y reactivas en (2.50) y en (2.51) se separan las corrientes de los ejes respectivos:

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \frac{1}{v_\alpha^2 + v_\beta^2} \begin{bmatrix} v_\alpha & v_\beta \\ v_\beta & -v_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} p \\ 0 \end{bmatrix} + \frac{1}{v_\alpha^2 + v_\beta^2} \begin{bmatrix} v_\alpha & v_\beta \\ v_\beta & -v_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 \\ q \end{bmatrix} \quad (2.57)$$

$$\cong \begin{bmatrix} i_{\alpha p} \\ i_{\beta p} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} i_{\alpha q} \\ i_{\beta q} \end{bmatrix} \quad (2.58)$$

Aquí quedan claramente definidas las corrientes instantáneas activas y reactivas

en los ejes $\alpha\beta$:

$$i_{\alpha p} = \frac{V_{\alpha}}{v_{\alpha}^2 + v_{\beta}^2} P \quad (2.59)$$

$$i_{\alpha q} = \frac{V_{\alpha}}{v_{\alpha}^2 + v_{\beta}^2} Q \quad (2.60)$$

$$i_{\beta p} = \frac{V_{\beta}}{v_{\alpha}^2 + v_{\beta}^2} P \quad (2.61)$$

$$i_{\beta q} = \frac{V_{\beta}}{v_{\alpha}^2 + v_{\beta}^2} Q \quad (2.62)$$

Se define la potencia activa instantánea en los ejes $\alpha\beta$ como el producto de las tensiones y corrientes colineales en cada eje como sigue en (2.63)

$$\begin{bmatrix} P_{\alpha} \\ P_{\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_{\alpha} i_{\alpha} \\ v_{\beta} i_{\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_{\alpha} i_{\alpha p} \\ v_{\beta} i_{\beta p} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v_{\alpha} i_{\alpha q} \\ v_{\beta} i_{\beta q} \end{bmatrix} \quad (2.63)$$

De la ecuación de (3.11) complementamos la definición de la potencia en los ejes $\alpha\beta$:

$$P_{\alpha\beta} = v_{\alpha} i_{\alpha p} + v_{\beta} i_{\beta p} + v_{\alpha} i_{\alpha q} + v_{\beta} i_{\beta q} \quad (2.64)$$

Ahora reemplazando las corrientes de los ejes $\alpha\beta$ en la ecuación (3.30):

$$P_{\alpha\beta} = \underbrace{\frac{V_{\alpha}^2}{v_{\alpha}^2 + v_{\beta}^2} P + \frac{V_{\beta}^2}{v_{\alpha}^2 + v_{\beta}^2} P}_p + \underbrace{\frac{V_{\alpha} V_{\beta}}{v_{\alpha}^2 + v_{\beta}^2} Q + \frac{-v_{\alpha} v_{\beta}}{v_{\alpha}^2 + v_{\beta}^2} Q}_0 \quad (2.65)$$

De esta ecuación hay dos resultados resaltantes: Primero, la potencia activa instantánea es la suma de la potencia activa en el eje α y β respectivamente producidas en los mismos ejes por los voltajes y corrientes. Segundo, la suma de las potencias reactivas de los ejes α y β es cero.

$$P_{\alpha\beta} = P_{\alpha p} + P_{\beta p} = v_{\alpha} i_{\alpha p} + v_{\beta} i_{\beta p} \quad (2.66)$$

$$p_{\alpha q} + p_{\beta q} = v_{\alpha} i_{\alpha q} + v_{\beta} i_{\beta q} = 0 \quad (2.67)$$

Entonces las ecuaciones de potencias activa instantánea quedan definidas así:

$$p_{\alpha p} = v_{\alpha} \cdot i_{\alpha p} = \frac{V_{\alpha}^2}{v_{\alpha}^2 + v_{\beta}^2} p \quad (2.68)$$

$$p_{\alpha q} = v_{\alpha} \cdot i_{\alpha q} = \frac{V_{\alpha} V_{\beta}}{v_{\alpha}^2 + v_{\beta}^2} q \quad (2.69)$$

$$p_{\beta p} = v_{\beta} \cdot i_{\beta p} = \frac{V_{\beta}^2}{v_{\alpha}^2 + v_{\beta}^2} p \quad (2.70)$$

$$p_{\beta q} = v_{\beta} \cdot i_{\beta q} = \frac{-V_{\alpha} V_{\beta}}{v_{\alpha}^2 + v_{\beta}^2} q \quad (2.71)$$

De estas ecuaciones podemos obtener conclusiones importantes, que se anuncian a continuación:

1. Las corrientes i_{α} son subdivididas en $i_{\alpha p}$ e $i_{\alpha q}$, que son las corriente activa y reactiva instantánea correspondiente al eje α , de igual forma para la corriente del eje β .
2. La suma de estas dos corrientes $i_{\alpha p}$ e $i_{\beta p}$ nos resulta en la potencia instantánea real p de un circuito trifásico.
3. Las potencias $p_{\alpha q}$ y $p_{\beta q}$ que siendo sumadas siempre resulta en cero estas potencias no contribuyen al flujo de energía promedio o instantáneo entre la fuente y la carga de un sistema trifásico.
4. La suma de las potencias $p_{\alpha q}$ y $p_{\beta q}$ es siempre cero y no necesitan ninguna carga L-C para contrarrestarse.

En el siguiente capítulo nos centraremos en la técnica de control por banda de histéresis que combinada con la TPI nos ayudara a controlar el inversor para la compensación de circuitos trifásicos con cargas genéricas.

2.1.3. Control por Banda de Histéresis para corriente o Tensión

El control por banda de histéresis puede ser fija y por banda de histéresis adaptativa.

2.1.3.1. Control por banda de Histéresis Fijo

El control por banda de histéresis es una técnica que genera directamente los voltajes PWM del inversor, tiene un controlador por fase [5][34][25].

Este control origina una corriente de referencia $i_{ref}(t)$ que forma los límites de arriba o de abajo de una banda de histéresis. La corriente actual $i_{act}(t)$ es comparada con la $i_{ref}(t)$ y el error resultante es sometido a un controlador de histéresis que determina las señales de apagado y encendido de las ramas del inversor.

$$S = \begin{cases} off \\ on \end{cases} \quad \begin{aligned} & \text{Si, } i_{act}(t) > i_{ref_TPI}(t) + H \\ & \text{Si, } i_{act}(t) > i_{ref_TPI}(t) - H \end{aligned} \quad (2.72)$$

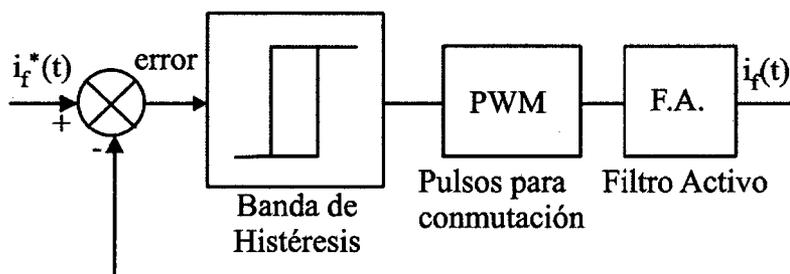


Figura 2.16. Control de Corriente por banda de histéresis Fija

2.1.3.2. Control por banda de histéresis adaptativo

Este tipo de controlador cambia la banda de histéresis instantáneamente para mantener la frecuencia de conmutación constante, esta es la mejora que presenta del

método con banda de histéresis fija que presenta pérdidas de conmutación, como se puede ver en la formulación del ecuacionamiento [34] [24].

Donde V_{fa} es la tensión del inversor y se según la Figura 4.1:

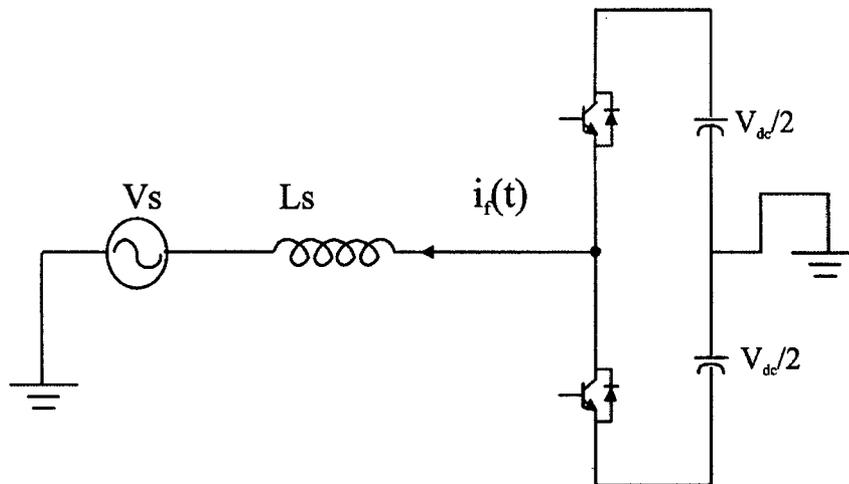


Figura 2. 17 Modelo del inversor para una sola fase.

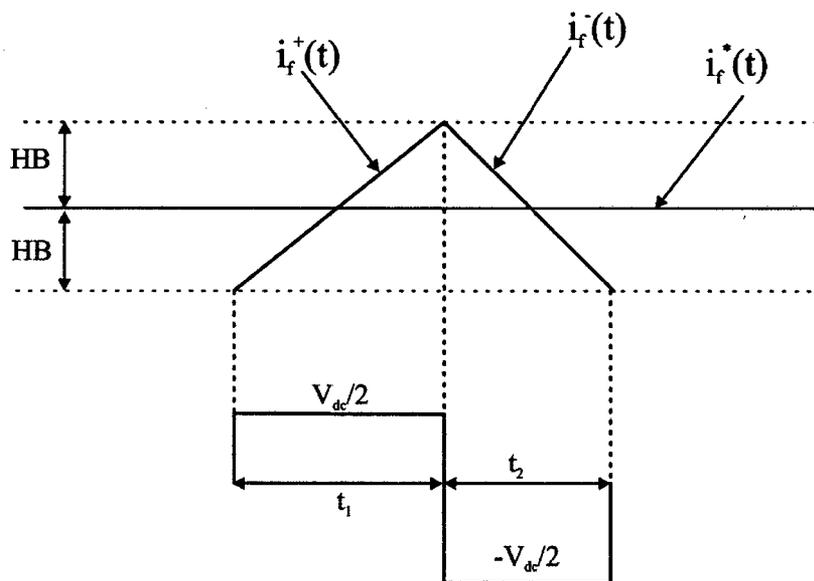


Figura 2.18. Banda de histéresis para la corriente creciente y decreciente en un ciclo.

$$V_{fa} = \begin{cases} \frac{V_{dc}}{2} & , \text{ cuando la corriente sube} \\ -\frac{V_{dc}}{2} & \end{cases} \quad (2.73)$$

, cuando la corriente baja.

Teniendo como base la Figura 4.3. se forman las siguientes ecuaciones:

$$\frac{di_f^+(t)}{dt} = \frac{1}{L_f}(V_{fa} - V_s(t)) \quad (2.74)$$

$$\frac{di_f^-(t)}{dt} = -\frac{1}{L_f}(V_{fa} + V_s(t)) \quad (2.75)$$

Si hacemos igual la creciente de I_f al ancho de la banda de histéresis, según la Figura 4.3 para el tiempo t_1 tendremos:

$$\frac{di_f^+(t)}{dt}t_1 - \frac{di_f^+(t)}{dt}t_1 = 2HB \quad (2.76)$$

$$\frac{di_f^-(t)}{dt}t_2 - \frac{di_f^-(t)}{dt}t_2 = -2HB \quad (2.77)$$

$$f = \frac{1}{t_1 + t_2} \quad (2.78)$$

Sustituyendo (4.3) y (4.4) en (4.5) y (4.6) obtenemos:

$$HB = \frac{V_{dc}}{8fL_f} - \frac{L_f}{2fV_{dc}} \left(\frac{V_s(t)}{L_f} + \frac{di_f^+(t)}{dt} \right)^2 \quad (2.79)$$

Con las técnicas observadas arriba serán generadas las simulaciones que veremos en el Capítulo 5 para los distintos tipos de carga lineales y no lineales, mediremos su índice de distorsión armónica antes y después de la colocación del filtro.

2.2. Fundamento Ontológico

El aporte de la presente investigación radica en la exploración de la técnica de control por banda de histéresis para el filtro serie y paralelo que combinada con la teoría de potencia instantánea para sistemas trifásicas de tres y cuatro hilos nos permite comparar con otras técnicas ya utilizadas como la de calculo de potencia por valores medios.

2.3. Fundamento Metodológico

Se plantea la revisión de la literatura y estado del arte del presente tema, observándose que en la literatura falta una exploración de esta teoría para el filtro serie y paralelo, con la variante del control por banda de histéresis, basándose en el método científico y la aplicación de TPI para filtros activos para la comprobación de nuestra hipótesis trabajando a nivel de simulaciones.

2.4. Fundamento Epistemológico

Este fundamento sería la idealización de un sistema eléctrico donde no existiesen armónicas de tensión o corriente que contaminen las fuentes, se verá que con esta teoría de compensación se llega a atenuar las armónicas casi a un 99% teniendo diversas cargas no lineales desbalanceadas como se verá en las simulaciones, y en implementaciones reales se llega a un 3% o 4% de THD de distorsión armónica total, estando por debajo del 5% de THD que indica la norma [22].

2.5. Glosario de términos

Matlab/Simulink: Lenguaje de simulación utilizado en la presente investigación.

Power Electronic Toolbox: Herramienta de Matlab/Simulink para electrónica de potencia el cual se utiliza para las simulaciones por sus dispositivos ya modelados.

TPI: Teoría de la Potencia Instantánea

TGPI: Teoría Generalizada de la Potencia Instantánea.

2.6. Abreviaturas Utilizadas

CA	:	Corriente Alterna
CC	:	Corriente Continua
FA	:	Filtro activo
FAP	:	Filtro Activo Paralelo

FAS	:	Filtro Activo Serie
FPC	:	Filtro Pasivo de Corriente
PWM	:	Modulación de Ancho de Pulso.
LC	:	Circuito con carga Inductiva y Capacitiva
PAC	:	Punto de Acoplamiento Común
P-Q	:	Potencia activa y reactiva
FP	:	Factor de Potencia
VSI	:	Inversor por Fuente de Voltaje
THD	:	Distorsión Armónica Total

III. HIPÓTESIS

Será demostrado que el filtro activo tipo Shunt y serie, puede ser controlado con la estrategia de control de banda de histéresis con la Teoría de la Potencia Instantánea [2] para una compensación eficaz de armónicos de corriente o tensión para sistemas trifásicos con o sin neutro esto es debido a que el filtro activo tiene la capacidad de generar tensiones o corrientes en los cuatro cuadrantes según el plano V-I de la Figura 5, para distintos tipos de carga sean lineales o no lineales.

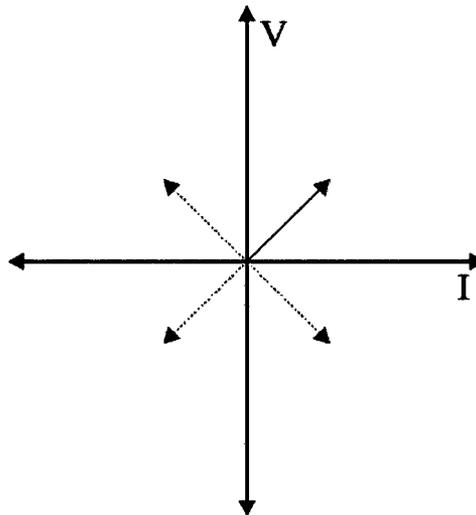


Figura 3.1. Plano V-I

La teoría de potencia instantánea calcula en tiempo real, las corrientes y tensiones compensación y no necesita calcular ningún tipo de índice de distorsión armónica como es visto en el Capítulo 2.

Las variables de estado para esta teoría son las magnitudes de las corrientes y tensiones de las fases sin necesidad de los ángulos de desfase instantáneos de las corrientes y tensiones las mismas serán generadas con una alta tasa de muestreo.

IV. METODOLOGÍA

Se utilizarán técnicas descriptivas con el software de simulación Matlab/Simulink [4],[15], explicando las leyes que rigen los fenómenos que corresponden a los circuitos eléctricos trifásicos con y sin neutro aplicados al área de compensación de potencia reactiva, compensación de corrientes, corrección de factor de potencia, teoría de la potencia instantánea y leyes de control automático a fin que nos permitan demostrar nuestra hipótesis.

Se comprobará nuestra hipótesis con las normas eléctricas internacionales actuales [11], [12] y [13] que determinan el grado de distorsión armónica de la red y por consiguiente el factor de potencia obtenido.

4.1. Relación entre las variables de la investigación

La teoría de la potencia instantánea puede ser utilizada con aplicación en filtros activos para determinar la potencia de compensación que realimentará el filtro activo en pequeños intervalos de tiempos de forma que la compensación sea continua para cualquier forma de onda de tensión o corriente, en el afán de mejora de la ciencia la presente investigación explorará la técnica de control por banda de histéresis para ver su eficacia en este tipo de compensaciones.

4.2. Operacionalización de las variables

En este punto se han identificado las siguientes variables cualitativas: voltaje, corriente, y ángulo de desfasaje de estas dos magnitudes.

4.3. Tipo de investigación

La presente investigación es descriptiva por que aplica teorías ya propuestas, aplicada al área de ingeniería eléctrica específicamente al tema de filtros activos y electrónica de potencia, y transversal por que durará menos de un año.

4.4. Diseño de la investigación

El tema de estudio son los filtros activos y la técnica para el cálculo de la potencia de compensación es la teoría de potencia instantánea, para tratar de mejorar los índices de compensación como la distorsión armónica en la fuente de entrada utilizaremos la técnica de control por banda de histéresis para ser comparada con otras técnicas de control de filtro activo que figuran en la literatura científica.

4.5. Etapas de la investigación

En la presente investigación se estudia los fundamentos de flujo de potencia entre fuentes, cargas y líneas de transmisión y ver las distintas clases de compensación.

Luego se analiza la teoría de potencia instantánea por su rapidez en la obtención de potencias de compensación.

Seguidamente estudiaremos los filtros activos serie y paralelo.

A continuación abordaremos la teoría de control por banda de histéresis para su aplicación en el control de los filtros activos.

4.6. Población y muestra

No se aplica para la presente investigación.

4.7. Técnicas e instrumentos de recolección de datos.

No se aplica para la presente investigación.

4.8. Procesamiento estadístico y análisis de datos

No se utilizó para la presente investigación.

V. RESULTADOS FINALES

En este capítulo se simulara con los bloques modelados en Matlab/Simulink, para la Teoría de potencia Instantánea y los bloques de conversión del sistema de referencia *abc* a *d-q*. También se calculan el inductor de acoplamiento y capacitor del FAP.

En valor obtenido para la inductancia de acoplamiento para dos niveles de voltaje en el inversor, viene de la ecuación (5.1) según [31], 400V en la tensión del inversor, una frecuencia de 30kHz y una corriente pico de 55.67A con una ondulación de 20% obtenemos una corriente pico de 11.13A, a la vez una inductancia de acoplamiento de $L_f=600\mu\text{H}$, ya para tres niveles de tensión en el inversor con una inductancia paramétrica de 0.25 obtenemos una inductancia de 150 μH , mediante las simulaciones se determinó que este valor es pequeño para el rizado generado en la corriente compensada de la fuente por lo que se tomo un valor de 800 μH .

$$L_f = \frac{V_{cf}}{\Delta i_{f_{\max}} 2f_{sw}} = \frac{400}{11.13 \times 2 \times 30 \times 10^3} = 600\mu\text{H} \quad (5.1)$$

Para la capacitancia teórica de la ecuación (5.2) según [32] [19], para una carga capacitiva de 400 μF obtenemos una impedancia equivalente de 6.36 Ω para un voltaje de línea de 220V obtenemos un consumo de potencia reactiva de 7.3kVAr, y para una tensión máxima del inversor de 400V y valor mínimo de 0V en el inversor.

$$C_f = \frac{Q_{carga}}{f_{rede} (V_{cf_{\max}}^2 - V_{cf_{\min}}^2)} \quad (5.2)$$

$$C_f = 760\mu\text{F}$$

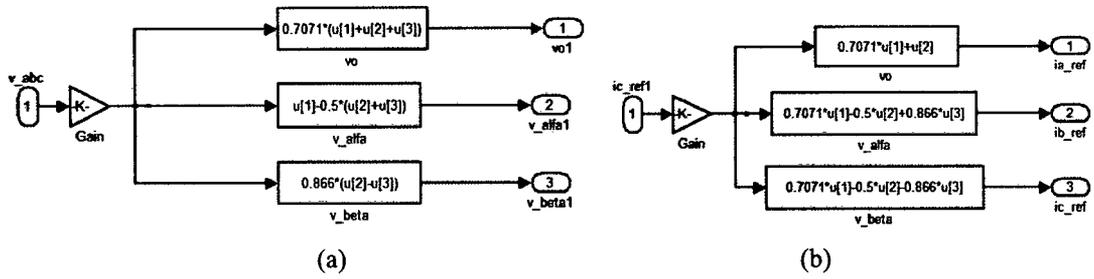


Figura 5.2. Bloque de conversión abc a $\alpha\beta 0$ para corriente y tensiones

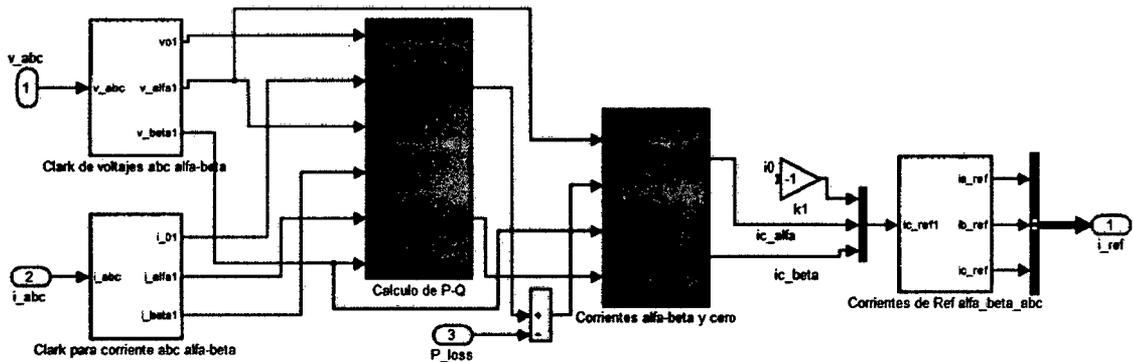


Figura 5.3. Bloques para el cálculo de la potencia con Teoría de la Potencia Instantánea.

En la Figura 5.4. se presenta el bloque de control de histéresis fijo para cada fase que sirven para la conmutación de los transistores de potencia del inversor, en la Figura 5.5. se presenta el bloque de control de banda de histéresis individual de cada fase modelado.

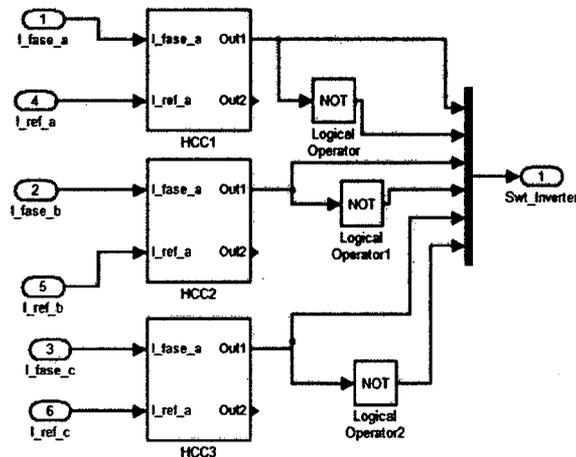


Figura 5.4. Controlador de conmutación de los transistores de potencia

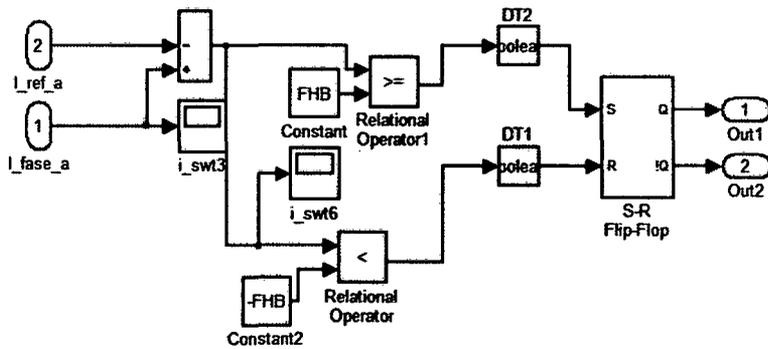


Figura 5.5. Control de Histéresis Fija.

La ecuación (5.3) es la planta del compensador de tensión el cual nos sirve para implementar la malla de tensión [10][30][19], que se muestra en la Figura 5.6 se obtiene un controlador PI con un filtro, con dos polos y un cero. El cero a 300Hz, los polos uno en el origen y el otro a 10kHz, la ganancia se fijo en 30000. Cabe destacar que el cálculo de la malla de corriente no es necesario por el método de Banda de Histéresis Adaptativa, no siendo igual para el caso de banda de histéresis Fija donde si es necesario el cálculo. Para un índice de modulación de 0.4491 obtenido de la tensión de fase de 179.62V y una tensión del inversor de dos niveles de 400V.

$$G_V(s) = \frac{m}{2.C_f.s} = \frac{0.4491}{2 \times 12.5 \times 10^{-3} s} = \frac{9.4}{s} \quad (5.3)$$

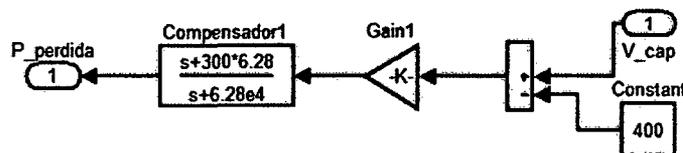


Figura 4.6. Malla de tensión para el compensador de la potencia de perdidas

Para la malla de corriente se calcula según la formula para dos niveles de voltaje, para una tensión del inversor de 400V, y un inductor acoplamiento de 800uF se obtiene:

$$G_i(s) = \frac{2V_f}{sL_c} = \frac{2 \times 400}{800 \times 10^{-6} s} = \frac{10^6}{s} \quad (5.4)$$

El cero del compensador queda localizado doscientas veces abajo de la frecuencia de conmutación, resultando en 150Hz. El polo del compensador de corriente queda localizado 200 veces arriba del cero ósea a 30kHz.

5.1. Filtro Activo Paralelo

Se aplicara los valores obtenidos en las simulaciones del Filtro activo paralelo.

Parámetros del circuito de la simulación:

L fase	150uH
L acoplamiento	800uH
C link DC	12mF
V de la fuente	220V
Frecuencia	30kHz
Ra	9.67 Ω
Rb	19.35+0.37j Ω
Rc	-0.15j Ω

Tabla I. Parámetros de simulación para el Filtro activo paralelo.

5.1.1. Caso 1: Sistema trifásico Carga Lineal Desbalanceada

5.1.1.a) Control con Banda de Histéresis Fija

El circuito simulado esta en la Figura 5.1. Se presenta las diferentes ondas compensadas. En la Figura 5.7 esta la corriente de la fuente compensada, en la Figura 5.8 se presenta las corrientes en la carga desbalanceada.

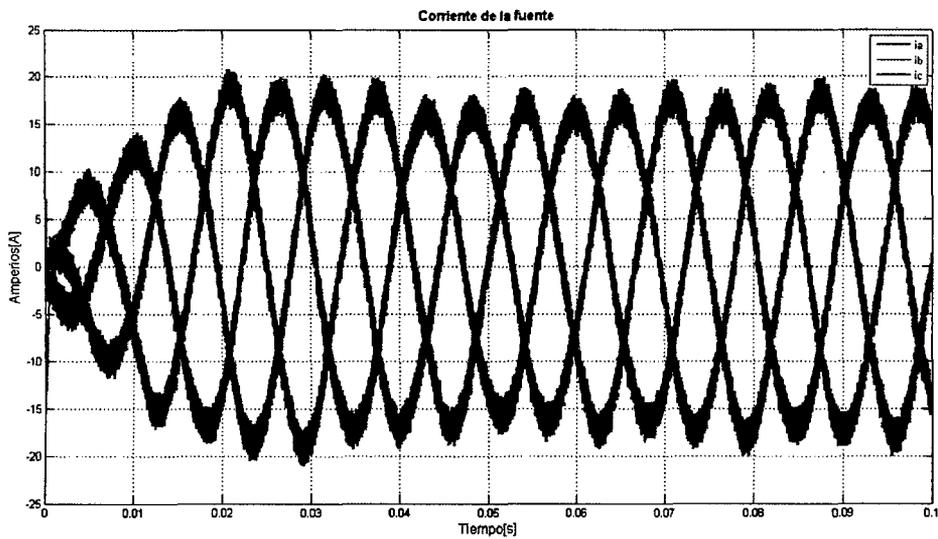


Figura 5.7. Corrientes de la fuente compensada.

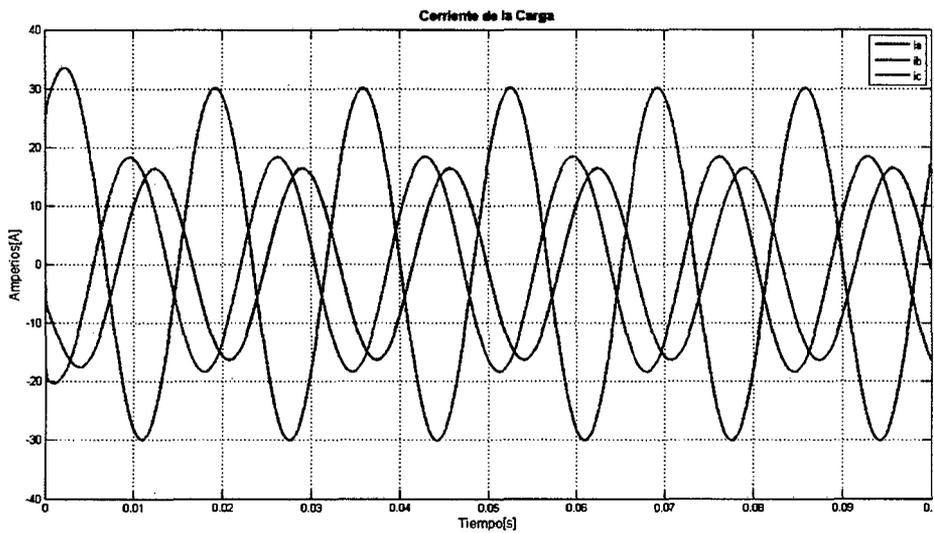


Figura 5.8. Corrientes de la carga

En la Figura 5.9 se muestran las corrientes del inversor que compensan los desbalances de la carga. En la Figura 5.10 se muestran las tensiones de la fuente compensada. En la Figura 5.11 se tiene THD de la corriente compensada con un valor de 5.74%.

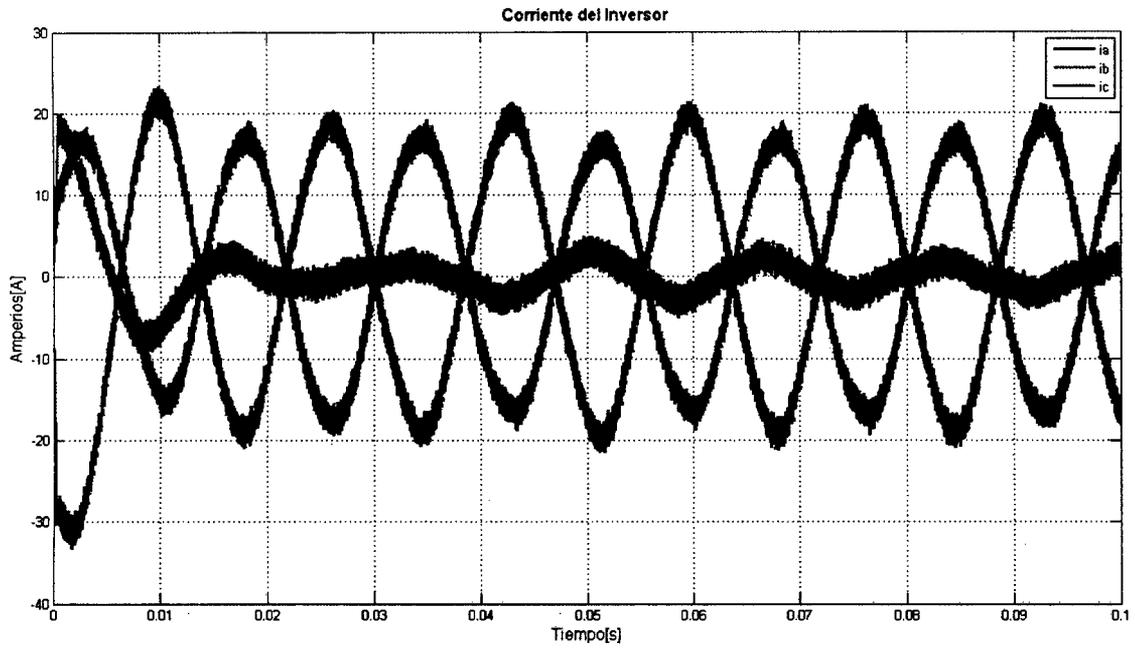


Figura 5.9. Corrientes del inversor

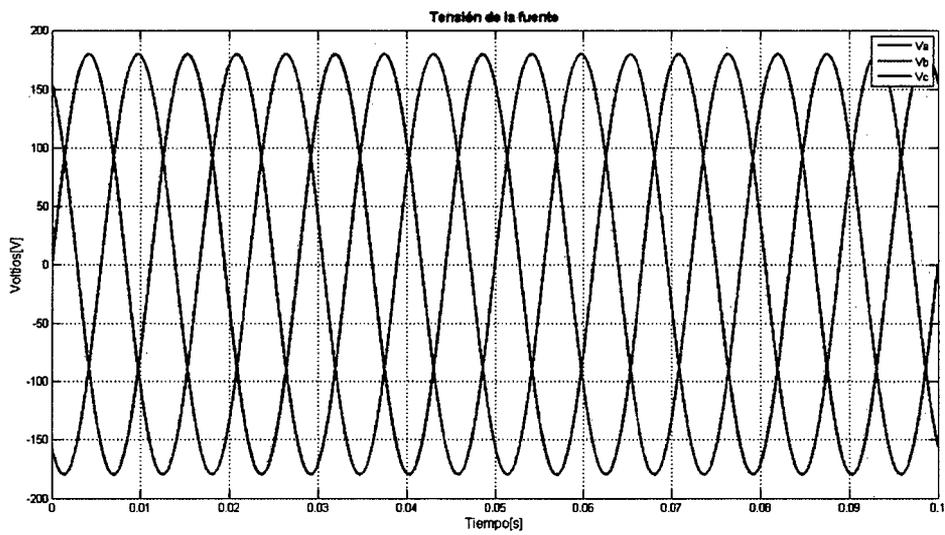


Figura 5.10. Voltaje de la fuente

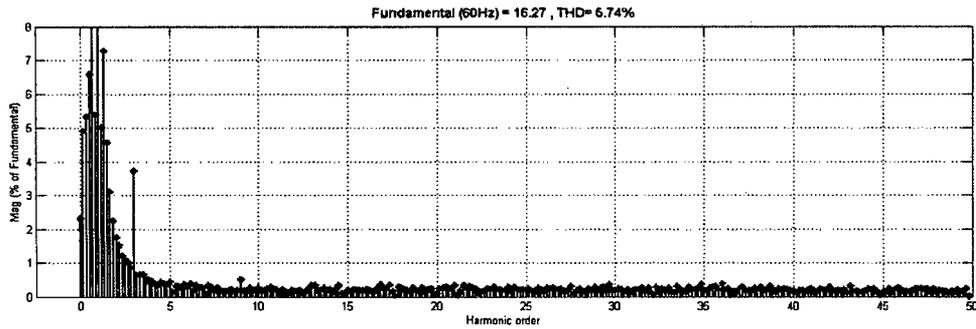


Figura 5. 11. THD de la corriente de la fuente compensada

El sistema de compensación para este caso responde muy bien con una tasa de distorsión armónica de corriente de 5.74% en la fase A, el voltaje de la fuente es el mismo que el voltaje de la carga.

5.1.1.b) Control con Banda de Histéresis Adaptativa

La corriente en la fuente compensada por el FAP es similar al caso anterior se puede observar según la Figura 5.12.

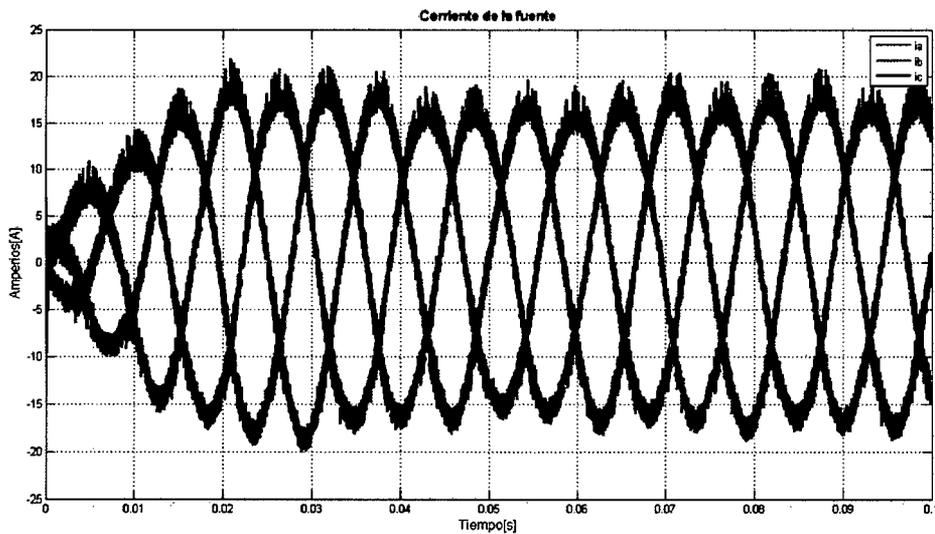


Figura 4.12. Porcentaje de armónicas según análisis de Fourier de la corriente de la fuente.

Con las mismas cargas del caso anterior obtuvimos el THD de corriente menor 4.7%, como muestra la Figura 4.13.

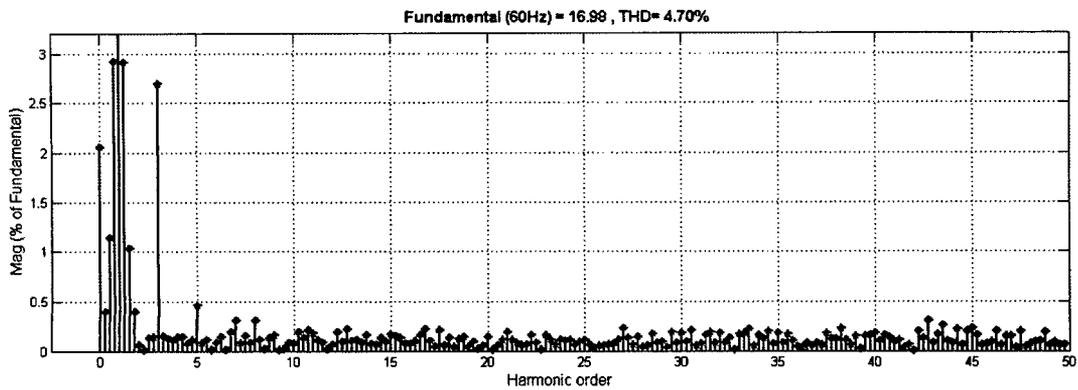


Figura 4.13. Porcentaje de armónicas según análisis de Fourier de la corriente de la fuente.

5.1.2. Caso 2: Sistema trifásico con neutro

El circuito modelado en la Figura 5.14. corresponde al FAP con una carga no lineal desbalanceada que se utilizó para la simulación, en la Figura 5.15 se puede ver el bloque de Filtro Activo Paralelo modelado para este caso con los brazos del inversor. Luego en la Tabla II se presenta los valores empleados para la simulación.

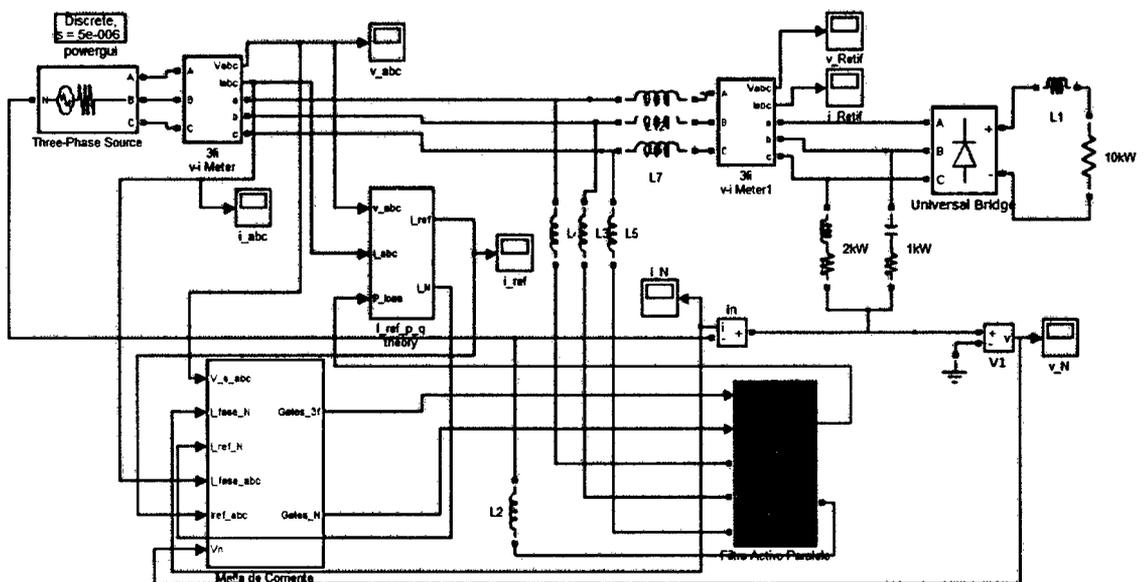


Figura 5.14. Sistema trifásico con neutro con carga desbalanceada no lineal simulado de Matlab/Simulink.

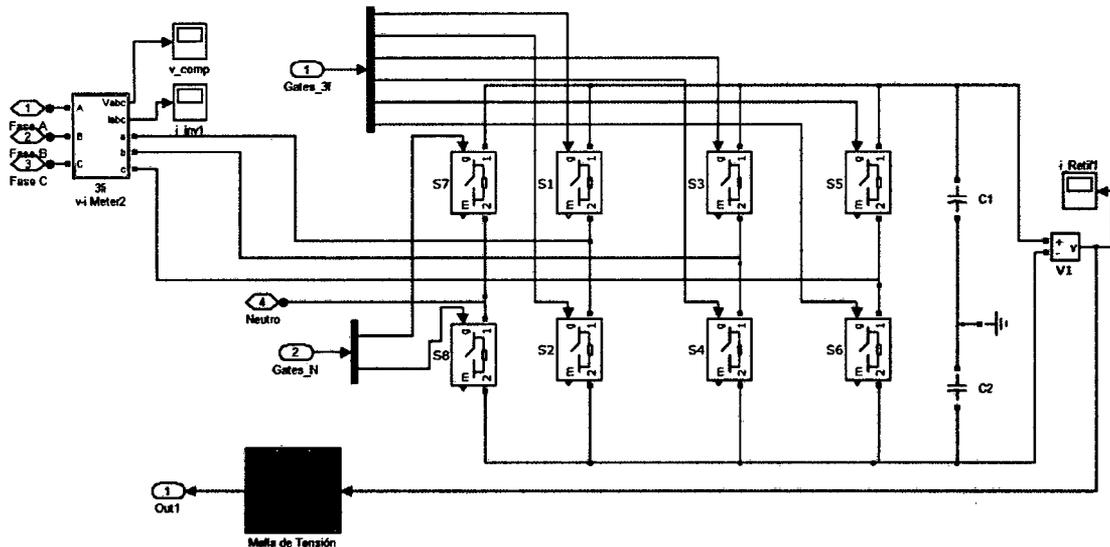


Figura 5.15. Inversor modelado para el FAP con 4 brazos para las corrientes de fase y neutro.

Inductancia de fase (L1)	150uH
Inductancia de acoplamiento (Lf)	800uH
C equivalente Link DC	12mF
Voltaje de la fuente	220V
Frecuencia	30kHz
Carga inductiva en la fase B	32.26+0.37j
Carga inductiva en la fase C	64.53-12.05j
Carga de rectificador trifásico no controlado	9.67+377j

Tabla II. Parámetros de simulación para el Filtro activo paralelo.

5.1.2.a) Control con Banda de Histéresis Fija

En la Figura 5.16 se tiene la corriente de la carga la cual tiene una forma cuadrada debido a la alta inductancia colocada de 1H para comprobar la robustez de la técnica de compensación, estas graficas fueron obtenidas con los parámetros de Tabla II, la carga no lineal consiste de un puente de diodos no controlado trifásico, el cual tiene un THD de corriente de 24.08%. La Figura 5.17 muestra la corriente compensada por el bloque TPI de referencia de corrientes, después de conectar el FAP a la carga el THD de la fuente obtenido es de 2.85%. La Figura 5.18 muestra la corriente del inversor en sus tres fases.

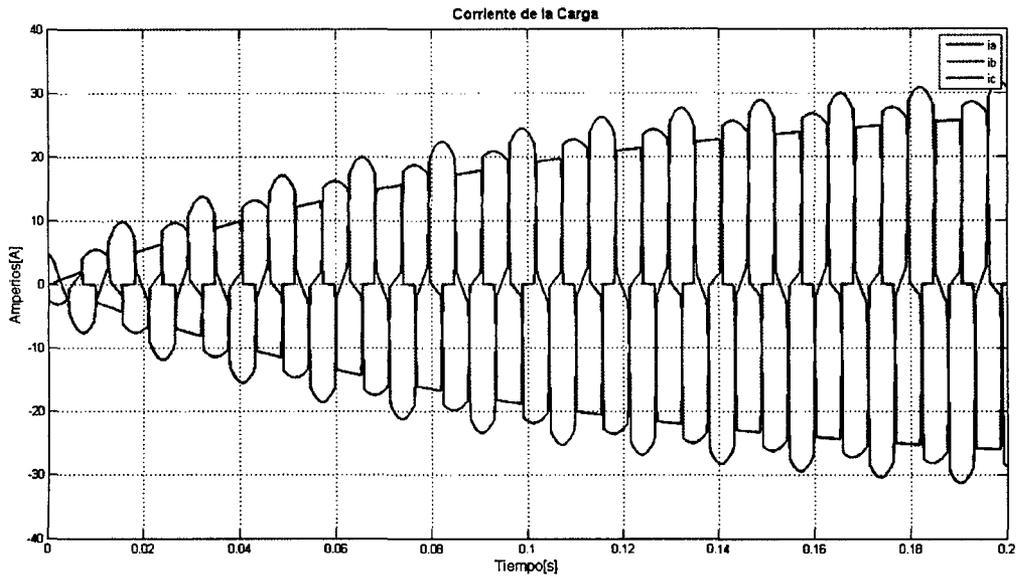


Figura 5.16. Corriente de la carga

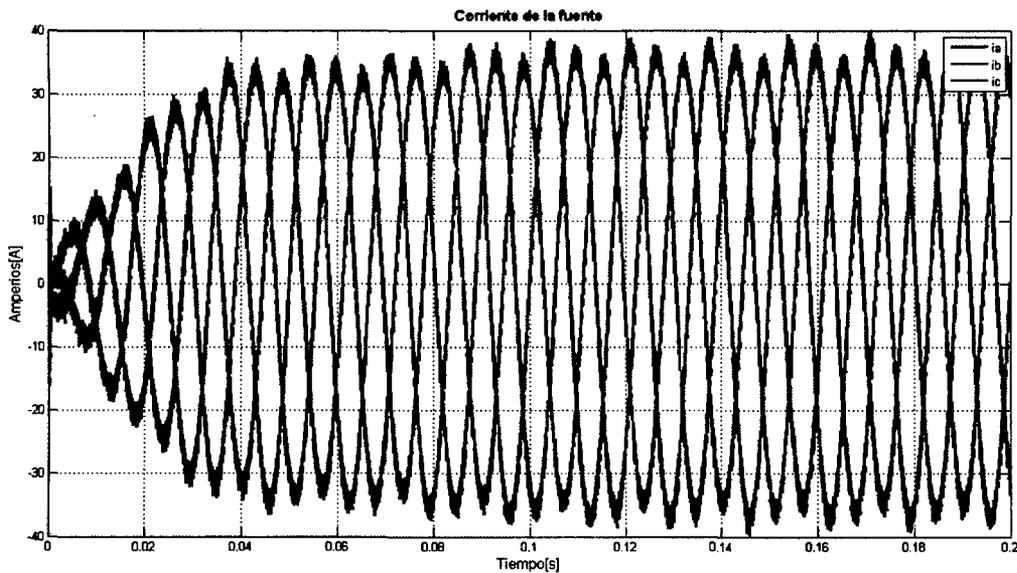


Figura 5.17. Corriente de la fuente compensada.

En la Figura 5.19 están graficadas la corriente de neutro en la fuente, en la carga y en el inversor. La corriente del neutro de la fuente es dado por $I_{n_{fuente}} = I_{n_{inversor}} - I_{n_{carga}}$ y se obtiene un valor de 6A pico. Las cuatro fases están compensadas por bloques de BHF los cuales controlan la conmutación de las llaves. La señal de referencia es proporcionada por el bloque TPI.

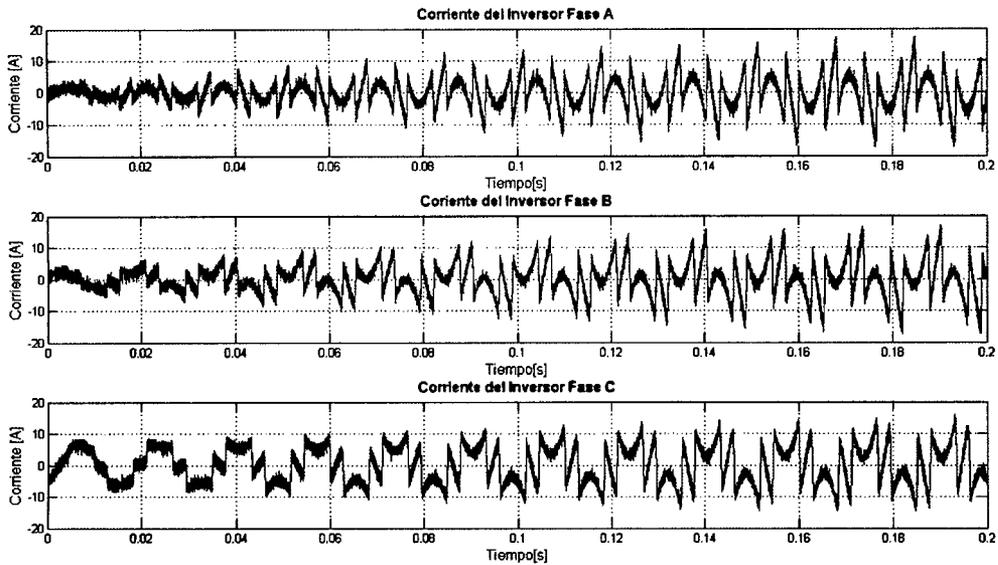


Figura 5.18. Corriente del inductor

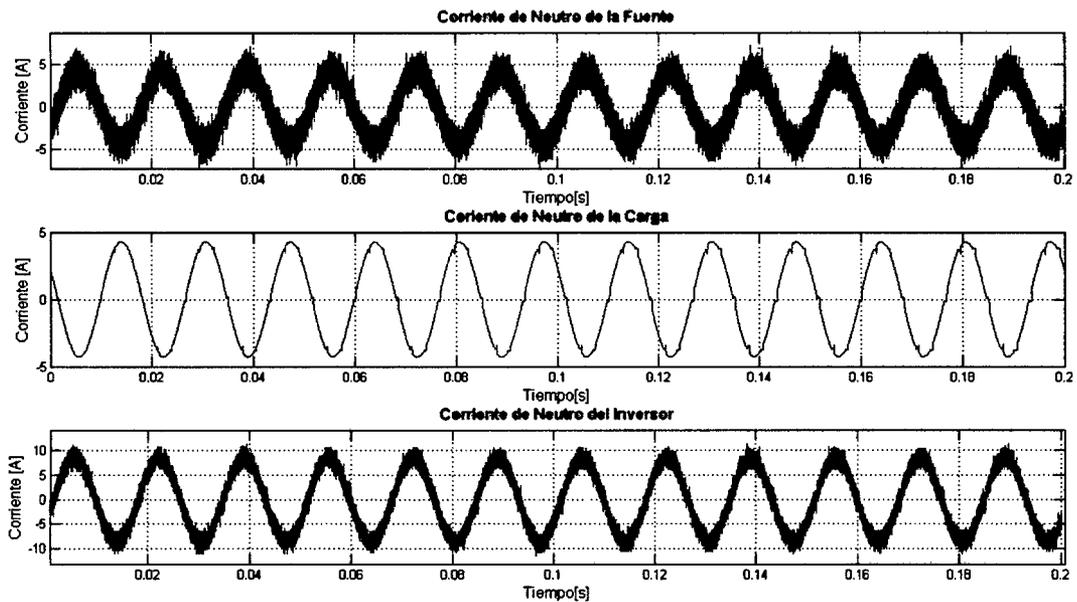


Figura 5.19. Corriente de neutro de la fuente, carga e inductor.

El THD de la corriente de fuente que se obtuvo es de 2.85%, según se muestra en la Figura 5.20.

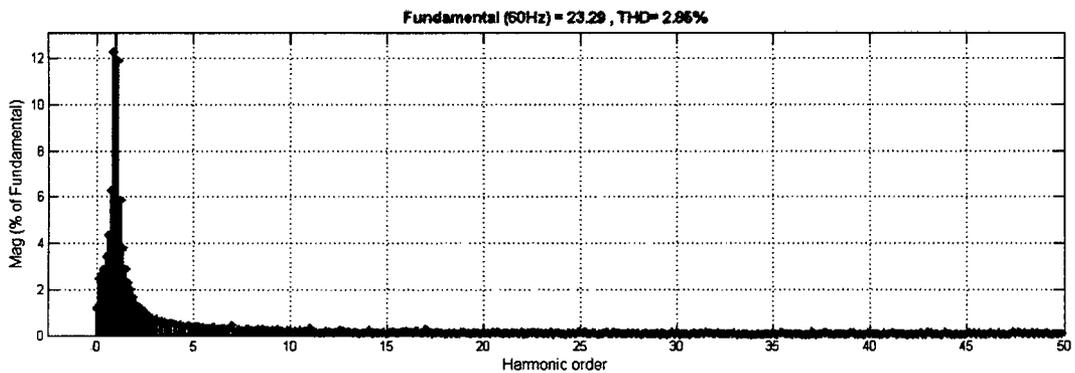


Figura 5.20. Análisis de Fourier para la corriente de la fuente.

En la Figura 5.21 se muestra el THD de la corriente de la carga con un valor de 24.08% el cual alcanza este valor sin la compensación. Esta gráfica también muestra un alto porcentaje de componente armónica de corriente de 5ta, 7ma, 11va, y 13va.

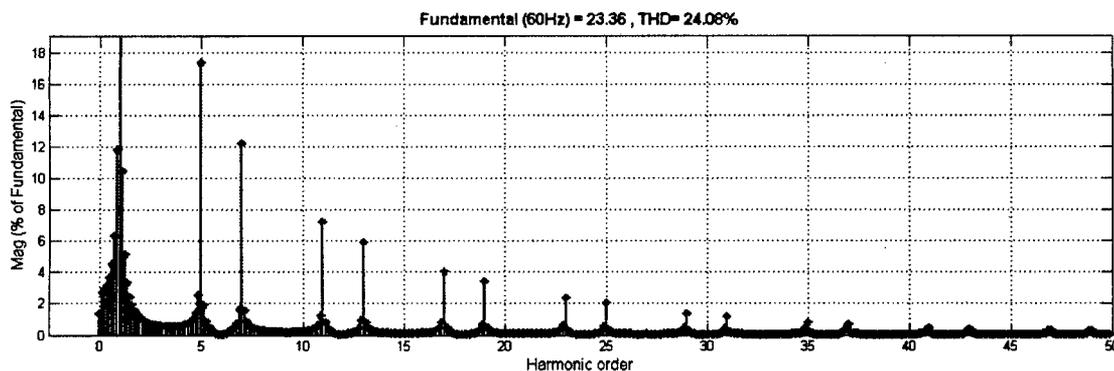


Figura 5.21. Análisis de Fourier para la corriente de la carga.

En la Figura 5.22 se grafica el análisis de Fourier de la corriente del inversor que compensa la fuente el cual tiene un alto índice de THD de 198.4%, esta gráfica también refleja la fuerte presencia de armónicas de 5ta, 7ma, 11va, y 13va orden.

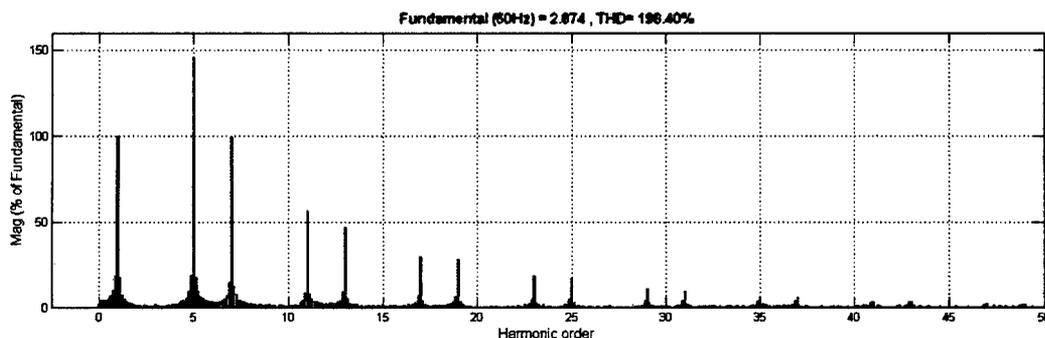


Figura 5.22. Análisis de Fourier para la corriente del inversor.

5.1.2.b) Control con Banda de Histéresis Adaptativa

En la Figura 5.23 se muestra el bloque de banda de histéresis adaptativa que produce una modulación de ancho de pulso PWM para la conmutación de transistores de potencia. En la Figura 5.24 se ha obtenido las corrientes de la fuente compensada por el FAP con esta técnica. En la Figura 5.25 se muestra la corriente de compensación del inversor.

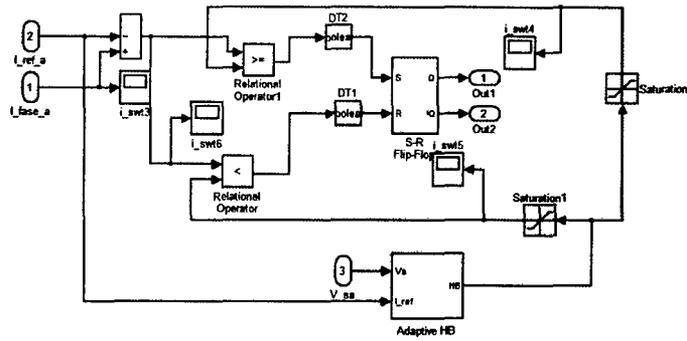


Figura 5.23. Bloque de banda de histéresis adaptativa modelado.

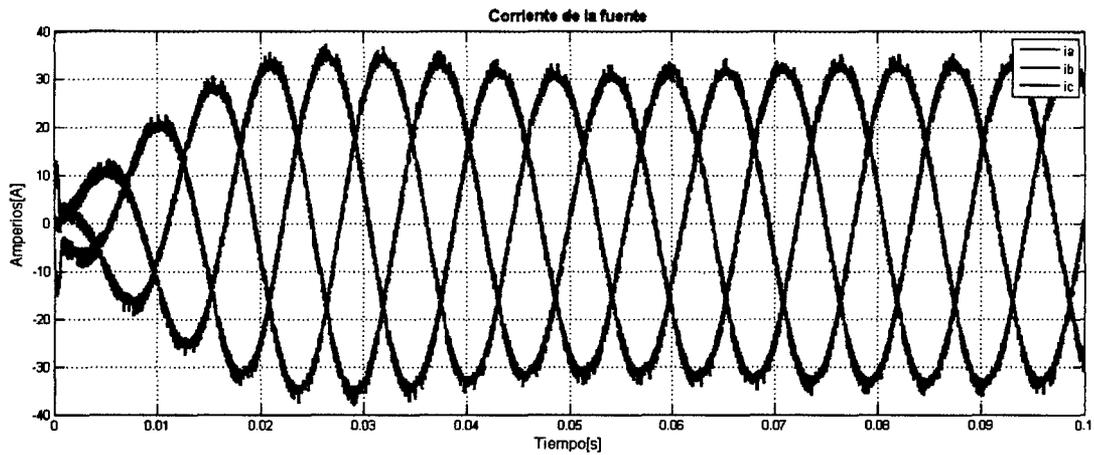


Figura 5.24. Corrientes Compensadas en las fases *ia*, *ib* e *ic*.

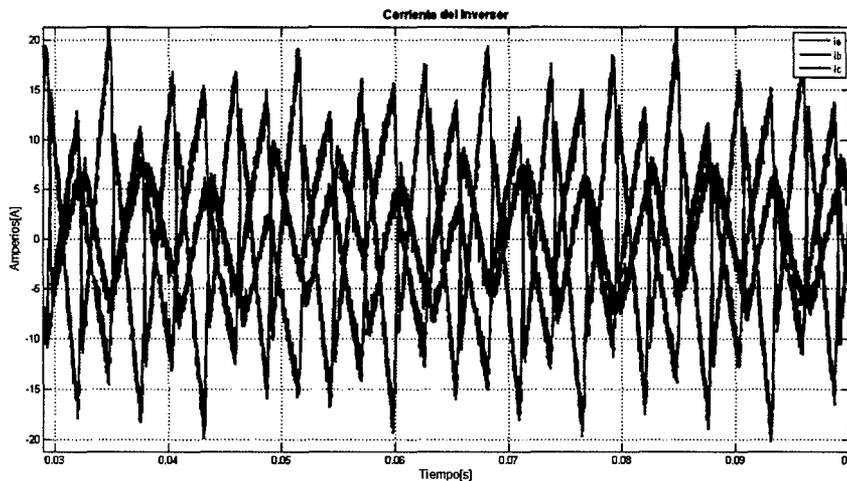


Figura 5.25. Corrientes Compensadas en las fases *ia*, *ib* e *ic* con el método de BHA.

La forma de onda de corriente de la carga es la misma del caso anterior se muestra en la Figura 5.16. En La Figura 5.26 muestra las corrientes de referencia del

bloque de TPI que son insertadas en los bloques de control con banda de histéresis adaptativa para la conmutación de las llaves del inversor. La Figura 5.27 nos muestra una distorsión armónica total de 2.21% en la fuente lo cual coloca a esta técnica con un rendimiento optimo cumpliendo la recomendación de la norma IEEE 519 [21].

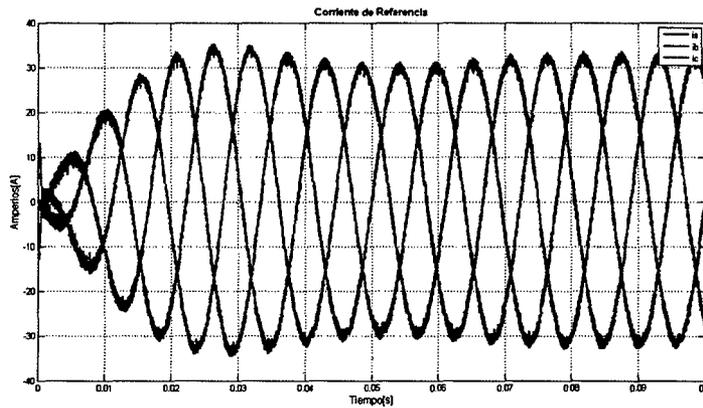


Figura 5.26. Corriente de Referencia obtenidas del bloque con la TPI

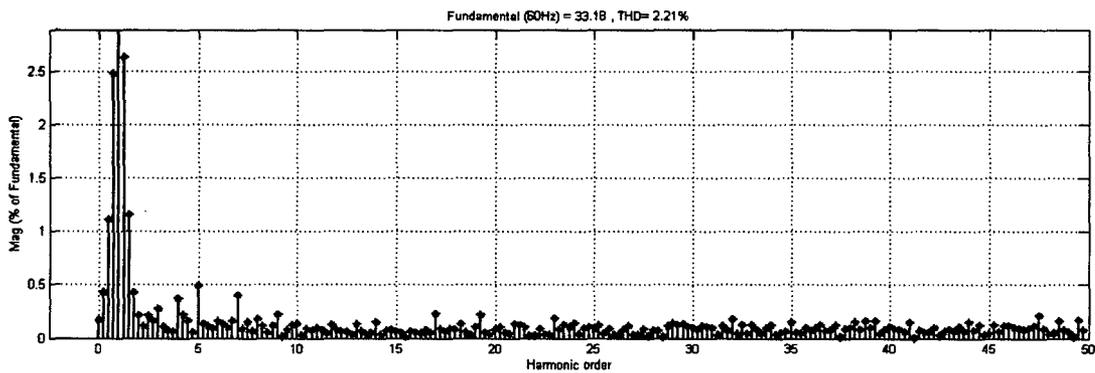


Figura 5.27. Distorsión armónica total obtenido de 2.21% con el método de banda de histéresis Adaptativa y TPI.

En la Figura 5.28 se aprecia el voltaje de las fases en la fuente que se origina por los armónicos de tensión con el método de BHA, se vera mas adelante su forma de compensación con el FAS, estas ondas tienen un THD de 24%.

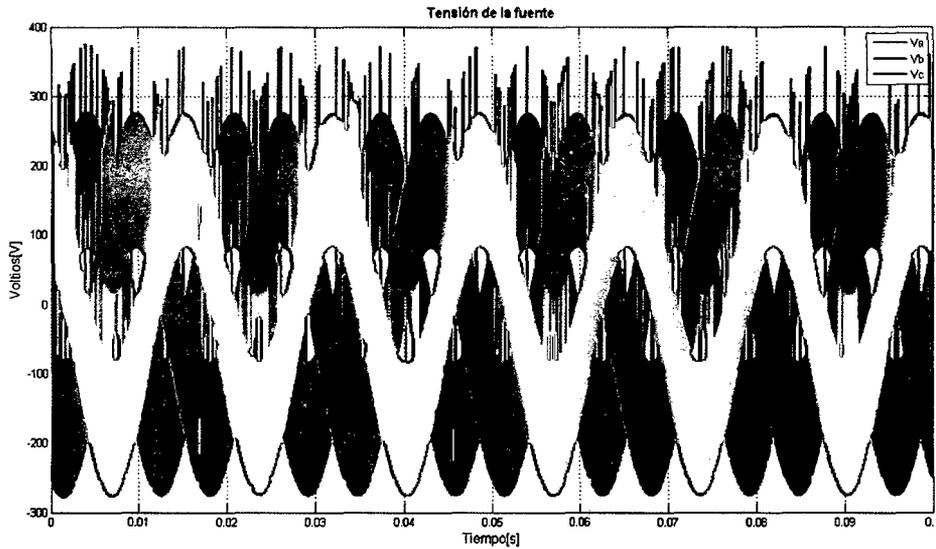


Figura 5.28. Voltaje en la fuente debido al tipo de carga no lineal

Las dos técnicas mostradas de BHF y BHA son robustas para el filtro activo paralelo, la banda de histéresis adaptativa presenta un mejor desempeño con un THD de 2.21% puesto que calcula parámetros de modulación instantáneos para la conmutación de los transistores, comparada con el THD de la banda de histéresis fija la cual es de 5.66%. Las corrientes de referencia generadas por el bloque TPI son seguidas por el inversor gracias a la técnica de modulación de BH y así se obtiene una corriente instantánea inversa que compensa a la corriente de la fuente.

Las dos técnicas banda de histéresis fija y banda de histéresis adaptativa mostradas en este trabajo cumplen la recomendación de IEEE 519 para la generación de distorsiones armónicas de corriente según la proporción de I_{sc}/I_{linea} debe ser menor a 20% para este caso se hizo el calculo y el valor obtenido es 5.76% y es debido a una baja resistencia de la fuente ideal de $1.e-5 \Omega$.

En este método de compensación de Banda de histéresis se observa que no es necesario el cálculo de compensadores proporcional integral o filtros para el caso de banda de histéresis adaptativa. Se comprueba que es un método robusto para el cálculo

instantáneo de corriente y el método de control presenta robustez para cualquier tipo de carga lineal, no lineal, balanceada o desbalanceada alimentando la carga con tres o cuatro fases.

5.2. Filtro Activo Serie

A continuación se hace la simulación para un filtro activo serie. El circuito a simular está en la Figura 5.29 y en la Figura 5.30 se muestra el bloque del FAS con los bloques de sus inversores de voltaje monofásico. En la Figura 5.31 observamos un bloque de inversor de tensión (VSI) con el transformador acoplado en serie a la carga con una relación de transformación $a=4$.

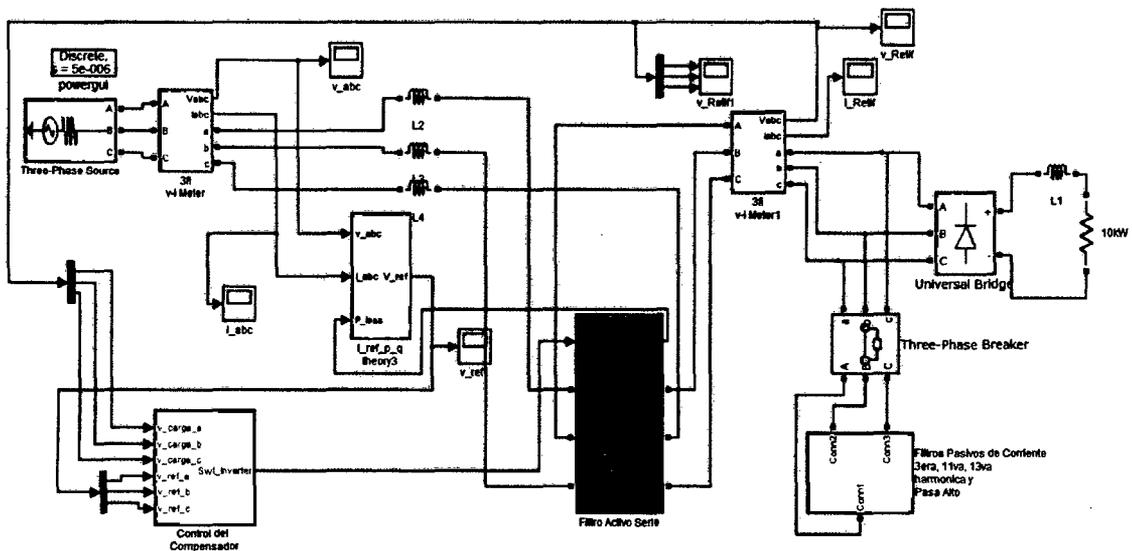


Figura 5.29. Voltaje en la carga debido al tipo de carga no lineal

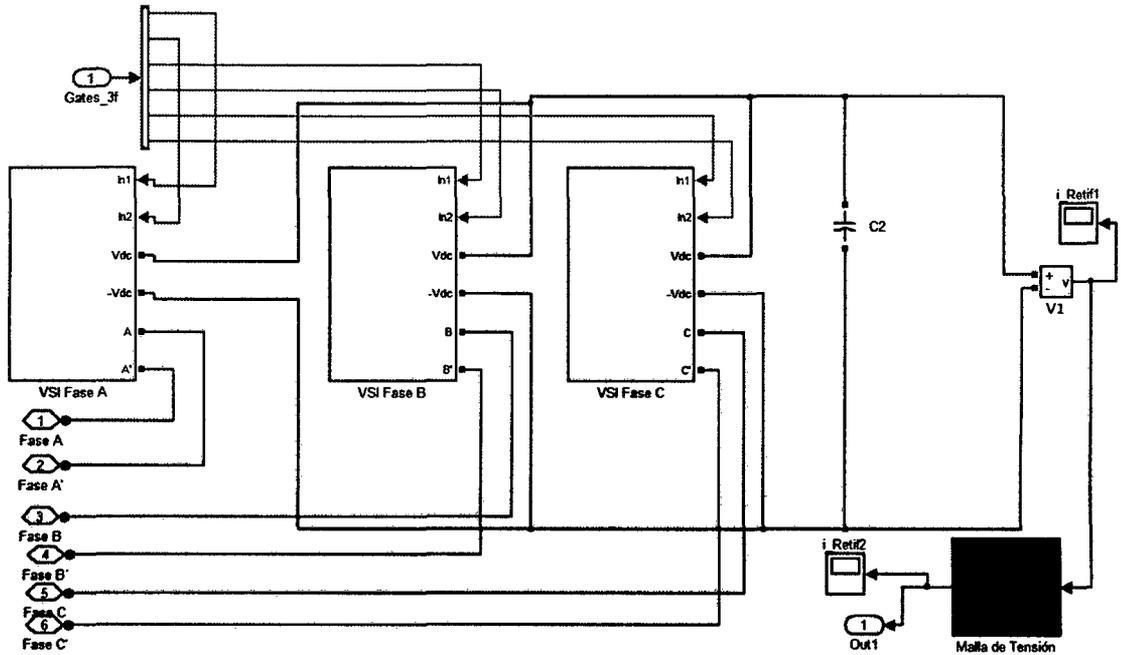


Figura 5.30. FAS modelado con inversores de tensión para cada fase.

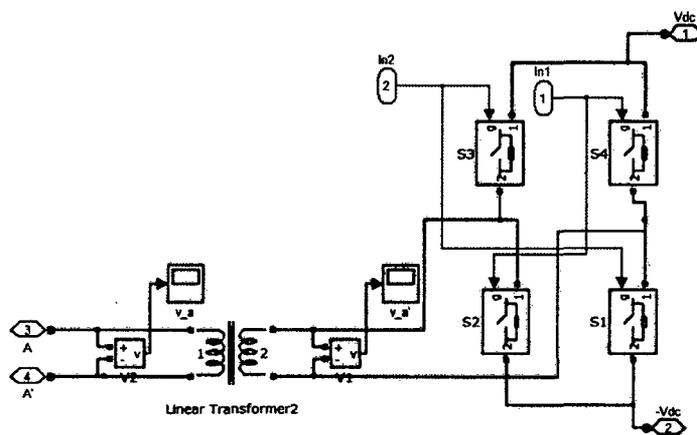


Figura 5.31. Voltaje en la carga debido al tipo de carga no lineal

5.2.1. Caso 1: Carga no lineal balanceada

5.2.1.a) Control con Banda de Histéresis Fija

Para lograr esta simulación primero se compenso con filtros pasivos de 3era, 11va, 13va armónica y un filtro pasa-alto sintonizado en la 24va armónica. Así obtuvimos un THD de corriente de 12%, en un primer momento sin la compensación de filtros pasivos se obtuvo un THD de corriente de 24%. En la figura 5.32. se muestra los

bloques de filtros pasivos de corriente. La Figura 5.33 muestra la corriente de la carga no lineal con una resistencia de 9.67Ω y un inductor de 1mH .

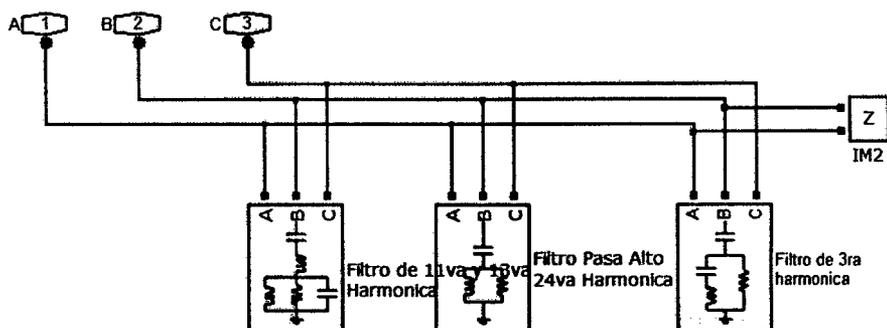


Figura 5.32. Filtros empleados para la compensación de la corriente.

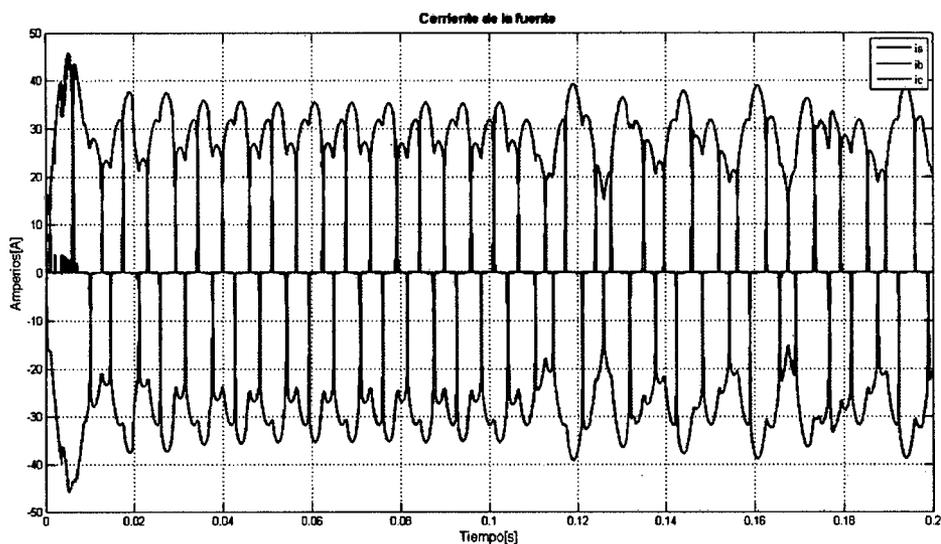


Figura 5.33. Corriente sin compensación debido a la carga con un puente de diodos trifásico.

En la Figura 5.34. se muestra las corrientes compensadas por los filtros pasivos ajustados para la carga en el cual se aprecia un aumento de la corriente pico de la fuente.

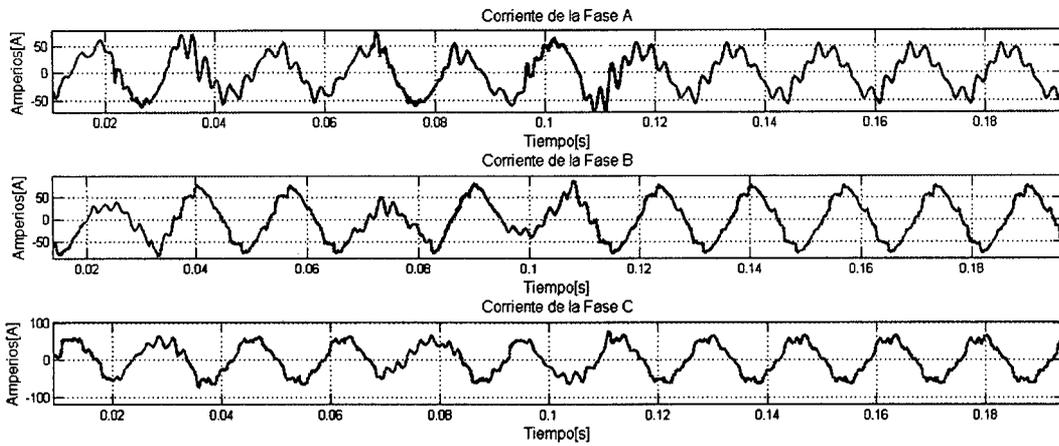


Figura 5.34. Corriente de la fuente compensada con los filtros pasivos.

Según lo mostrado en la Figura 5.35, se muestra voltajes de fase en la carga producida por la compensación pasiva de la corriente, el THD de voltaje de estas ondas es de 7.03% según lo mostrado en la Figura 5.36.

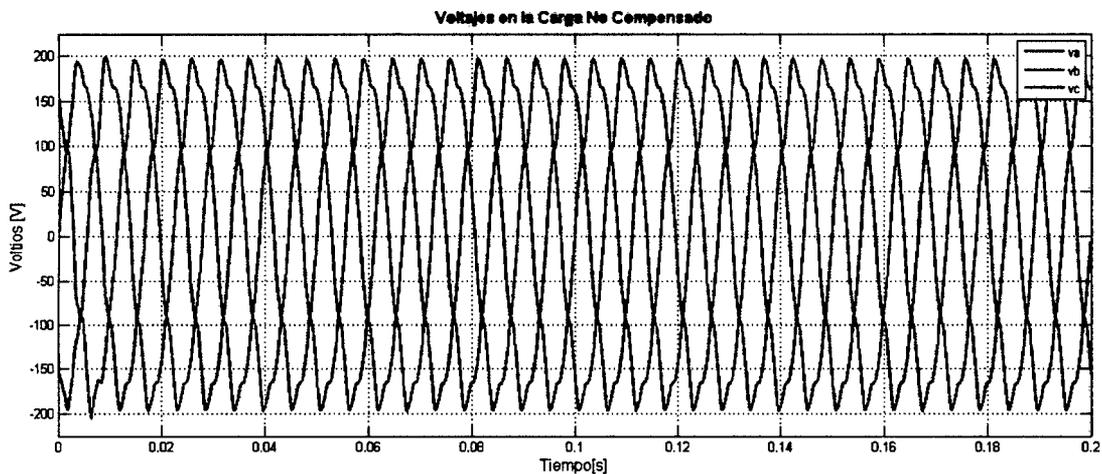


Figura 5.35. Voltaje no compensado en la carga debido a los filtros pasivos conectados en la carga.

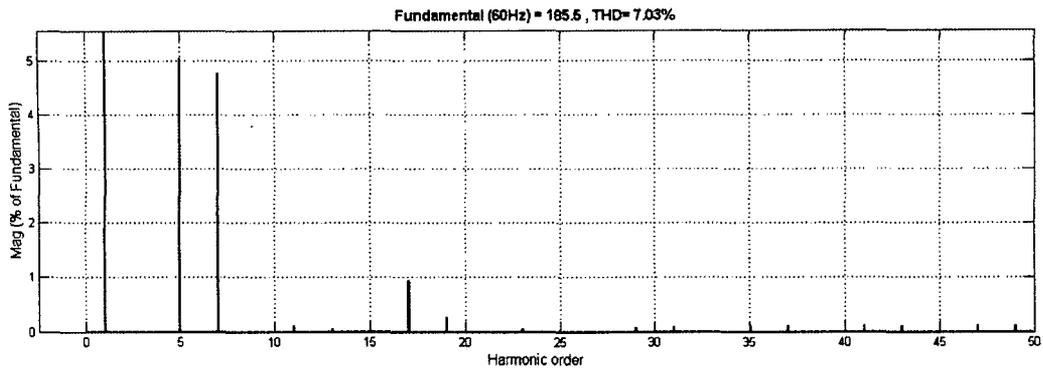


Figura 5.36. THD del voltaje de la carga sin la compensación.

Ahora insertaremos el FAS de la Figura 5.29 modelado con la técnica de control por BHF y conectado a la carga no lineal, el gráfico obtenido de las tensiones se muestra en el Figura 5.37. Estos voltajes de fase obtenidos presentan un THD de tensión de 2.46% según la Figura 5.38. Este valor obtenido de THD de Voltaje cumple con la recomendación de la norma IEEE 519 de distorsión armónica de tensión que es 5% hasta 69kV.

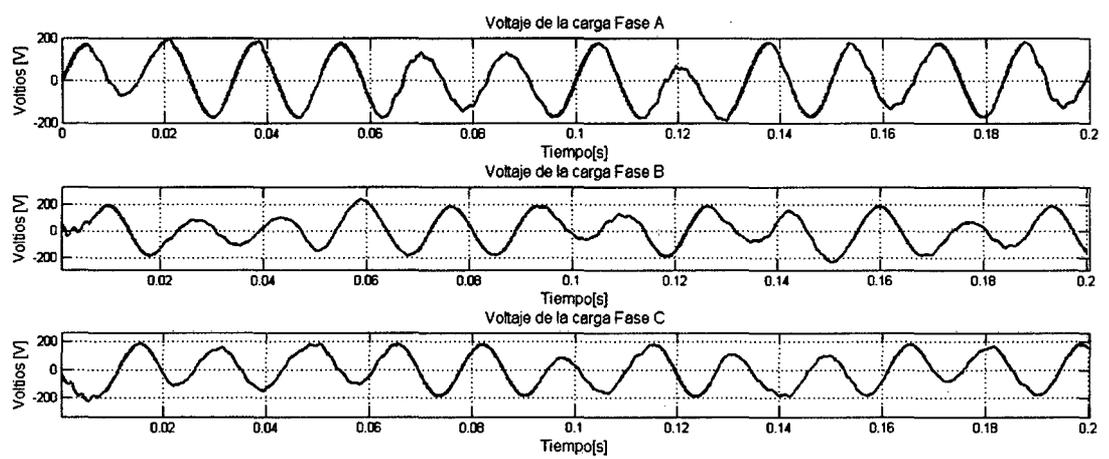


Figura 5.37. Voltajes de las fases con la compensación del FAS.

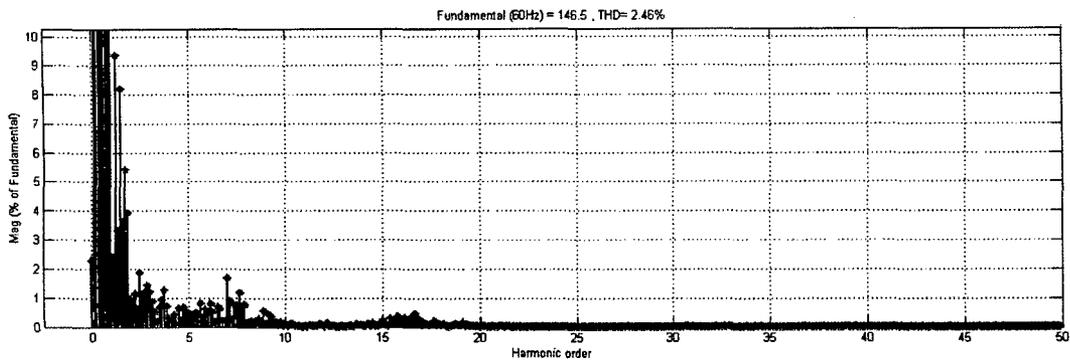


Figura 5.38. THD del voltaje de la carga con la compensación del FAS.

5.2.1.b) Control de Banda de histéresis Adaptativa

Se realizó la compensación con este método se presenta las tensiones de compensación del inversor o filtro activo serie en la Figura 5.39. La Figura 5.40. muestra las tensiones compensadas de la carga las cuales presentan un contenido armónico con un THD de voltaje de 1.22%. Los valores utilizados para esta simulación son 60V en el link CC, una frecuencia de conmutación de 30kHz y una inductancia de acoplamiento de 0.1mH.

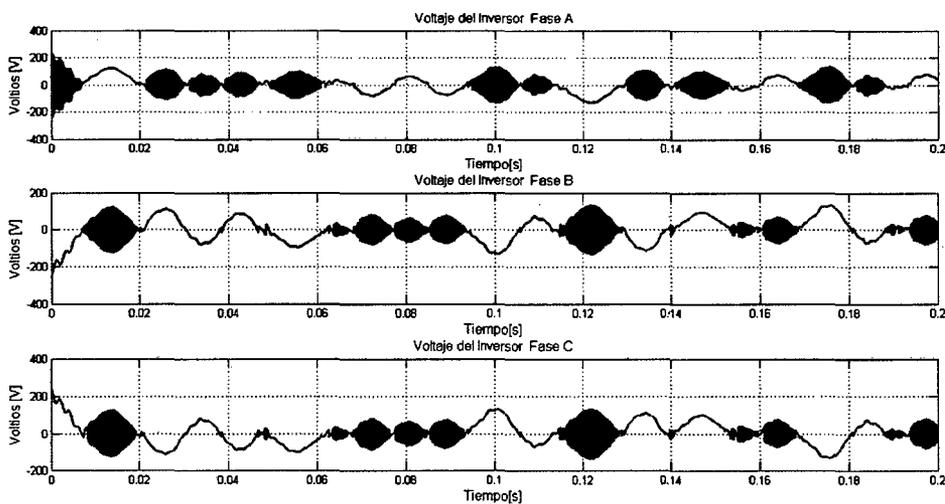


Figura 5.39. Voltaje del FAS en cada fase.

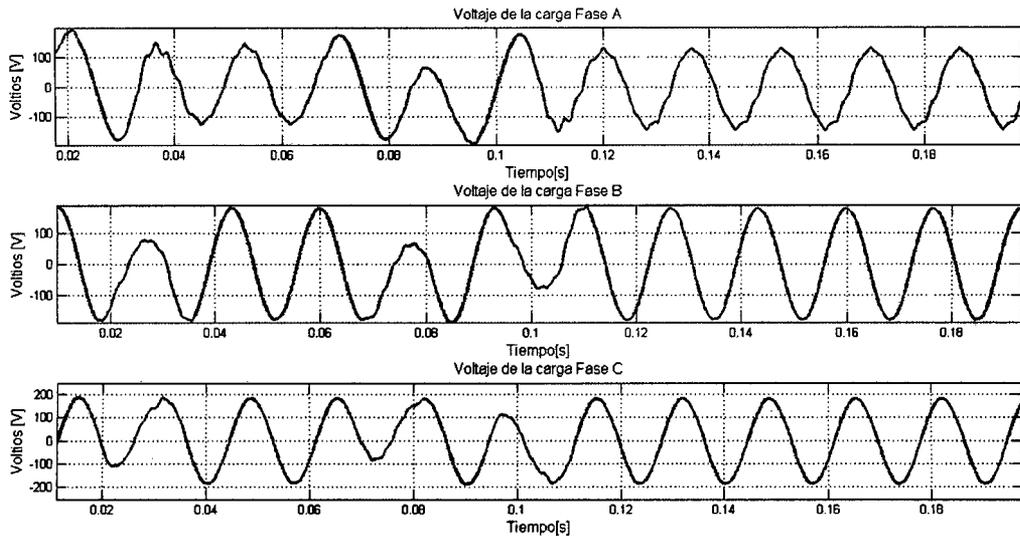


Figura 5.40. Voltaje de fase de la carga con el la compensación del FAS.

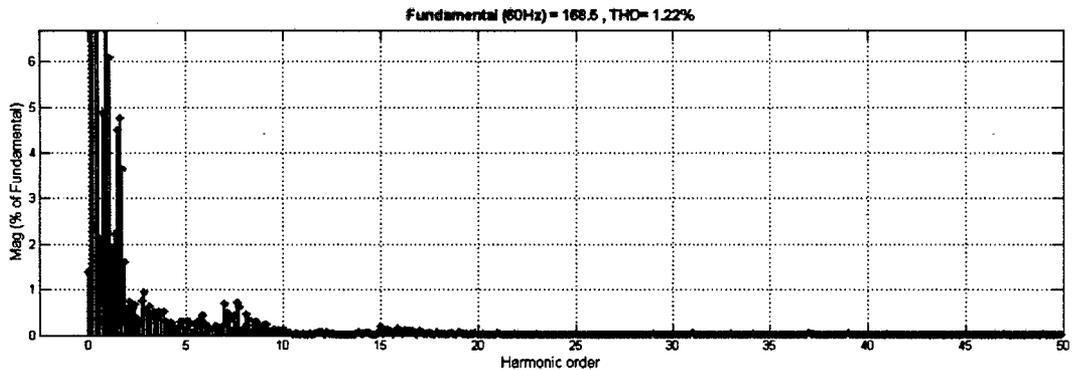


Figura 5.41. Voltaje de fase de la carga con el la compensación del FAS.

El valor obtenido de distorsión armónica total es satisfactorio con la técnica utilizada presenta una mayor eficiencia que el control por banda de histéresis fija.

5.2.2. Caso 2: Carga desbalanceada con Neutro

5.2.2.a) Control con Banda de Histéresis Fija

Se realizaron las simulaciones con este tipo de control para una carga no lineal con neutro con la siguiente configuración para la carga igual que el caso anterior con el puente de rectificador de diodos con una carga de 10kW y un inductor de 1mH. La carga en la fase B es de 5kW con 1mH, la carga en la fase C esta compuesta por una

resistencia de 1.5kW y con un capacitor de 220uF, el desbalance producido en la fase B y C es el que se conecta al neutro.

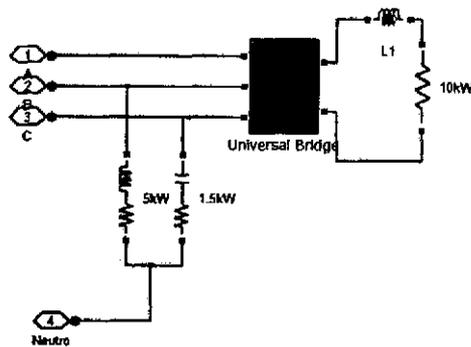


Figura 5.42. Cargas modeladas en Matlab/Simulink.

En la Figura 5.43 se aprecian los voltajes de la fuente. La siguiente Figura 5.44 muestra el THD de esta onda de tensión el cual alcanza el valor de 3.17% en el mejor de los casos.

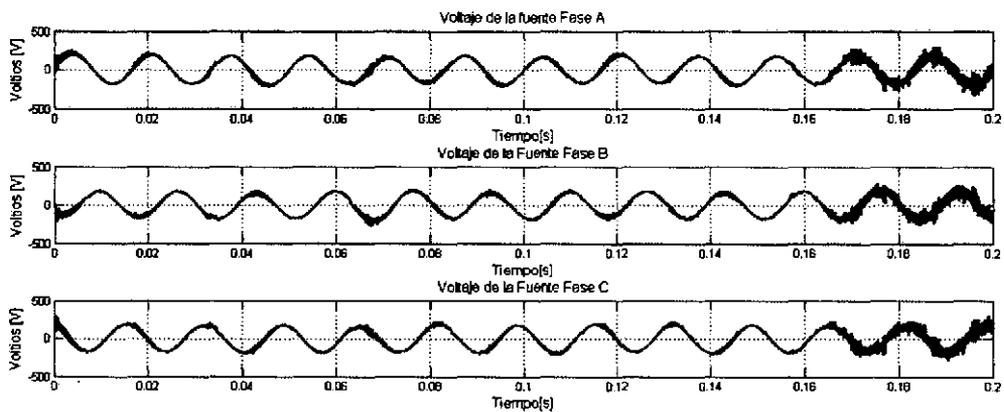


Figura 5.43. Tensiones de la fuente en un Filtro activo Serie.

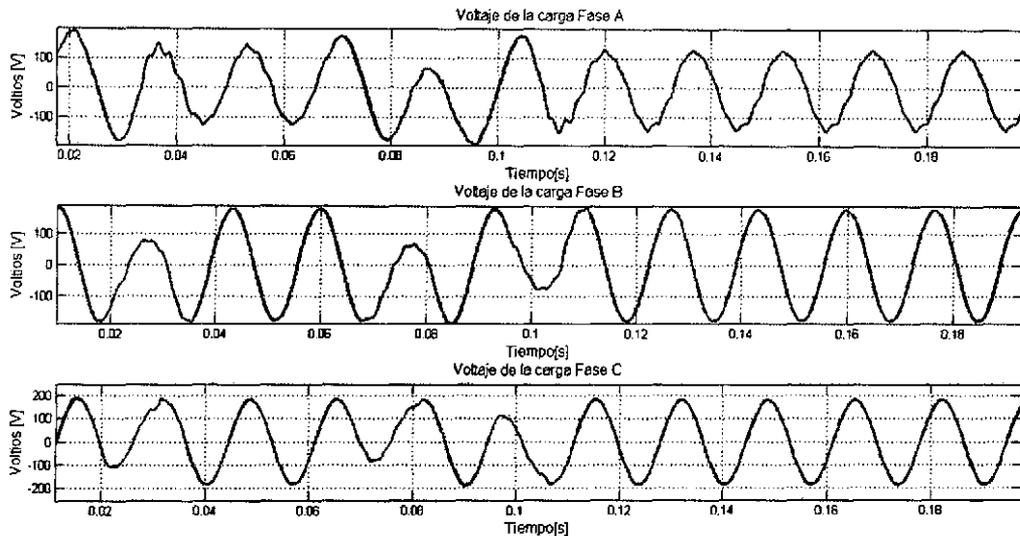


Figura 5.40. Voltaje de fase de la carga con el la compensación del FAS.

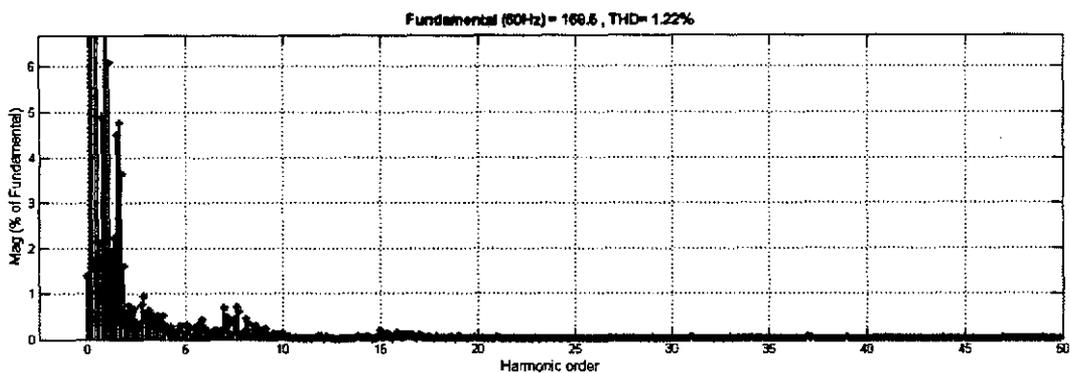


Figura 5.41. Voltaje de fase de la carga con el la compensación del FAS.

El valor obtenido de distorsión armónica total es satisfactorio con la técnica utilizada presenta una mayor eficiencia que el control por banda de histéresis fija.

5.2.2. Caso 2: Carga desbalanceada con Neutro

5.2.2.a) Control con Banda de Histéresis Fija

Se realizaron las simulaciones con este tipo de control para una carga no lineal con neutro con la siguiente configuración para la carga igual que el caso anterior con el puente de rectificador de diodos con una carga de 10kW y un inductor de 1mH. La carga en la fase B es de 5kW con 1mH, la carga en la fase C esta compuesta por una

resistencia de 1.5kW y con un capacitor de 220uF, el desbalance producido en la fase B y C es el que se conecta al neutro.

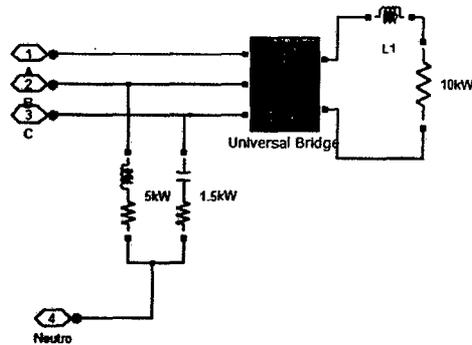


Figura 5.42. Cargas modeladas en Matlab/Simulink.

En la Figura 5.43 se aprecian los voltajes de la fuente. La siguiente Figura 5.44 muestra el THD de esta onda de tensión el cual alcanza el valor de 3.17% en el mejor de los casos.

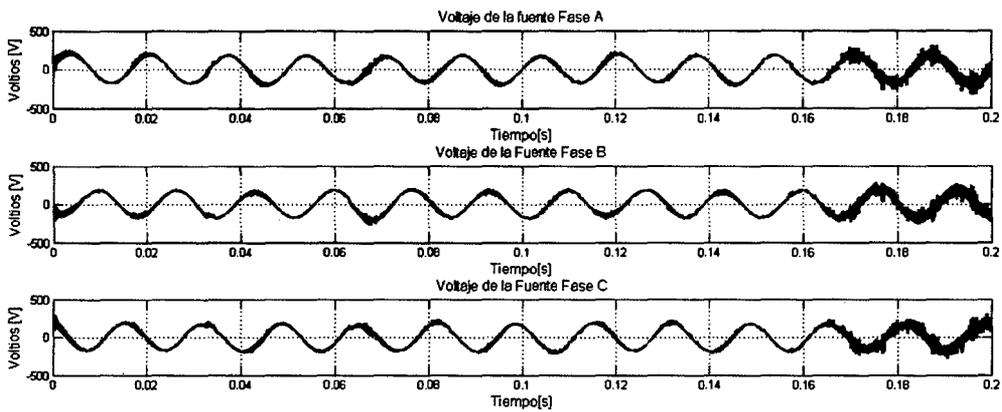


Figura 5.43. Tensiones de la fuente en un Filtro activo Serie.

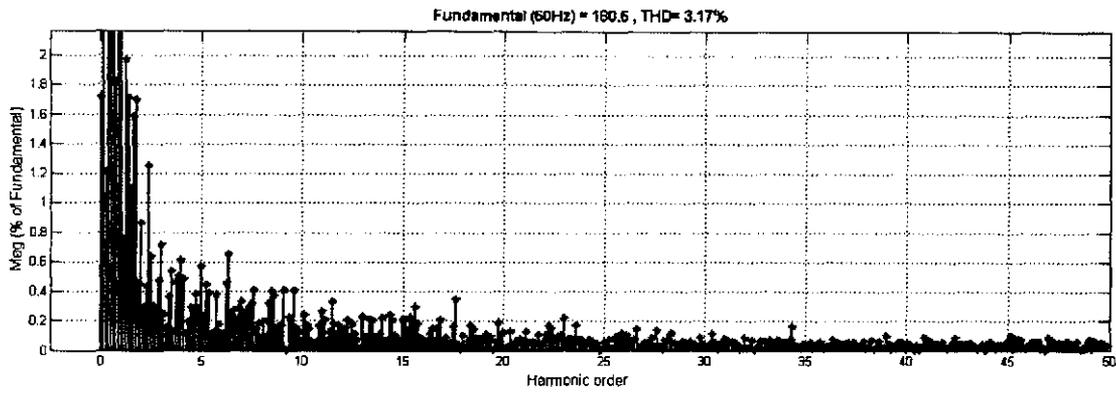


Figura 5.44. Análisis de Fourier del Voltaje de fuente.

Ahora necesitamos hacer el análisis de Fourier del voltaje de la carga para esto se observa la Figura 5.45 en la cual se tiene el voltaje de la carga compensada con los filtros pasivos de corriente de 3era armónica, un filtro de sincronización doble para 5ta, 7ma armónica y un filtro pasa alto para 24va armónica. En la Figura 5.46 se obtiene la distorsión armónica de la carga con un valor de THD de 3.6% el cual es menor a la recomendación de la norma IEEE 519.

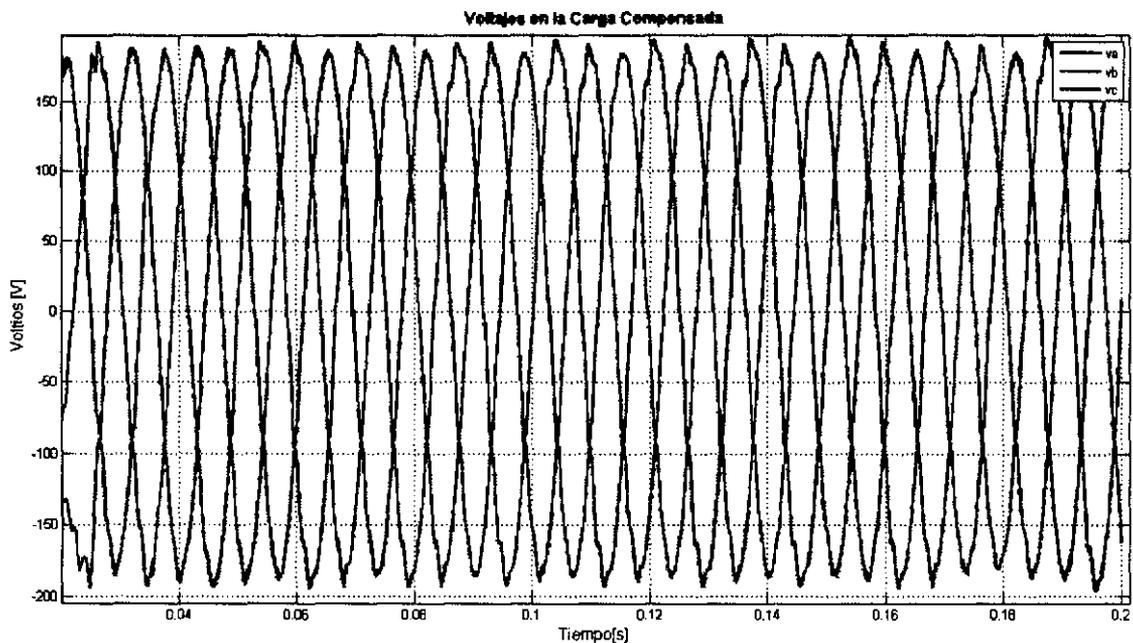


Figura 5.45. Voltajes de la carga

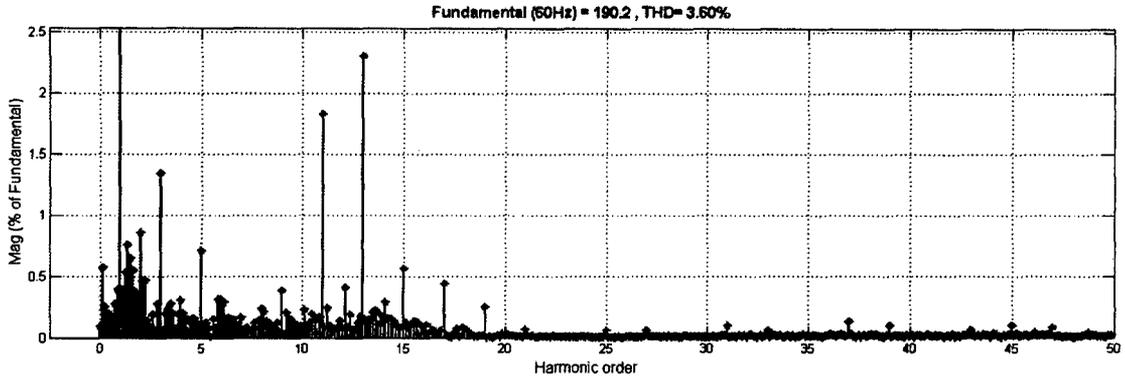


Figura 5.46. Distorsión armónica del voltaje en la carga

A continuación se muestra los voltajes y corrientes del neutro en la Figura 5.47 y 5.48 respectivamente ya compensados por el FAS conectado a la fase del neutro. Con sus mismos FPC sintonizado 5ta y 7ma armónica y un filtro tipo C para tercera armónica. El control de tensión en el Neutro fue sintonizado cercano a cero con lo cual se consigue el consumo de una menor potencia en el neutro con un valor medio de 200W, pudiéndose usar un cable de menor sección para el cable de neutro.

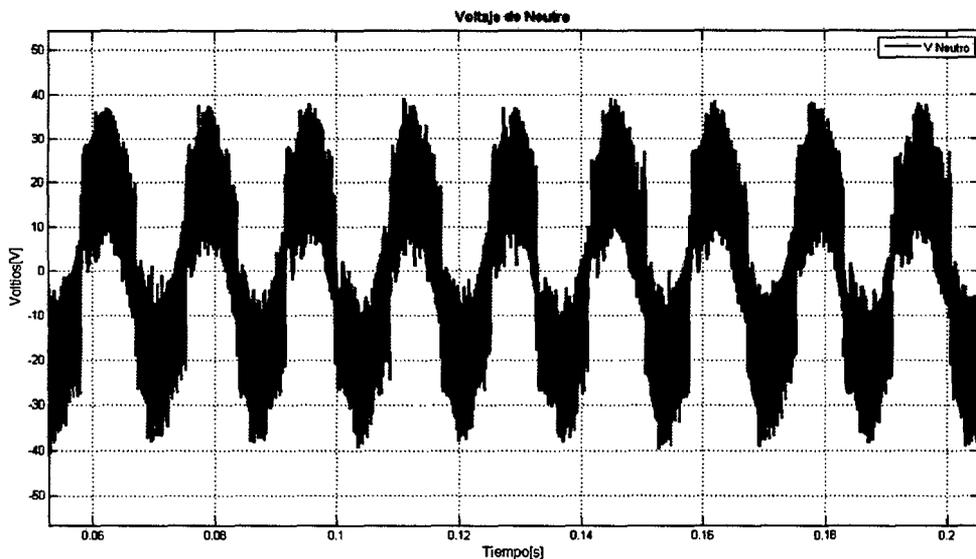


Figura 5.47. Voltaje del neutro en una carga desbalanceada con compensación de FAS y FPC conectado en el neutro.

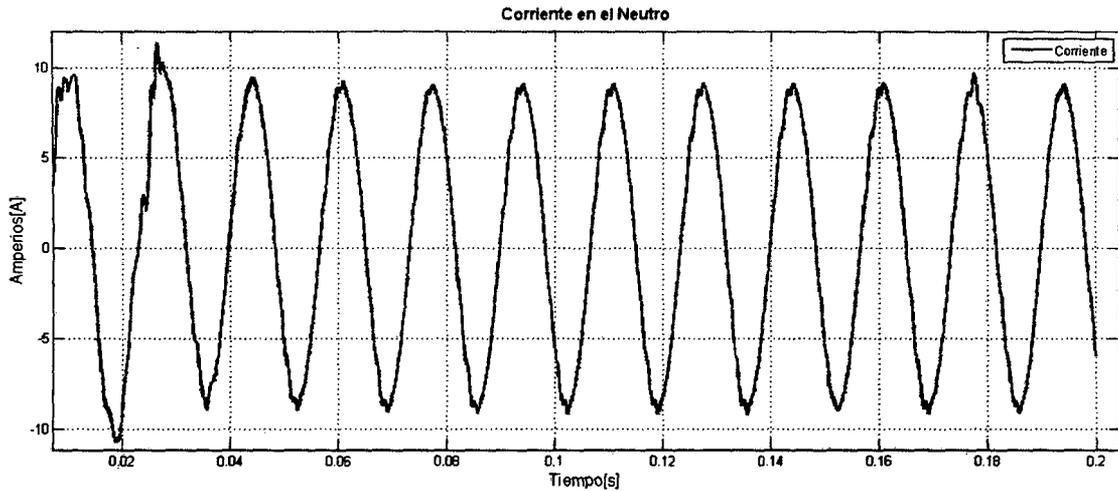


Figura 5.48. Corriente de neutro con FPC y FAS conectados.

El THD de corriente alcanza el valor 2.37%. El THD de voltaje de neutro tiene un THD de 14.5%, el cual antes de ser compensado presentaba una distorsión armónica de 27.7%.

5.2.2.b) Control con banda de Histéresis Adaptativa

Se toma la misma carga del caso anterior 2.1.1 se realizaron las simulaciones y se grafican los voltajes en la carga en la Figura 5.49 al comparar las tensiones en la carga con la compensación del FAS y sin filtro pasivo de corriente (FPC) según consta en las Figuras 5.50 tenemos un THD de voltaje de 8.6% en promedio de las tres fases el cual es elevado para la recomendación de IEEE 519, en la Figura 5.51 se grafica la tensión en el neutro y en la Figura 5.52 según se observa el THD de voltaje es de 68.6%.

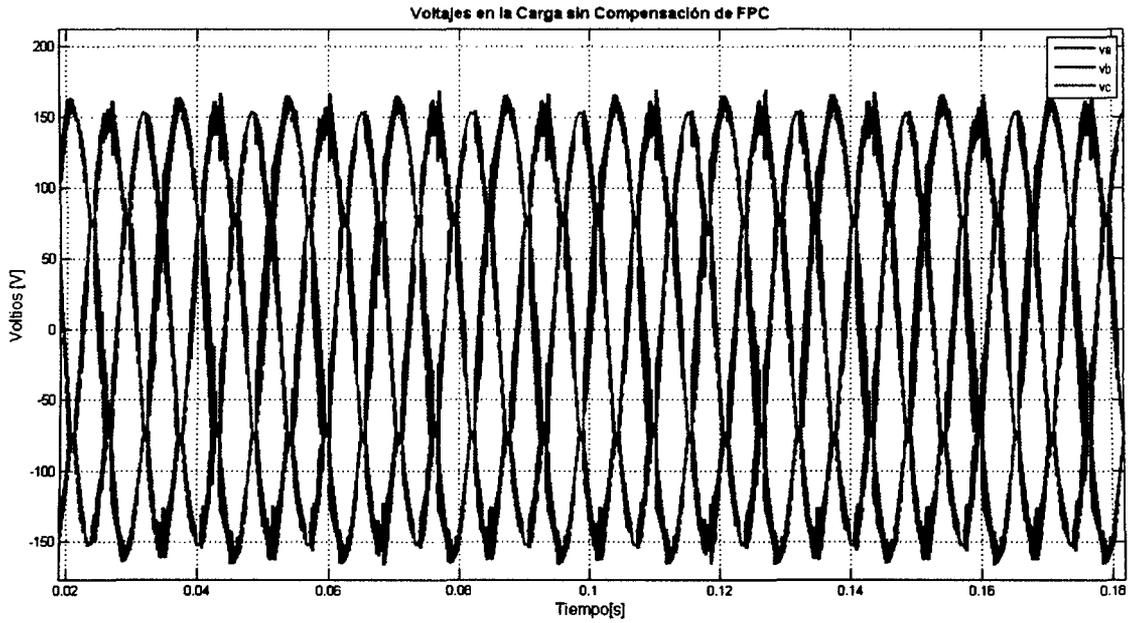


Figura 5.49. Tensiones en la carga con la compensación de FAS sin compensación de filtros pasivos de corriente

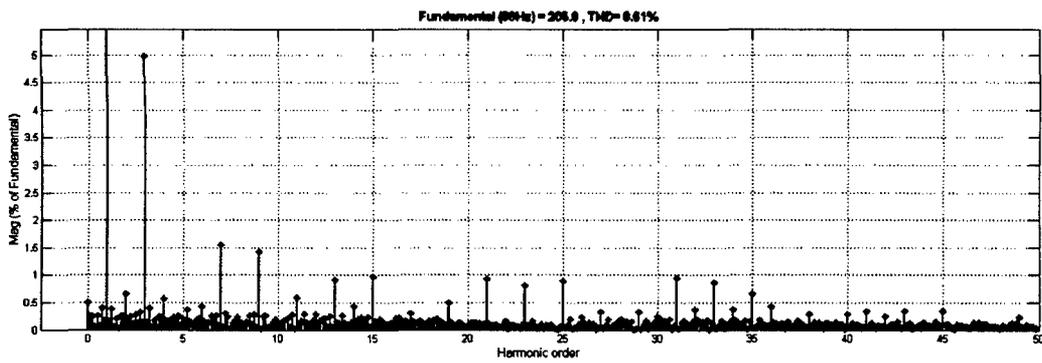


Figura 5.50. THD de voltaje en la carga con el FAS y sin FPC

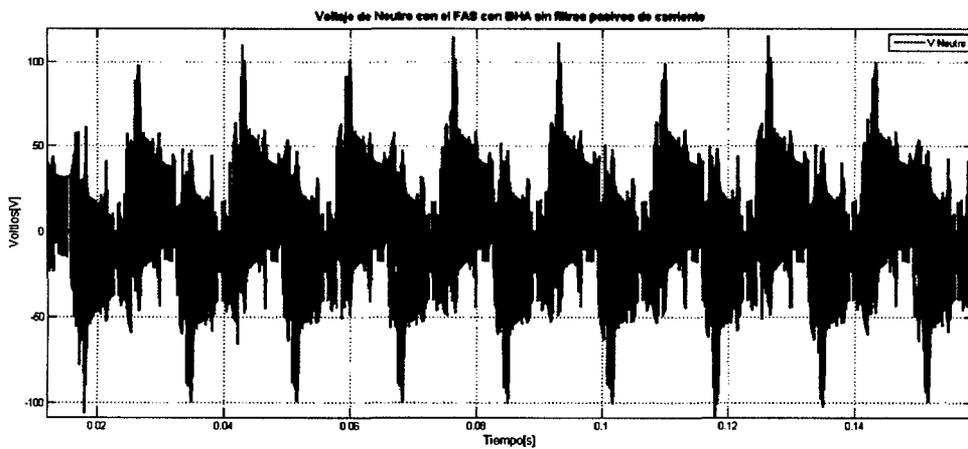


Figura 5.51. Voltaje de neutro con el FAS con control de BHA y sin FPC

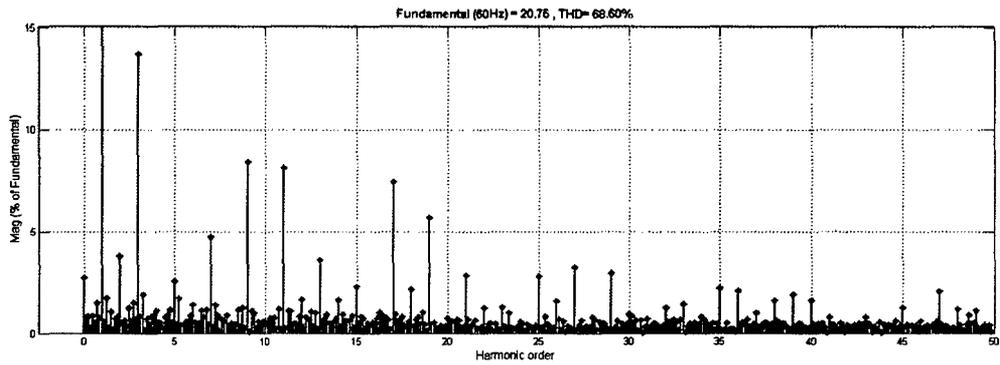


Figura 5.52. THD de Voltaje de neutro con el FAS y sin los FPC.

Ahora con la inserción de FPC de 3era, 5ta, 7ma y pasa alto en la 24va armónica en la línea trifásica y en la línea de neutro el THD de voltaje en la carga mejora a un $THD_{V_a}=3.32\%$, $THD_{V_b}=3.0\%$, $THD_{V_c}=2.74\%$, haciendo un promedio de THD de tensión de 3.0% el cual cumple con la recomendación IEEE 519 según se puede observar en la Figura 5.53 y 5.54.

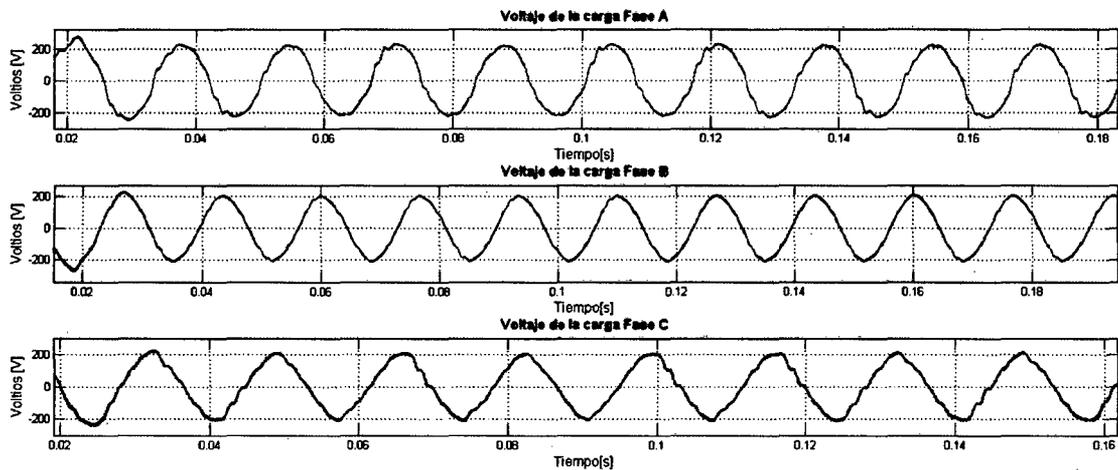


Figura 5.53. Voltajes compensados en la carga con el FAS y FPC

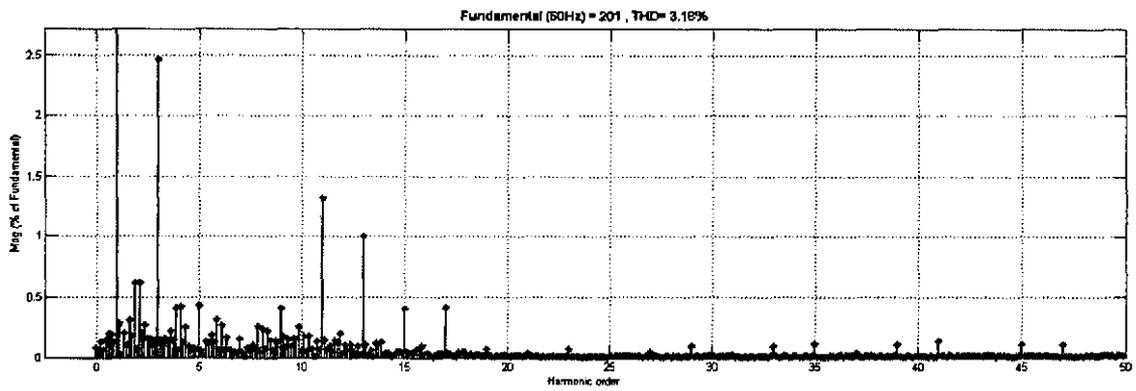


Figura 5.54. THD de Voltaje en la fase B.

Cuando graficamos la tensión en el neutro en la Figura 5.55 se observa que con la compensación en las fases tiene un valor promedio de 8V, en la Figura 5.56 se observa el THD de tensión obtenido en 13.39%.

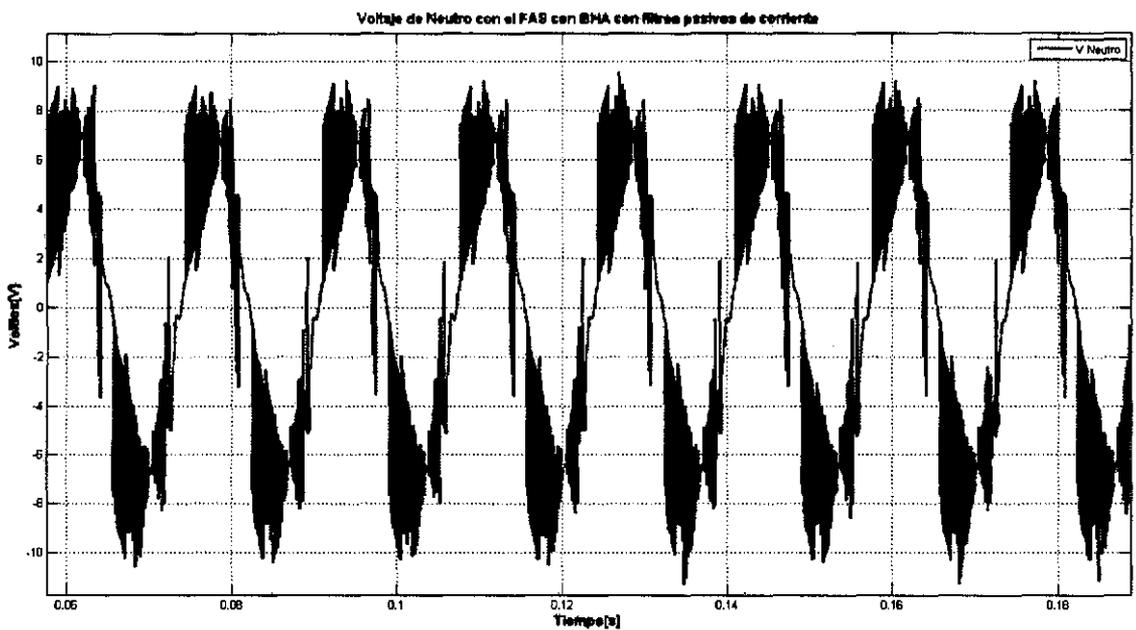


Figura 5.55. Voltaje del Neutro con FAS con control de BHA y FPC.

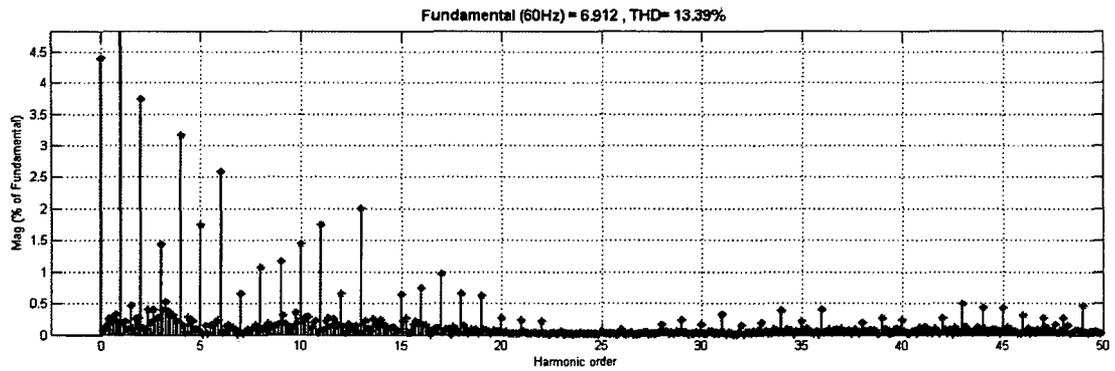


Figura 5.56. THD de Voltaje de neutro con el FAS y con los FPC.

En la fuente se observa una alta tasa de armónicas en la Figura 5.57 se obtiene un THD de voltaje en la fase A de 9.6%, $THD_{V_b} = 6.37\%$, $THD_{V_c} = 14.25\%$ debido principalmente a que la corriente del neutro no es compensada activamente como sería con un UPFC el cual no estudiaremos en el presente trabajo.

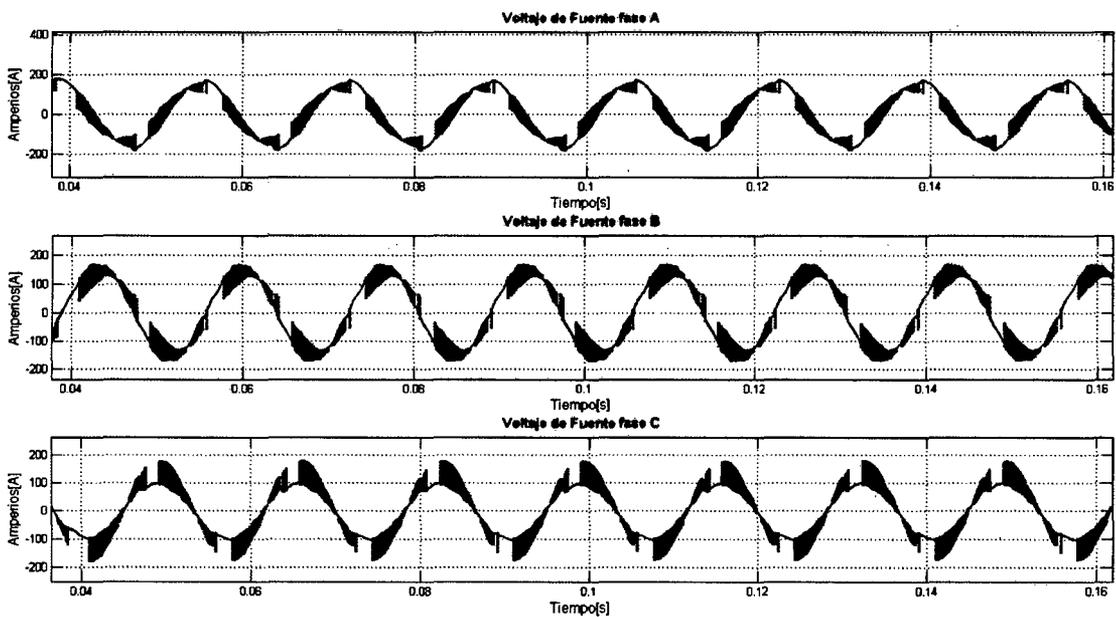


Figura 5.57. Distorsión armónica de voltaje en la fuente

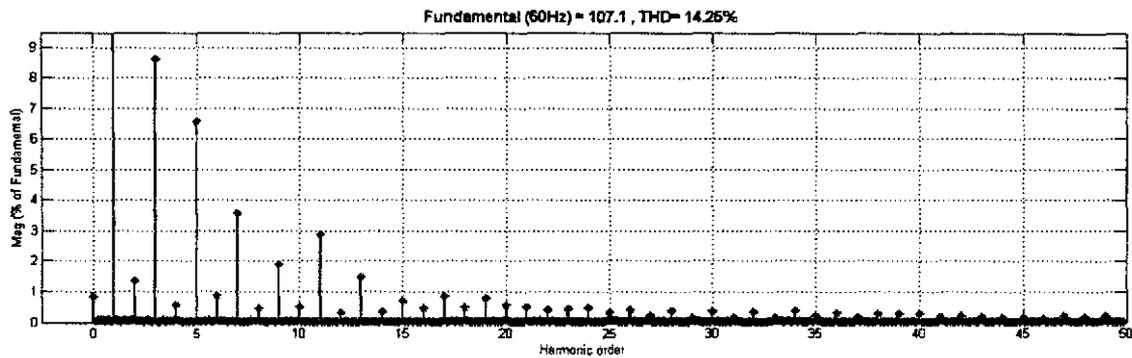


Figura 5.58. Distorsión armónica en la fase B en la fuente

Se va a graficar los voltajes de compensación en las fases y el neutro en las Figuras 5.59 y 5.60, en las cuales observamos la magnitud de las ondas distorsionadas que puede generar el inversor en las fases teniendo un THD de voltaje en las fases de 40.69%, 98.53%, y 46.47% en las fases A, B y C respectivamente. Esto nos sirve para tener una idea de cuanto la técnica de potencia instantánea ayuda en obtención de tensiones de referencia para la compensación de armónicas de cualquier magnitud y con el control de ancho de pulso de banda de histéresis.

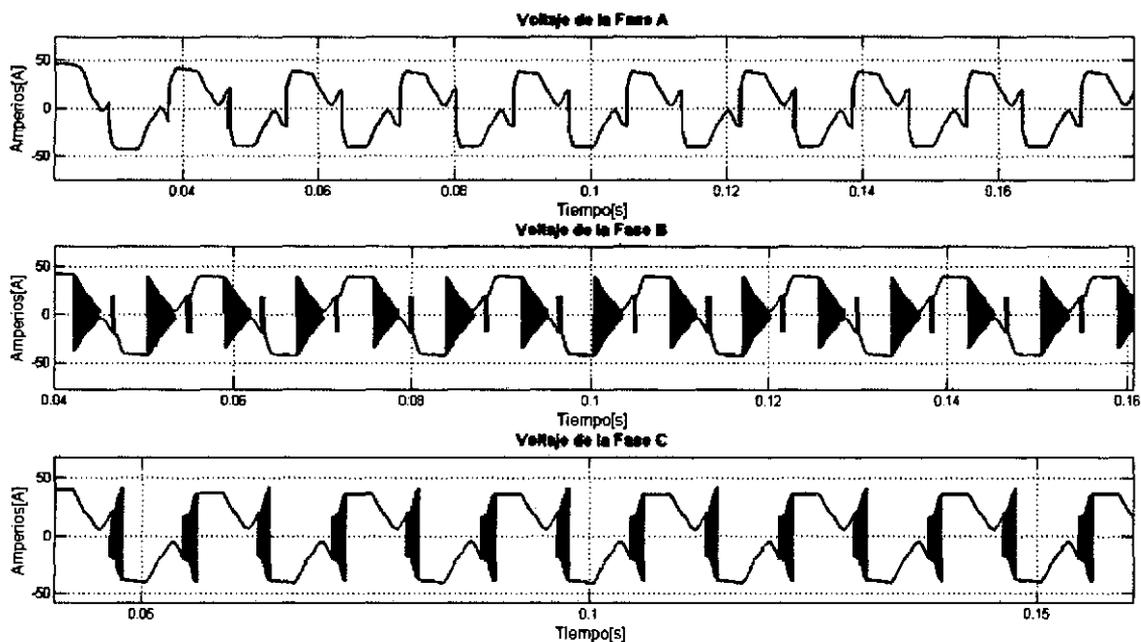


Figura 5.59. Voltajes en el inversor del FAS con la técnica de BHA

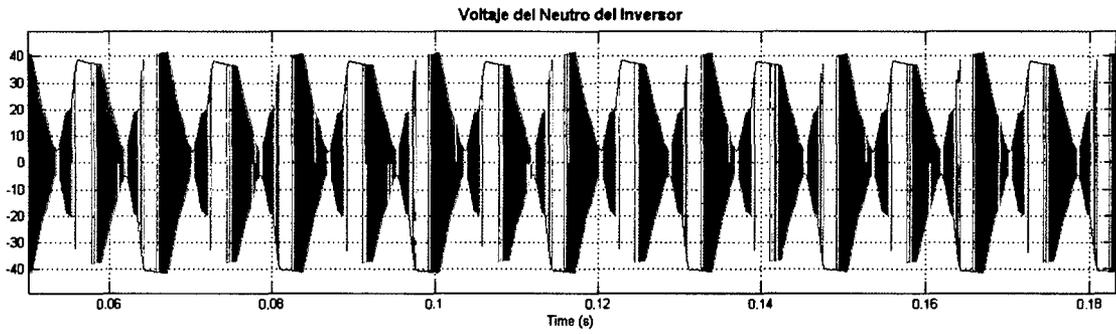


Figura 5.60. Voltajes en el neutro del inversor del FAS con el control de BHA

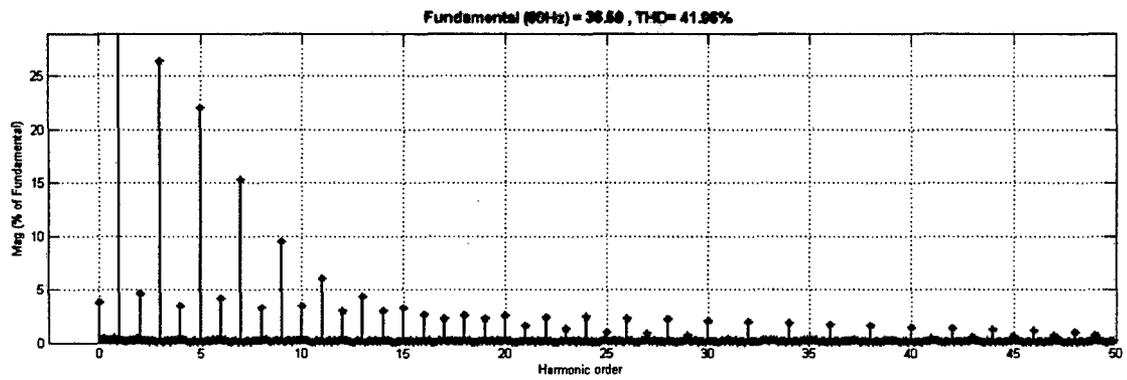


Figura 5.61. THD del voltaje del inversor de la fase en la fase B

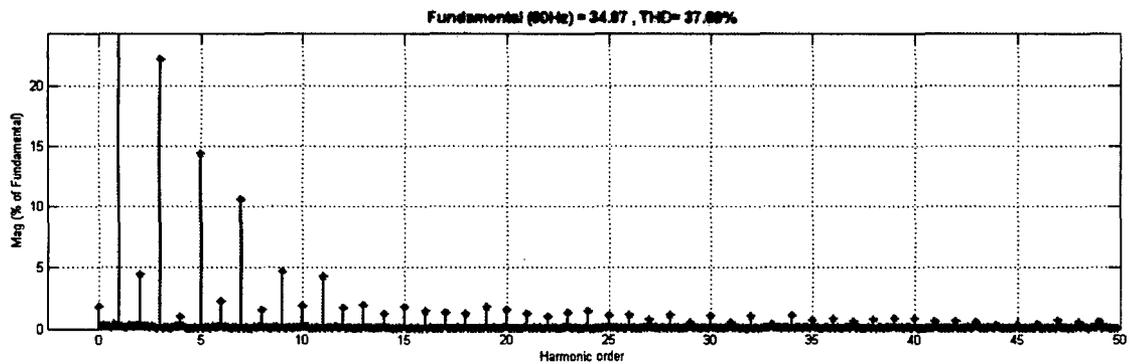


Figura 5.62. THD del voltaje del neutro del inversor

En la Figura 5.61 se grafica el THD del inversor en la fase A con 41.96% y en la Figura 5.62 se grafica el THD del neutro del inversor con 37.69%.

El voltaje del neutro del inversor generado con la técnica de TPI con el esquema de control por BHA se muestra robusto para la generación de ondas con cualquier tipo de carga lineal, no lineal, balanceada o desbalanceada. La única limitación para el FAS viene del filtro pasivo de corriente que no puede entregar alimentación a las fases o al neutro de fuente. Para compensar las corrientes activamente, entonces se debería pensar en una solución que compense dinámicamente esta corriente del neutro y así compensar las armónicas de tensión que son pasadas a la fuente por el neutro en el sistema desbalanceado.

DISCUSIÓN DE LOS RESULTADOS

6.1. Contrastación de la hipótesis con los resultados

La hipótesis ha sido plenamente demostrada en el presente trabajo, el método de control por Banda de Histéresis con la Teoría de la Potencia Instantánea ha probado ser robusto y preciso para los casos mostrados en el Capitulo 5.

El control de banda de histéresis es demostrado a nivel de simulación en los sistemas balanceados, desbalanceados, con cargas lineales o no lineales ya sea en el caso compensación de las corrientes filtro shunt o tensiones armónicas filtro serie en sistemas trifásicos con y sin neutro.

6.2. Contrastación de los resultados con otros estudios similares

Para el Filtro Activo Paralelo propuesto en [17] y el articulo en [7] ya nos habla de la capacidad de la técnica de control por banda de histéresis, la cual es también reforzada por el presente trabajo con la Banda de histéresis fija la cual presenta variación en la frecuencia de conmutación de las llaves y adaptativa para una frecuencia constante de conmutación, que combinada con la teoría de potencia Instantánea nos da buenos resultados de compensación de armónicos y potencia reactiva.

En [10] el filtro activo paralelo implementado solo alcanza una reducción de armónicos al 10% del THD con un control PWM, en el presente trabajo se logra índices menores a 5% de armónicas con el control por banda de histéresis pero aun falta la implementación del prototipo.

Los resultados del presente trabajo son a nivel de simulación ya en [3] se presentan resultados de implementaciones reales en estado dinámico con fallas, inserción y desconexión de cargas en las cuales los resultados son similares al estudio propuesto en este trabajo para el FAP.

Los resultados obtenidos en los trabajos [13], [18] y [19] son una implementación de un FAP monofásico con el control digital y analógico obteniendo un mejor desempeño con el control analógico.

En [23] simulaciones en estado transitorio y permanente son presentadas para el filtro activo trifásico sin neutro corroborando el presente trabajo.

En [36] se sabe que la banda de histéresis adaptativa produce una frecuencia constante de conmutación y esto hace menores pérdidas de conmutación de las llaves, el presente trabajo se apoya en esa misma teoría.

Para el FAS se comparo en [3] se hace la comparación del sistema de control no requiere gran capacidad de calculo matemático comparado con las etapas de PLL de la referencia citada, el control realizando en el presente trabajo es mas simple y cumple efectivamente la compensación de los armónicos de tensión cumpliendo la norma IEEE 519 [22].

En la tesis de Sepúlveda [15] no tiene datos experimentales o de simulación para sistemas trifásicos con la TPI solo la implementa para un FAS en un sistemas monofásico.

CONCLUSIONES

Este trabajo presenta los filtros activos trifásicos con la estrategia de control de banda de histéresis y banda de histéresis adaptativa, el circuito empleado como filtro activo es el inversor trifásico de voltaje (VSI).

Se puede apreciar en las graficas del Capítulo 5 de resultados anterior que las corrientes y tensiones con la técnica de compensación mejora notablemente el índice de THD, casi anula las distorsiones hasta llegar a un THD de 3.0% en el mejor caso para distintos tipos de carga.

Se observa que la teoría de Potencia Instantánea es robusta a la hora de obtener las tensiones y corrientes de referencia, independientemente del tipo de carga que se tiene en el circuito, con esta teoría obtuvimos las potencias de compensación para los FAP y FAS.

Se comprueba que el FAP compensa adecuadamente corrientes deformados hasta un THD de 3.6%, y mejora el factor de potencia. Se ha comprobado que el FAS compensa tensiones armónicas hasta un 3%, con ayuda de los FPC.

Durante la investigación se demostró que no era necesario una etapa SV-PWM para la generación de los pulsos de disparos de los transistores ya que el bloque de control por banda de histéresis es una técnica PWM que tiene otras ventajas como la baja demanda de cálculo computacional del controlador.

Las dos técnicas mostradas de BHF y BHA son robustas para el filtro activo paralelo, con una ligera ventaja de que la banda de histéresis adaptativa presenta un mejor desempeño con un THD de corriente de 2.21% en el mejor de los casos, comparada con el THD de la banda de histéresis fija la cual es de 4.66%. Las corrientes de referencia son generadas por los bloques de la TPI y a su vez son pasadas al inversor

en la etapa de control de BH y así se obtiene una corriente instantánea inversa que compensa a la corriente de la fuente.

Las dos técnicas mostradas en este trabajo BHF y BHA, para el FAP y FAS cumplen la recomendación de IEEE 519 de generación armónicas. Para el caso de distorsiones armónicas de corriente menor a 20% en el circuito simulado, el THD según la relación I_n/I_{sc} con 5.76%.

En el caso de THD de voltaje en el FAS cumple según la recomendación siendo igual a 3% según recomendación es menor a 5% en sistemas hasta los 69kV, no siendo así para las armónicas de corriente compensadas por el filtro pasivo de corriente.

Se comprueba que la TPI que es un método robusto para el cálculo instantáneo de corrientes y voltaje de referencia sin necesidad de ángulos o fasores con un costo computacional medio, el método de control de BHF y BHA presenta robustez para cualquier tipo de carga lineal, no lineal, balanceada o desbalanceada alimentando la carga con tres o cuatro fases.

Trabajos Futuros

Un trabajo posterior se puede modelar un filtro híbrido entre FAS y FAP que nos proporcionara los dos tipos de compensaciones tanto de tensión y de corriente el cual también es llamado UPFC.

Otro trabajo futuro es la implementación del algoritmo de control visto en este trabajo en una aplicación real del modelo computacional logrado en Matlab.

En el campo de la teoría de la potencia se ha presentado un nuevo enfoque la llamada Teoría de la Potencia Conservativa, que debe ser implementada y contrastada con la teoría de potencia instantánea hasta lograr un implementación real que debe ser motivo de investigación en un próximo trabajo.

REFERENCIALES

- [1] Acha E. , Agelidis V., Anaya-Lara O., Millar T. Power Electronic Control in Electrical Systems - Newnes 2002.
- [2] Ahmed, A. Eletrônica de Potência. Pearson - Prentice Hall. Brazil - SP. 2000.
- [3] Akagi, Hirofumi; Watanabe, Edson Hirokazu; Aredes, Maurício. Instantaneous Power Theory and Applications to Power Conditioning, 2007, John Wiley & Sons.
- [4] Akagi Hirofumi, Kanazawa Yoshihira, Nabae Akira “Instantaneous Reactive Power Compensators Comprising Switching Devices without Energy Storage Components”- IEEE Trans on Industry Appl, 1984.
- [5] B. Bose. An Adaptive Hysteresis-Band Current Control Technique of a Voltage-Fed PWM Inverter for Machine Drive System. IEEE Transactions on Industrial Electronics. Vol. 37. No. 5. October 1990.
- [6] Budeanu, C.I., Reactive and apparent powers, Institut Romain de l'Energie, Bucharest. (1927)
- [7] S. Buso, L. Malesani, P. Mattavelli. Comparison of Current Control Techniques for Active Filter Applications. IEEE Transactions On Industrial Electronics, Vol. 45, No. 5, October 1998.
- [8] Czarnecki L.S., What is Wrong with the Budeanu Concept of Reactive and Distortion Power and Why It should Abandoned. IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, Vol. IM-36, NO. 3 September 1987.
- [9] Da Silva, B. Curso de Simulink 2.0. Modelagem, Simulação e Análise de Sistemas Dinâmicos. 2da Ed. FE-LEE. UERJ. 2006.
- [10] Daucianu, M. Active Power Compensator of the Current Harmonics Based on the Instantaneous Power Theory. The Annals ff "Dunarea De Jos" University Of Galati Fascicle III, ISSN 1221-454X. Rumania 2005.
- [11] Dorf Richard, Bishop Robert. Sistemas de Controle Moderno. Rio de Janeiro - Brasil. Editora LTC. 2001.
- [12] Erickson, R. Maksimovic, D. Fundamentals of Power Electronics. Kluwer Academic Publishers. Colorado – USA. 2004.
- [13] Fenili, M. “Estudo e implementação de um filtro ativo paralelo monofásico de 8kVA”, Dissertação de Mestrado. Universidade Federal de Santa Catarina, 2007.

- [14] Fortescue, C.L. "Method of Simetrical Coordinates Applied to the solution of polyphase network". A.I.E.E. Trans., vol 37, Junio 1918, pp. 1027-1140.
- [15] Fryze, S., (1931) Active, reactive and apparent powers in circuits with nonsinusoidal voltages and currents," (in Polish) Przegląd Elektrotechniczny, (Electrical Review), 1932.
- [16] Fang Zheng Peng & Jih-Sheng Lai, "Generalized Instantaneous Reactive Power Theory for Three-Phase Power Systems", IEEE Transactions on Instrument and Measurement 1996.
- [17] Gyugyi L., Strycula E. C., "Active AC Power Filters"- in Proceedings IEEE/IAS Annual Meeting, 1976.
- [18] M. Kale, E. Ozdemir. "An adaptive hysteresis band current controller for shunt active power Filter ". Electric Power Systems Research Journal 73 -2005.
- [19] Lindeke Dirk. Projeto de un filtro activo paralelo usando técnicas de controle analógicas e digitais. Florianópolis – UFSC – Brasil. 2003.
- [20] IEC 61000-3-2. Limits for harmonic current emissions (equipment input current less than 16 A per phase). Geneve-Swithzerland, 1998.
- [21] IEC 61000-3-4. Limitation of emission of harmonic currents in low-voltage power supply systems for equipment with rated current greater than 16 A. Geneve-Swithzerland, 1998.
- [22] IEEE Recommended Practices for Harmonic control in Electric Power system, IEEE 519, 1992.
- [23] Karuppanan P. and Kamala Kanta. PI with Instantaneous Power Theory Based Shunt APLC for power Quality. National Conference on Emerging Technological Trends NCETT. March 2010.
- [24] Kundur Prabha. Power Systems Stability and Control. Mc Graw Hill. 1994.
- [25] Jesser Marulanda, Jesser; Cadavid Juan. Control por Histéresis de la Corriente en los Filtros Activos de Potencia. Facultad Tecnológica de Pereira Colombia – 2008.
- [26] Matsumoto, E.Y. Matlab 7 Fundamentos. 2da Ed. SP-Brasil. Érica Ltda. 2008.
- [27] Meyer-Baese, Uwe. Digital Signal Processing with Field Programmable Gate Arrays. . Springer 2001.
- [28] Mohan, Ned; Undeland, Tore M., Robbins, William P. Power Electronics, Converters, Applications and Design, Third Edition, 2003, John Wiley & Sons.

- [29] Muhammadh Rashid. Power Electronics Handbook. Academic Press. London – UK. 2001.
- [30] Nise Norman S.. Control Systems Engineering. 4th Edition. John Willey & Sons. USA. 2004.
- [31] Pomilio, J. A.; “Eletrônica de Potência”, Campinas - SP - Brazil, Janeiro 2002.
- [32] Pottker de Souza Fabiana. Correção de fator de potência para instalações de baixa potencia empregando filtros ativos.. Florianópolis - UFSC – Brasil 2006.
- [33] Schering, H. "The Definition of the Apparent and Reactive Power as Well as the Power Factor for Multiphase Flow" Elektrotechnische Zeitschrift, vol. 27, July 1924, pp. 710-712.
- [34] M. J. Sepúlveda Mesquita de Freitas - Implementação de um Filtro Activo de Potência para Optimização da Interface entre a Rede e outros Sistemas Eléctricos. Tese de Doutorado. Guimarães – Portugal 2004.
- [35] SimPowerSystems User's Manual. Version 3. Mathworks. USA-MA. September 2003.
- [36] H. Vahedi, A. Sheikholeslami, M. Tavakoli, M. Vahedi. Review and Simulation of Fixed and Adaptive Hysteresis Current Control Considering Switching Losses and High-Frequency Harmonics. Department of Electrical Engineering, Islamic Azad University, Sari Branch, Sari, Iran. Hindawi Publishing Corporation Advances in Power Electronics. Volume 2011.
- [37] Watanabe E. H., Stephan R. M., Aredes M., “New Concepts of Instantaneous Active and Reactive Powers in Electrical Systems with Generic Loads”- IEEE Trans. Power Delivery 1993.
- [38] Xiao-Ping Zhang, Christian Rehtanz, Bikash Pal - Flexible AC Transmission Systems: Modelling and Control. Springer 2006.
- [39] Xu Yan, Kueck John D., Tolbert Leon. Rizy Tom. Voltage and Current unbalance Compensation using a Parallel Active Filter. Power Electronics Specialists Conference, 2007. IEEE PESC 2007.

Matriz de consistencia

Simulación de Filtro Activo con Aplicación de la Teoría de Potencia Instantánea Controlado por Banda de Histéresis				
Problemas	Objetivos	Hipótesis	Variables	Métodos
<p>General Simular un circuito que compense las armónicas generadas por componentes o cargas electrónicas.</p> <p>Específico Simular un filtro activo paralelo que compense las corrientes armónicas de enésima frecuencia.</p> <p>Simular un filtro activo serie que compense voltajes armónicos de enésima frecuencia.</p>	<p>General Lograr la compensación de las corrientes y tensiones armónicas a nivel de simulación de circuitos trifásicos alimentados con tres y cuatro cables con la teoría de p-q de potencia instantánea.</p> <p>Específico - Plantear el control por banda de histéresis teniendo como base la Teoría de Potencia Instantánea para filtro activo paralelo. - Plantear el control por banda de histéresis teniendo como base la Teoría de Potencia Instantánea para filtro activo serie.</p>	<p>Al simular el filtro activo paralelo y serie será demostrado que se puede compensar las corrientes y voltajes armónicas de enésimas frecuencia con la Teoría de Potencia Instantánea que son generadas por cargas electrónicas y a la vez son alimentadas por fuentes trifásicas con o sin neutro.</p>	<p>Variables Independientes: Voltaje de la fuente V_a, V_b, V_c Corriente de la carga: I_a, I_b, I_c Carga Eléctrica: R-L-C en sus distintas configuraciones.</p> <p>Variables Dependientes: Potencia Instantánea en los ejes $\alpha\beta$. Corrientes armónicas, Tensiones armónicas</p>	<p>Se utilizó técnicas descriptivas con el software de simulación Matlab /Simulink.</p> <p>Se utilizó un circuito inversor trifásico en paralelo para la compensación de corrientes armónicas.</p> <p>Se recurrió a un circuito inversor trifásico en serie para la compensación de voltajes armónicos.</p>