



# UNIVERSIDAD MICHOACANA DE SAN NICOLÁS DE HIDALGO

FACULTAD DE INGENIERÍA ELÉCTRICA  
DIVISIÓN DE ESTUDIOS DE POSGRADO

*"MODELADO, ANÁLISIS Y SIMULACIÓN DIGITAL PARA LA MITIGACIÓN  
DE DISTORSIÓN ARMÓNICA MEDIANTE FILTRADO HÍBRIDO ACTIVO-PASIVO"*

## TESIS

Que para obtener el grado de:

**DOCTOR EN CIENCIAS EN INGENIERÍA ELÉCTRICA  
OPCIÓN EN SISTEMAS ELÉCTRICOS**

Presenta:

**LUIS ARTHUR CLEARY BALDERAS**

Director de Tesis:

**Dr. J. AURELIO MEDINA RÍOS**

Morelia, Michoacán

Febrero 2013



# ÍNDICE

---

<b>Resumen</b>	iv
<b>Abstract</b>	v
<b>Agradecimientos</b>	vi
<b>Lista de Figuras</b>	vii
<b>Lista de Tablas</b>	viii
<b>Lista de Símbolos y abreviaturas</b>	viii
<b>Lista de publicaciones</b>	xi
<b>Capítulo 1 Introducción</b>	<b>1</b>
1.1 Revisión del Estado del Arte	2
1.1.1 Consideraciones generales	2
1.1.2 Aplicación de FACTS y Custom Power	3
1.1.3 Soluciones para la mejora de la calidad de la energía	4
1.1.4 Lineamientos para clientes individuales	5
1.1.5 Dispositivos semiconductores	7
1.2 Justificación	9
1.3 Objetivos	10
1.3.1 Objetivo general	10
1.3.2 Objetivos específicos	10
1.4 Metodología	11
1.5 Aportaciones	12
1.6 Descripción de Capítulos	13
<b>Capítulo 2 Métodos de Filtrado Activo y Pasivo para la Mitigación de Armónicos</b>	<b>14</b>
2.1 Introducción	14
2.2 Métodos para la Mitigación de Armónicos	15
2.3 Métodos de filtrado pasivo	16
2.3.1 Filtro pasivo en paralelo	17
2.3.2 Impedancia en función de $Q$ .	21
2.3.3 Filtro pasivo serie.	23
2.3.4 Filtro pasivo serie-paralelo	25
2.4 Métodos de Filtrado Activo	26
2.4.1 Principio de compensación general.	28
2.4.2 Filtros de conexión en serie	29
2.4.3 Filtros de conexión en paralelo	30
2.4.4 Filtros de conexión híbrida	31

2.5	Conclusiones	34
<b>Capítulo 3</b>	<b>Método propuesto de Filtrado Híbrido Activo-Pasivo</b>	<b>35</b>
3.1	Introducción	35
3.2	Métodos de detección de armónicos	35
3.3	Aplicación de la transformada de Fourier	37
3.4	Comparación de métodos de detección de corrientes armónicas	39
	3.4.1 Introducción	39
	3.4.2 Comparación	40
3.5	Modelado de Método Propuesto	41
3.6	Compensación de la corriente armónica	42
3.7	Derivación de las corrientes de referencia	44
3.8	Sistema de control por banda de histéresis	46
3.9	Compensación de la potencia reactiva	47
3.10	Simulación del filtro propuesto basado en el método selectivo de corrientes armónicas	48
3.11	Conclusiones	54
<b>Capítulo 4</b>	<b>Aplicación de Filtrado Híbrido Activo-Pasivo en Sistemas Industriales</b>	<b>55</b>
4.1	Introducción	55
4.2	Aplicación de filtros híbridos activos en sistemas de calentamiento por inducción	56
	4.2.1 Análisis del inversor resonante serie en puente	58
4.3	Conclusiones	65
<b>Capítulo 5</b>	<b>Conclusiones Generales y Trabajos Futuros</b>	<b>66</b>
5.1	Conclusiones generales	66
5.2	Trabajos futuros	67
<b>Apéndices</b>		<b>69</b>
Apéndice A	Dispositivos semiconductores de potencia	69
Apéndice B	Teoría de la potencia instantánea	74
	B.1 Introducción	73
	B.2 Bases de la teoría $p-q$	74
	B.2.1 Transformada Clarke	75
	B.3 Teoría $p-q$ de la potencia instantánea	77
	B.4 Teoría $p-q$ para sistemas trifásicos a tres hilos	78
<b>Referencias</b>		<b>82</b>

## RESUMEN

La calidad de la energía, se ha convertido en un tema importante en el análisis de los sistemas eléctricos de potencia. Puede verse afectada por diferentes cargas que provocan distorsión armónica en corriente/voltaje y potencia reactiva, debido principalmente a la proliferación de cargas no lineales. Para mejorar el suministro y el consumo del sistema eléctrico, se han utilizado compensadores y filtros.

En esta tesis se describen métodos para la mitigación de distorsión armónica y compensación de potencia reactiva. En particular, se revisa el filtrado pasivo, analizando sus ventajas y desventajas. Una aplicación que produce una considerable distorsión armónica es el sistema de calentamiento por inducción utilizado en metalurgia, soldaduras, fabricación de semiconductores. En esta aplicación en particular de calentamiento por inducción, se propone un método para la compensación de la distorsión armónica de un sistema industrial de calentamiento por inducción.

Se propone un método de mitigación selectiva de armónicos basado en la Transformada Rápida de Fourier (FFT, por sus siglas en inglés), se muestra que es una herramienta rápida y eficiente en sistemas digitales, comparada con los métodos tradicionales en el dominio del tiempo. Se indican las ventajas computacionales y la precisión del método basado en la FFT para la detección de aplicaciones que requieren cálculos de corrientes de referencia para el mejoramiento de la calidad de energía. El método propuesto tiene la característica de detectar las componentes armónicas de menor y mayor magnitud y procesar las señales para determinar las corrientes de compensación.

Se propone la combinación de un filtro pasivo y activo para la mitigación de corrientes armónicas: la propuesta consiste en un filtro híbrido en cascada para la cancelación selectiva de corrientes armónicas. Se indican sus ventajas con respecto a los métodos tradicionales de filtrado de corrientes armónicas.

El modelo propuesto para la mitigación selectiva de corrientes armónicas se ha desarrollado e implementado en Matlab/Simulink®, la cual ha permitido identificar su efectividad.

## ABSTRACT

Quality of power has become an important topic in power system analysis. It can be affected by different loads, which produce harmonic distortion of current/voltage and reactive power, mainly due to the proliferation of nonlinear loads.

In this thesis, methods for harmonic mitigation and compensation of reactive power are detailed; in particular, active-passive filtering is reviewed; being its advantages and drawbacks analyzed. An application that produces a considerable harmonic distortion is the induction heating used for semiconductor fabrication, metalworking, welding and industrial induction heating. For this particular application, current distortion compensation method of induction heating in an industrial system is proposed.

A method for selective harmonic mitigation based on the Fast Fourier Transform (FFT) is proposed. It is shown that this technique is fast and efficient in digital system, compared to traditional methods in the time domain. The computational advantages and the precision of the method based on the FFT for the detection of harmonics in applications requiring the computation of reference current for power quality improvement are pointed out. The proposed method can detect harmonic components of low and high magnitude and process the signals to obtain the compensation currents.

The combination of an active and a passive filter for the mitigation of harmonic currents is proposed. It consists on a cascade hybrid filter for selective mitigation of harmonic currents. Its advantages, when compared against traditional harmonic current filtering methods, are identified.

The proposed method for the selective harmonic current mitigation has been developed and implemented in Matlab/Simulink, this has allowed to identify its effectiveness.

## AGRADECIMIENTOS

Deseo expresar mi agradecimiento a mi familia por el apoyo en la realización de los estudios de esta tesis. De igual manera, para todos los compañeros del programa de Posgrado de Ingeniería Eléctrica, de la Universidad Michoacana de San Nicolás de Hidalgo.

Mi agradecimiento en especial al Dr. J. Aurelio Medina Ríos, asesor y director de esta tesis, por su apoyo académico, amistad y comprensión durante estos años de trabajo.

Gracias a la mesa sinodal formada por el Dr. Claudio Rubén Fuerte Esquivel, Dr. Antonio Ramos Paz, Dr. Hugo Antonio Ramos Carranza, Dra. Elisa Espinosa Juárez y Dr. J. Aurelio Medina Ríos. Sus aportaciones en la revisión apoyaron en la culminación de esta tesis.

También agradezco el apoyo otorgado por el Consejo Nacional de Ciencia y Tecnología.

## LISTA DE FIGURAS

Figura 1.1	Rangos de voltajes y corrientes en dispositivos semiconductores de potencia	8
Figura 1.2	Rangos de voltajes y corrientes en dispositivos semiconductores de potencia por fabricante	8
Figura 2.2	Filtros pasivos en paralelo de múltiples frecuencias de resonancia	17
Figura 2.3	Diagrama de Bode de la impedancia de un filtro pasivo $LC$	18
Figura 2.4	Magnitud de la impedancia del filtro pasivo para diferentes valores de $Q$	19
Figura 2.5	Impedancia vista desde la carga del conjunto filtro-red	20
Figura 2.6	Ancho de banda a -3 dB	22
Figura 2.7	Conexión de filtro pasivo para un sistema trifásico.	23
Figura 2.8	Filtro pasivo en serie sintonía única y múltiples frecuencias	24
Figura 2.9	Filtro pasivo serie-paralelo para cargas en fuente de voltaje	25
Figura 2-10	Filtro pasivo serie-paralelo para cargas en fuente de voltaje	26
Figura 2.11	Principio de funcionamiento del filtro activo de corriente	28
Figura 2.12	Principio de funcionamiento de un filtro de potencia activo	29
Figura 2.13	Filtro activo tipo serie	30
Figura 2.14	Filtro activo tipo paralelo	31
Figura 2.15	Topología de un filtro híbrido serie-paralelo	32
Figura 2.16	Topología de un filtro híbrido paralelo	32
Figura 2.17	Filtro activo de potencia con topología de capacitor en derivación	33
Figura 2.18	Filtro activo de potencia con topología de cuatro ramas	34
Figura 3.1	Topología del filtro híbrido para la mitigación selectiva	39
Figura 3.2	Filtro de potencia activo híbrido	39
Figura 3.3	Modelo de filtro activo híbrido en paralelo.	3.3
Figura 3.4	Circuito equivalente para la compensación de potencia reactiva	43
Figura 3.5	Topología de filtro activo híbrido propuesto	44
Figura 3.6	Corrientes generadas por la carga no lineal y desbalanceada	45
Figura 3.7	Contenido armónico de la fuente de corriente sin compensación	45
Figura 3.8	Corriente a inyectar por el filtro activo	46
Figura 3.9	Componente fundamental de corriente a inyectar por el filtro activo	46
Figura 3.10	Resultado de la contribución de la componente fundamental	47
Figura 3.11	Extracción de la quinta componente a inyectar por el filtro activo	47
Figura 3.12	Resultado de la contribución de la quinta componente	47
Figura 3.13	Contenido armónico aplicando la mitigación del quinto componente	48
Figura 3.14	Contenido armónico de la fuente de corriente con mitigación selectiva	48
Figura 4.1	Configuración básica de conexión del sistema de calentamiento por inducción	51
Figura 4.2	Fuente de alimentación a) troceador, b) rectificador controlado	52
Figura 4.3	Implementación del filtro híbrido activo híbrido	53
Figura 4.4	Diagrama del inversor resonante serie en puente	53
Figura 4.5	Corriente en la carga del circuito para el método de operación ( $A$ )	55

Figura 4.6	Componentes armónicas para el método de operación (A)	56
Figura 4.7	Corriente en la carga para el método de operación (B)	56
Figura 4.8	Componentes armónicas para el método de operación (B)	57
Figura 4.9	Corriente en la carga para el método de operación (C)	57
Figura 4.8	Componentes armónicas para el método de operación (C)	58

## LISTA DE TABLAS

Tabla 1.1	IEEE-519 Límites de corrientes armónicas	7
Tabla 1.2	Características generales de los dispositivos de potencia	8
Tabla 3.1	Clasificación de métodos de detección de armónicos en filtros activos	36
Tabla 3.2	Parámetros de la topología de filtro activo híbrido en cascada	44
Tabla 4.1	Clasificación de métodos de detección de corrientes armónicas	38
Tabla 4.2	Parámetros del circuito híbrido activo	48

## LISTA DE SÍMBOLOS Y ABREVIATURAS

$a$	Operador complejo $a = e^{j2\pi/3}$
$A_r$	Respuesta relativa de la corriente.
$C_f$	Capacidad de valor del banco de capacitores
$h$	Orden de armónico
$i_{fk}(t)$	Corriente de filtrado por fase $k = a, b, c$
$i_{fk}^*(t)$	Corriente de filtrado de referencia por fase $k = a, b, c$
$i_{lk}(t)$	Corriente de carga por fase $k = a, b, c$
$i_N$	Corriente de neutro
$I_{SC}$	Corriente de corto circuito
$i_{sk}(t)$	Corriente de fuente por fase $k = a, b, c$
$I_L$	Corriente nominal fundamental
$i, j$	Número imaginario
$L_{eq}$	Inductancia equivalente
$L_f$	Inductancia de acoplamiento
$L_k$	Inductancia de la carga por fase $k = a, b, c$
$L_s$	Inductancia de la fuente
$P_F$	Potencia activa suministrada por FPA

$P_s$	Potencia activa suministrada por la fuente
$P_{loss}$	Pérdidas de potencia por la conmutación de los dispositivos semiconductores
$Q_C$	Potencia reactiva suministrada por el capacitor del filtro pasivo
$Q_{3\phi}$	Potencia reactiva en tres fases consumida por la carga
$Q_F$	Potencia reactiva suministrada por el FPA
$Q_s$	Potencia reactiva suministrada por la fuente
$R_{eq}$	Resistencia equivalente
$R_{fk}$	Resistencia de filtrado de acoplamiento del FPA, para la fase $k = a, b, c$
$R_k$	Resistencia de la carga para la fase $k = a, b, c$
$rms$	Root mean square
$R_{SC}$	Relación de corto circuito
$v_c(t)$	Voltaje en la terminal del capacitor
$v_k(t)$	Voltaje en el punto común de acoplamiento
$v_k^*(t)$	Voltaje de referencias en las fases $k = a, b, c$
$T$	Tiempo
$T_s$	Tiempo de muestreo
$\omega$	Frecuencia angular de operación
$\omega_0$	Frecuencia angular de resonancia
$X_C$	Reactancia capacitiva por fase

<b>APF</b>	<i>Active Power Filter</i>
<b>APLC</b>	<i>Active Power Line Conditioner</i>
<b>ASCR</b>	<i>Asymmetrical SCR</i>
<b>BJT</b>	Transistor de unión bipolar
<b>CD</b>	Corriente Directa
<b>CA</b>	Corriente Alterna
<b>CAIMC</b>	Componente armónica individual máxima de corriente
<b>CSI</b>	<i>Current Source Inverter</i>
<b>DAT</b>	Distorsión armónica total
<b>DSP</b>	<i>Digital Signal Processor</i>
<b>DFT</b>	<i>Discrete Fourier Transform</i>
<b>DTC</b>	Distorsión armónica total de corriente
<b>D-STATCOM</b>	<i>Distribution-Static Synchronous Compensator</i>
<b>FACTS</b>	Sistema de Transmisión de corriente alterna flexible
<b>FCD</b>	<i>Field-Controlled Diode</i>
<b>FCT</b>	<i>Field Controlled Thyristor</i>

<b>FPA</b>	Filtro de potencia activo
<b>FFT</b>	<i>Fast Fourier Transform</i>
<b>FACTS</b>	<i>Flexible AC Transmission System</i>
<b>GATT</b>	<i>Gate-Assisted turn-off Thyristor</i>
<b>GTO</b>	del inglés <i>Gate Turn-Off Thyristor</i>
<b>IEEE</b>	<i>Institute of Electrical and Electronic Engineers</i>
<b>IGBT</b>	Transistor bipolar de puerta aislada.
<b>IGCT</b>	<i>Integrated Gate-Commutated Thyristor</i>
<b>IHD</b>	<i>Individual Harmonic Distortion</i>
<b>MCT</b>	<i>MOS-Controlled Thyristors</i>
<b>MOS</b>	del inglés <i>Metal-Oxide Field Effect Transistor</i>
<b>MOSFET</b>	<i>Metal-Oxide Field Effect Transistor</i>
<b>PCC</b>	<i>Point of Common Coupling</i>
<b>PLL</b>	<i>Phase Locked Loop</i>
<b>RCT</b>	<i>Reverse Conducting Thyristor</i>
<b>SEP</b>	Sistema Eléctrico de Potencia
<b>SFFT</b>	<i>Short Fast Fourier Transform</i>
<b>SCR</b>	<i>Silicon Controllor Rectifier</i>
<b>SIT</b>	<i>Static induction transistor (normally "on")</i>
<b>SITH</b>	<i>Static induction thyristor (normally "on")</i>
<b>SSSC</b>	Compensador serie estatico síncrono
<b>STATCOM</b>	<i>Static synchronous Compensator</i>
<b>SVC</b>	<i>Static Voltage Compensator</i>
<b>TCR</b>	<i>Thyristor Capacitor Reactor</i>
<b>THD</b>	<i>Total Harmonic Distortion</i>
<b>TSCS</b>	<i>Thyristor Switched Capacitor Series</i>
<b>TRIAC</b>	<i>Bi-directional Triode Thyristor</i>
<b>VSI</b>	<i>Voltage Source Inverter</i>
<b>VAR</b>	<i>Volt Ampere Reactive</i>

## LISTA DE PUBLICACIONES

Las siguientes publicaciones están asociadas con la investigación de esta tesis.

### Artículos publicados en congresos internacionales indexados por el ISI-Thompson

- 1) L. A. Cleary-Balderas and A. Medina-Rios, “*Selective harmonic current mitigation with a shunt active power filter*” IEEE Conference, North American Power Symposium (NAPS 2012) August 2012. pp. 1-5
- 2) A. Cleary-Balderas and A. Medina-Rios “Improving Power Quality in Series-Resonant Inverter for Induction Heating Applications” accepted for presentation at the IEEE International Electric Machines and Drives Conference (IEMDC 2013) May 12-15, 2013.

### Artículos publicados en congresos no indexados por el ISI-Thompson

- 1) A. Cleary-Balderas, A. Medina-Rios, J. Monroy-Morales, Maximo Hernandez, “*Filtro híbrido para la compensación de potencia reactiva en sistemas eléctricos*” ponencia presentada en la Vigésima Reunión Internacional de Verano de Potencia, aplicaciones industriales y exposición industrial, RVP-AI/2012, celebrada el 8 al 14 de Julio de 2012, Acapulco, Gro., México.
- 2) A. Cleary-Balderas, A. Medina-Rios, J. Monroy-Morales, Maximo Hernandez, “*Análisis de la compensación de potencia reactiva mediante los compensadores estáticos tipo TCR y TSC*”, ponencia presentada en la Vigésima Reunión Internacional de Verano de Potencia, aplicaciones industriales y exposición industrial, RVP-AI/2012, celebrada el 8 al 14 de Julio de 2012, Acapulco, Gro., México.
- 3) A. Cleary-Balderas, A. Medina-Rios, J. Monroy-Morales “*Filtro activo para la mitigación de la distorsión armónica en sistemas eléctricos de potencia*”, ponencia presentada en la Vigésima Reunión Internacional de Verano de Potencia, aplicaciones industriales y exposición industrial, RVP-AI/2011, celebrada el 10 al 16 de Julio de 2011, Acapulco, Gro., México.
- 4) A. Cleary-Balderas, A. Medina-Rios, J. Monroy-Morales “*Estudio comparativo de técnicas de conmutación PWM en inversores monofásicos*”, ponencia presentada en la Vigésima Reunión Internacional de Verano de Potencia, aplicaciones industriales y exposición industrial, RVP-AI/2011, celebrada el 10 al 16 de Julio de 2011, Acapulco, Gro., México.

# CAPÍTULO 1

## INTRODUCCIÓN

Desde finales del siglo pasado al Sistema Eléctrico de Potencia (SPE) se le han adherido cargas de carácter no lineal en una mayor proporción, lo cual ha originado un creciente nivel de distorsión armónica, lo que da lugar a perturbaciones en el transporte, distribución y consumo de energía eléctrica. El elevado contenido de armónicos, cuya energía de distorsión asociada no se traduce finalmente en trabajo útil, si provoca la aparición de problemas en la red y en cargas conectadas a ella. Dicha creciente de cargas no lineales se debe a que en la actualidad las empresas utilizan equipos que funcionan con dispositivos de electrónica de potencia, con el único fin de que estos equipos simplifiquen el trabajo, y que la calidad y cantidad de la producción aumente. Se ha visto en la necesidad de aplicar medidas que conlleven a mantener los sistemas eléctricos con una calidad de energía adecuada y así aprovechar las ventajas de la tecnología de los equipos electrónicos que ayudan a incrementar la productividad, confort y ahorro de energía. El análisis detallado de los diferentes tipos de perturbaciones que se presentan en la red eléctrica es de vital importancia para poder diseñar dispositivos electrónicos que puedan contrarrestar dichos efectos negativos que se producen en dicha red.

La presencia de armónicos en sistemas eléctricos de potencia produce pérdidas, reduciendo la eficiencia de los equipos eléctricos. Por ejemplo, los armónicos generan vibraciones mecánicas en las maquinas eléctricas y daño físico en el aislamiento de los conductores. Es por ello que en esta tesis se presentan diferentes métodos para la mitigación de la distorsión armónica en sistemas industriales trifásicos. El objetivo es el modelado y análisis de filtros híbridos activos de potencia para contrarrestar los efectos generados por cargas no lineales.

Se pueden considerar dos grandes procedimientos de filtrado de armónicos, con o sin compensación de potencia reactiva. Es decir:

- Filtrado pasivo
- Filtrado activo

Basados respectivamente en la utilización exclusiva de componentes pasivos o bien de componentes activos.

### 1.1 REVISIÓN DEL ESTADO DE ARTE

#### 1.1.1 Consideraciones generales

Los armónicos generados a partir de las cargas no lineales, como los convertidores de alimentación conmutadas y variadores de velocidad, así como otras cargas desbalanceadas en redes de distribución han deteriorado la calidad de energía en sistemas de transmisión y de distribución [Akagi 1996] - [Rafael y Daniel 2005]. Las cargas no lineales aumentan las pérdidas y producen distorsión armónica en la red. Como consecuencia, causan una pobre calidad de energía, generando varios problemas tanto en la red de energía como en el equipo conectado. Diferentes métodos de compensación de potencia reactiva fueron desarrolladas, para finales de los años 60s y principio de los 70s, [Erlicki y Eigeles 1968], [Sasaki y Machida 1970], [Fukao *et al.* 1972], publicaron las primeras investigaciones que presentaban lo que podía considerarse como el principio básico de la compensación controlada de potencia reactiva de la siguiente manera:

En [Erlicki y Eigeles 1968] presentaron algunas ideas que permitían entender la “compensación de distorsión de potencia”, que se desconocía hasta esa fecha determinaron que “una resistencia no lineal se comporta como un generador de energía reactiva aunque no tenga elementos almacenadores de energía”, y presentaron la primera aproximación a los filtros activos de potencia.

En [Fukao *et al.* 1972], declararon que si se conectaba un generador de energía reactiva en paralelo con una carga y se controlaba de tal manera que entregara potencia reactiva a la carga, entonces la red de potencia entregaría únicamente potencia activa a dicha carga. De esta manera sería posible la transmisión ideal de potencia.

Pocos años después en [Gyugyi y Pelly 1976], presentaron la idea de que la potencia reactiva podría ser compensada por un cicloconvertidor (inversor o convertidor de potencia) conmutado naturalmente sin elementos almacenadores de energía. Esta idea fue expuesta desde un punto de vista físico, pero no se dio ninguna propuesta matemática al respecto.

En 1976, [Harashima *et al.* 1976], presentaron, probablemente por primera vez, el término “potencia reactiva instantánea” para un circuito monofásico, el mismo año que [Gyugyi y Strycula 1976], introdujeron el término “filtro activo de potencia”. Pocos años después, [Takahashi y Fujiwara 1980], [Nabae 1981], publicaron un par de documentos donde mostraban la aparición de la “teoría de la potencia instantánea” o “teoría  $p-q$ ”.

---

### 1.1.2 Aplicación de FACTS y Custom Power para la mejora de la calidad de energía.

El desarrollo de dispositivos semiconductores de alta potencia disponible, en aplicaciones de electrónica de potencia, ha permitido el desarrollo de dispositivos de compensación como los sistemas de transmisión de corriente alterna flexibles, por sus sigla en inglés, (FACTS) y Custom Power [Hingorani 1988] [Hingorani 1993] orientándose para la mejora de la calidad de energía en los sistemas eléctricos de transmisión y distribución respectivamente. De acuerdo, al dispositivo semiconductor utilizado los FACTS se pueden clasificar en: compensador estático de VAR (SVC), reactor controlado por tiristor (TCR), compensadores serie controlados por tiristores (TCSC) y los basados en dispositivos semiconductores como el IGBT y GTO, se tienen el compensador estático sincrónico STATCOM, compensador serie estático síncrono (SSSC) y el controlador de flujo de potencia unificada (UPFC) [Barrero *et al.* 2004] [Gyugyi 1995]. Otro dispositivo que se ha beneficiado de los dispositivos semiconductores de potencia son los controladores de Custom Power que incluyen el restaurador dinámico de voltaje (AVR), compensador estático de distribución (DSTATCOM) y el interruptor de transferencia de estado sólido (SSTS) [Srikanthan y Mishra 2010].

Las aplicaciones de compensadores en la década de 1970 fue seguido por el desarrollo del TCSC. Los avances actuales en dispositivos de electrónica de potencia han permitido el uso de una nueva generación de dispositivos FACTS basado en convertidores auto-conmutados por voltaje (VSC) con control de apagado de tiristor. Esto incluye el compensador STATCOM, los controladores de flujo de potencia en serie (SPFC), control de fase estática (SPS) y el UPFC [Milanovic y Zhang 2010].

Todos los dispositivos personalizados proporcionan un número de funciones de calidad de potencia que se pueden emplear selectivamente o simultáneamente y dependiendo de tipo de semiconductor empleado y compensador aplicado presentan corrientes armónicas cuando están funcionando, especialmente en cargas desbalanceadas, con el fin de mejorar este inconveniente, se han propuesto alternativas de filtrado y compensación basado en filtros activos, que se presentan en esta tesis.

### 1.1.3 Soluciones para la mejora de la calidad de energía.

La compensación tradicional con bancos de capacitores y filtros pasivos para la mejora de calidad de energía puede producir propagación de armónicos y la amplificación del voltaje armónico, debido a la potencial resonancia entre inductancias y capacitores en derivación de la red [Zobaa 2005], [Corasanti *et al.* 2009]. Por lo tanto, los filtros pasivos no siempre pueden proporcionar una solución de compensación completa [Singh *et al.* 1999], como se menciona en el Capítulo 2

Como alternativa diferente a los métodos pasivos, se han desarrollado soluciones activas [Asiminoaei *et al.* 2008], un ejemplo es, el filtro de potencia activo (FPA) que puede ser implementado con un inversor de fuente de voltaje (IFV) o de corriente (IFC) y un sistema de modulación de ancho de pulso (PWM). [Ziari *et al.* 2006], [Ramos 2010].

El propósito de un filtro activo es suministrar los armónicos absorbidos por la carga no lineal, con el fin de reducir la distorsión armónica en la red. Para este propósito se han desarrollado nuevos modelos y etapas de control de FPA, diferentes estrategias de control están documentadas en [Chang y Shee 2004], [Chang y Shee 2002], [Ramos 2007]. Los métodos de control permiten compensar potencia reactiva y mitigar corrientes armónicas en condiciones de cargas no lineales, basados en la determinación de corrientes de referencia a inyectar en el marco de referencia en el tiempo [Ramos-Carranza y Medina 2008].

Se han desarrollado diferentes métodos de control de corrientes de filtrado activo para el control de corrientes de filtrado, en particular un método novedoso en el dominio del tiempo es el control en coordenadas en fase presentado en [Ramos-Carranza y Medina 2008]. El desarrollo de los métodos de control esta con el avance en los sistemas de simulación digital en tiempo real, la aplicación de métodos de control de corrientes de filtrado en tiempo real se presenta en [Ramos et al. 2012].

Sin embargo, la compensación de armónicos utilizando soluciones de filtros activos para aplicaciones de alta potencia normalmente está limitada por la tecnología de semiconductores disponibles mostrados en el Apéndice A. Estas limitaciones en los semiconductores son por valores máximos de corriente, voltaje, pérdidas, y frecuencia de conmutación en el rango de 1 kHz - 5 kHz, resultando en una reducción en el rendimiento de la mitigación de armónicos de corrientes de armónicos de orden superior [Asiminoaei *et al.* 2008].

Una solución alternativa es el uso de un control selectivo de corrientes armónicas [Asiminoaei *et al.* 2007], [Ramos 2010], donde se sintoniza el ancho de banda FPA de modo que las corrientes armónicas son controladas individualmente. Esto permite que el FPA para mitigar las corrientes armónicas dominantes, con la ventaja de utilizar una frecuencia de conmutación moderada. Por lo tanto, el FPA se puede ajustar para compensar selectivamente sólo las corrientes armónicas de mayor magnitud, por ejemplo, las corrientes armónicas generadas por un rectificador trifásico [Asiminoaei *et al.* 2008]. Para resolver estos problemas de diseño de compensación, el FPA se basa en la exigencia de que las corrientes de origen después de la compensación debe ser senoidales y balanceadas y los límites de distorsión armónica satisfacer los niveles permisibles actuales establecidos por el estándar IEEE-519 [IEEE-519 Std.1992].

En esta tesis propone un filtro activo de potencia para mitigar la distorsión armónica, basado en el *método mitigación de corrientes armónicas selectiva*, obtenido en el marco de referencia de frecuencia, que ofrece una solución novedosa para la supresión de armónicos en sistemas de alta o mediana potencia.

El incremento del suministro de potencia y cargas no lineales, hace que el filtrado de potencias armónicas actuales se vean limitadas, principalmente por los convertidores de potencia. En el Capítulo 3 de esta tesis se propone un modelo y una topología diferente de filtrado híbrido, el modelo del filtro híbrido activo de potencia en cascada propuesto permite, con mayor eficiencia, el manejo de grandes corrientes armónicas de compensación

### 1.1.4 Lineamientos para clientes individuales

El incremento en el uso de convertidores estáticos, tanto en equipos de control industrial como en aplicaciones domésticas, combinado con el incremento en el uso de los capacitores para el mejoramiento del factor de potencia, han creado problemas generalizados. Debido a lo extenso de estos problemas, ha sido necesario desarrollar técnicas y lineamientos para la instalación de equipos y control de armónicos.

Las normas estadounidenses con respecto a los armónicos han sido agrupadas por la IEEE en la norma IEEE-519 que consta de *Recomendaciones Prácticas y Requerimientos para el Control de Armónicos en Sistemas Eléctricos de Potencia*. Existe un efecto combinado de todas las cargas no lineales sobre el sistema de distribución, el cual tienen una capacidad limitada para absorber corrientes armónicas. Adicionalmente, las compañías de distribución

tienen la responsabilidad de proveer alta calidad de abastecimiento en lo que respecta al nivel del voltaje y su forma de onda. La norma IEEE 519 hace referencia no solo al nivel absoluto de armónicos producido por una fuente individual sino también a su magnitud con respecto a la red de abastecimiento [IEEE-519 Std.1992].

Se debe tomar en cuenta que la IEEE 519 está limitada por tratarse de una colección de recomendaciones prácticas que sirven como guía tanto a consumidores como a distribuidores de energía eléctrica. Donde existan problemas, a causa de la inyección excesiva de corriente armónica o distorsión del voltaje, es obligatorio para el suministrador y el consumidor, resolver estos problemas y ajustarse a los límites permitidos o ser sujetos de las penalizaciones establecidos localmente.

El propósito de estándar IEEE 519 es el de recomendar límites en la distorsión armónica según dos criterios distintos, específicamente:

1. Existe una limitación sobre la cantidad de corriente armónica que un consumidor puede inyectar en la red de distribución eléctrica.
2. Se establece una limitación en el nivel de voltaje armónico que una compañía de distribución de electricidad puede suministrar al consumidor.

El límite primario de los clientes individuales es la cantidad de corriente armónica que tienen permitido inyectar como máximo en la red de distribución. Los límites de corriente se basan en el tamaño del consumidor, con respecto al sistema de distribución. Los clientes más grandes se restringen más que los clientes pequeños. El tamaño relativo de la carga con el respecto a la fuente se define como la relación de corto-circuito (SCR) al punto de conexión común (PCC), que es donde la carga del consumidor se conecta con otras cargas en el sistema de potencia. El tamaño del consumidor es definido por la corriente total de frecuencia fundamental en la carga, que incluye todas las cargas lineales y no lineales. El tamaño del sistema de abastecimiento es definido por el nivel de la corriente de corto-circuito,  $I_{SC}$ , al PCC. Estas dos corrientes definen el SCR:

$$SCR = \frac{MVA \text{ corto circuito}}{MW \text{ Carga}} = \frac{I_{SC}}{I_L} \quad (1.1)$$

Una relación alta significa que la carga es relativamente pequeña y que los límites aplicables no serán tan estrictos como los que corresponden cuando la relación es más baja. Esto se observa en la Tabla 1.1, donde se recomiendan los niveles máximos de distorsión armónica en función del valor de SCR y el orden de la armónica. La Tabla 1.1 también

identifica niveles totales de distorsión armónica. Todos los valores de distorsión de corriente se dan en base a la máxima corriente de carga (demanda).

La Tabla 1.1 muestra límites de corriente para componentes de armónicas individuales así como también distorsión armónica total. Por ejemplo, un consumidor con un SCR entre 50 y 100 tiene un límite recomendado de 12.0% para  $THD_i$ , mientras que para componentes armónicas impares individuales de ordenes menores a 11, el límite es del 10%.

Tabla 1.1 IEEE 519 Límites en la distorsión de la corriente

Límites de Corrientes armónicas IEEE-519						
Límites de corrientes armónicas para carga no lineal en el punto común de acoplamiento						
Para voltajes entre 120-69,000 volts.						
$I_{sc}/I_L$	$h < 0$	$11 \leq h$ $\leq 17$	$17 \leq h$ $\leq 23$	$23 \leq h$ $\leq 35$	$h > 35$	$THD_i$
<20	4.0	2.0	1.5	0.6	0.3	5.0
20-50	7.0	3.5	2.5	1.0	0.5	8.0
50-100	10.0	4.5	4.0	1.5	0.7	12.0
100-1000	12.0	5.5	5.0	2.0	1.0	15.0
>1000	15.0	7.0	6.0	2.5	1.4	20.0

En México se aplica la norma CFE L-000045 que establece los mismos límites que la norma IEEE 519 de distorsión de corriente armónica y de la componente armónica individual máxima para voltajes de hasta 69kV

### 1.1.5 Dispositivos semiconductores

La electrónica de potencia ya ha encontrado un lugar importante en la tecnología moderna gracias al desarrollo de dispositivos semiconductores de potencia. Desde 1970, se han desarrollado varios tipos de dispositivos semiconductores de potencia y están disponibles comercialmente, [Norman y Nasrullah 2000], ver Apéndice A.

Hay dos tipos principales de dispositivos de conmutación de alta potencia para uso en diversos convertidores: Dispositivos basados en tiristores y transistores semiconductores respectivamente. Los primeros están formados por rectificadores controlados de silicio (SCR), tiristor de compuerta de apagado (GTO), y tiristor conmutado por compuerta (GCT), mientras que los otros abarcan los transistores bipolares de compuerta aislada (IGBT) y transistor de compuerta enganchada (IEGT). Otros dispositivos semiconductores

## Introducción

como se muestran en la Tabla 1.2 tales como el MOSFET, tiristor de emisor de apagado (ETO), tiristor controlado MOS (MCT), y tiristor de inducción estática (SIT) no han adquirido una importancia significativa en sistemas de alta potencia [Bin Wu 2006]. En la Figura 1.1 se muestran los rangos de voltaje, corriente y frecuencia de operación para dispositivos semiconductores de alta-potencia, y en la Figura 1.2 se muestra los rangos de operación de dispositivos semiconductores clasificados por los principales fabricantes[Fanquelo *et al.* 2009].

Tabla 1.3 Características de potencia y velocidad en dispositivos semiconductores

Características generales de los dispositivos de potencia		
Dispositivo	Capacidad de potencia	Velocidad de conmutación
BJT	Medio	Medio
MOSFET	Bajo	Rápido
GTO	Alto	Lento
IGBT	Medio	Medio
MCT	Medio	Medio

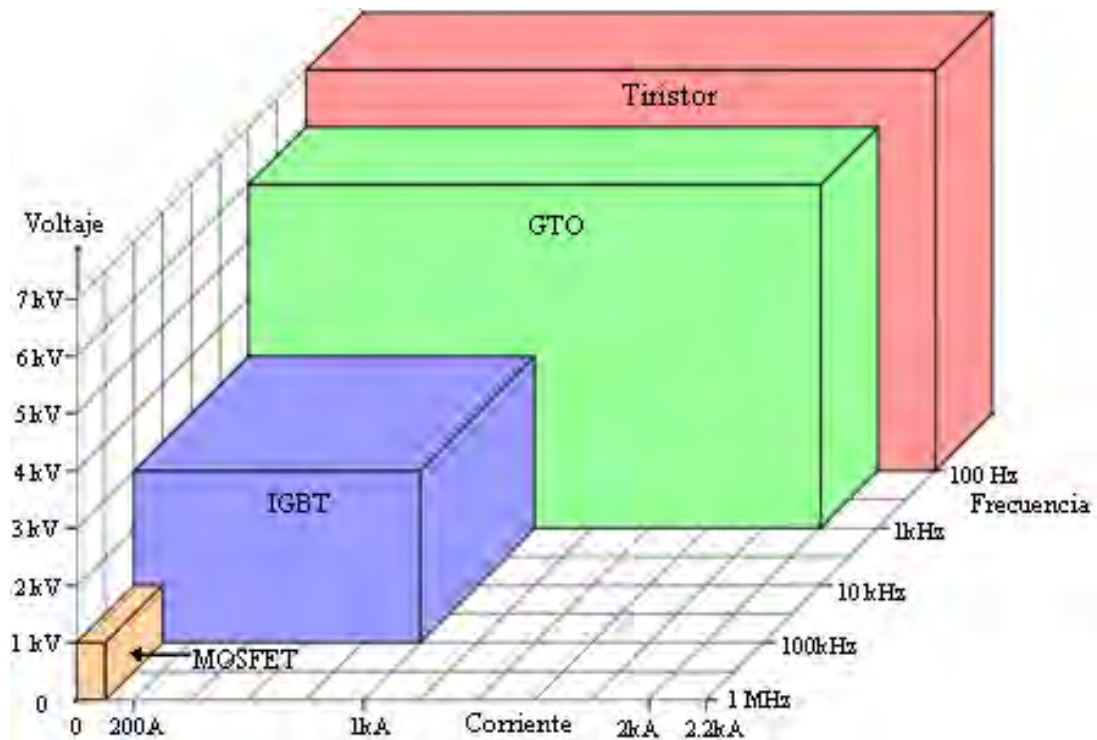


Figura 1.1 Rangos de voltajes y corrientes en dispositivos semiconductores de potencia

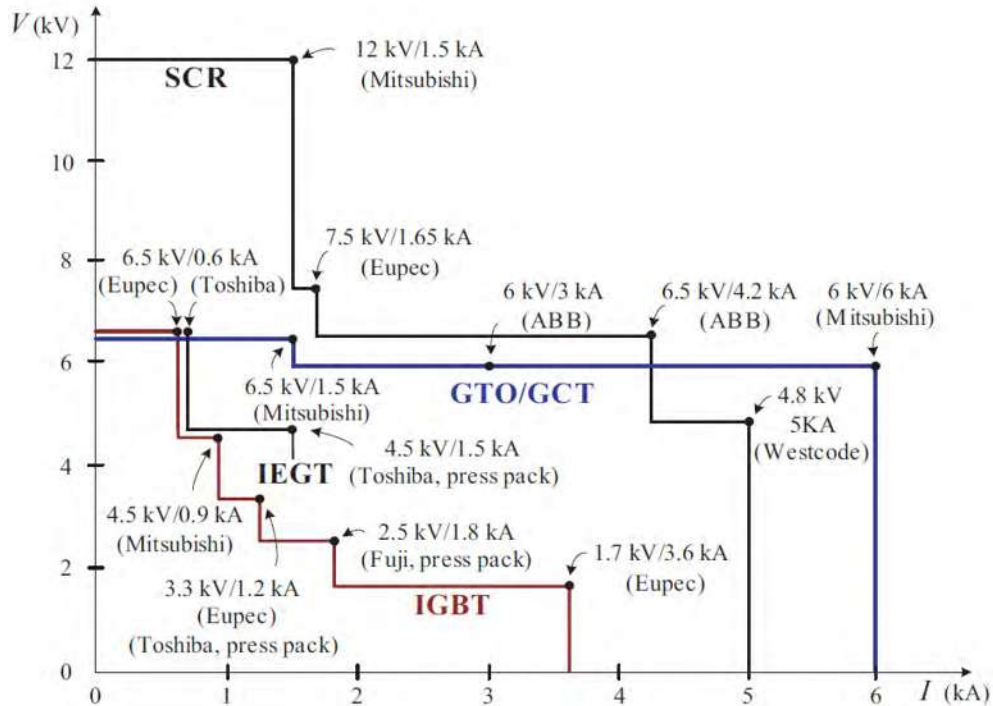


Figura 1.2: Rangos de voltajes y corrientes en dispositivos IGBT, IEGT, GTO/GCT, SCR por fabricante.

## 1.2 JUSTIFICACIÓN

La presente tesis se realiza primordialmente porque hoy en día el nivel de calidad de un sistema eléctrico de potencia está afectado por una serie de perturbaciones debidas al funcionamiento propio del sistema o al funcionamiento de equipos consumidores. Actualmente existe una tendencia a la proliferación de equipos que exigen mayores niveles de calidad en el suministro eléctrico pero, a su vez tiende a crecer el número de equipos cuyo funcionamiento normal genera perturbaciones en el sistema eléctrico. Se espera que las cargas electrónicas generadoras de perturbaciones eléctricas se incrementen, y se refleje de manera adversa en la calidad de energía.

El rápido avance en los dispositivos semiconductores de electrónica de potencia modernos y el estado de arte en la tecnología de circuitos electrónicos ha permitido automatizar optimizar e impulsar ampliamente distintos procesos productivos. Sin embargo, también son las principales fuentes de contaminación armónica debido a la conmutación de los dispositivos semiconductores de potencia. En este sentido se ha impulsado un intenso esfuerzo de investigación, enfocado al desarrollo de distintas técnicas y métodos de filtrado. Por ejemplo, el desarrollo de filtros activos, donde han demostrado que puede ser una

solución viable para resolver la contaminación armónica y compensar potencia reactiva de forma simultánea, en redes altamente contaminadas. Para la cancelación de corrientes armónicas de manera controlada y compensación de la potencia reactiva, el filtro de potencia activo utiliza una etapa de control y detección de las corrientes a inyectar en la red.

La aplicación de dispositivos digitales en filtros activos de potencia ha hecho posible el desarrollo de modelos y técnicas de monitoreo para la mitigación y compensación de potencia reactiva en sistemas eléctricos de potencia. Permitiendo el estudio de nuevas técnicas en simulación de tiempo real y de *hardware in the loop* [Ramos et al. 2012].

Es por lo anterior que esta tesis fue desarrollada con la motivación de enfocarse a la investigación orientada al desarrollo e implementación de un método propuesto de filtrado híbrido activo-pasivo cuya característica principal es la mitigación selectiva de armónicos y compensación de potencia reactiva.

### 1.3 OBJETIVOS

En el desarrollo de esta investigación doctoral se han establecido los siguientes objetivos:

#### 1.3.1 Objetivo General

Desarrollar un modelo de filtro híbrido activo-pasivo para la mitigación selectiva de corrientes armónicas basado en la detección de las corrientes de referencia en el dominio de la frecuencia. Mostrar su efectividad y su potencial en diversos sistemas eléctricos de potencia. En particular se pretende abordar su aplicación en sistemas industriales.

#### 1.3.2 Objetivos específicos

- Analizar y describir los métodos de filtrado activo y pasivo para la mitigación de armónicos.
- Desarrollar una nueva topología de elementos de filtrado para la compensación de potencia reactiva utilizando técnicas de mitigación de armónicos selectiva.
- Estudiar la estrategia de control para el filtro híbrido paralelo propuesto, resaltando las ventajas para el control de corriente de filtrado.

- Diseñar y analizar el filtrado de corrientes armónicas en un sistema de calentamiento por inducción industrial.
- Desarrollar y aplicar un método para la detección de corrientes armónicas basados en el dominio de la frecuencia aplicando la técnica de la Transformada Rápida de Fourier.

En el desarrollo de esta investigación se han cubierto todos los objetivos planteados. En el presente documento de tesis doctoral se muestran los resultados obtenidos y las conclusiones resultantes de la investigación realizada.

### 1.4 METODOLOGÍA

La siguiente investigación se basa en la siguiente metodología.

- Realizar un estudio en la revisión del estado arte, referente a los métodos filtrado de corrientes armónicas en sistemas eléctricos de potencia trifásicos basados en filtros activos de potencia en la solución para la mejora de calidad de energía. Dentro del estudio de revisión del estado de arte investigar las normas referentes a los lineamientos para clientes individuales en el control de armónicos de corriente para sistemas eléctricos de potencia. Estudiar los principales semiconductores aplicados para la mitigación de corrientes armónicas.
- Hacer un estudio minucioso en el sistema de filtrado tradicional mediante dispositivos pasivos (resistencia, inductores, capacitores) aplicado a sistemas trifásicos para la mitigación de corrientes armónicas, mencionar sus ventajas y desventajas para el filtrado en sistemas de potencia.
- Hacer una revisión de los principales métodos de filtrado activo e investigar las ventajas con respecto al método pasivo. Revisar las topologías en filtros activos de potencia y evaluando sus ventajas y desventajas de una topología a otra.
- Abordar el diseño y desarrollo de un filtro híbrido activo-pasivo que englobe las ventajas de cada método de filtrado de corrientes armónicas revisado.

- Proponer un método de detección de corrientes armónicas basado en el dominio de la frecuencia para un filtro activo de potencia, realizar su implementación digital para validar la efectividad del método propuesto.
- Revisar el método de control de corriente por banda de histéresis para el control de corrientes armónicas del filtro activo.
- Mediante la realización de distintos casos de estudio analizar la aplicación de un filtro híbrido en cascada para aplicaciones en sistemas eléctricos de potencia con cargas no lineales y hacer su implementación digital en Simulink® Mat-Lab.

### 1.5 APORTACIONES

La realización de la investigación doctoral reportada en esta tesis se asociada con las siguientes aportaciones:

- En esta tesis se reporta el estudio del sistema de filtrado pasivo y activo, mostrando las ventajas y desventajas con cada tipo de filtrado.
- Se propone la aplicación de un filtro activo de potencia en cascada destacando sus ventajas y desventajas para la mitigación selectiva de corrientes armónicas y compensación de potencia reactiva en sistemas desbalanceados de alta potencia.
- Se propone un estudio del sistema de control por banda de histéresis para filtros activos, mostrando su viabilidad para aplicaciones de filtrado armónico
- Una aportación de la tesis es el análisis de los métodos de mitigación de distorsión armónica y compensación de potencia reactiva en sistemas industriales. En particular se propone un método de compensación de corriente armónica para aplicación en calentamiento por inducción en sistemas industriales. La compensación se realiza a cabo en la fuente de alimentación trifásica y en la salida de la bobina de inducción para la aplicación industrial.
- Se propone el método de detección selectiva de armónicos basado en la Transformada Rápida de Fourier el cual, de acuerdo a los estudios realizados muestra ser una herramienta rápida y eficiente comparada con los métodos tradicionales de detección en el tiempo. Se reportan las ventajas computacionales y la precisión de la FFT comparada con el método del dominio del tiempo para aplicaciones que requieren cálculos de corrientes de referencia y mejora de la calidad de energía. El método de detección basado en la FFT propuesto tiene la

característica de detectar las componentes armónicas de menor y mayor magnitud para determinar las corrientes de compensación.

### 1.6 DESCRIPCIÓN DE CAPÍTULOS

La tesis está organizada en 5 capítulos, una breve descripción de cada uno, es el siguiente:

- **En el Capítulo 1** se describe los métodos generales para la mitigación de armónicos y compensación de potencia reactiva. Se hace una breve descripción de las recomendaciones de límites permisibles de distorsión armónica establecidos en el estándar IEEE-519 utilizado en esta tesis y se describen los objetivos, la justificación, metodología, estado de arte y se hace una descripción de los capítulos descritos en esta tesis.
- **En el Capítulo 2** se analizan los fundamentos del filtrado para corrientes armónicas. explicando en detalle el uso de filtrado pasivo, resaltando sus ventajas y desventajas, también se hace un análisis de los principales filtros activos de potencia para la mitigación de corrientes armónicas
- **En el Capítulo 3** se propone un modelo de filtrado híbrido activo en paralelo basado en la mitigación selectiva de corrientes armónicas, se aplica la teoría de la potencia reactiva y la Transformada Rápida de Fourier para la detección de las corrientes armónicas a compensar.
- **En el Capítulo 4** se plantea la aplicación de filtrado híbrido activo-pasivo para la compensación armónica en cargas no lineales industriales generadoras de corrientes armónicas comúnmente encontrados en sistemas de calentamiento por inducción.
- **En el Capítulo 5** se resumen las principales conclusiones de la tesis y se proponen las investigaciones futuras a realizar a partir de la reportada en esta tesis.

## CAPÍTULO 2

# MÉTODOS DE FILTRADO ACTIVO Y PASIVO PARA LA MITIGACIÓN DE ARMÓNICOS

### 2.1 INTRODUCCIÓN

La calidad de la energía se ve afectada por la operación de los distintos elementos y dispositivos que constituyen los sistemas eléctricos, por ejemplo, los sistemas de distribución y de servicios públicos. Solo recientemente se ha tenido una mayor conciencia de su impacto adverso en la calidad de la energía. Los avances en la tecnología de dispositivos semiconductores han impulsado una revolución en la tecnología electrónica de potencia en la última década, y hay indicios de que esta tendencia va a continuar [Budwal *et al.* 2012]. Sin embargo, los sistemas de electrónica de potencia, que incluyen variadores de velocidad de motor, fuentes de poder conmutados, unidades de control de motor de corriente directa (CD), cargadores de baterías y balastos electrónicos entre otros son los responsables del incremento de distorsión armónica, fluctuaciones y parpadeo de voltaje, entre otros problemas que producen un sensible deterioro en su operación, vida útil y en general de la calidad de la energía. Estas cargas no lineales parecen ser las principales fuentes de distorsión armónica en un sistema de distribución de energía. Las corrientes armónicas producidas por las cargas no lineales se inyectan de nuevo en los sistemas de distribución de energía a través del punto de acoplamiento común. Como las corrientes armónicas se acoplan a través de la impedancia de línea del sistema, aparecen armónicos de voltaje, causando distorsión en el PCC.

En particular la distorsión armónica tiene una serie de efectos no deseados en el sistema de distribución. Se dividen en dos categorías básicas [Budwal *et al.* 2012]: los efectos a corto plazo y a largo plazo el primer efecto suelen ser el más notable y está relacionado con excesiva distorsión de voltaje. Por otro lado, los efectos a largo plazo a menudo pasan desapercibidos y suelen estar relacionados con el incremento de las pérdidas resistivas o esfuerzos de voltaje. Además, las corrientes armónicas producidas por cargas no lineales pueden interactuar de manera adversa con una amplia gama de equipos de alimentación del sistema, por ejemplo, los capacitores, transformadores y motores, causando pérdidas

notorias adicionales, de calentamiento y sobrecarga en los equipos eléctricos. Así también las corrientes armónicas pueden causar interferencias con líneas de telecomunicación y errores en dispositivos de medición [Sharon *et al.* 2008]. A los efectos adversos que tienen los armónicos sobre la calidad de la energía; el estándar IEEE-519, [IEEE-519 1992] ha sido desarrollado para definir un marco razonable para control de armónicos.

### 2.2 MÉTODOS PARA LA MITIGACIÓN DE ARMÓNICOS

Los variadores de velocidad ajustable, los convertidores de CD-CD (rectificadores) y otras cargas no lineales, tienen diferentes opciones disponibles para la mitigación de armónicos. En la consideración de diversas alternativas, mucho depende de los objetivos del usuario, así como la gravedad de los armónicos aportados por las cargas internas [Chen *et al.* 2003]. La clasificación típica de dos alternativas para la mitigación de armónicos incluye:

- Filtros pasivos. Son filtros en los que sólo hay elementos pasivos (bobinas, capacitores y resistencias). El filtro pasivo más popular consiste en un circuito  $LC$  serie sintonizado a una determinada frecuencia de resonancia. Este filtro se conecta en paralelo con la red y absorbe armónicos a dicha frecuencia de resonancia.
- Filtros activos. Son filtros en los que el elemento principal de filtrado es una fuente de voltaje o de corriente controlada.
- Filtros híbridos. Son aquellos filtros en los que la acción de filtrado se reparte entre sus elementos pasivos y activos. Los filtros híbridos también pueden entenderse como aquellos en los que la acción de filtrado se realiza mediante los elementos pasivos, mientras que los elementos activos actúan como dispositivos de control de los anteriores, haciendo que la acción de filtrado sea más efectiva.

En este capítulo se explica el funcionamiento de cada tipo de alternativa de mitigación y proporciona los resultados típicos que se pueden lograr cuando cada tipo se aplica correctamente. No hay una solución única que sea universalmente superior. Después de un análisis cuidadoso del problema y una clara comprensión de los objetivos del usuario final, muy a menudo la mejor solución técnica y económica es una solución híbrida, es decir la combinación de múltiples tecnologías [Sandoval y Houdek 2005].

En las Secciones siguientes se describen las ventajas y desventajas de cada método, su conexión del circuito normal, así como el rendimiento típico que se puede esperar cuando cada método se emplea correctamente.

### 2.3 MÉTODOS DE FILTRADO PASIVO

En virtud a su simplicidad los filtros pasivos se utilizan para el filtrado de corrientes armónicas en redes de distribución de bajo o mediano voltaje, por su bajo costo [Chih-Ju y Chih-Wen 2000]. Se han propuesto distintos tipos de filtrado pasivo, por ejemplo: sintonía única, doble sintonía, sintonía controlada, filtros de amortiguamiento pasa banda [Cardoso 2008], los filtros pasivos principales son los de sintonización única (filtro en paralelo  $LC$ ) y filtros de amortiguamiento (filtro pasa alta) [Junpeng 2012]. En la Figura 2.1 se muestra las configuraciones de filtros pasivos más utilizadas. Los filtros pasivos son una opción adecuada y sencilla para sistemas eléctricos donde la circulación de las corrientes armónicas debidas a las cargas se mantiene constantes con variaciones mínimas. Sin embargo, los filtros pasivos tienen varias desventajas, entre ellas:

- Grandes dimensiones
- Características de compensación fijas
- La frecuencia de sintonización puede cambiar debido a problemas ajenos como deterioro de los componentes o cambio de temperatura.
- Son susceptibles a resonancias serie o paralelo, con fuentes u otros equipos de compensación.
- Son susceptibles a transitorios de conmutación en la carga y en la fuente. Debido a esto los filtros pasivos están fuera de sintonía, lo que anula su propósito de absorción de corrientes armónicas
- Tienen pérdidas altas en configuraciones pasa altas
- Las impedancias de la red influyen fuertemente en las características de filtrado
- No es posible un control continuo ajustable en el filtrado
- Pueden presentar problemas de resonancia, los cuales dependen en gran medida de la impedancia de la red, que suele ser desconocida y variable
- Es necesario un filtro por cada armónico de corriente que se desea atenuar; solo en el caso de armónicos de alto orden es viable utilizar un filtro pasa altas.
- Su tamaño puede llegar a ser muy voluminoso y por ende el precio puede ser alto.
- En sistemas donde las corrientes armónicas varían constantemente, los filtros pasivos no llegan a tener un desempeño adecuado.

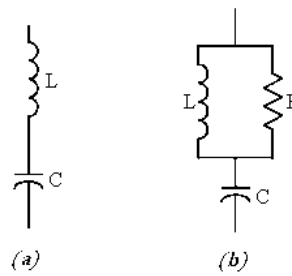


Figura 2.1: Configuraciones básicas de filtros pasivos para corrientes armónicas (a) Filtro LC de sintonía única (b) Filtro pasa altas

### 2.3.1 Filtro pasivo en paralelo

El filtro pasivo paralelo es un filtro que ofrece una trayectoria de baja impedancia a las corrientes armónicas, esta impedancia es menor que la de la red. El filtro pasivo paralelo está formado por un circuito serie  $LC$  que presenta muy baja impedancia a la frecuencia de resonancia. Cuando este filtro se conecta en una red de potencia, se comporta como un divisor de corriente entre su propia impedancia y la impedancia de red, lo cual es un inconveniente, ya que el grado de filtrado depende de la impedancia de red y no sólo del filtro en sí. En su uso práctico, este tipo de filtro se aplica en cargas que actúan como fuentes de corrientes armónicas (por ejemplo, rectificadores con gran inductancia de filtrado). De esta manera se evita que la carga absorba mayores picos de corriente y más armónicos, ya que el valor de la impedancia del lado de red ha disminuido al añadir el filtro. Un valor óptimo para esta inductancia de filtrado está en 4 % de la impedancia nominal de la carga [Santoso 2002]. El filtro pasivo paralelo se usa simultáneamente para absorber armónicos y para compensar parcialmente potencia reactiva. Muchos de estos filtros se seleccionan y se diseñan en base a las necesidades de potencia reactiva del sistema y al tamaño del banco de capacitores que se deba instalar para compensarla. Habitualmente, la compensación de potencia reactiva que realizaba una parte de la batería de capacitores es reasignada a un filtro paralelo de armónicos [Balcells 2001]. Generalmente, la corriente reactiva asociada a estos filtros es del orden del 50% de la corriente nominal del filtro.

Los filtros pasivos, a pesar de su principio de funcionamiento simple y de aparentar sencillez en su diseño, requieren un estudio previo para su instalación en la red donde se van a conectar, ya que pueden ocasionar problemas de resonancia con la impedancia de red, con otros filtros instalados o con los bancos de capacitores.

---

## Métodos de filtrado activo pasivo para la mitigación de armónicos

---

Si la corriente de la carga engloba más de un solo armónico, se deben instalar varios filtros en paralelo como el mostrado en la Figura 2.2. En esta solución, se deben instalar tantos filtros sintonizados en paralelo como armónicos se deseen eliminar, normalmente el 5°, 7°, 11° y 13°. Para armónicos de orden superior y de amplitud relativa pequeña, se suele instalar un filtro pasivo pasa-altas. Cada una de estas ramas del filtro debe soportar la corriente del armónico que filtra y su proporción de corriente reactiva a frecuencia fundamental. Cómo la potencia de los elementos pasivos de estas ramas está estandarizada comercialmente, una rama sintonizada a un armónico puede constar a su vez de varias sub-ramas idénticas, hasta sumar la corriente total necesaria.

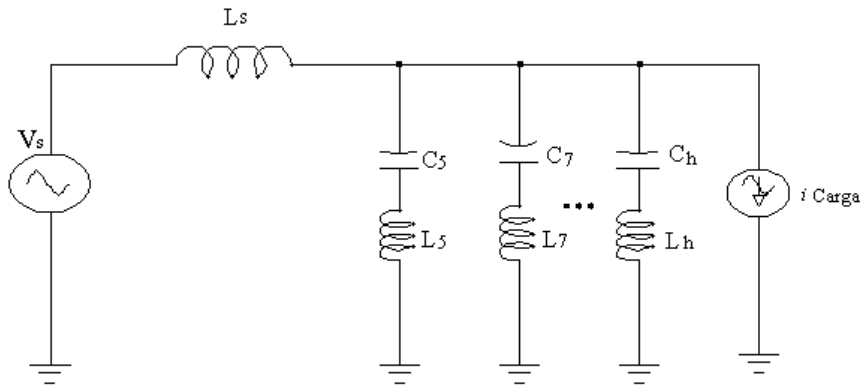


Figura 2.2: Filtros pasivos en paralelo de múltiples frecuencias de resonancia

La impedancia del filtro está definida por:

$$z(\omega) = j\omega L + \frac{1}{j\omega C} + R \quad (2.1)$$

$$|Z(\omega)| = \sqrt{\left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right)^2 + R^2} \quad (2.2)$$

La frecuencia de resonancia se define por los elementos pasivos de L y C:

$$f_R = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (2.3)$$

La impedancia del filtro a la frecuencia de resonancia está definida por la resistencia, serie es decir

$$Z = R \quad (2.4)$$

---

En la Figura 2.3 se muestra la evolución de la impedancia de este filtro en función de la frecuencia, así como la evolución de la componente de impedancia debida a la inductancia y a los capacitores, también se muestra el cambio de fase que se da a la frecuencia de resonancia de  $-90^\circ$  a  $+90^\circ$ . Para frecuencias menores a la frecuencia de resonancia, el filtro se comporta como una impedancia capacitiva y para frecuencias mayores, como una impedancia inductiva.

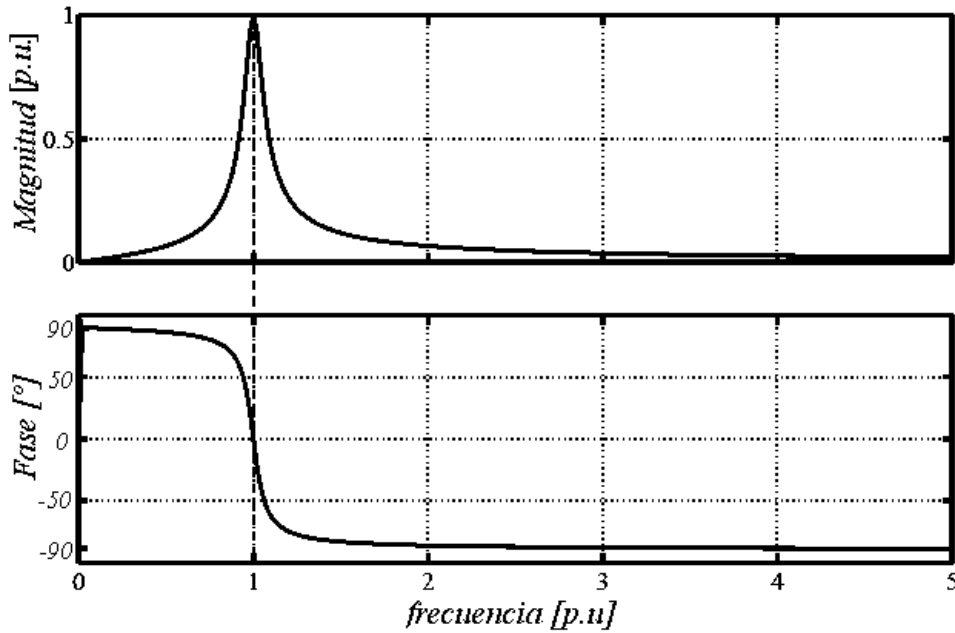


Figura 2.3: Respuesta en frecuencia para un filtro resonante.

El factor de calidad está definido como la relación entre la resistencia del filtro y su reactancia a la frecuencia de resonancia. Esto es:

$$Q = \frac{X_L}{R} = \frac{X_C}{R} = \frac{1}{\omega CR} = \frac{\omega L}{R} \quad (2.5)$$

En la Figura 2.4, se muestra la influencia del factor de calidad en el ancho de banda para diferentes valores de  $Q$ . [Ludbrook 1988].

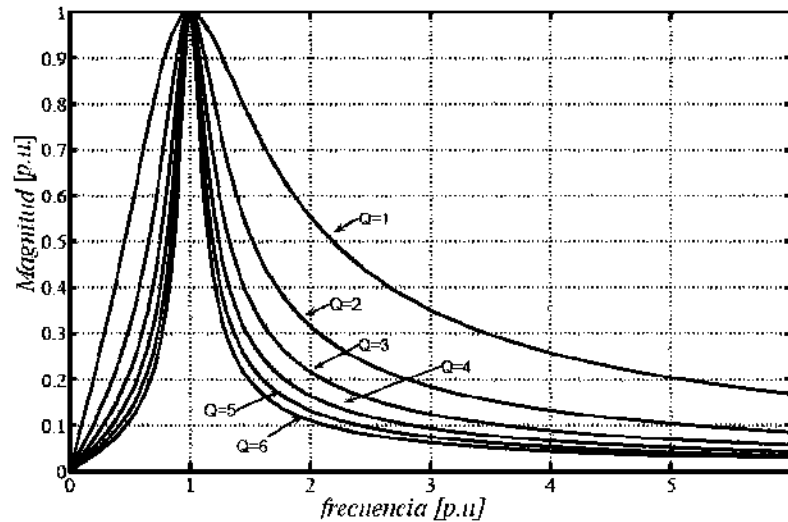


Figura 2.4: Influencia del factor de calidad en el ancho de banda.

Teóricamente, a la frecuencia de resonancia, la impedancia del filtro debería estar únicamente constituida por la resistencia de la bobina. Sin embargo, la frecuencia de resonancia real del filtro no suele coincidir exactamente con el armónico que se desea eliminar; lo que da lugar a que el grado de filtrado dependa mucho de la impedancia de red. En sistemas eléctricos con impedancias muy bajas, tales como redes fuertes, se suele añadir una impedancia serie del filtro pasivo para mejorar el grado de filtrado.

Otro problema derivado del fenómeno anterior se da si, como consecuencia de las tolerancias de los componentes, el filtro presentase una frecuencia de resonancia ligeramente superior a la deseada. En ese caso, la resonancia paralela con la red podría presentarse a la frecuencia del armónico que se desea eliminar. Por lo tanto, en vez de conseguir un camino de baja impedancia, lo que se obtendría sería un circuito de muy alta impedancia para dicho armónico. Este fenómeno indeseable implicaría serios riesgos para el filtro y para la red. En la práctica, los filtros pasivos se diseñan para frecuencias ligeramente inferiores a la frecuencia del armónico a eliminar con el objetivo de solventar este problema.

La frecuencia pico de resonancia en paralelo con la inductancia de red se calcula como:

$$\omega = \frac{1}{\sqrt{(L_F + L_S)C_F}} = \omega \sqrt{\frac{L_F}{L_F + L_S}} \quad (2.6)$$

En esta ecuación,  $\omega$  es la frecuencia de resonancia paralelo del filtro con la red y  $\omega_0$  es la frecuencia de resonancia del propio filtro,  $L_S$  es la inductancia de red y  $L_F$  y  $C_F$  son los componentes del filtro. Habitualmente,  $L_S$  es mucho menor que  $L_F$  con lo que la frecuencia de resonancia paralelo aparece muy cercana (por debajo) a la frecuencia de resonancia del filtro pasivo paralelo.

### 2.3.2 Impedancia en función de Q

Una forma útil de expresar la impedancia es en términos de  $Q$ , reescribiendo (2.2) como [Rodríguez *et al.* 2008]:

$$Z_S = R \left[ 1 + j \left( \frac{\omega L}{R} - \frac{1}{\omega C R} \right) \right] \quad (2.7)$$

De las ecuaciones de (2.3) y (2.5) se obtiene en función de  $Q$ :

$$Z_S = R \left[ 1 + j \left( \frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right) Q_S \right] \quad (2.8)$$

Y si ahora se define un *factor de de sintonía* como:

$$\beta = \frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \quad (2.9)$$

La impedancia se puede expresar como:

$$Z_S = R(1 + j\beta Q_S) \quad (2.10)$$

De modo que:

$$Z_S = R\sqrt{1 + (\beta Q_S)^2} \quad (2.11)$$

$$\phi_S = \arctan(\beta Q_S) \quad (2.12)$$

Las ecuaciones anteriores permiten calcular fácilmente la magnitud de la impedancia y la fase a cualquier frecuencia en términos de  $Q$ .

También es usual expresar la respuesta de un circuito resonante en forma de respuesta relativa, la corriente relativa es la relación entre la corriente a una frecuencia cualquiera y la corriente a la frecuencia de resonancia, de modo que:

$$A_r = \frac{1}{\sqrt{1+(\beta Q_s)^2}} \quad (2.13)$$

Una forma muy común y conveniente de expresar la respuesta a la frecuencia de un circuito sintonizado es mediante la respuesta a media potencia (-3dB), esto equivale a una potencia de -3 dB respecto a la potencia máxima, que al tener un valor relativo de 1, corresponde a 0 dB relativos. Usualmente los puntos de media potencia definen el *ancho de banda* de un circuito.

Una manera más general, de definir el factor de calidad es como la relación entre la energía almacenada en el filtro y la energía disipada en un periodo, es decir:

$$Q = \frac{2\pi \text{ Energía Almacenada}}{\text{Energía disipada por periodo}}$$

Aunque se puede diseñar un filtro pasivo con un factor de calidad óptimo [Arrillaga 2003], en la práctica se suelen fijar valores de  $Q$  mayores que los teóricos para minimizar las pérdidas de potencia en el filtro. El valor elegido para el factor de calidad en los filtros pasivos de bajo voltaje viene determinado por las pérdidas en el cobre y en el hierro de las inductancias. Estas pérdidas están directamente relacionadas con aspectos térmicos y económicos. El valor típico del factor de calidad en inductancias comerciales a la frecuencia de red está entre 20 y 60.

La conexión a la red de un filtro pasivo produce la circulación de corriente transitoria oscilante a la frecuencia de resonancia, cuyo valor es varias veces el nominal, pero que se amortigua y no supone ningún problema adicional en el diseño del filtro ni en la selección de sus componentes.

La potencia total del filtro pasivo viene definida por la corriente que absorbe a la frecuencia fundamental más la que absorbe a la frecuencia armónica, esto es:

$$P_F = V_s I_f = V_s \sqrt{I^2 + I_h^2} \quad (2.19)$$

La bobina del filtro se selecciona por su valor de inductancia y por la corriente eficaz que debe soportar. Mientras que el capacitor, además de por su valor de capacidad, se tiene que

---

seleccionar por la corriente que soporta y por el voltaje que aparece en terminales, que es ligeramente superior a la de red.

Los filtros pasivos en sistemas trifásicos tienen dos opciones de implementación: conexión en estrella y conexión en delta, según se muestra en la Figura 2.5. En esquemas en estrella el capacitor del filtro queda sometido al voltaje fase-neutro, que desde el punto de vista de dimensionamiento en voltaje es una ventaja. Sin embargo, en esta conexión la cantidad de potencia que cada capacitor debe operar es tres veces menor que si los capacitores quedaran conectados en delta y por lo tanto no hay un buen aprovechamiento de la potencia reactiva que puede suministrar cada elemento.

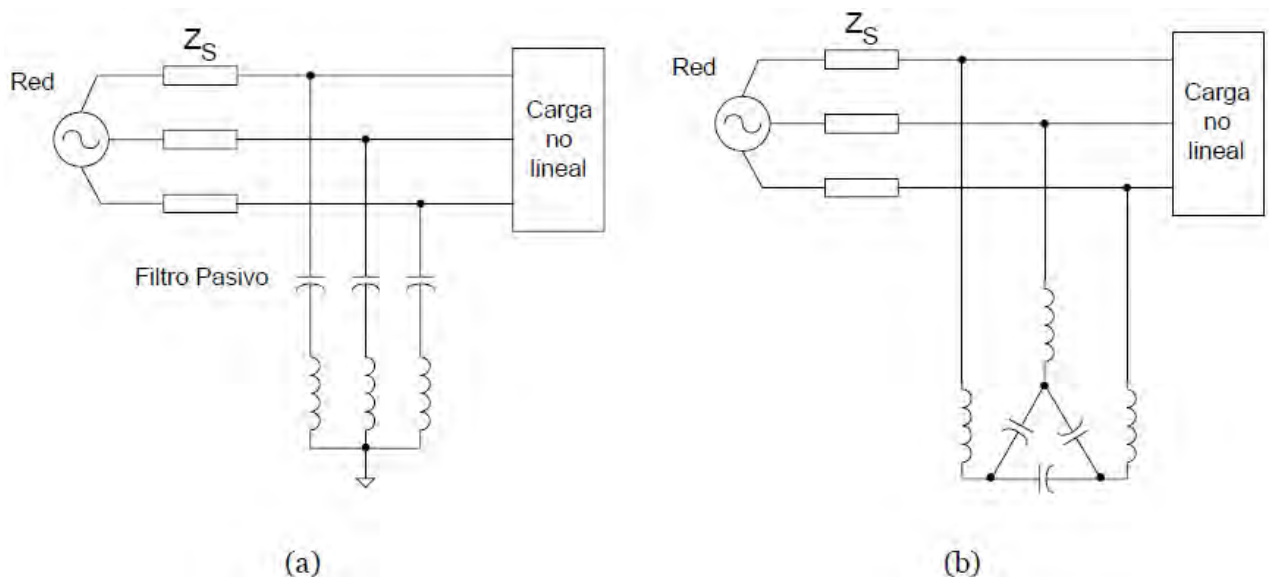


Figura 2.5: Conexión de filtro pasivo para un sistema trifásico a) Conexión estrella, b) conexión delta

### 2.3.3 Filtros pasivo en serie

El filtro pasivo serie es un filtro de rechazo de armónicos, presenta una alta impedancia para los armónicos procedentes de la carga. Está formado por un filtro  $L-C$  paralelo con alta impedancia a la frecuencia de resonancia  $\omega$ . En su uso práctico, este tipo de filtro está indicado para cargas que actúan como fuente de voltaje, como es el caso de los rectificadores con capacitores de filtrado en el bus de corriente continua. Este tipo de filtro se representa en la Figura 2.6(a). Si la corriente solicitada por la carga engloba más de un solo armónico, se deben instalar varios filtros en serie; como los mostrados en la Figura

2.6(b). En esta solución, se deben instalar en serie tantas secciones de filtros sintonizados como armónicos se deseen eliminar (habitualmente el 5°, 7°, 11° y 13°). Para armónicos de orden superior y de menor amplitud relativa, se suele instalar un filtro pasivo de rechazo de altas frecuencias. Cada una de estas secciones del filtro debe soportar la corriente total de la carga. Al igual que en los filtros pasivos paralelo, los filtros pasivos serie pueden presentar resonancias con otros elementos de la red. La instalación de filtros pasivos serie no es una práctica muy extendida, ya que deforman la forma de onda de voltaje en el lado de carga. Este inconveniente los hace inadecuados en aquellas situaciones en las que existen tanto cargas perturbadoras como cargas sensibles a la distorsión de voltaje. El filtro de rechazo para tercer armónico es un caso especial en los filtros pasivos serie.

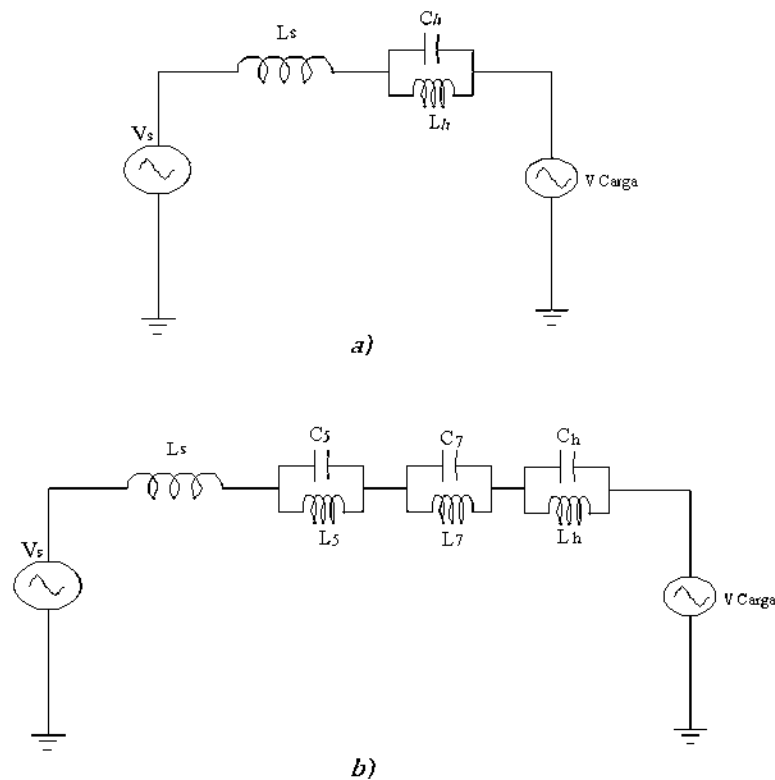


Figura 2.6: Filtros pasivos en serie a) filtro de sintonía única b) filtro de múltiples frecuencias de resonancia

### 2.3.4 Filtro pasivo serie-paralelo

Este tipo de filtros se muestran en las Figuras 2.7 y 2.8. El filtro pasivo de la Figura 2.8 está indicado para mitigar corrientes armónicas. Este filtro está formado por un filtro paralelo, para absorber los armónicos de la carga, más un filtro serie en el lado de red, que aumenta la impedancia del lado de red y obliga a los armónicos a fluir por la rama en paralelo. El nivel de filtrado de esta topología es mucho mayor cuando el filtro pasivo paralelo actúa de manera individual y el grado de filtrado ya no depende de la impedancia de red. Sin embargo, esta topología de filtrado no se encuentra muy extendida en la práctica, ya que se tiende a usar soluciones más sencillas y económicas, pero no siempre las más convenientes. Por ejemplo, es más recomendable conectar una inductancia serie en el lado de red para aumentar la impedancia en el punto de instalación del filtro paralelo y con ello aumentar la efectividad del filtro. El filtro de la Figura 2.7 es más indicado en aquellos casos en que el voltaje de red este distorsionado, ya que este filtro aísla la carga de los armónicos de la red.

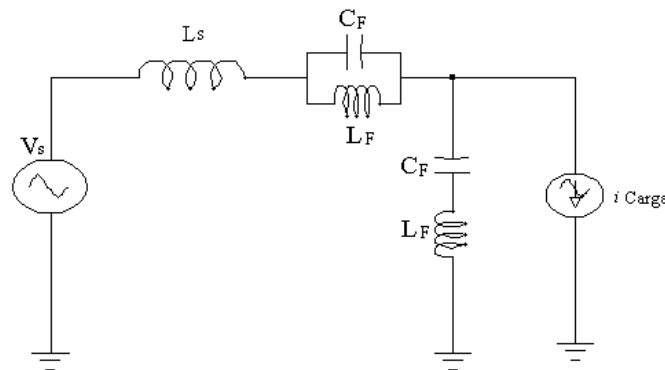


Figura 2.7: Filtro pasivo serie-paralelo para voltajes de red distorsionado

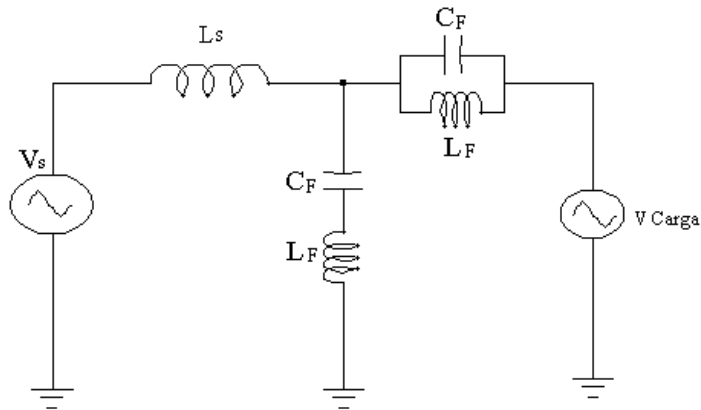


Figura 2.8: Filtro pasivo serie-paralelo para cargas en fuente de voltaje

### 2.4 MÉTODOS DE FILTRADO ACTIVO

La aplicación de filtros de potencia activa para eliminar corrientes armónicas y compensar potencia reactiva en cargas lineales y no lineales ha atraído la atención desde finales de 1970 [Gyugyi y Strycula 1976]. Hoy en día los filtros de potencia activa se encuentran en operación comercial en todo el mundo. Sus controladores determinan en tiempo real las corrientes de referencia de compensación, y un convertidor de potencia inyecta las corrientes con precisión [Ramos et al. 2012]. De esta manera, la operación del filtrado activo puede ser selectiva y adaptativa. En otras palabras, un filtro activo puede compensar corrientes armónicas selectivas debido a la carga no lineal, y continuamente puede seguir los cambios en su contenido armónico.

Los filtros activos son utilizados para la compensación de la potencia armónica y potencia reactiva, así como también para el control de voltaje. Un filtro activo de potencia se conecta, o bien en paralelo con la carga actuando como una fuente de corriente controlada, o bien en serie actuando como una fuente de voltaje, también existen otras combinaciones posibles como el filtro híbrido.

En este capítulo se presentan los filtros activos de potencia, incluidas las aplicaciones en sistemas trifásicos con conexión a tierra o sin conexión a tierra. Todos los filtros activos descritos en este capítulo tienen controladores basados en la teoría de la potencia activa y reactiva instantánea (teoría  $p-q$ ) presentado en el Apéndice B. Las corrientes armónicas se generan principalmente debido a la presencia de:

---

- Cargas no lineales
- Armónicos en la fuente de voltaje

Otra función de compensación interesante que un filtro activo puede realizar es proporcionar mitigación de armónicos en las líneas de suministro de energía, a fin de evitar resonancias en las inductancias y capacitores instalados para corregir el factor de potencia en la red de distribución [Akagi 1996].

En el diseño de filtros activos se han desarrollado diferentes topologías de filtros activos dentro de las cuales se pueden mencionar las siguientes:

- Conexión en paralelo
- Conexión en serie
- Conexión serie-paralelo
- Conexión híbrida

Las ventajas principales de los filtros activos son las siguientes:

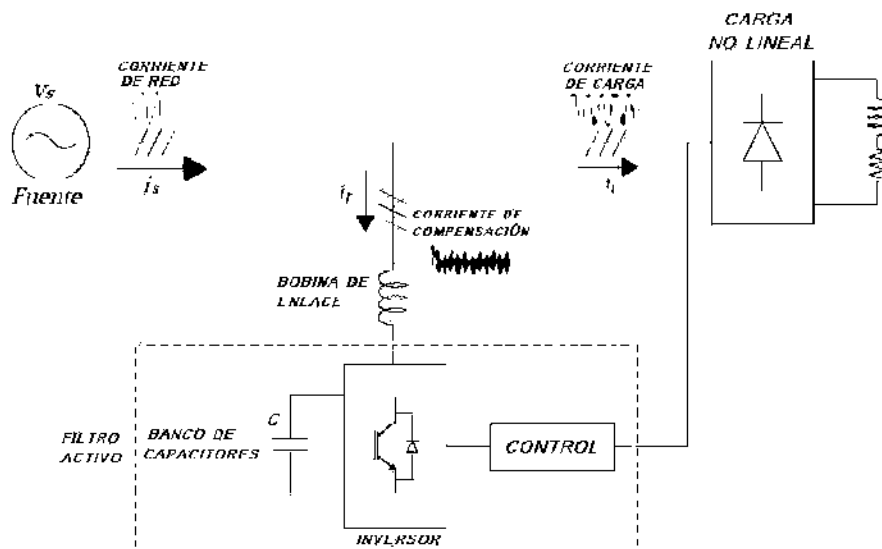
- Los filtros activos de potencia pueden ser usados para diferentes funciones. Por ejemplo, compensación de la potencia reactiva, filtrado armónico, compensación del desbalance de corrientes y regulación de voltaje.
- Tamaño compacto.
- Características de compensación controlada.
- No susceptibles a resonancias.
- Características de control ajustables.
- Característica de compensación selectiva de corrientes armónicas.
- No susceptible a cambios de impedancias en la red.
- No modifican la respuesta a la frecuencia de la red.

Desventajas de los filtros de potencia activo.

- El costo alto comparado con los filtros pasivos
- Mayor dificultad de instalación que un filtro pasivo

### 2.4.1 Principio de compensación general

El principio de funcionamiento del filtro activo de potencia es compensar las corrientes armónicas de la carga inyectando una corriente de compensación de igual magnitud de la carga pero opuesta en fase a ésta. Es decir, supóngase que se tiene una corriente de carga distorsionada como se muestra en la Figura 2.9 y se desea que la red eléctrica suministre únicamente la componente fundamental de corriente y en fase con el voltaje. En este caso el filtro opera como una fuente de corriente inyectando las componentes armónicas generadas por la carga, permitiendo que el sistema suministre solo la componente fundamental. Para esto, continuamente se mide las corrientes de cada fase de la carga, se obtiene la parte armónica de la corriente como referencia necesaria a inyectar a la carga. Esto permite que en el punto de acoplamiento común (PCC), las corrientes armónicas sean reducidas y las señales de corriente en el sistema de alimentación se mantengan senoidales. A demás, puede verse que el elemento almacenador de energía es un banco de capacitores y la parte de potencia es un convertidor basado en semiconductores. La conexión a la red eléctrica se hace a través de un inductor de enlace, quedando así el filtro conectado en paralelo con la carga.



La Figura 2.9: Principio de funcionamiento del filtro activo de corriente.

En la Figura 2.10 se muestra el principio de compensación básica de un filtro de potencia activo en paralelo. La estrategia para la determinación de las corrientes de referencia donde  $i_f^*$  es la corriente de entrada del filtro,  $i_s$  es la fuente de corriente y  $i_l$  es la corriente de carga, respectivamente [Bhende y Jain 2006].

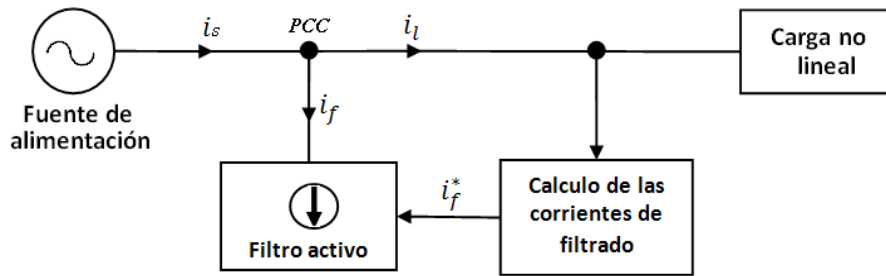


Figura 2.10: Principio de funcionamiento de un filtro de potencia activo

De la Figura 2.12 se pueden escribir las corrientes de referencia como:

$$i_f^* = i_s - i_l \quad (2.20)$$

Un filtro activo de potencia incorpora un sistema de control para hacer cumplir las corrientes de referencia en la rama del filtro [Ramos y Medina 2011]. Sin la compensación de un filtro, la corriente de línea contaminada por cargas no lineales contiene básicamente tres componentes, que son la corriente activa (componente fundamental), la corriente reactiva (en cuadratura con la componente fundamental) y las corrientes armónicas (o componentes armónicos). Si el filtro activo de potencia suministra el total de potencia reactiva y armónica, entonces  $i_s$  será puramente senoidal y en fase con el voltaje, la fuente sólo necesita suministrar la corriente activa [Bhende y Jain 2006].

#### 2.4.2 Filtros de conexión en serie

El filtro activo de la Figura 2.11 se sitúa en serie entre la red y la carga, aportando el voltaje necesario para que la corriente de la línea esté desprovista de armónicos. En realidad el sistema actúa como una impedancia variable, cuyo valor es idealmente nulo para la componente fundamental de corriente e infinita para todas las demás componentes. Hay que destacar que el convertidor está actuando como fuente de voltaje, aportando el valor necesario para conseguir la impedancia deseada según el contenido de armónicos de la carga. El circuito constituido por el filtro activo serie y la carga es un sistema dual respecto al FPA paralelo, en donde la dualidad se establece por el intercambio de las posiciones serie en lugar de paralelo y por actuar como fuente de voltaje en lugar de como fuente de corriente. Esta topología no es la más utilizada, y en todo caso se acompaña normalmente de un sistema de filtrado pasivo complementario.

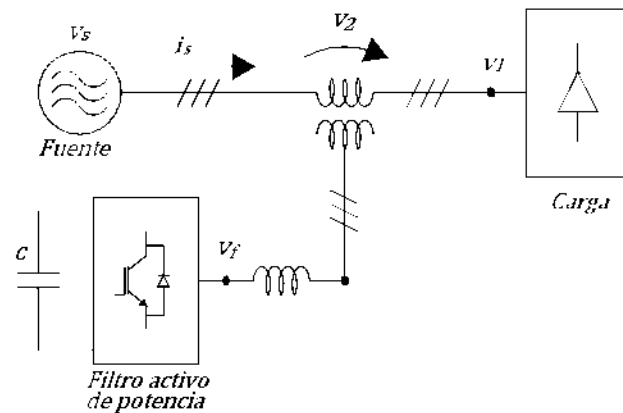


Figura 2.11: Filtro activo tipo serie

### 2.4.3 Filtros de conexión en paralelo

La topología de conexión en paralelo del filtro activo de potencia permite la cancelación de armónicos, equilibrar corrientes para sistemas trifásicos con cargas desbalanceadas, cancelar las corrientes de neutro de la red, compensación de la potencia reactiva y la corrección del factor de potencia.

El filtro activo de potencia se conecta en paralelo con la carga generadora de armónicos en el PCC. El principio de funcionamiento consiste en inyectar a la red, en el punto de conexión y en contrafase, las corrientes armónicas generadas por la carga, de modo que queden absolutamente anuladas por suma de corrientes en el nudo formado. Se precisa un sistema de almacenamiento de energía en CD. y un convertidor estático que transfiera esta energía bidireccionalmente entre CA y CD. El convertidor estático debe actuar como fuente de corriente y su estructura puede ser una de las citadas anteriormente. En la Figura 2.12 se muestra una estructura de convertidor del tipo de corriente.

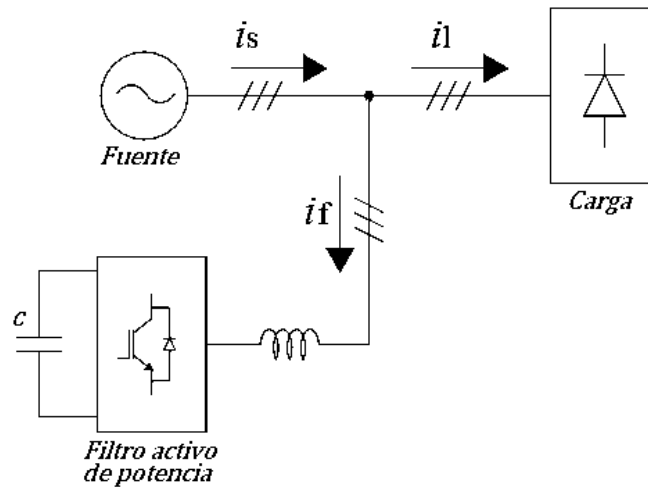


Figura 2.12: Filtro activo tipo paralelo

El filtro activo de conexión paralela tiene una topología similar a la que se emplea en un dispositivo D-STATCOM (*Distribution-Static Synchronous Compensator*), pero el campo de aplicación, potencias, niveles de voltaje y control son distintos. De acuerdo a las referencias [Acha y Madrigal 2001] y [Anaya-Lara y Acha 2002] la tecnología actual permite que el D-STATCOM, también se use para mitigar armónicos pero siempre en el nivel de distribución en las subestaciones.

#### 2.4.4 Filtro de conexión híbrida

El filtrado híbrido consta de un sistema de filtrado pasivo convencional apoyado por un filtro activo situado en diferentes posiciones en relación con el filtro pasivo. Esta combinación optimiza el sistema de cancelación pasiva, evita los problemas de resonancias entre los componentes del filtro pasivo y la impedancia de línea y permite potencias de filtrado elevadas a un coste inferior al del filtrado activo puro. En las Figuras 2.13 y 2.14 se muestra la topología básica de un filtro híbrido serie y paralelo respectivamente. Según la conexión entre el sistema pasivo y el sistema activo, pueden considerarse las siguientes estructuras básicas:

- Filtro activo en serie con la línea.
- Filtro activo en serie con el filtro pasivo.
- Filtro activo en paralelo con la línea y la carga.
- Filtro activo en serie con la línea y el filtro pasivo.

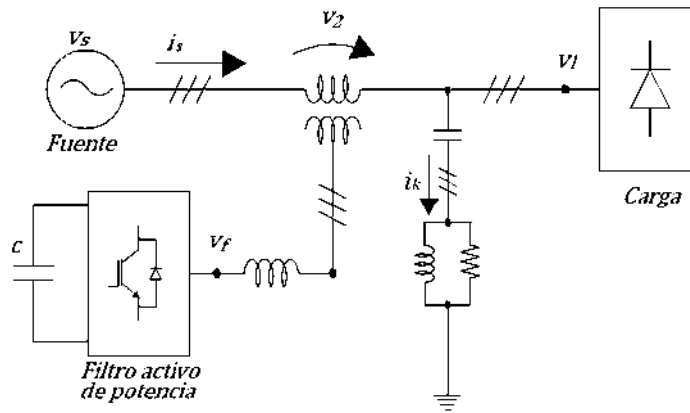


Figura 2.13 Topología de un filtro híbrido serie-paralelo

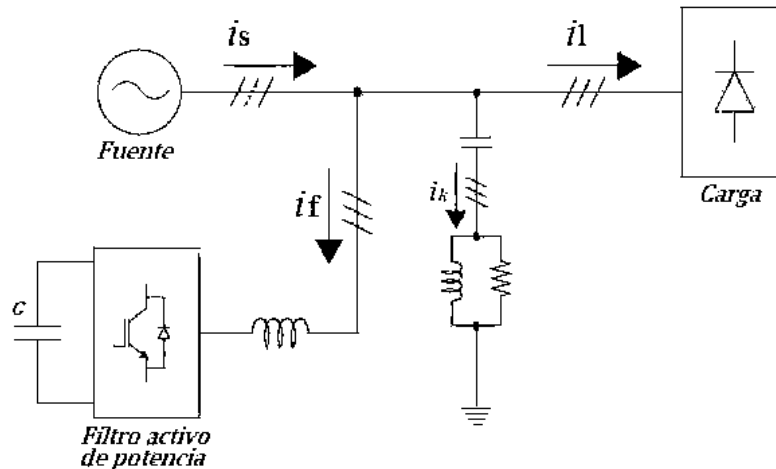


Figura 2.14 Topología de un filtro híbrido paralelo

En la Figura 2.15 se muestra un filtro activo de potencia trifásico de cuatro hilos con conexión en derivación de dos capacitores iguales en el bus de CD y conexión a neutro, esta topología es común en conexiones para redes eléctricas de bajo voltaje con conexión a neutro, que permitan la inyección de corrientes de secuencia homopolar en la red.

Esta topología de conexión con capacitor en derivación tiene la limitante de que el inversor al no aprovechar el voltaje de bus de CD como inversor de tres ramas en puente completo, solo utiliza las salidas secuencia positiva y secuencia negativa, sin secuencia homopolar,

con un voltaje de salida inferior. Otra desventaja del inversor es que tiende a desbalancear el voltaje en los capacitores de bus de CD, debido a la corriente homopolar que circula por los mismos. Esto dificulta el control y hace que los capacitores del bus de CD deban estar sobredimensionados [Rodríguez 2002].

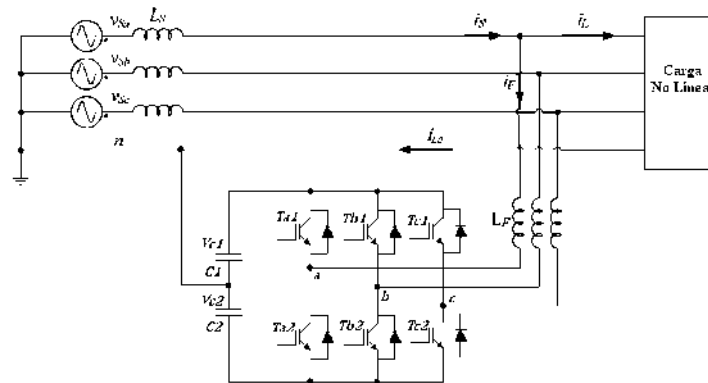


Figura 2.15: Filtro activo de potencia con topología de tres ramas y capacitor en derivación

En la Figura. 2.16. Se muestra otra topología de inversor para el control de corrientes de secuencia homopolar, este inversor es conocido como inversor de cuatro ramas en puente completo. En esta topología, la rama conectada al neutro determina la componente homopolar de salida. Se emplean tres ramas para eliminar las componentes de secuencia positiva y secuencia negativa. En esta topología el voltaje de secuencia homopolar es mayor que en el caso de la topología con capacitor en derivación y se constituye por ocho interruptores activos. Sin embargo, el esquema de control de esta configuración de circuito es complicado. Los convertidores multinivel [Madhukar y Agarwal 2010] son los enfoques alternativos para hacer frente a aplicaciones de alto voltaje. Las ventajas de los convertidores multinivel son armónicos de voltaje de menor magnitud en el lado de corriente alterna, menor tamaño de filtro, menores pérdidas de conmutación, menor interferencia electromagnética, bajo voltaje de semiconductores de potencia, y un menor ruido acústico. Estas ventajas pueden reducir el costo de la construcción de un filtro activo para aplicaciones de mediano o alto voltaje.

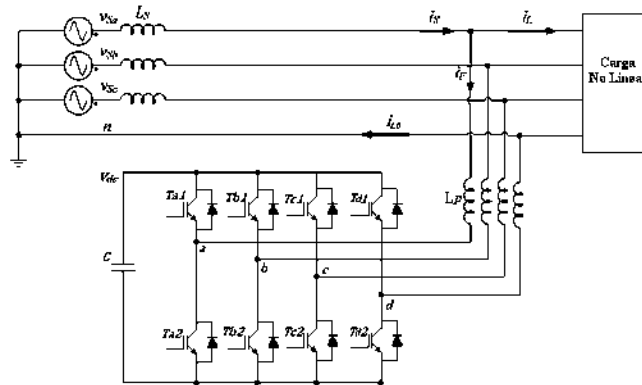


Figura 2.16: Filtro activo de potencia con topología de cuatro ramas

### 2.5 CONCLUSIONES

En este capítulo se presentó el estado de arte de los métodos de filtrado activo y pasivo para la mitigación de armónicos de corriente en sistemas trifásicos de potencia eléctrica, se revisaron las diferentes topologías de filtros activos y filtros híbridos con compensación para la componente homopolar.

Se hace la revisión de las topologías de filtrado pasivo, destacando las principales conexiones para el filtrado de armónicos en voltaje y corriente, se dan los fundamentos de que modelan los filtros pasivos y finalmente se presentan sus ventajas y desventajas del filtrado pasivo en sistemas eléctricos de potencia.

Se presentó el filtro híbrido de cuatro ramas en puente completo clasificándolo como el inversor con mayor control de voltajes de secuencia positiva, secuencia negativa y secuencia homopolar para un voltaje de bus de CD controlada, identificándose el inconveniente del elevado costo, debido a su implementación.

También se muestran las topologías del inversor de tres ramas con capacitores en derivación, presentando como posible desventaja que el suministro de voltajes de salida del inversor es menor con respecto el de cuatro ramas, el costo es menor por el número de ramas pero requiere un control adicional para mantener el voltaje del bus de CD balanceado.

## **CAPÍTULO 3**

### **MÉTODO PROPUESTO DE FILTRADO HIBRIDO ACTIVO-PASIVO**

#### **3.1 INTRODUCCIÓN**

El estudio para la determinación de las corrientes de referencia de un filtro activo de potencia se centra en la eliminación de corrientes armónicas inyectadas por la carga no lineal para este propósito se requiere el análisis de la señal de corriente. En esta tesis la detección de las corrientes de compensación es basada en el dominio de la frecuencia, para este objetivo se utiliza el análisis de Fourier para extraer la componente fundamental de una señal distorsionada y generar una corriente de referencia que elimine los armónicos presentes en la corriente demandada por una carga no lineal

#### **3.2 MÉTODOS DE DETECCIÓN DE ARMÓNICOS**

Una forma de conseguir un mejor control del filtro híbrido es separar las señales de control en sus distintas componentes armónicas, con ello se obtiene un lazo de control independiente para cada corriente armónica. En estos lazos de control individuales, es más fácil añadir elementos que mejoren el control de la corriente a mitigar, por ejemplo, el control por banda de histéresis, como consecuencia se obtiene una eliminación mejor de un armónico en concreto.

El estudio de diferentes métodos numéricos para determinar los diferentes atributos de una señal, frecuencia, amplitud, fase u otros, su implementación en procesadores digitales de señal y su posterior aplicación en filtros de potencia, es un tema aún en desarrollo. Actualmente, continúan apareciendo nuevos métodos de detección basados en técnicas específicas, métodos para casos particulares de distorsión armónica en la red para minimizar el tiempo computacional del procesador digital de señal es en este apartado, a modo de presentación del estado del arte en este tema, se hace una breve revisión de los

métodos más habituales en la detección de armónicos para aplicaciones de filtros de potencia. La importancia de los métodos de detección para mitigar de manera selectiva o completamente armónicos en el PCC, reside en determinar sin error la estimación de la frecuencia, la magnitud o la fase de la corriente. Un filtro con pérdida de información en las variables de entrada al sistema de control no puede conseguir una buena eliminación de armónicos. Por tanto, el algoritmo de detección de armónicos debe ser muy preciso. No obstante, esta característica está contrapuesta con otras igualmente deseables, como son velocidad de respuesta, estabilidad, robustez, facilidad de implementación y bajo costo computacional. La elección del método de separación de armónicos a utilizar no es una decisión fácil, ya que no existe una solución única para conseguir determinados resultados y tampoco existe una solución óptima en todos los casos.

Se han desarrollado distintos métodos de detección selectiva de armónicos, ver la Tabla 3.1. Los métodos de detección de armónicos se pueden clasificar en dos familias diferentes, que son: *i)* métodos de detección basados en análisis en el dominio del tiempo y *ii)* métodos de detección basados en análisis en el dominio de la frecuencia. Dentro del primer grupo, estarían los métodos de detección basados en sistemas en coordenadas rotatorias, teoría de la potencia reactiva instantánea e integradores generalizados. En el segundo grupo se pueden ubicar los métodos de detección basados en la Transformada Discreta de Fourier, la Transformada Rápida de Fourier y en la Transformada Recursiva Discreta de Fourier (RDFT) por sus siglas en inglés. Dentro de todos estos métodos, existen un gran número de variantes o aplicaciones, con nombres distintos pero que se basan en el mismo principio. Ambos grupos de métodos arrojan resultados prácticamente idénticos, aunque el segundo es más simple de implementar en un procesador digital de señales (DSP) por sus siglas en inglés, consiguiendo resultados óptimos. En esta tesis se ha desarrollado un control selectivo de armónicos basado en el dominio de la frecuencia para el tratamiento de las componentes armónicas. Además de los métodos aquí tratados, existen otras técnicas de menor repercusión en el campo de los filtros de potencia, como son la aplicación de filtros Kalman o Wavelets [Liu 2001], que no se tratarán en esta Tesis.

Tabla 3.1 Clasificación de métodos de detección de armónicos en filtros activos de potencia

Algoritmo	Método de detección armónica
Dominio de la frecuencia	Transformada discreta de Fourier (DFT) Transformada rápida de Fourier (FFT) Transformada recursiva discreta de Fourier
Dominio del tiempo	Marco $d-q$ armónico sincrónico Filtro pasa banda Teoría de potencia instantánea Integradores generalizados
Otros	Algoritmos de predicción, Análisis <i>Prony</i> Filtros Kalman Control adaptivo y redes neuronales Transformada <i>Wavelets</i>

### 3.3 APLICACIÓN DE LA TRANSFORMADA DE FOURIER

Los métodos en el dominio de la frecuencia se basan en el análisis de Fourier que les permite la extracción individual de las componentes armónicas de una forma de onda, el análisis de Fourier persiguen una fácil implementación numérica en procesadores digitales de señales, con un tiempo de cálculo mínimo y con una necesidad de potencia de cálculo limitada. La Transformada Discreta de Fourier es una herramienta matemática para señales discretas que da como resultado la amplitud y fase de los armónicos de la señal de entrada [Quanming *et al.* 2008].

El análisis de Fourier se utiliza para convertir formas de onda del dominio de tiempo en sus componentes armónicas y viceversa. En la práctica, los datos están a menudo disponibles en forma de una función de tiempo, una muestra definida por  $N$  es representada por una serie de datos de amplitud variable, separados por intervalos de tiempo fijos de duración limitada. La Transformada Discreta de Fourier o su variante, la Transformada rápida de Fourier, normalmente se utilizan para este propósito [Lavopa *et al.* 2009].

Para una secuencia de entrada  $x$  para una longitud de  $N$  muestras, la Transformada Discreta de Fourier se define como [Andria y Salvatore 1990]:

$$X_k = \sum_{n=0}^{N-1} x(n)e^{-j\frac{2\pi kn}{N}} \quad \text{componente } k \text{ del espectro } 0 \leq k \leq N - 1 \quad (3.1)$$

Donde  $X_k$  es una secuencia de números complejos correspondientes a los coeficientes de Fourier para  $N$  muestras. La Transformada de Fourier Discreta Inversa (IDFT) por sus siglas en inglés, permite recuperar la secuencia original, se define como:

$$x_n = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} X_k e^{j\frac{2\pi kn}{N}} \quad (3.2)$$

La DFT se puede interpretar como una operación lineal que actúa sobre un vector de entrada  $x_n$  de longitud  $N$  y genera coeficientes  $X_n$  de longitud  $N$ :

Siendo  $F_n$  la matriz de transformación de dimensión  $N \times N$ :

$$F_N = \begin{bmatrix} W_N^0 & W_N^0 & W_N^0 & \dots & W_N^0 \\ W_N^0 & W_N^{-1} & W_N^{-2} & \dots & W_N^{-(N-1)} \\ W_N^0 & W_N^{-2} & W_N^{-4} & \dots & W_N^{-2(N-1)} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \dots & \vdots \\ W_N^0 & W_N^{-(N-1)} & W_N^{-2(N-1)} & \dots & W_N^{-(N-1)^2} \end{bmatrix} \quad (3.3)$$

donde

$$W_N^k = e^{j\frac{2\pi k}{N}} \quad (3.4)$$

La FFT o Transformada Rápida de Fourier es un algoritmo que calcula de manera eficiente la DFT de una secuencia. Aprovecha la naturaleza periódica de las funciones base de Fourier para reducir considerablemente el número de operaciones necesarias para el cálculo de la DFT. La FFT es efectiva para secuencias de longitud potencia de 2 [Chuxiang *et al.* 2009].

Para una secuencia de longitud  $N$ , el número de operaciones de la DFT es de  $N^2$  y el de la FFT es de  $N \cdot \log_2 N$  [Sevgi 2007].

La Transformada Discreta de Fourier es un método para conocer el contenido armónico de una señal, es por ello que es un método adecuado para el análisis de señales estacionarias. Si la señal no es estacionaria, se necesita conocer la información en el dominio del tiempo y frecuencia de la señal [D'Apuzzo y D'Arco 2008].

Los componentes de frecuencia proporcionados por la DFT o FFT son independientes del tiempo. Así para señales estacionarias estas componentes permanecen sobre el mismo el

---

tiempo. Sin embargo, es muy diferente si las formas de onda de corriente no son estacionarias. Aquí, el uso de una sola transformada de Fourier se hace inadecuada. Una manera adecuada para extraer dicha información es aplicar la descomposición de señales tiempo-frecuencia. La FFT se utiliza para la descomposición de tiempo-frecuencia, tal como la extracción de los componentes armónicos y la fase de las corrientes de carga. Los algoritmos DFT y FFT se han aplicado para propósitos útiles en las mediciones de potencia del sistema y análisis de armónicos [Xin *et al.* 2007].

La transformada de Fourier de tiempo corto (STFT) por sus siglas en inglés, es una extensión de la Transformada Discreta de Fourier para el análisis de señales no estacionarias [Gu y Bollen 2000]. En la STFT, una señal es dividida en ventanas de tiempo pequeñas con intervalos en los que la señal es estacionaria. Esto se realiza utilizando una función ventana de una determinada anchura, que va siendo desplazada y multiplicada por la señal. La transformada de Fourier es aplicada a cada intervalo obteniéndose una distribución tiempo-frecuencia de la señal, la cual representa la evolución de espectro de la señal a lo largo del tiempo [Heydt *et al.* 1999]. Una ventana de corta duración proporciona una resolución de tiempo a expensas de la resolución de frecuencia pobre, mientras que una ventana de larga duración proporciona buena resolución de frecuencia a expensas de la resolución de tiempo reducida [Chunxiang *et al.* 2009].

### 3.4 ANÁLISIS DE ESTUDIO DE COMPARACIÓN DE MÉTODOS DE DETECCIÓN DE CORRIENTES ARMÓNICAS

#### 3.4.1 Introducción

La detección y eliminación de corrientes armónicas se ha convertido es un estudio importante en el análisis de sistemas eléctricos de potencia. Un algoritmo de detección de corrientes armónicas debe medir con precisión la magnitud, la frecuencia y el ángulo de fase de las armónicas individuales y el contenido total de armónicas de una señal. El desarrollado de procesamiento digital de señales ha permitido el desarrollo de métodos de detección de corrientes armónicas en el dominio del tiempo y de la frecuencia [Blaabjerg *et al.* 2006].

En la Figura 3.1 se muestra la aplicación de detección de corrientes selectivas de referencia basada en el marco del dominio del tiempo, las señales de entrada son detectadas y se transforma por medio de la transformación Park. En el marco de referencia del tiempo la señal obtenida en la transformada de Park gira a la frecuencia angular fundamental por lo

---

tanto, las corrientes fundamentales aparecen como componentes de corriente continua y los armónicos como señales de CA. Por lo tanto, la detección de los armónicos se convierte en una cuestión de eliminar la componente de CD con un filtro de paso alto.

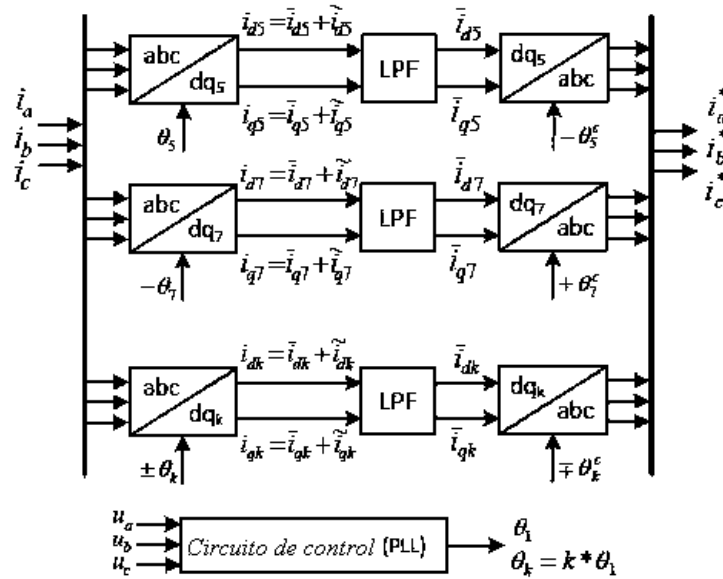


Figura 3.1 Método de detección de corrientes selectiva en el dominio del tiempo.

### 3.4.2 Comparación

En esta sección se realiza la comparación de los métodos de detección en el dominio del tiempo y de la frecuencia destacando sus ventajas desventajas de las técnicas introducidas en este documento. Un inconveniente principal de los métodos basados en el dominio del tiempo y en particular en el marco de referencia  $d-q$  es la necesidad de calcular la posición angular de las señales de corrientes con un control de amarre de fase (PLL) por sus siglas en inglés. En el dominio de la frecuencia con la FFT no hay necesidad de disponer de un PLL. La principal ventaja de la aplicación de la FFT en la detección de las corrientes selectivas de referencia es proporcionar toda la información de la señal en su salida. Por lo tanto, esta información puede ser utilizada en el lazo de control del filtro activo de potencia del convertidor conectado a la red. Otra desventaja fundamental en la detección de corrientes de referencia el dominio del tiempo es la implementación numérica de los filtros pasa baja y pasa alta, que tienen influencia en la dinámica del sistema y la precisión, debido al rechazo no ideal de filtrado y el desplazamiento de fase introducido por los métodos numéricos, la señal de referencia no será exactamente la de fase ni con la misma forma de

perturbación adquirida. Esta limitación se suma a los retardos existentes de los bloques en el convertidor analógico digital y modulación por ancho de pulso (PWM) que requieren algoritmos de compensación separados. Esto puede resultar difícil en la práctica, sobre todo para los métodos en el dominio del tiempo en el marco de referencia  $dq$ . En términos de dispositivos de medición los métodos basados en el dominio de la frecuencia y del tiempo presentados en este documento necesitan el mismo número de dispositivos de medición, por lo que no hay ninguna ventaja en esta parte. Sin embargo, en términos de aplicación práctica, la FFT basado en el método de control tiene una estructura simple, la FFT extrae la información de las componentes de voltaje y corriente como la amplitud, ángulo de fase y la frecuencia de la componente fundamental, además se determinan y los armónicos individuales, sin funciones adicionales para la extracción de la información de ángulos de fase de voltaje y corriente. El acceso a esta información hace que la estructura de control se realice de forma más simple. La extracción de la componente de la frecuencia fundamental basado en la FFT es más precisa en comparación con los métodos basados con PLL, el cual pierde precisión con la presencia de armónicos de bajo orden. El método propuesto basado en el dominio de la frecuencia con la FFT es capaz de extraer de manera precisa la información para cada uno de los armónicos individuales. Esto es útil cuando el voltaje y la corriente están distorsionados y se desea compensar potencia reactiva y corriente armónica para armónicos individuales.

### 3.5 MODELADO DE MÉTODO PROPUESTO

La topología, del filtro activo de potencia híbrido propuesto se muestra en la Figura 3.2. El sistema está configurado con una fuente de tres fases a cuatro hilos y una carga no lineal compuesta por un rectificador de seis pulsos trifásico. Un filtro pasivo  $C_f$  y  $L_f$ , sintonizado al lado con la 5<sup>a</sup> armónica, se coloca en paralelo con la carga a través del punto común de conexión. El efecto es significativo sólo en la sintonía armónica. La atenuación de la quinta armónica está limitada por el factor de calidad del filtro pasivo. Un filtro activo se añade al filtro pasivo. El objetivo de esta disposición es el de reducir el voltaje de operación del convertidor debido a la caída de voltaje en el capacitor del filtro pasivo. También se refleja en una reducción de la corriente del inversor, ya que en el filtro activo no se presenta la mayor parte de las corrientes armónicas drenadas por las ramas pasivas. La reducción del voltaje efectiva en el capacitor del convertidor depende del voltaje en las terminales del inductor del filtro pasivo, lo que significa que depende de la inductancia y la corriente armónica que fluye por este elemento.

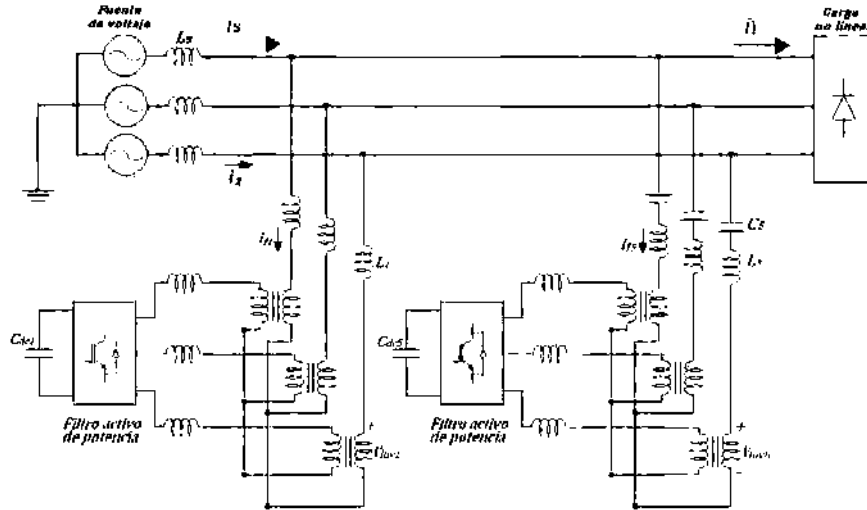


Figura 3.2: Topología del filtro activo híbrido propuesto para la mitigación selectiva de corrientes armónicas

El control propuesto de detección de armónicos se muestra en la Figura 3.3. Se compone de dos etapas. La primera etapa calcula las corrientes de referencia; este método se basa en el cálculo de la corriente de línea senoidal. En la segunda etapa, la corriente  $i_{ik}$  aplicando la FFT para determinar las corrientes necesarias para ser compensadas para conseguir la mitigación de corriente armónica deseada.

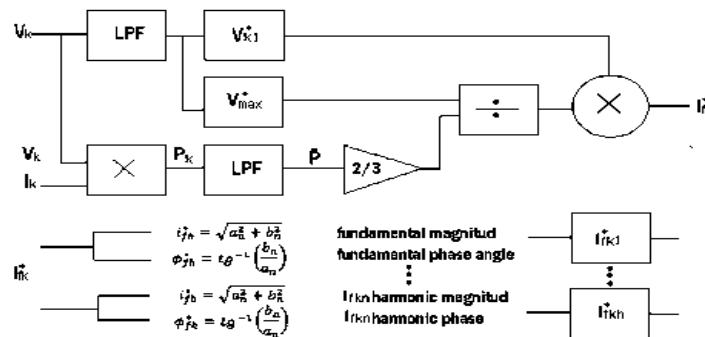


Figura 3.3: Método propuesto de control de detección de corrientes armónicas

### 3.6 COMPENSACIÓN DE LA CORRIENTE ARMÓNICA

El método de detección para un filtro de potencia activo híbrido como el mostrado en la Figura 3.1, está definido por el circuito de resonancia del filtro pasivo propuesto por [Fujita *et al.* 1998] y mostrado en la figura 3.4.

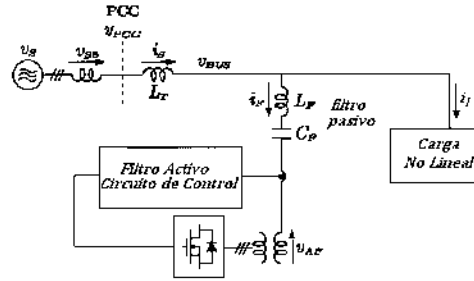


Figura 3.4: Filtro de potencia activo híbrido

La detección de corriente armónicas del filtro híbrido define un voltaje proporcional a una corriente en el circuito resonante [Fujita *et al.* 1998], y se define como:

$$v_{kf}^* = K \cdot i_{kh}, \quad (3.2)$$

donde  $v_{kf}^*$ , son los voltajes de referencia a determinar,  $I_{kh}$  es la corriente armónica a detectar en el circuito resonante para las fases  $k = a, b, c$ ,  $K$  es la ganancia para determinar los voltajes de referencia.

Sin embargo, medir la corriente armónica, mediante la técnica de resonancia del filtro pasivo, está limitado por los parámetros del filtro pasivo y la impedancia del sistema eléctrico generando la posibilidad de presencia de resonancias del filtro y la red eléctrica y no obteniendo una medición precisa en la detección de corrientes armónicas.

La estrategia del método de control de detección de componentes armónicas propuesto en esta tesis, se basa en la detección de corrientes armónicas en la fuente  $i_s$ . Este método extrae las corrientes armónicas  $I_{sh}$  de  $I_s$  que el filtro pasivo no pudo compensar. La Figura 3.3 muestra un diagrama simplificado de la red eléctrica con una carga no lineal y un filtro pasivo conectado a ella

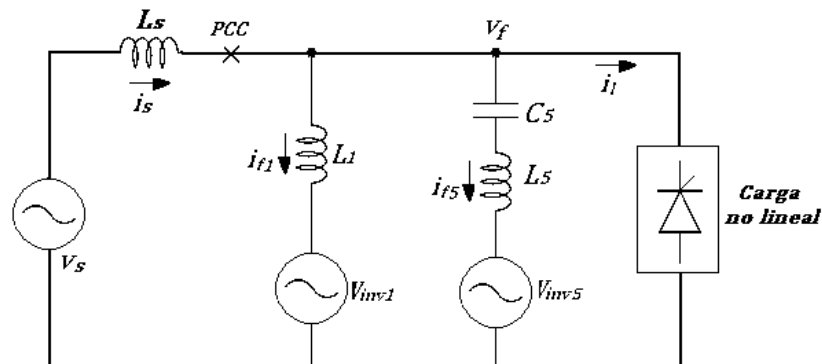


Figura 3.5: Modelo de filtro activo híbrido en paralelo

Las ecuaciones en estado estacionario del circuito equivalente de la Figura 3.5, están definidas en términos de armónicos de corriente de carga,  $I_{Lh}$  y armónicos de voltaje de la fuente  $V_{sh}$  por las Ecuaciones (3.2)-(3.6), donde  $Z_s$ ,  $Z_1$  y  $Z_5$  son las impedancias debidas a la fuente, a la componente fundamental del filtro activo, y del quinto armónico respectivamente.

$$I_{1h} = \frac{Z_5 Z_s}{Z_1 Z_5 + Z_1 Z_s + Z_5 Z_s} I_{Lh} + \frac{Z_5}{Z_1 Z_5 + Z_1 Z_s + Z_5 Z_s} V_{sh}, \quad (3.3)$$

$$I_{5h} = \frac{Z_1 Z_s}{Z_1 Z_5 + Z_1 Z_s + Z_5 Z_s} I_{Lh} + \frac{Z_1}{Z_1 Z_5 + Z_1 Z_s + Z_5 Z_s} V_{sh}, \quad (3.4)$$

$$Z_1 = R_1 + j\omega_1(L_1) + \frac{1}{j\omega C_1}, \quad (3.5)$$

$$Z_5 = R_5 + j\omega_5 L_5 + \frac{1}{j\omega_5 C_5}. \quad (3.6)$$

La medición de los armónicos de corriente en la fuente, está definida por la ecuación (3.7), donde  $Z_f$  es la combinación de las impedancias  $Z_1$ ,  $Z_5$ .

$$I_{sh} = \frac{Z_f}{Z_s + Z_f + k} I_{Lh} + \frac{1}{Z_s + Z_f + k} V_{th} \quad (3.7)$$

La función del control del filtro activo es compensar el voltaje entre el filtro L-C, así incrementa el factor de calidad del filtro pasivo. Por lo que la ganancia  $K$  definida por [Fujita *et al.* 1998] puede ser interpretada como una resistencia de amortiguamiento que reduce los niveles de corrientes y voltajes debidos a las resonancias generadas por el filtro pasivo en paralelo o serie de la impedancia de la red.

### 3.7 DERIVACIÓN DE LAS CORRIENTES DE REFERENCIA

Es bien conocido que la potencia activa armónica, debido a los armónicos de voltaje y corriente, no es una potencia útil [Akagi *et al.* 2007]. La potencia activa fundamental es el término dominante y la potencia activa armónica es insignificante en comparación con la potencia activa total. Basándose en esta observación, se ha recomendado separar la potencia activa fundamental de la potencia activa armónica y medirla, es decir:

$$P = P_1 + P_h \quad (3.8)$$

donde

$$P_1 = V_1 I_1 \cos \phi_1 \quad (3.9)$$

$$P_h = \sum_{h \neq 1} V_h I_h \cos \phi_h \quad (3.10)$$

$V_h$  y  $I_h$  son los voltajes y corrientes armónicas, respectivamente y  $\phi_h$  es el desplazamiento de fase entre el las señales voltaje y la corriente

Las componentes en (3.8) corresponden a la potencia activa  $P_1$  debido a la frecuencia fundamental y la suma del resto de las potencias activas del resto de las frecuencias armónicas,  $P_h$  es a menudo despreciable debido a su bajo valor Sin embargo, en algunas instalaciones, tales como edificios de oficinas o industrias, la potencia armónica puede alcanzar valores importantes y no puede ser ignorada.

En un sistema de tres fases, la potencia activa total es la suma algebraica de la potencia activa de todas las fases (a, b, c) se define como,

$$P_{3\phi} = P_1 + P_2 + P_3 \quad (3.11)$$

$$i_s(t) = i_L(t) - i_c(t). \quad (3.12)$$

$$v_s(t) = V_m \text{Sen} \omega t. \quad (3.13)$$

$$i_L(t) = \sum_{n=1}^{\infty} I_n \text{sen}(n\omega t + \phi_n). \quad (3.14)$$

$$= I_1 \text{sen}(\omega t + \phi_1) + \sum_{n=2}^{\infty} I_n \text{sen}(n\omega t + \phi_n). \quad (3.15)$$

La potencia instantánea de la carga puede escribirse como

$$p_L(t) = v_s(t) * i_L(t) \quad (3.16)$$

$$= V_m I_m \text{sen}^2 \omega t * \cos \phi_1 + v_m I_1 \text{sen} \omega t * \cos \omega t * i_s(t) \text{sen} \phi_1. \quad (3.17)$$

$$+ V_m \text{sen} \omega t * \sum_{n=2}^{\infty} I_n \text{sen}(n\omega t + \phi_n). \quad (3.18)$$

$$= p_f(t) + p_r(t) + p_h(t) \quad (3.19)$$

La potencia real consumida por la carga es:

$$p_f(t) = V_m I_1 \text{sen}^2 \omega t * \cos \phi_1 = v_s(t) + i_s(t) \quad (3.20)$$

De la ecuación (6) la corriente inyectada por la fuente, después de la compensación es

$$i_s(t) = \frac{p_f(t)}{v_s(t)} = I_1 \cos \phi_1 \sin \omega t = I_{sm} \sin \omega t \quad (3.20)$$

La derivación de la compensación de referencia actual para el FPA de tres fases se basa en la ecuación (3.20). Las corrientes de referencia se define como,

$$i_{fk}^* = i_k(t) - I_{sm}(t) \quad k = a, b, c \quad (3.21)$$

donde  $i_k(t)$  son las corrientes de línea distorsionadas,  $I_{sm}$  es la es la corriente inyectada por la fuente después de la compensación, y  $k = a, b, c$ .

### 3.8 SISTEMA DE CONTROL POR BANDA DE HISTÉRESIS

El sistema de control utilizado en esta tesis es presentada en la Figura 3.4

El sistema de control mayormente aplicado a sistemas de filtrado activo está implementado con el sistema de control por banda de histéresis Figura 3.6. La banda de histéresis PWM es básicamente un método de control de realimentación instantánea de corriente, donde la corriente armónica es continuamente retroalimentada en el lazo de la banda de histéresis. La Figura 3.7 explica el principio de histéresis PWM para el inversor del FPA. El circuito de detección genera una señal de control de corriente de referencia de la magnitud y frecuencia deseada. Esta es comparada con la onda de corriente de fase. Cuando la corriente excede la banda de histéresis la rama del inversor es apagada. El voltaje de salida cambia desde  $i_{ref}+h$  a  $i_{ref}-h$  y la corriente comienza a decaer. Como la corriente se cruza el límite inferior de la banda, el interruptor inferior es apagado y el dispositivo semiconductor superior es conectado.

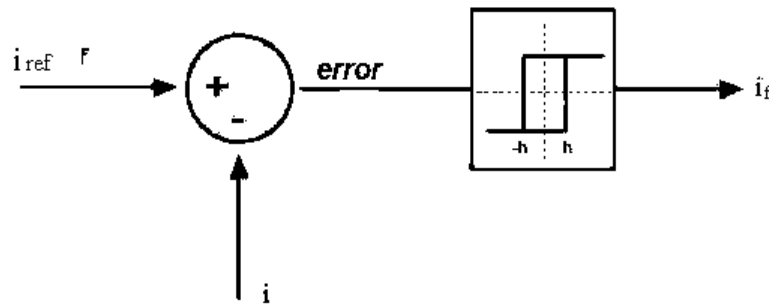


Figura 3.6 Control con banda de histéresis

---

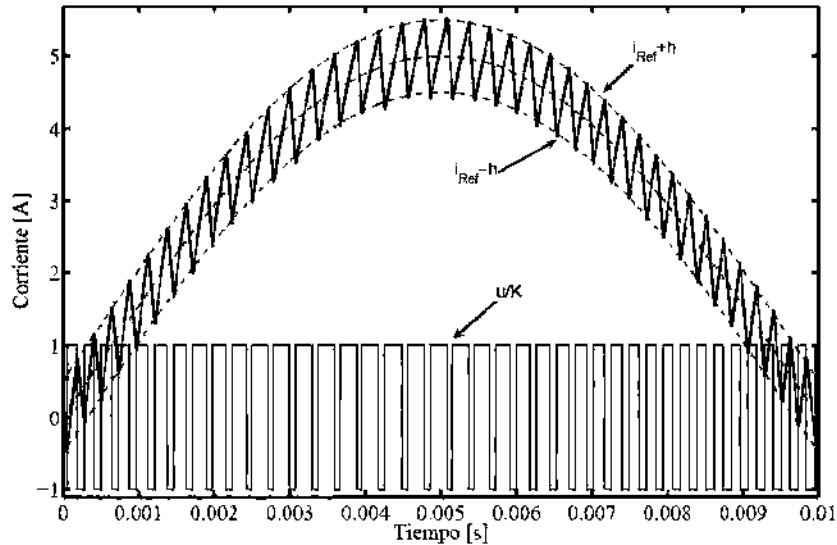


Figura 3.7 Esquema de control con banda de histéresis con  $h=\pm 0.5$  A

### 3.9 COMPENSACIÓN DE LA POTENCIA REACTIVA

La Figura. 3.8 muestra el circuito equivalente del sistema a frecuencia fundamental. Dado que la función principal del filtro activo es compensar las corrientes armónicas, se puede considerar como un corto-circuito a frecuencia fundamental.

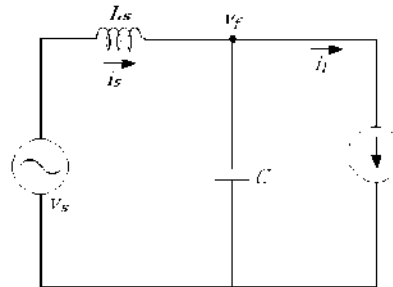


Figura 3.8: Circuito equivalente del filtro de potencia híbrido para la compensación de la potencia reactiva

El capacitor suministra la potencia reactiva necesaria para el circuito de potencia, la reactancia del capacitor y el valor del capacitor se evalúa de acuerdo a [Acha y Madrigal 2001].

$$X_{cf} = \frac{V_s^2}{Q_{3\phi}} \quad (3.8)$$

$$C_f = \frac{1}{\omega X_{cf}} \quad (3.9)$$

Donde  $X_{cf}$  es la reactancia capacitiva,  $V_s$  es el voltaje (rms) por sus siglas en *inglés*, y  $C_f$  es el valor del capacitor

### 3.10 SIMULACIÓN DEL FILTRO PROPUESTO BASADO EN EL MÉTODO SELECTIVO DE CORRIENTES ARMÓNICAS

La propuesta del FPA basado en la mitigación selectiva de corrientes armónicas se compone de dos FPAs en cascada, según se muestra en la Figura 3.9. Cada unidad consta de un inversor de voltaje, fuente trifásica, tres inductancias  $L_f$  con tres resistencias  $R_f$  y tres capacitores para el filtro pasivo. Para este caso, el filtro en derivación de corriente es conectado en paralelo a la carga no lineal, que es un rectificador de tres fases que alimenta una carga  $R_L$ .

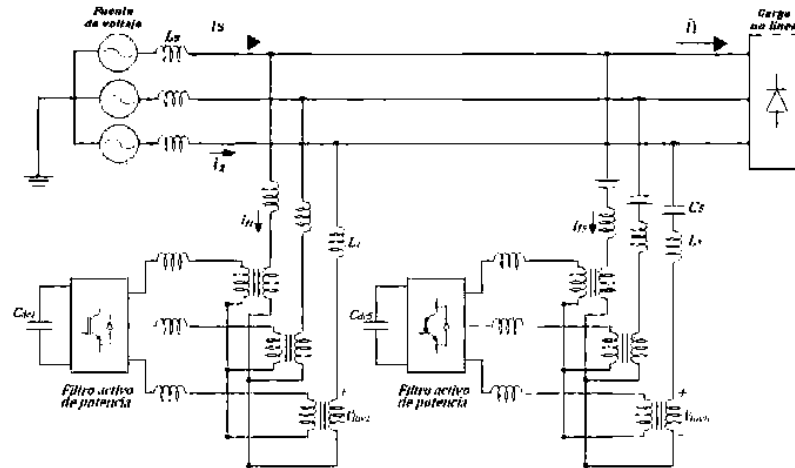


Figura 3.9 Topología del filtro activo híbrido propuesto para la mitigación selectiva de corrientes armónicas

Se asumirá que las componentes seleccionados de corriente armónica son la componente fundamental de la corriente (60 Hz), la componente de quinto armónico (300 Hz) y la componente séptimo armónico (420Hz). Al inyectar la componente fundamental, es posible

equilibrar las tres fases de la corriente y mitigar las pérdidas. Los principales parámetros del sistema de energía utilizado en las simulaciones se dan en la Tabla 3.2.

Tabla 3.2 Parámetros de la topología en cascada

$v_s$	Fuente de voltaje	$250V_{pp}$
$L_s$	Inductancia de la fuente	0.1mH
$R_s$	Resistencia de la fuente	$0.003\Omega$
$L_f$	Inductancia de acoplamiento del filtro	2mH
$R_f$	Resistencia de acoplamiento del filtro	$0.1\Omega$
$R_L$	Rectificador con carga resistiva	$30\Omega$
$R_a$	Resistencia de carga en la fase $a$	$50\Omega$
$R_b$	Resistencia de carga en la fase $b$	$100\Omega$
$R_c$	Resistencia de carga en la fase $c$	$150\Omega$
$C_1, C_f$	Capacitores en el bus de CD y de filtrado	$500\mu F$

La Figura 3.10 muestra las corrientes de la fuente distorsionada y desbalanceada por fase. La distorsión armónica desbalanceada es generada por la carga lineal conectada al sistema, debida a,  $R_A=50\Omega$ ,  $R_B=100\Omega$ ,  $R_C=150\Omega$ , y la carga no lineal que genera las corrientes armónicas que consisten en un rectificador trifásico, de seis pulsos con carga resistiva. La Figura 3.11 muestra el contenido armónico de la corriente de fuente sin compensación de armónicos de corriente.

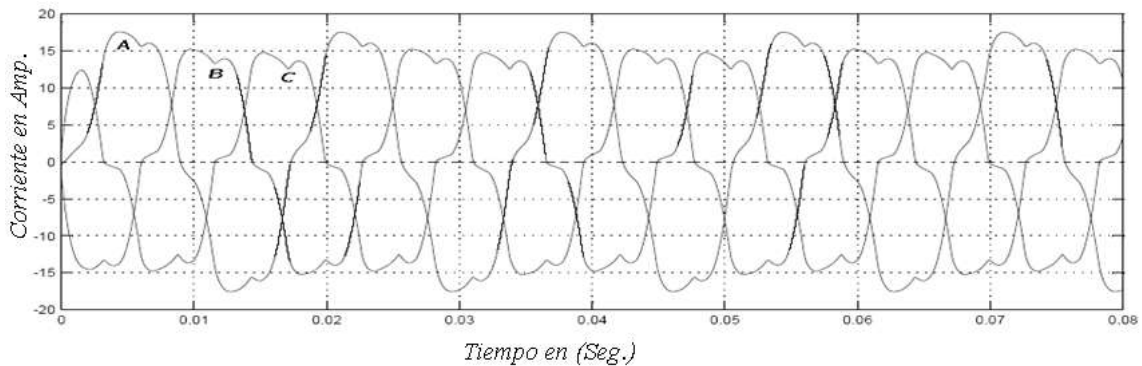


Figura 3.10: Corrientes generadas por la carga no lineal y el desbalance de la carga lineal.

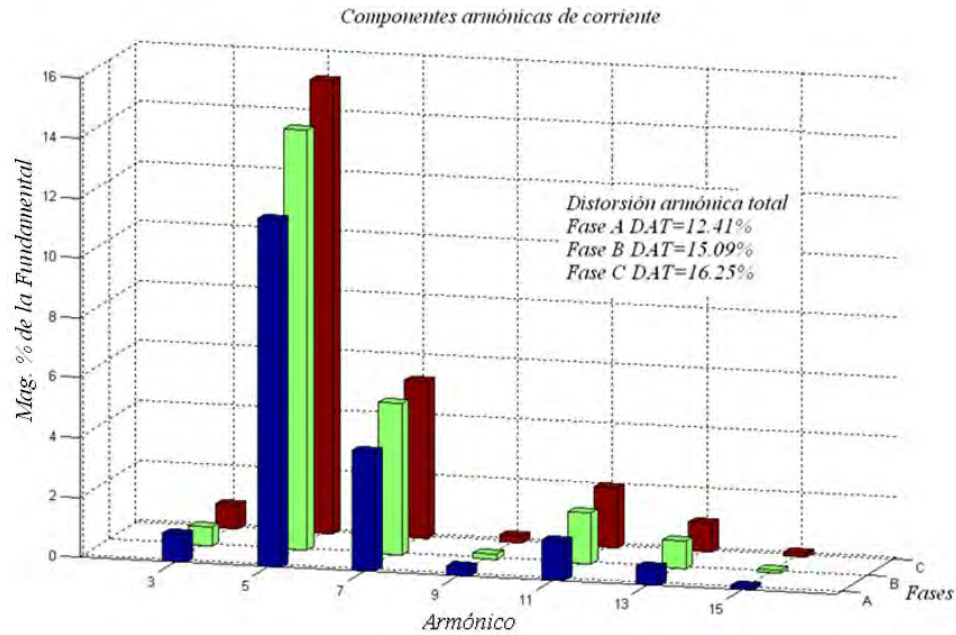


Figura 3.11: Contenido armónico de la fuente de corriente sin compensación.

La Figura 3.12 ilustra la corriente inyecta por el filtro activo. Cabe señalar que las corrientes de referencia  $i_{fk}^*(t)$  tienen un alto contenido armónico, puede ser poco práctico en algunos sistemas, por ejemplo, para el convertidor PWM, estas limitaciones reducen la eficiencia de funcionamiento de los dispositivos semiconductores de conmutación tales como MOSFET, IGBT y GTO.

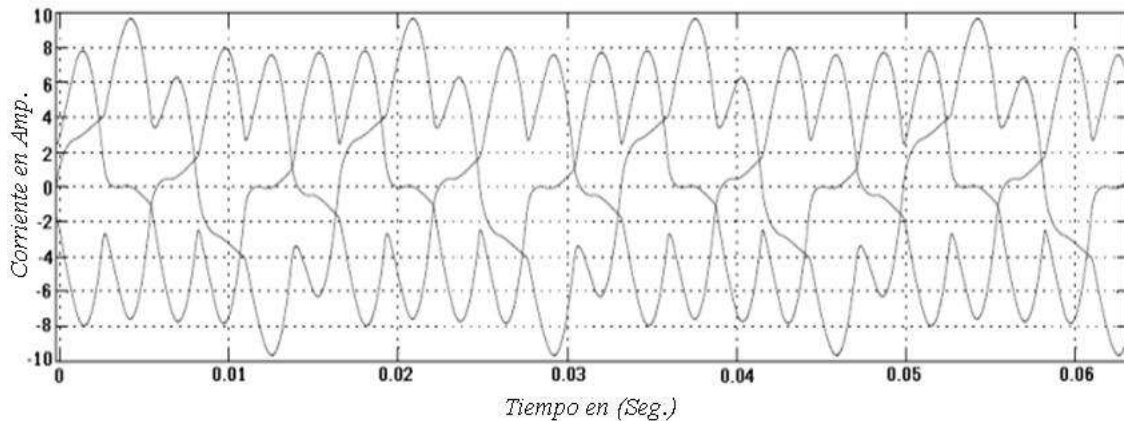


Figura 3.12: Corriente a inyectar por el filtro activo.

La Figura 3.13 muestra la componente fundamental de  $i_{fk}^*(t)$ . Esta componente se extrae utilizando la SFFT en la descomposición de tiempo-frecuencia de la SHCM. La componente fundamental  $i_{fk}^*(t)$  es la componente reactiva suministrada por la FPA. Después de esta inyección de potencia reactiva, la fuente de corriente se coloca en fase y en equilibrio con la componente fundamental del voltaje de la fuente, según se muestra en la Figura 3.14.

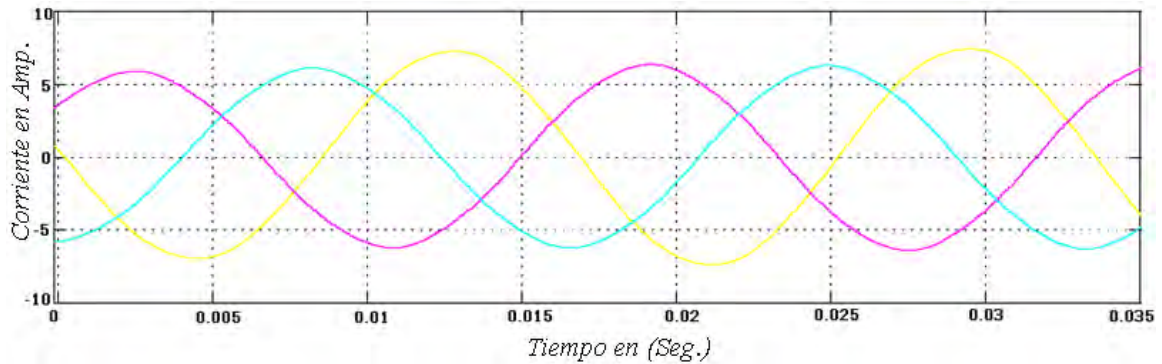


Figura 3.13: Componente fundamental de la corriente a inyectar por el filtro activo.

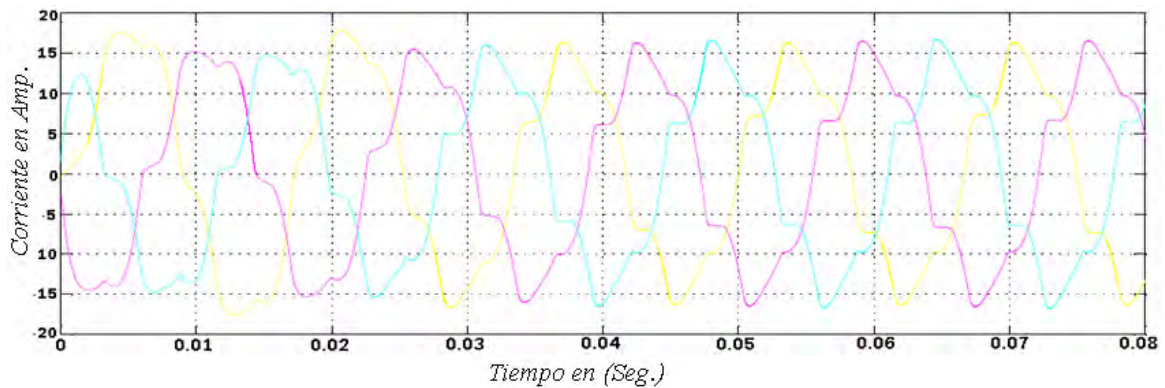


Figura. 3.14: Resultados de la contribución de la componente fundamental.

La Figura 3.15 ilustra la extracción de la componente de quinta armónica. Esta componente se extrae mediante la STFT en la descomposición de tiempo-frecuencia.

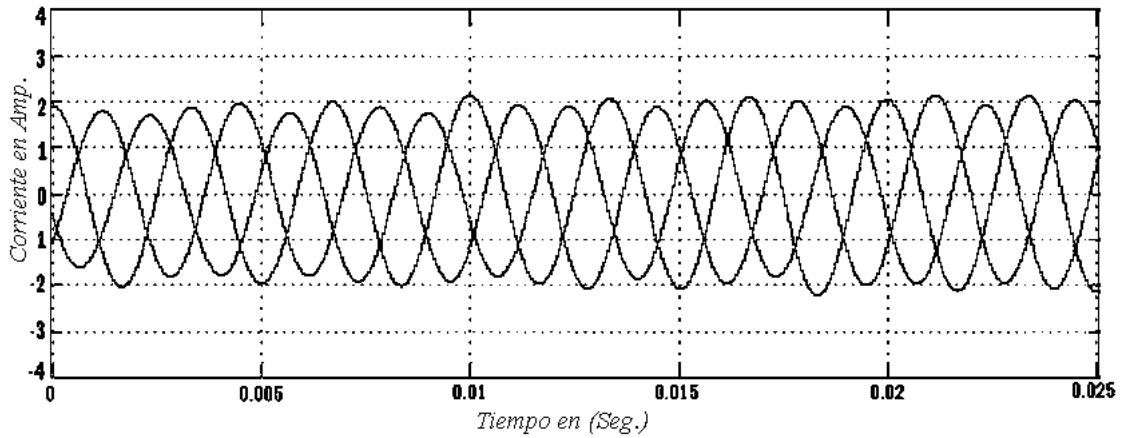


Figura 3.15 Extracción la quinta componente a inyectar por el filtro de activo híbrido.

Después de la inyección de la quinta componente suministrada por la FPA, se inicia el proceso de compensación en 0.03s, ilustrado en la Figura. 3.16. El análisis espectral de la fuente de corriente después de la filtración de la quinta armónica se observa en la Figura 3.17. Observe que el quinto armónico de la fase A se redujo de 11.59% a 0.68%.

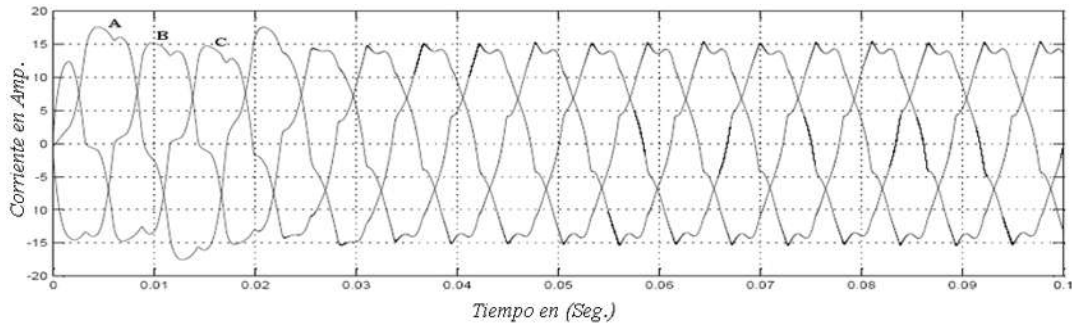


Figura 3.16: Resultado de la contribución de la quinta armónica.

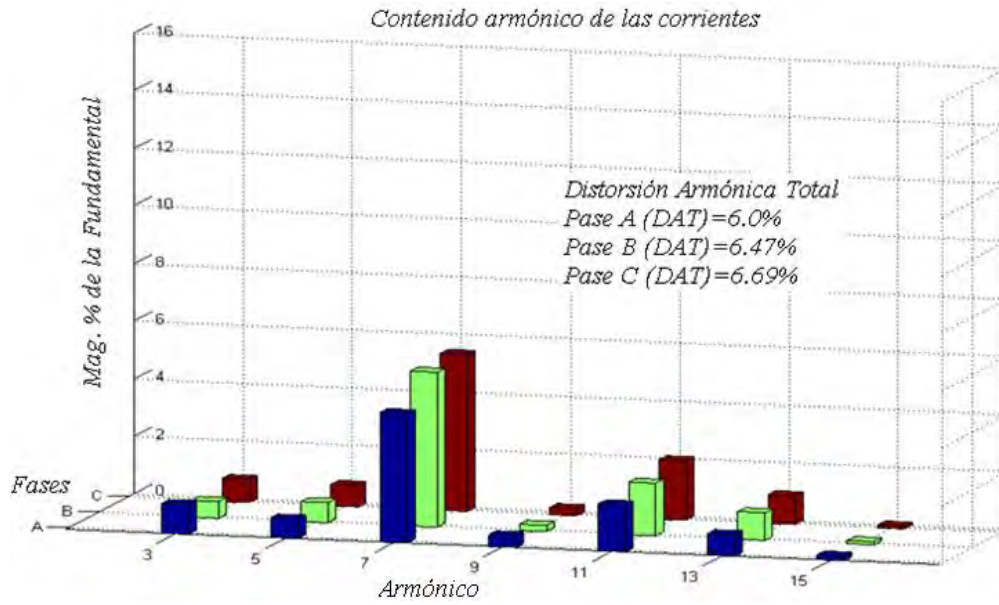


Figura 3.17: Contenido armónico aplicando la mitigación del quinto armónico.

La Figura. 3.18 muestra los resultados obtenidos de las fuentes distorsionadas actuales sin compensación y con compensación selectiva de los armónicos quinto y séptimo.

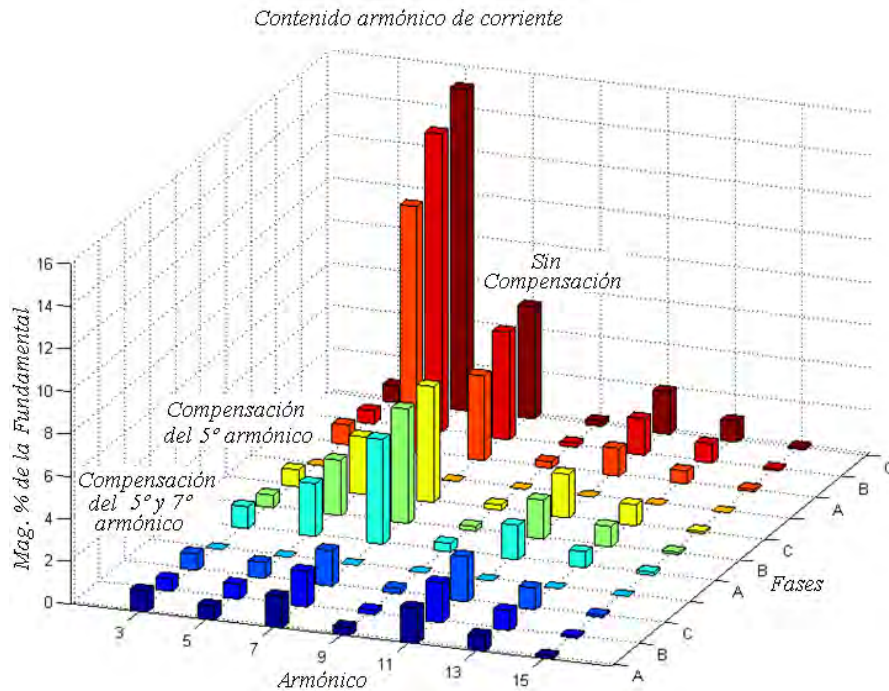


Figura. 3.18: Contenido armónico de la fuente de corriente con mitigación selectiva y sin compensación de armónicos de corriente.

### 3.11 CONCLUSIONES

En este capítulo se describen los principios, diseño, simulación digital y resultados obtenidos mediante el método propuesto para la mitigación selectiva de corrientes armónicas basado en un filtro híbrido. El método de mitigación selectiva de corrientes armónicas se realiza para una carga de un rectificador de 6 pulsos y una carga lineal.

Los resultados de la simulación demuestran que el sistema propuesto cumple con la norma IEEE 519-1992 sobre recomendaciones de límites de armónicas. La simulación se llevó a cabo sobre la base de un circuito de tres fases con cargas desbalanceadas lineales, el filtro híbrido propuesto resultó en una reducción de la distorsión armónica original  $THD_i$  de 16,25% a 3,39%, casi cinco veces menos. La eficacia del sistema propuesta hace que sea una solución práctica para una variedad de sistemas industriales con alta contaminación armónica de corriente y cumple con los límites individuales de armónicos. El sistema híbrido realiza la compensación de potencia reactiva y armónica, mejorando la calidad de la energía.

La aplicación de dos filtros activos de potencia en cascada inversores formados por dispositivos semiconductores mejorar en sus características de pérdidas de potencia por la conmutación en los dispositivos semiconductores

La frecuencia de conmutación se logra reducir significativamente por el funcionamiento del filtro híbrido activo, al inyectar de manera selectiva las corrientes armónicas de compensación lo que se logra obtener mayor eficiencia en la conmutación de los dispositivos semiconductores.

## CAPÍTULO 4

# APLICACIÓN DE FILTRADO HIBRIDO ACTIVO-PASIVO EN SISTEMAS INDUSTRIALES

### 4.1 INTRODUCCIÓN

El desarrollo de dispositivos usados en electrónica de potencia ha generado nuevos sistemas de control en instalaciones eléctricas industriales que comúnmente utilizan convertidores de CD, acentuando los problemas en la calidad de la energía eléctrica. Los dispositivos de electrónica de potencia utilizados en el control de los procesos, tienen un comportamiento no lineal, es decir, la señal de corriente es no senoidal cuando se le aplica un voltaje senoidal [IEEE Std. 519 1992].

Con el incremento de las cargas no lineales en las aplicaciones industriales, surgen problemas de distorsión armónica en las señales de voltaje y de corriente, lo cual provoca pérdidas de energía y bajo factor de potencia, afectando la calidad de la energía en los sistemas eléctricos industriales. Para resolver estos problemas se han utilizado entre otros métodos, arreglo de capacitores y reactores conocidos como filtros pasivos los cuales pueden presentar problemas de resonancia con la impedancia de la red, sobre la compensación de la potencia reactiva a la frecuencia fundamental y una pobre flexibilidad dinámica para compensar diferentes componentes de frecuencias armónicas. Una solución a los problemas mencionados, se han desarrollado los filtros activos, cuya característica se adapta de forma dinámica a las necesidades del sistema a compensar. En este Capítulo se presenta el modelado y los resultados de la simulación de un filtro activo de corriente utilizado para reducir el contenido armónico y mejorar el factor de potencia de un sistema eléctrico industrial. Como carga no lineal se utilizó un convertidor de seis pulsos a diodos con carga  $R_L$ .

## 4.2 APLICACIÓN DE FILTROS HÍBRIDOS ACTIVOS EN SISTEMAS DE CALENTAMIENTO POR INDUCCIÓN

En el presente capítulo se describen los elementos de diseño de un FPA para la mitigación de corrientes armónicas en conjunto con un convertidor tipo serie, aplicado muy comúnmente en la industria para el calentamiento por inducción. Se realiza además un análisis para la mejora de la calidad de energía en esta aplicación, tanto en el lado de alimentación como en el lado de consumo, así como la evaluación de la distorsión armónica total del circuito.

Los sistemas de calentamiento por inducción industriales requieren de un rectificador para la salida de potencia, donde un inversor de alta frecuencia y potencia suministra a un inductor de calentamiento, que tiene como núcleo magnético puede verse como la pieza sometida al tratamiento de calentamiento. El inversor de potencia, es una corriente alimentado por un rectificador trifásico a través de un inductor de conexión de CD, como se muestra en la Figura. 4.1. Esta aplicación práctica, por, su costo reducido y fiabilidad. Sin embargo, genera grandes armónicos de corriente y provoca un bajo factor de potencia en el sistema de alimentación de CA.

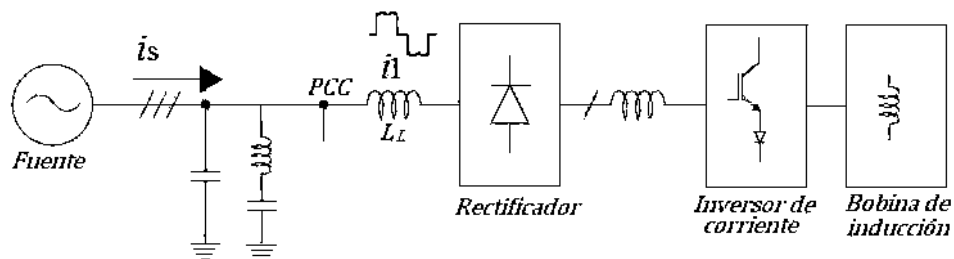


Figura 4.1: Configuración básica de conexión de un rectificador y el sistema de calentamiento por inducción

Los generadores con circuito resonante paralelo necesitan una fuente de corriente continua para la alimentación del inversor. Puesto que la red de alimentación comercial eléctrica disponible es una fuente de voltaje alterna, la fuente de corriente continua se puede construir mediante un rectificador con su entrada a la red y la salida se conecta a un filtro de CD. El resultado es una fuente continua cuya impedancia instantánea de salida es infinita (impedancia alta para alterna) que es la característica básica de una fuente de corriente.

La impedancia del circuito resonante paralelo es nula lejos de la resonancia, se debe dotar al circuito fuente de corriente continua de un sistema de regulación que permita controlar su corriente de salida en modo estacionario, incluso cuando se conmuta al inversor lejos de resonancia. Por lo tanto, la fuente de corriente tiene que ser regulable con lo que el rectificador tiene una amplitud de salida variable. La regulación de potencia de salida del generador se hace mediante el control de corriente de la fuente de entrada, manteniendo todo el tiempo al circuito inversor trabajando cerca de la frecuencia propia del circuito resonante serie. Esto se puede conseguir mediante un rectificador totalmente controlado o añadiendo un circuito troceador (chopper) a la salida de un rectificador no controlado, como se muestra en la Figura 4.2.

La fuente de alimentación de red para las potencias usuales en calentamiento por inducción es trifásica y, por lo tanto, en ambas soluciones el rectificador es trifásico. En las Figuras 4.2(a) y (b) se muestran los diagramas para los dos posibles circuitos para el convertidor de entrada AC – DC de un generador de calentamiento por inducción con carga circuito resonante serie.

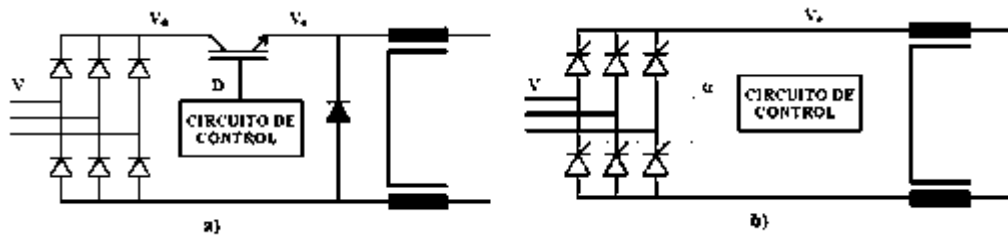


Figura 4.2: Fuente de alimentación, a) Troceador de un generador resonante paralelo, b) rectificador totalmente controlado

En la Figura 4.3 se muestra el diagrama de conexión del convertidor para el sistema de calentamiento por inducción incorporando la conexión del filtro híbrido activo propuesto.

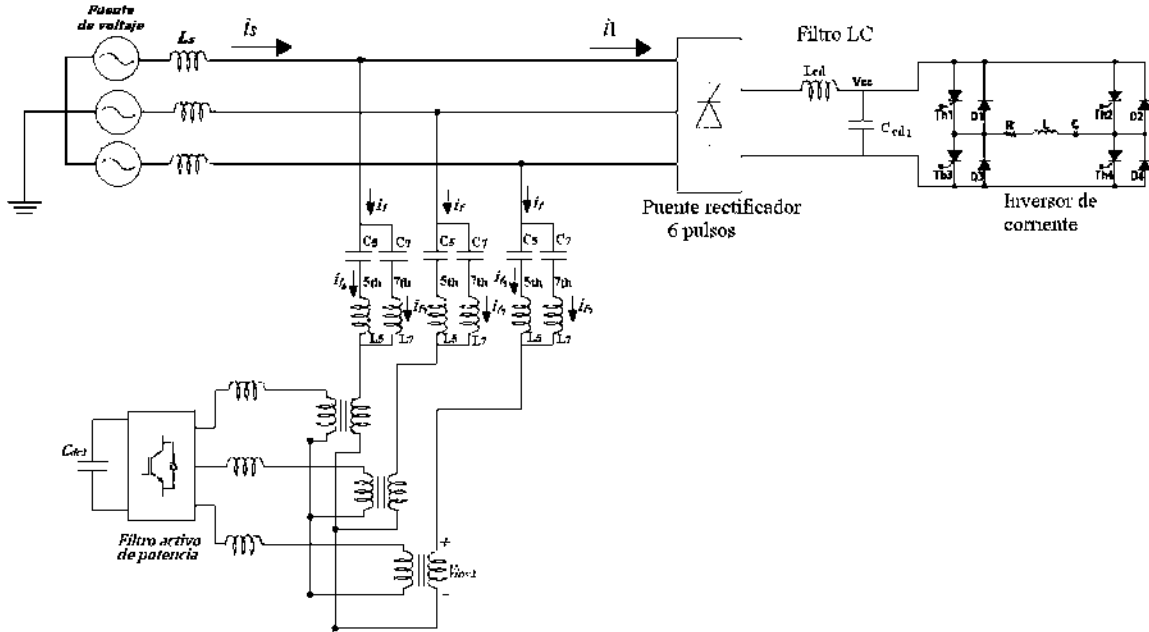


Figura 4.3: Implementación de un filtro híbrido activo para aplicaciones de calentamiento por inducción

El FPA está conectado a la PCC a través del filtro pasivo sintonizado al 5a y 7a armónico a través de un inductor y capacitor, junto con la inductancia de red, inyectará las componentes de 5a y 7a armónica. En la Sección 4.2.2 se realiza el análisis del convertidor de corriente para el calentamiento por inducción. Se puede observar en el caso 3 de estudio, el mejor estado de operación de inversor debido a su bajo contenido armónico.

#### 4.2.1 Análisis del inversor resonante serie en puente.

A continuación se incluye el análisis del inversor resonante serie en puente y las formas de onda de la corriente en la carga. En la Figura 4.4 se muestra el circuito del inversor resonante serie, formado por los tiristores (o transistores)  $Th_1, Th_2, Th_3, Th_4$ , los diodos de descarga  $D_1, D_2, D_3$  y  $D_4$ , la fuente de voltaje  $V_{cc}$  y la carga resonante  $RLC$ :

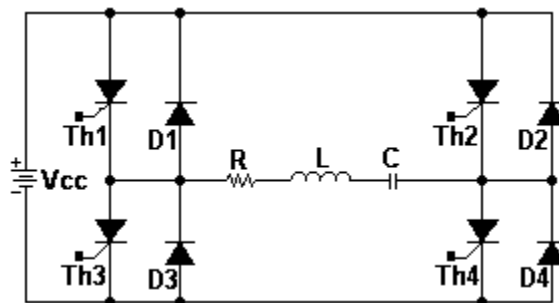


Figura 4.4: Diagrama del inversor resonante serie en puente.

Cuando encienden los tiristores  $Th_1$  y  $Th_4$ , la ecuación del circuito eléctrico es:

$$-V_{cc} + V_R + V_L + V_C = 0 \quad (4.1)$$

Utilizando Transformadas de Laplace y reduciendo la ecuación, se tiene:

$$\frac{V_C(T_0)}{s} + \frac{I(s)}{sC} + RI(s) + sLI(s) - LI(T_0) = \frac{V_{CC}}{s} \quad (4.2)$$

$$\left(\frac{1}{sC} + R + sL\right)I(s) = LI(T_0) + \frac{V_{CC} - V_C(T_0)}{s} \quad (4.3)$$

$$I(s) = \frac{LI(T_0) + \frac{V_{CC} - V_C(T_0)}{s}}{\frac{1}{sC} + R + sL} = \frac{sI(T_0)}{s^2 + \frac{R}{L}s + \frac{1}{LC}} + \frac{\frac{V_{CC} - V_C(T_0)}{L}}{s^2 + \frac{R}{L}s + \frac{1}{LC}} \quad (4.4)$$

Transformando  $I(s)$  al tiempo se tiene  $i(t)$ :

$$i(t) = \frac{I(T_0)}{\sqrt{1-\zeta^2}} e^{-\zeta\omega t} \left( -\zeta \text{Sen}(\sqrt{1-\zeta^2}\omega t) + \sqrt{1-\zeta^2} \text{Cos}(\sqrt{1-\zeta^2}\omega t) \right) + \frac{V_{CC} - V_C(T_0)}{\omega L \sqrt{1-\zeta^2}} e^{-\zeta\omega t} \text{Sen}(\sqrt{1-\zeta^2}\omega t) \quad (4.5)$$

Esta ecuación se cumple cuando se encuentra encendido los tiristores  $Th_1$  y  $Th_4$ , o cuando encienden los diodos  $D_1$  y  $D_4$  por la resonancia del circuito  $RLC$ . La operación del circuito en el segundo semi-ciclo se inicia cuando se activan los tiristores  $Th_2$  y  $Th_3$  en  $t = T_3$ , el análisis es idéntico, pero con una fuente de voltaje contraria en signo y se tiene:

$$i(t) = -\frac{I(T_0)}{\sqrt{1-\zeta^2}} e^{-\zeta\omega(t-T_3)} \left( -\zeta \text{Sen}(\sqrt{1-\zeta^2}\omega(t-T_3)) + \sqrt{1-\zeta^2} \text{Cos}(\sqrt{1-\zeta^2}\omega(t-T_3)) \right) - \frac{V_{CC} - V_C(T_0)}{\omega L \sqrt{1-\zeta^2}} e^{-\zeta\omega(t-T_3)} \text{Sen}(\sqrt{1-\zeta^2}\omega(t-T_3))$$

Finalmente la corriente total  $i(t)$  es:

$$i(t) = \begin{cases} -\frac{I(T_0)}{\sqrt{1-\zeta^2}} e^{-\zeta \omega(t-T_3)} \left( -\zeta \text{Sen}(\sqrt{1-\zeta^2} \omega(t-T_3)) + \sqrt{1-\zeta^2} \text{Cos}(\sqrt{1-\zeta^2} \omega(t-T_3)) \right) \\ + \frac{V_{CC} - V_C(T_0)}{\omega L \sqrt{1-\zeta^2}} e^{-\zeta \omega(t-T_3)} \text{Sen}(\sqrt{1-\zeta^2} \omega(t-T_3)) \quad \text{para } T_0 \leq t \leq T_2 \\ -\frac{I(T_0)}{\sqrt{1-\zeta^2}} e^{-\zeta \omega(t-T_3)} \left( -\zeta \text{Sen}(\sqrt{1-\zeta^2} \omega(t-T_3)) \right. \\ \left. + \sqrt{1-\zeta^2} \text{Cos}(\sqrt{1-\zeta^2} \omega(t-T_3)) \right) \\ - \frac{V_{CC} - V_C(T_0)}{\omega L \sqrt{1-\zeta^2}} e^{-\zeta \omega(t-T_3)} \text{Sen}(\sqrt{1-\zeta^2} \omega(t-T_3)) \quad \text{para } T_3 \leq t \leq T_5 \end{cases} \quad 4.6$$

El funcionamiento del circuito puede analizarse en tres modos de operación, y son:

*Modo de operación (A) con conducción de diodos y tiempo de retardo de encendido de segundo semiciclo.* El encendido de  $Th_2$  ocurre en  $t = T_3$  (después del primer semiciclo o después de apagar el tiristor  $Th_1$ ), para este caso  $i(T_0) = 0$ ,  $VC(T_0) = 0$ ,  $i(T_3) = 0$ . Para la corriente  $i(t)$  en el circuito, se tiene:

$$i(t) = \begin{cases} \frac{V_{CC}}{\omega L \sqrt{1-\zeta^2}} e^{-\zeta \omega t} \text{Sen}(\sqrt{1-\zeta^2} \omega t) & \text{para } T_0 = 0 \leq t \leq T_2 \\ -\frac{V_{CC}}{\omega L \sqrt{1-\zeta^2}} e^{-\zeta \omega(t-T_3)} \text{Sen}(\sqrt{1-\zeta^2} \omega(t-T_3)) & \text{para } T_3 \leq t \leq T_5 \end{cases} \quad (4.7)$$

La forma de onda de la corriente de carga obtenida se muestra en la Figura 4.5. Su contenido armónico se muestra en la Figura 4.6; obsérvese que para este caso particular las armónicas 3<sup>a</sup>, 5<sup>a</sup>, 7<sup>a</sup> y 9<sup>a</sup> tienen una magnitud de 160%, 122%, 43%, 25% de la componente fundamental respectivamente.

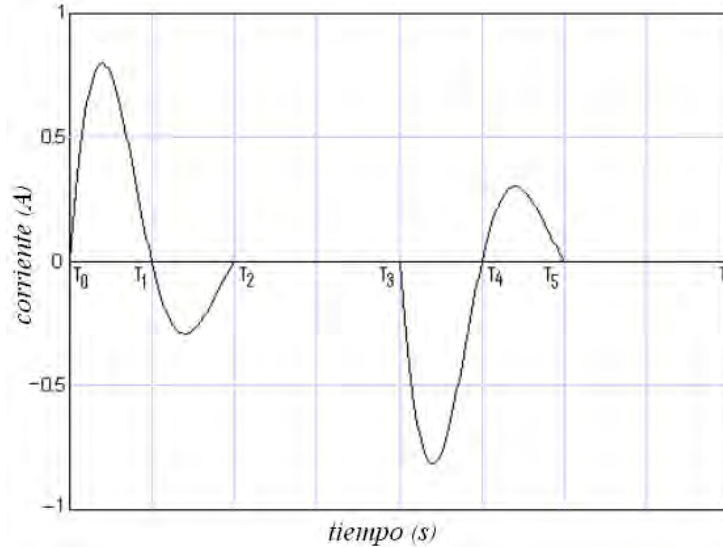


Figura 4.5 Corriente en la carga para el circuito del caso 1.

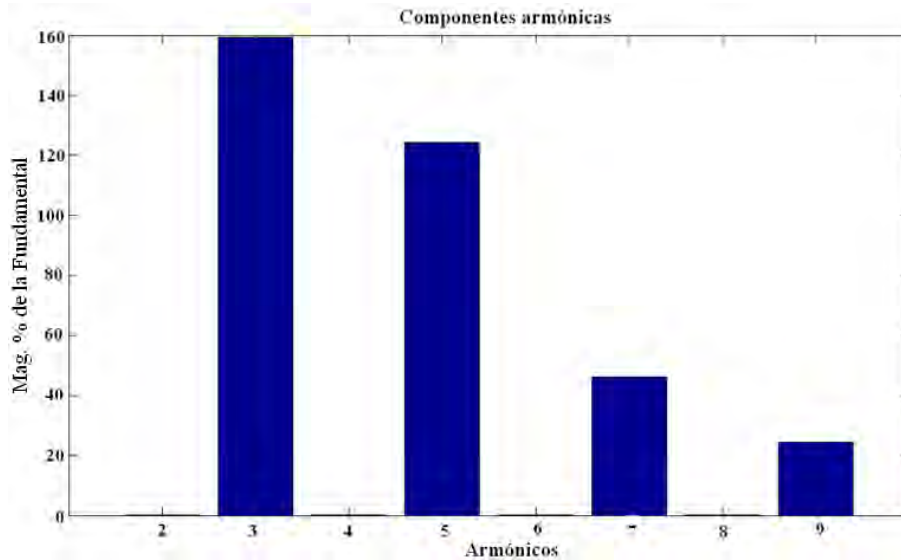


Figura: 4.6 Componentes armónicas para el caso 1

*Modo de operación (B) con conducción de diodos sin tiempo de retardo de encendido de segundo semiciclo.* El encendido de  $Th_1$  inicia en  $t = T_0 = 0$ , como en el primer modo de operación y el encendido del tiristor  $Th_2$  ocurre en  $t = T_2 = T_3$  (en la región negativa del primer semiciclo, esto es antes de que apague el tiristor  $Th_1$ ), para este caso  $I(T_0) = 0$ . Para la corriente  $i(t)$  en el circuito se tiene que:

$$i(t) = \begin{cases} \frac{V_{CC}}{\omega L \sqrt{1-\zeta^2}} e^{-\zeta \omega t} \operatorname{sen}(\sqrt{1-\zeta^2} \omega t) & \text{para } T_0 \leq t \leq T_2 \\ \frac{V_{CC}}{\omega L \sqrt{1-\zeta^2}} e^{-\zeta \omega (t-T_3)} \operatorname{Sen}(\sqrt{1-\zeta^2} \omega (t-T_3)) & \\ + \frac{I(T_1)}{\sqrt{1-\omega^2}} e^{-\zeta \omega (t.T_3)} \left( \begin{array}{l} -\zeta \operatorname{Sen}(\sqrt{1-\zeta^2} \omega (t-T_3)) + \\ \sqrt{1-\zeta^2} \operatorname{Cos}(\sqrt{1-\zeta^2} \omega (t-T_3)) \end{array} \right) & \text{para } T_2 = T_3 \leq t \leq T_5 \end{cases} \quad (4.8)$$

Para este caso en particular, la forma de onda de la corriente de carga es como se muestra en la Figura 4.7, su contenido armónico se ilustra en la Figura 4.8. A diferencia de caso de estudio previo, ahora la magnitud de las armónicas 3ª, 5ª, 7ª y 9ª es de 59%, 18%, 9%, 4% de la componente fundamental respectivamente.

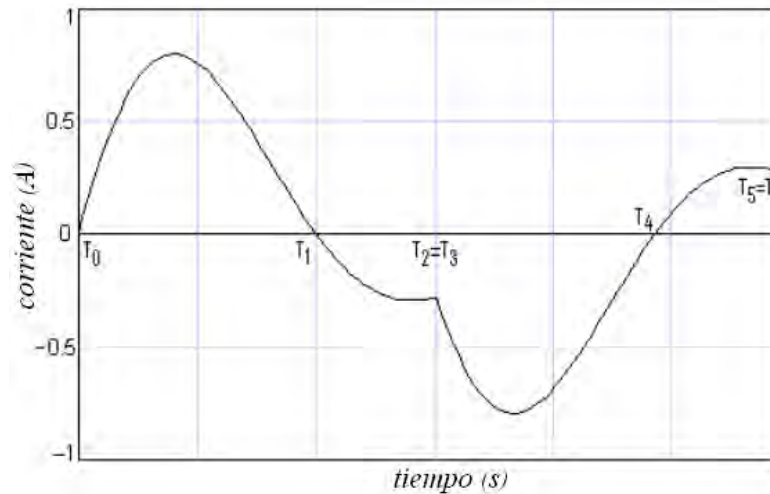


Figura 4.7 Corriente en el circuito para el caso 2.

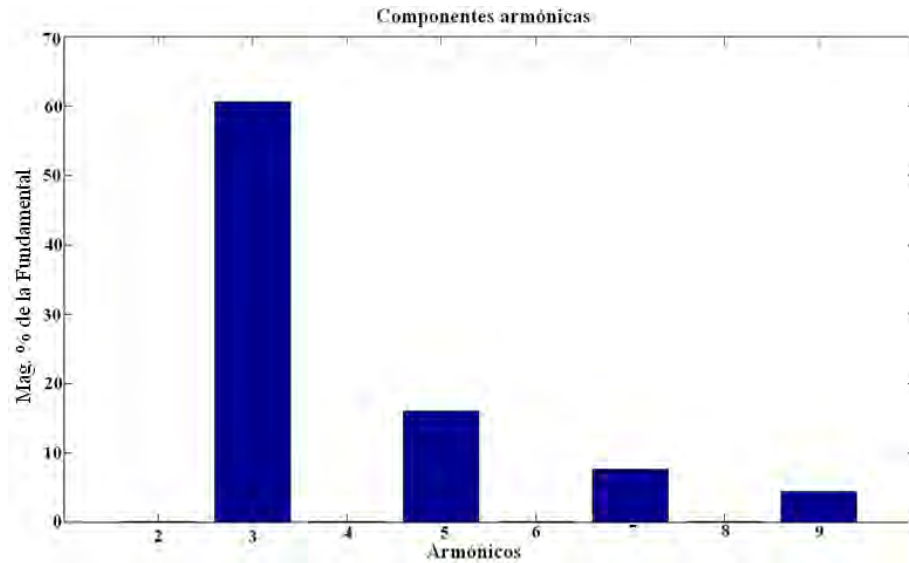


Figura: 4.8 Componentes armónicas para el caso 2

Modo de operación (C) sin conducción de diodos y sin tiempo de retardo de encendido de segundo semiciclo. El encendido de  $Th2$  ocurre al apagar  $Th1$ , para este caso  $T_2 = T_1$ , e  $I(T_0) = 0$ . Para la corriente  $i(t)$  en el circuito, se tiene que:

$$i(t) = \begin{cases} \frac{V_{CC}}{\omega L \sqrt{1-\zeta^2}} e^{-\zeta \omega t} \text{Sen}(\sqrt{1-\zeta^2} \omega t) & \text{para } T_0 = 0 \leq t \leq T_2 \\ -\frac{V_{CC}}{\omega L \sqrt{1-\zeta^2}} e^{-\zeta \omega (t-T_3)} \text{Sen}(\sqrt{1-\zeta^2} \omega (t-T_3)) & \text{para } T_3 \leq t \leq T_5 \end{cases} \quad (4.9)$$

La forma de onda obtenida se muestra en la Figura 4.7 y su respectivo contenido armónico en la Figura 4.8. Para este modo de operación las armónicas individuales 3<sup>a</sup>, 5<sup>a</sup>, 7<sup>a</sup> y 9<sup>a</sup> tienen una magnitud de 7%, 2%, 1.5%, 0.8% de la componente fundamental respectivamente.

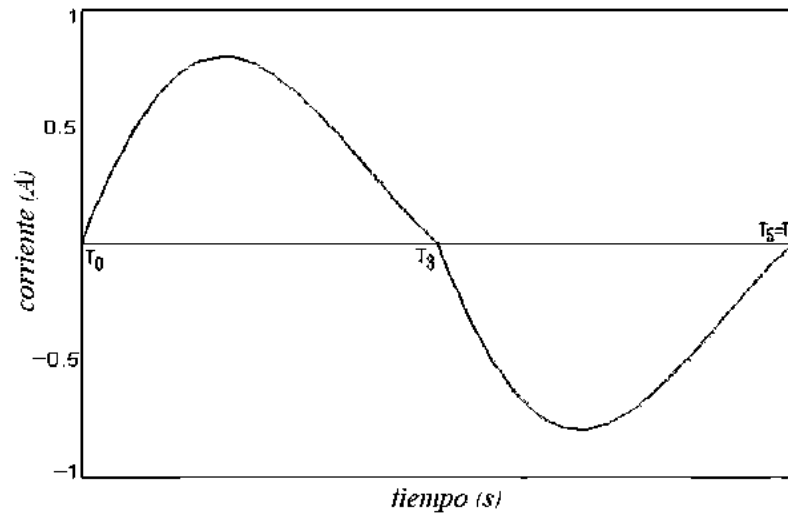


Figura 4.9: Corriente en el circuito para el caso 3

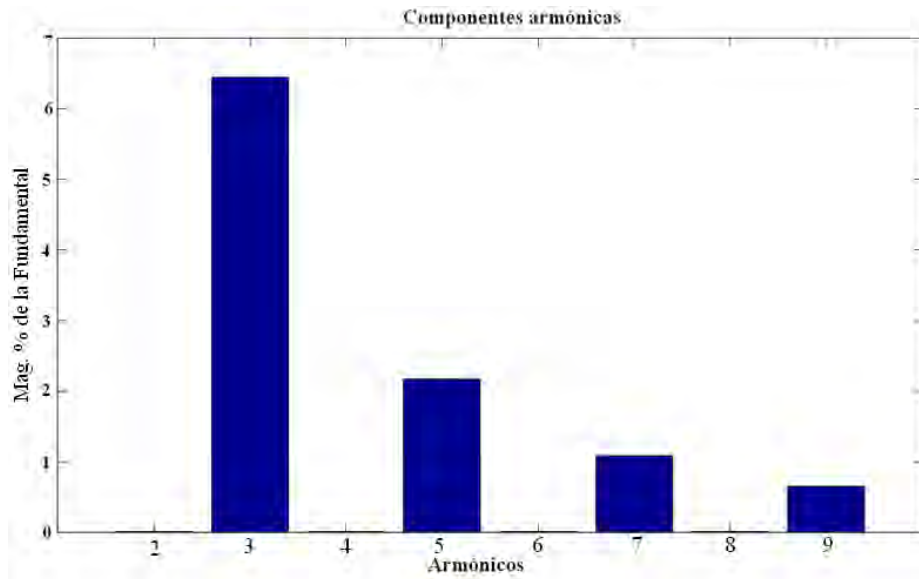


Figura: 4.10 Componentes armónicas para el caso 3

### 4.3 CONCLUSIONES

En este capítulo se ha presentado la topología propuesta para la mitigación de corrientes armónicas aplicado a un sistema de calentamiento por inducción, se propone la aplicación de un filtro activo híbrido para la mitigación de corrientes armónicas en la fuente de alimentación.

Se han estudiado tres modos diferentes de operación de un inversor conmutado de puente completo comúnmente aplicado a sistemas industriales. Un sistema industrial en particular que se caracteriza por la generación de mayor distorsión armónica en la corriente son los convertidores conmutados. Para esta aplicación en específico se propone un método de control por ciclos completos en modo de circuito resonante. Se puede observar que para el modo (*A*) de operación con conducción con diodos y con tiempo de retardo de encendido de segundo semiciclo, las componentes armónicas 3<sup>a</sup>, 5<sup>a</sup>, 7<sup>a</sup>, y 9<sup>a</sup> presentan la mayor magnitud de armónicas 160%, 122%, 43% y 25% de la componente fundamental respectivamente, resultando con el modo de operación más desfavorable en las componentes armónicas, en comparación con el modo de operación (*c*) con componentes armónicas 3<sup>a</sup>, 5<sup>a</sup>, 7<sup>a</sup>, y 9<sup>a</sup> que presentan una magnitud menor al 1% de la componente fundamental, hace la opción más favorable de funcionamiento.

## CAPÍTULO 5

### CONCLUSIONES GENERALES Y TRABAJOS FUTUROS

#### 5.1 CONCLUSIONES GENERALES

Como resultado de la investigación realizada y reportada en esta tesis se han identificado las siguientes conclusiones generales:

- Se han reportado y descrito de manera concisa distintos métodos de filtrado activo y pasivo para la mitigación de las corrientes armónicas y compensación de la potencia reactiva en sistemas eléctricos. Se han evaluado las características de cada método de compensación, mostrando las diferentes configuraciones de filtrado pasivo. También se han descrito las distintas topologías de filtrado activo, presentando los filtros activos paralelo, filtros activos series, filtros híbridos activo-pasivo; el último aplicado en esta tesis.
- El filtro activo de conexión híbrida se ha presentado como una solución adecuada para compensar perturbaciones que tienen origen en la demanda eléctrica, pudiendo compensar, además de los armónicos generados por la carga, otras perturbaciones que hacen que la corriente demandada difiera de su forma original. La topología de tres ramas y cuatro hilos destaca como una topología que permite compensar sistemas trifásicos con desbalances de fases.
- En esta tesis se ha propuesto un método eficiente para la mitigación selectiva de corrientes armónicas. El método de mitigación selectiva basado en el dominio de la frecuencia ofrece una solución práctica para sistemas con alta contaminación armónica, aplicado a sistemas eléctricos de potencia. La simulación se realizó en un sistema de potencia trifásico con cargas desbalanceadas lineales y no lineales utilizando el software Simulink®.
- Se ha propuesto la topología de filtros activos en cascada para la mitigación selectiva de corrientes armónicas, obteniendo las ventajas de diseño específico que mejoren el funcionamiento de la inyección de corrientes armónicas a menor conmutación de dispositivos y menor pérdidas por  $\frac{di}{dt}$ .

- Se ha mostrado la aplicación práctica del método propuesto para la mitigación selectiva de corrientes ha resultado en un promedio de reducción de la distorsión total original  $THD_i$  de 16,25% a 3,39%, es decir casi cinco veces menos. La eficacia del sistema del método propuesto hace que sea una solución práctica para una variedad de aplicaciones industriales con alto contenido de corriente armónica, cumpliendo así los requisitos de la norma IEEE-519-92.
- Para garantizar un fiel seguimiento de la corriente de referencia de un filtro activo de potencia de conexión paralela, el control de corriente debe ser de lazo cerrado. Entre los controles aplicados a filtros activos, el basado en el control por banda de histéresis es el que se presenta en esta aplicación, los resultados de modulación al estimar la banda de histéresis para llevar el error de seguimiento de la corriente de referencia a un valor cerca de cero.
- Se ha obtenido un modelo para la compensación de la potencia armónica y potencia reactiva a frecuencia fundamental en un sistema de calentamiento por inducción, para la mejora de la calidad de energía reduciendo el contenido armónico de corriente el método desarrollado. Es una combinación de un filtro activo en paralelo con el puente rectificador y filtros pasivos para la corriente armónica en la carga, así también se ha mostrado el uso de técnicas de conmutación suave para la mitigación de corrientes armónicas en la bobina de inducción.

### 5.2 TRABAJOS FUTUROS

Tomando como referencia la investigación doctoral realizada y reportada en esta tesis, así como la experiencia recabada por el autor en su desarrollo, se sugiere orientar esfuerzos de investigación en las siguientes direcciones.

- Es necesario desarrollar técnicas de modulación, por ejemplo, modulación vectorial, modulación selectiva de armónicas, modulación con corrimiento de fase y de nivel por mencionar algunas.
- Desarrollo experimental del modelo propuesto de filtrado híbrido activo pasivo. Se ha adquirido el equipo necesario para concretar esta propuesta.
- Implementación de topologías multinivel para el filtrado activo.
- Desarrollo de sistemas de control inteligentes para el óptimo desempeño del filtro activo.

## Conclusiones generales y trabajos futuros

---

- Aplicación de técnicas de control en filtros activos, por ejemplo, teoría de bifurcación para el control de corrientes de filtrado.
- Desarrollo de filtros activos de potencia multinivel.
- Estudio, análisis y compensación de componentes inter-armónicas

## APÉNDICES

### Apéndice A Dispositivos semiconductores de potencia

En este Apéndice se presenta las curvas características de conmutación de los dispositivos semiconductores utilizados en convertidores de potencia.

#### Diodo

Los diodos de potencia proveen de rectificación no controlada diferentes usos y aplicaciones se les da tales como en convertidores en redes de amortiguamiento y funciones de giro libre entre otras. Un típico diodo de potencia tiene una estructura P-I-N mostrado en la Figura A.1. La Figura A.2 muestra la característica de apagado de voltaje-corriente.

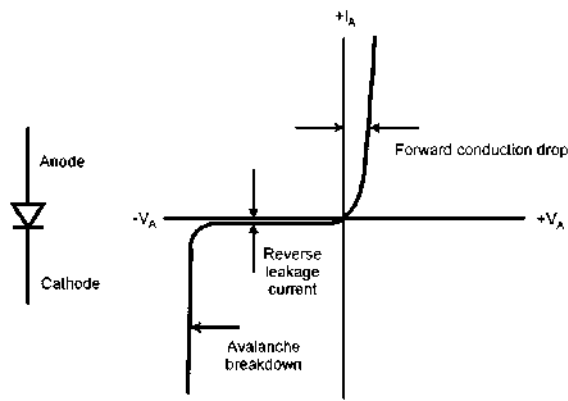


Figura A.1: Símbolo del diodo y curva característica de voltaje corriente

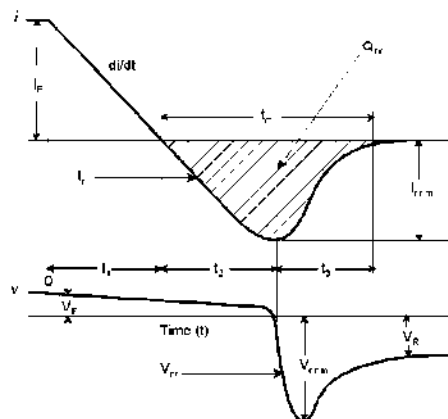


Figura A.2: Apagado característico del diodo

**SCR**

El SCR es un dispositivo semicontrolado que puede activarse por un pulso en la compuerta  $G$ , si sus terminales ánodo y cátodo están polarizadas directamente. El dispositivo se apaga cuando ocurre una polarización inversa en sus extremos. En la Figura A.3. Se muestra el símbolo y la curva característica de un SCR.

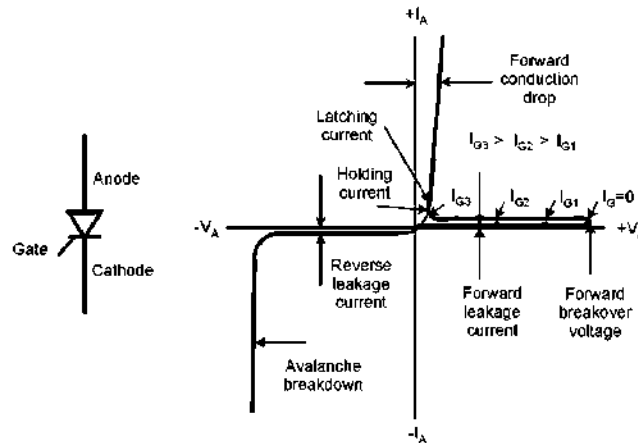


Figura A.3: Símbolo del tiristor y curva característica de voltaje corriente

**TRIAC**

En la Figura A.4 se muestra el símbolo del dispositivo semiconductor TRIAC y la curva característica de voltaje y corriente para los cuadrantes I y III.

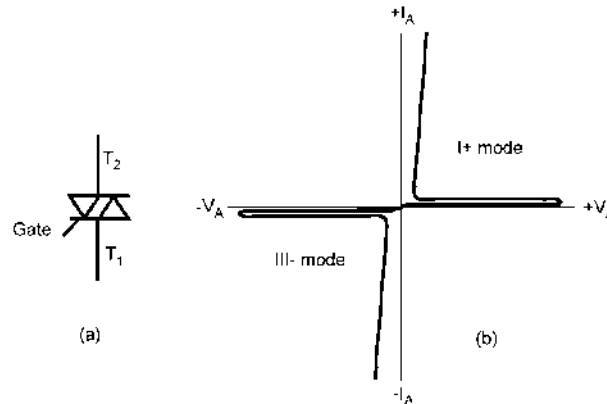
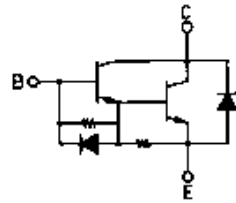


Figura A.4: (a) Símbolo del Triac, (b) curva característica de voltaje corriente

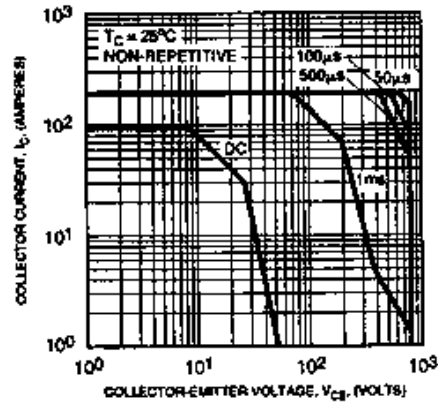
## TRANSISTOR DARLINGTON

El transistor Darlington es un dispositivo semiconductor que combina dos transistores bipolares en un mismo dispositivo, como característica principal es su ganancia, igual al producto de la ganancia de los dos transistores. En la Figura A.5 se muestra el símbolo del transistor y su curva característica.



Transistor  
Darlington

(a)



(b)

Figura A.5 (a) Símbolo y área de operación segura del modulo transistor Darlington KS221K10

## MOSFET

El MOSFET es fácilmente controlable a través de la terminal de compuerta. El dispositivo es óptimo para operar a bajos voltajes con altas frecuencias de conmutación. La resistencia en estado activo de saturación es un punto de preocupación a altos voltajes. En la Figura A.6 se muestra la curva característica y el símbolo de un MOSFET.

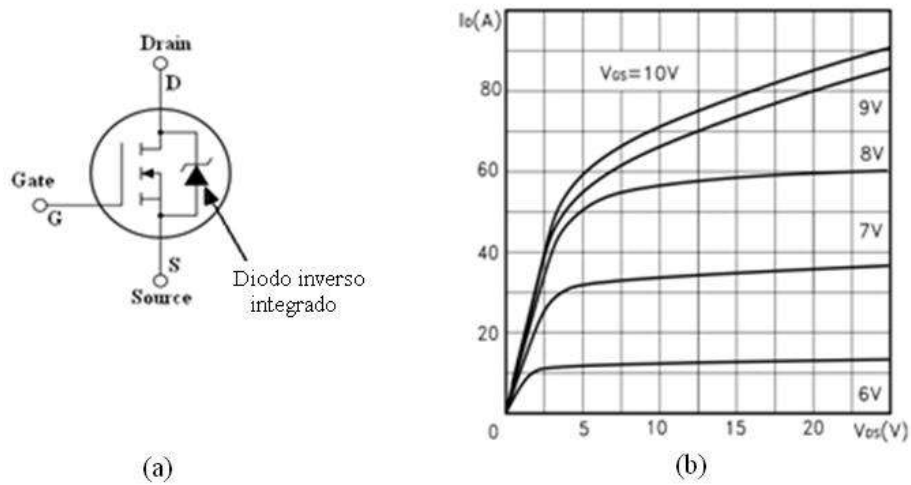


Figura A.6: Símbolo del transistor MOSFET y curva característica de voltaje-corriente del transistor STW45NM50FD

### IGBT

El transistor bipolar de puerta aislada IGBT (por sus siglas en inglés) es un dispositivo semiconductor de potencia híbrido que combina los atributos del BJT y MOSFET. Posee una compuerta tipo MOSFET y por consiguiente tiene una alta impedancia de entrada. La terminal de control maneja voltaje como el MOSFET. En la Figura A.7 se muestra el símbolo y la curva característica de corriente-voltaje.

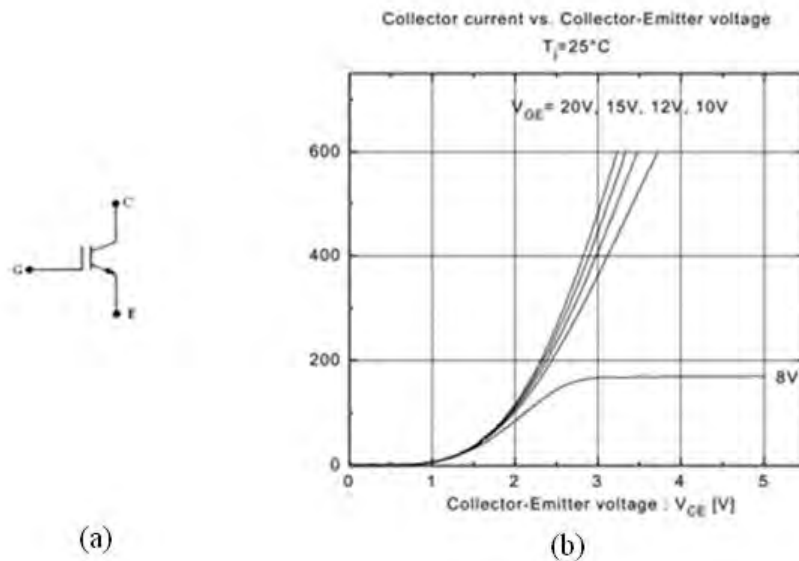


Figura A.7: a) Símbolo del transistor IGBT b) curva característica de voltaje y corriente IMBI300N-120

## MCT

Tiristor controlado por MOS, MCT (por sus siglas en inglés). El MCT es un GTO con mejor tolerancia más un transistor P-MOS entre la compuerta y la fuente y un N-MOS adicional para su encendido. Mientras un GTO se apaga mediante un pulso negativo de compuerta, debido a sus estrechos márgenes de conducción, el GTO interno de un MCT se apaga cortocircuitando sus terminales de compuerta y cátodo. En consecuencia, su excitación es similar a la de un MOS y su comportamiento al de un GTO. En la Figura A.8 se muestra el símbolo y circuito equivalente del transistor MCT.

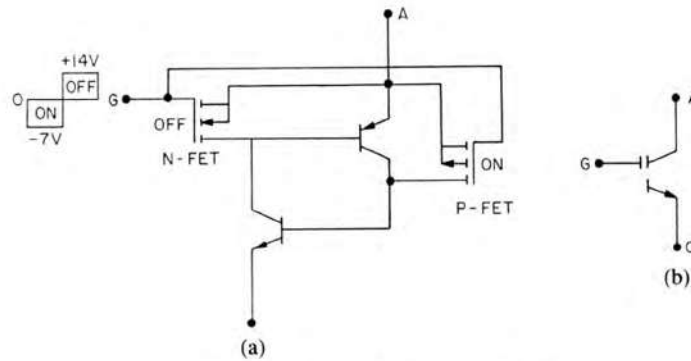


Figure 1.22 MCT symbol and equivalent circuit

Figura A.8: Símbolo y circuito equivalente del transistor MCT

## Apéndice B      TEORÍA DE LA POTENCIA INSTANTÁNEA

### B.1    INTRODUCCIÓN

La investigación sobre el cálculo e interpretación física del flujo de energía en un circuito eléctrico se remonta a la década de 1920. El estudio es relacionado con la potencia media o valor eficaz del voltaje y la corriente. Si bien el concepto presentado por Fryze [Hpenbrock 1993], [Debenbrock y Staudt 1998], utiliza valores RMS para el análisis de potencia, que trata a un circuito de tres fases como una unidad, no una superposición de tres circuitos monofásicos. El desarrollo de dispositivos de electrónica de potencia ha traído nuevas condiciones de contorno para el problema del flujo de energía. Esto no es exactamente porque el problema es nuevo, sino porque estos convertidores se comportan como cargas no lineales y representan una cantidad significativa de energía, en comparación con otras cargas lineales tradicionales. La velocidad de respuesta de estos convertidores y la forma en que generan energía reactiva y armónica han dejado claro que los enfoques convencionales para el análisis de potencia no son suficientes en términos de potencia media o RMS. Por lo tanto, se ha desarrollado en el dominio del tiempo como una nueva manera de analizar y comprender la naturaleza física del flujo de energía en un circuito no lineal. Este apéndice está dedicado al análisis de dominio temporal de la potencia en un circuito eléctrico trifásico. Las teorías que se ocupan de potencia instantánea se puede clasifican principalmente en los siguientes dos grupos. El primero está desarrollado en base a la transformación de las fases *abc* a tres ejes ortogonales, y la otra se realiza directamente en las fases *abc*. La primera es lo que se llama la Teoría *p-q* que se basa en la transformación *abc* a  $\alpha\beta 0$ .

### B.2    Bases de la teoría *p-q*

La Teoría *p-q* se publicó en 1983 en una conferencia internacional [Akagi 1983], y en 1984, en las revistas del IEEE en aplicaciones industriales [Akagi 1984], incluyendo la verificación experimental. El desarrollo de esta teoría se basaba en varios trabajos anteriores escritos por especialistas en electrónica de potencia interesados en la compensación de la potencia reactiva. Desde finales del 1960 hasta principios de la década de 1970, se publicaron algunos trabajos relacionados con lo que puede considerarse como un principio básico de compensación de potencia reactiva. Los autores presentan algunas ideas básicas como "compensación de la energía de distorsión las cuales habían sido desconocidos hasta la fecha.

La Teoría  $p-q$  utiliza la transformación, también conocida como la transformación de Clarke, que consiste en una matriz real que transforma voltajes trifásicos y corrientes en los marcos de referencia estacionarios. Por lo tanto, la presentación de la Teoría  $p-q$  se iniciará con esta transformación, seguido de la propia teoría, sus significados e interpretaciones físicas, y las comparaciones con las teorías convencionales de energía.

### **B.2.1. La transformada Clarke**

La transformación  $\alpha\beta 0$ , o la transformada de Clarke de los voltajes instantáneos en las tres fases  $abc$ ,  $v_a$ ,  $v_b$  y  $v_c$ , en los voltajes instantáneos en los ejes  $\alpha\beta 0$ . La transformación de Clarke y su transformación inversa de los tres voltajes de fase genéricos están dadas por B.1 y B.2.

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & 1 & 0 \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} \quad (\text{B.1})$$

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

De manera similar las corrientes genéricas instantáneas trifásicas,  $i_a$ ,  $i_b$ , y  $i_c$ , pueden ser transformados por los ejes  $\alpha\beta 0$ .

$$\begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & 1 & 0 \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (\text{B.3})$$

Y esta transformación inversa es

$$\begin{bmatrix} i_0 \\ i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (\text{B.4})$$

Una ventaja de aplicar la transformación  $\alpha\beta 0$  es separar la componente de secuencia cero de las componentes  $abc$ . Los ejes  $\alpha$  y  $\beta$  no contribuyen a los componentes de secuencia cero. No existe corriente de secuencia cero en una corriente trifásica de tres conductores, de modo que  $i_0$  puede ser eliminado de las ecuaciones anteriores, lo que resulta en la simplificación de las mismas. Si los voltajes trifásicos están en balanceados en un sistema de cuatro hilos, no hay voltaje de secuencia cero presentes, de manera que  $v_0$  puede eliminarse. Sin embargo, cuando los componentes de secuencia cero de voltaje y corriente están presentes, la transformación completa tiene que ser considerada.

Si  $v_0$  se puede eliminar de las matrices de la transformada de Clarke su transformada inversa se convierte en:

$$\begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} \quad (\text{B.5})$$

y

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} \quad (\text{B.6})$$

Y similarmente para las ecuaciones de corriente

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (\text{B.7})$$

$$\begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \quad (\text{B.8})$$

Las matrices reales en (B.7) y (B.8) sugieren una transformación de eje como se muestra en La Figura B.1. Son ejes estacionarios y no debe confundirse con los conceptos de fasores de voltaje o corriente,. Aquí, los valores instantáneos de las voltajes de fase y las corrientes de línea se refiere a que los ejes  $abc$  estacionarios se transforman en los ejes fijos  $\alpha\beta$ , o viceversa. Las fases  $abc$  y los ejes están espacialmente desplazado por  $2\pi/3$  rad el uno del otro, mientras que los ejes  $\alpha$  y  $\beta$  son ortogonales, y el eje  $\alpha$  es paralelo al eje  $a$ . La dirección

del eje  $\beta$  se elige de tal manera que si los vectores espaciales de voltajes o corriente en las coordenadas  $abc$  giran en la secuencia  $\alpha\beta$ .

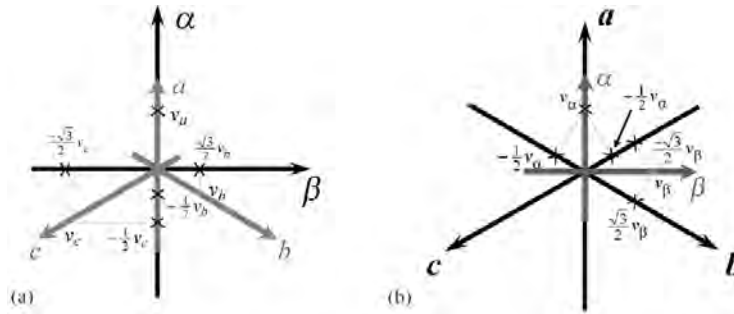


Figura B.1: Representación grafica de la transformada de Clarke. a) Transformada de Clarke de secuencia  $abc$  a coordenadas  $\alpha\beta$ , b) Transformada de Clarke de coordenadas  $\alpha\beta$  a la secuencia  $abc$

### B.3 Teoría $p-q$ de la potencia instantánea

La Teoría  $p - q$  esta definida en sistemas trifásicos con o sin un conductor neutro. Tres potencias instantáneas: potencia instantánea de secuencia cero  $p_0$ , potencia instantánea real  $p$ , y la potencia instantánea imaginaria  $q$  se definen a partir de los voltajes de fase y corrientes instantáneas de línea en los ejes  $\alpha\beta 0$ , según la Figura B.2 y en la ecuación B.9.

$$\begin{bmatrix} p_0 \\ p \\ q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_0 & 0 & 0 \\ 0 & v_\alpha & v_\beta \\ 0 & v_\beta & -v_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_0 \\ i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \quad (\text{B.9})$$

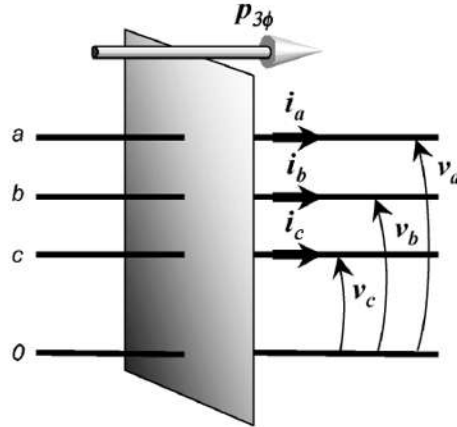


Figura B.2. Potencia activa trifásica instantánea

#### B.4 Teoría $p - q$ , para sistemas trifásicos a tres hilos.

Otra forma de introducir la Teoría  $p - q$ , para sistemas de tres fases, tres hilos, es utilizar los vectores de voltaje y de corriente instantáneo. El concepto convencional de potencia compleja se define en (B.10); utiliza un fasor de voltaje y el conjugado de un fasor de corriente. Por lo tanto, sólo es válida para un sistema en estado estacionario con una frecuencia de línea fija. Es posible una nueva definición de la potencia compleja instantánea, utilizando los vectores instantáneos de voltaje y corriente. La potencia instantáneas complejas se definen como el producto del vector de voltaje y el conjugado del vector de corriente  $i^*$ , dada en forma de números complejos como:

$$s = e \cdot i^* = (v_\alpha + jv_\beta)(i_\alpha - ji_\beta) = (v_\alpha i_\beta + v_\beta i_\alpha) + j(v_\beta i_\beta - v_\alpha i_\alpha) \quad (\text{B.10})$$

Las potencias instantáneas real e imaginaria son parte de la potencia instantánea compleja  $s$ . Se utilizan los voltajes y corrientes instantáneos sin restricciones en  $s$ .

La definición original de  $p$  y  $q$ , se basa en la siguiente ecuación:

$$\begin{bmatrix} p \\ q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_\alpha & v_\beta \\ -v_\beta & v_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \quad (\text{B.11})$$

Las corrientes  $\alpha\beta$  se establecen en función de los voltajes y las potencias reales e imaginarias  $p$  y  $q$ . Esto es muy adecuado para explicar mejor el significado físico de la potencia definida en la teoría  $pq$ . Desde (B.11), es posible escribir

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \frac{1}{v_\alpha^2 + v_\beta^2} \begin{bmatrix} v_\alpha & v_\beta \\ v_\beta & v_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} p \\ q \end{bmatrix} \quad (\text{B.12})$$

El lado derecho de la ecuación B.12, se pueden expandir en términos de como:

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \frac{1}{v_\alpha^2 + v_\beta^2} \begin{bmatrix} v_\alpha & v_\beta \\ v_\beta & v_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} p \\ 0 \end{bmatrix} + \frac{1}{v_\alpha^2 + v_\beta^2} \begin{bmatrix} v_\alpha & v_\beta \\ v_\beta & v_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 \\ q \end{bmatrix} \triangleq \begin{bmatrix} i_{\alpha p} \\ i_{\beta p} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} i_{\alpha q} \\ i_{\beta q} \end{bmatrix} \quad (\text{B.13})$$

Las componentes de la corriente definidas anteriormente se pueden definir de la manera siguiente.

Corriente activa instantánea en el eje  $\alpha$ ,  $i_{\alpha p}$ :

$$i_{\alpha p} = \frac{1}{v_\alpha^2 + v_\beta^2} p \quad (\text{B.14})$$

Corriente instantánea reactiva en el eje  $\alpha$ ,  $i_{\alpha q}$ :

$$i_{\alpha q} = \frac{v_\beta}{v_\alpha^2 + v_\beta^2} q \quad (\text{B.15})$$

Corriente instantánea activa en el eje  $\beta$ ,  $i_{\beta p}$ :

$$i_{\beta p} = \frac{v_\beta}{v_\alpha^2 + v_\beta^2} p \quad (\text{B.16})$$

Corriente instantánea reactiva en los ejes  $\beta$  y  $i_{\beta q}$ :

$$i_{\beta q} = \frac{-v_\alpha}{v_\alpha^2 + v_\beta^2} q \quad (\text{B.17})$$

La potencia instantánea en coordenadas  $\alpha, \beta$  se define como  $p_\alpha$  y  $p_\beta$ , respectivamente, que se calculan a partir de las corrientes y voltajes instantáneas sobre los ejes  $\alpha\beta$  como:

$$\begin{bmatrix} p_\alpha \\ p_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_\alpha i_\alpha \\ v_\beta i_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_\alpha i_{\alpha p} \\ v_\beta i_{\beta p} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v_\alpha i_{\alpha q} \\ v_\beta i_{\beta q} \end{bmatrix} \quad (\text{B.18})$$

En un sistema de tres fases, tres conductores, la potencia trifásica activa instantánea en términos de componentes en Clarke, es igual a la potencia instantánea real. La potencia puede ser dada por la suma de  $p_\alpha$  y  $p_\beta$ . Por lo tanto, la reescritura de esta suma se obtiene la ecuación siguiente:

$$p = v_\alpha i_{\alpha p} + v_\beta i_{\beta p} + v_\alpha i_{\alpha q} + v_\beta i_{\beta q} \quad (\text{B.19})$$

$$= \frac{v_\alpha^2}{v_\alpha^2 + v_\beta^2} p + \frac{v_\beta^2}{v_\alpha^2 + v_\beta^2} p + \frac{v_\alpha v_\beta}{v_\alpha^2 + v_\beta^2} q + \frac{-v_\alpha v_\beta}{v_\alpha^2 + v_\beta^2} q \quad (\text{B.20})$$

En la ecuación anterior, hay dos puntos importantes. Una es que la potencia instantánea real viene dada sólo por

$$v_\alpha i_{\alpha p} + v_\beta i_{\beta p} = p_{\alpha p} + p_{\beta p} = p \quad (\text{B.21})$$


---

La otra es que la siguiente relación existe para los términos dependientes de  $q$ , es decir:

$$v_{\alpha}i_{\alpha q} + v_{\beta}i_{\beta q} = p_{\alpha q} + p_{\beta q} = 0 \quad (\text{B.22})$$

Las ecuaciones anteriores sugieren la separación de las potencias en los siguientes tipos.

Potencia activa instantánea  $p_{\alpha p}$  en el eje  $\alpha$ .

$$p_{\alpha p} = v_{\alpha} \cdot i_{\alpha p} = \frac{v_{\alpha}^2}{v_{\alpha}^2 + v_{\beta}^2} p \quad (\text{B.23})$$

La potencia reactiva instantánea  $p_{\alpha q}$  en el eje  $\alpha$ .

$$p_{\alpha q} = v_{\alpha} \cdot i_{\alpha q} = \frac{v_{\alpha}v_{\beta}}{v_{\alpha}^2 + v_{\beta}^2} q \quad (\text{B.24})$$

La potencia activa instantánea  $p_{\beta p}$  en el eje  $\beta$ .

$$p_{\beta q} = v_{\beta} \cdot i_{\beta p} = \frac{v_{\beta}^2}{v_{\alpha}^2 + v_{\beta}^2} p \quad (\text{B.25})$$

Potencia reactiva instantánea  $p_{\beta q}$  en el eje  $\beta$

$$p_{\beta q} = v_{\beta} \cdot i_{\beta q} = \frac{-v_{\alpha}v_{\beta}}{v_{\alpha}^2 + v_{\beta}^2} q \quad (\text{B.26})$$

$$\begin{aligned} q = v_{\beta}i_{\alpha} - v_{\alpha}i_{\beta} &= \frac{1}{\sqrt{3}} [(v_{\alpha} - v_{\beta})i_c + (v_{\beta} - v_c)i_a + (v_c - v_{\alpha})i_b] \\ &= \frac{1}{\sqrt{3}} (v_{ab}i_c + v_{bc}i_a + v_{ca}i_b) \end{aligned} \quad (\text{B.27})$$

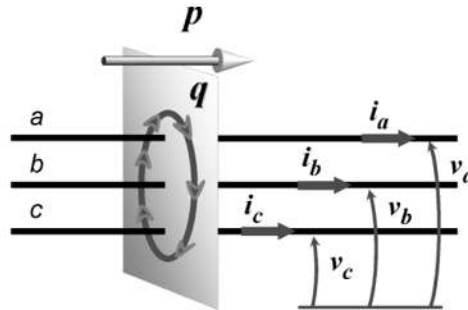
Se tiene en cuenta que  $q$ , en el marco de referencia  $\alpha\beta$ , está definido como la suma de productos de los voltajes y corrientes en diferentes ejes. Del mismo modo, la potencia imaginaria  $q$ , cuando se calcula directamente a partir de los voltajes de fase  $abc$  y corrientes de línea, resultan en la suma de productos de los voltajes de línea y las corrientes de línea en diferentes fases. Esta expresión es similar al aplicado en algunos instrumentos para la medición de la potencia reactiva trifásica. La diferencia está en los fasores de voltaje y corriente que utilizan en los instrumentos de medición. Aquí, los valores instantáneos de voltaje y corriente se utilizan en su lugar. Como se ha mostrado, la potencia imaginaria  $q$  no contribuye al flujo total de energía entre la fuente y la carga, y viceversa. La potencia imaginaria  $q$  es una nueva cantidad, y necesita una unidad para distinguir de la potencia reactiva tradicional. Los autores proponen el uso de la unidad "Volt-Ampere Imaginario" y el símbolo " $vai$ ", haciendo una analogía con el símbolo " $var$ " de la unidad tradicional "Volt-Ampere reactiva".

La potencia de secuencia cero instantánea, la potencia imaginaria instantánea, y la potencia real instantánea está definida en la teoría  $p - q$ . Esta teoría podría ser llamada potencia de secuencia cero, potencia imaginaria, y la potencia real, respectivamente. En este punto, se puede anotar lo siguiente. La potencia imaginaria  $q$  es proporcional a la cantidad de energía

---

que se intercambia entre las fases del sistema. No contribuye transferencia de energía entre la fuente y la carga en cualquier tiempo.

Figura B.3 resume las explicaciones anteriores sobre la potencia real y potencia imaginaria. Es importante señalar que la teoría de potencia convencional define la potencia reactiva como un componente de la potencia instantánea (activa), que tiene un valor promedio igual a cero. Aquí, no es así. La potencia imaginaria significa la suma de productos de voltajes y corrientes instantáneos trifásicos y que no contribuye transferencia de energía entre dos subsistemas en cualquier momento.



p: flujo de energía total instantánea por unidad de tiempo  
q: cambio de energía entre las fases sin transferencia de energía

Figura B.3 Representación física de la potencia real instantánea y potencias imaginarias

## REFERENCIAS

### [Acha y Madrigal 2001]

E. Acha and M. Madrigal, "Power Systems Harmonics", John Wiley & Sons, 2001.

### [Andria y Salvatore 1990]

Andria, G.; Salvatore, L. "Inverter drive signal processing via DFT and EKF", Electric Power Applications, IEEE Proceeding, Vol. 137, Mar. 1990, pp. 111-119.

### [Anaya-Lara y Acha]

O. Anaya-Lara and E. Acha, "Modeling and analysis of custom power systems by PSCAD/EMTDC", IEEE Trans. Power Delivery, Vol. 17, no. 1, Jan. 2002 pp. 266-272.

### [Asiminoaei 2007]

Asiminoaei L., Hansen S., Lascu C., Blaabjerg F. "Selective harmonic current mitigation with shunt active power filter"IEEE, Power electronics and Applications", 2007, pp. 1-10.

### [Asiminoaei *et al.* 2008]

L. Asiminoaei, E. Aeloiza, P. N. Enjeti, F Blaabjerg, "Shunt Active-Power-Filter Topology Based on Parallel Interleaved Inverters " IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol 55, 2008, pp 1175 – 1189.

### [Akagi 1983]

H. Akagi, Y. Kanazawa, and A. Nabae, "Generalized Theory of the Instantaneous Reactive Power in Three-Phase Circuits" in IPEC'83 International Power Electronics Conference, Tokyo, Japan, 1983, pp. 1375–1386.

### [Akagi 1983]

H. Akagi, Y. Kanazawa, and A. Nabae, "Instantaneous Reactive Power Compensator Comprising Switching Devices Without Energy Storage Components," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. IA-20, no. 3, 1984, pp. 625–630

### [Akagi 1996]

H. Akagi, "New trends in active filter for power conditioning," IEEE Trans. Ind. Applicat., vol 32, 1996, pp. 1312-1322.

### [Akagi *et al.* 2007]

## Referencias

---

H. Akagi, E. H. Watanabe, and M. Aredes, "Instantaneous Power Theory and Application to Power Conditioning". Book, New Jersey: IEEE Press, John Wiley and Sons, Inc., 2007.

**[Aredes 1996]**

M. Aredes, "Active power line conditioners," Ph.D. dissertation, Technischen Universität Berlin, Berlin, 1996.

**[Barrero 2004]**

F. Barrero, F. Yeves, S. Martínez, F. Mur, P.M. Martínez. "Universal and Reconfigurable to UPS Active Power Filters for Line Conditioning". IEEE Transactions on Power Delivery, Enero 2004.

**[Bhende y Jain 2006]**

C. N. Bhende, S. Mishra and S. K. Jain, "TS-Fussy-Controlled Active Power Filter for Load Compensation", IEEE Transactions on Power Delivery, vol. 21. No. 3 July 2006. Pp. 1459-1465

**[Blaabjerg et al. 2006]**

F. Blaabjerg, R. Teodorescu, M. Liserre, and A. V. Timbus, "Overview of control and grid synchronization for distributed power generation systems," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 53, no. 5, pp. 1398-1409, Oct. 2006.

**[Bon-Ren y Yung-Chuan 2004]**

Bor-Ren Lin, Senior Member, and Yung-Chuan Lee, "Tree-phase power quality compensator under the unbalanced sources and nonlinear loads", IEEE Transactions on indOctober 2004.

**[Budwal et al. 2012]**

Budwal Amrinder Singh, Chinmaya R. Chute, Shiva Gourishetti "Harmonics Effect on Power Quality and its Mitigation Techniques using Active Power Filter", Proceedings of Third Biennial National Conference, NCNTE- 2012, Feb 24-25.

**[Bin Wu 2006]**

Bin Wu, "High-Power Converters and AC Drives". 2006, The Institute of Electrical and Electronics Engineers, Inc.

**[Cardoso 2008]**

Alex-Sander A. Luiz, Braz J. Cardoso Filho, "Analysis of Passive Filters for High Power Three-level Rectifiers", IEEE 2008, Industrial Electronics, 2008. IECON 2008. 34th Annual Conference of IEEE

**[Chang 2006]**

---

## Referencias

---

Chang, G.W “A new approach for optimal shunt active power filter control considering alternative performance indices Power Delivery”, IEEE Transactions on Volume: 21, 2006, pp. 406 – 413.

**[Chen *et al.* 2003]**

Z. Chen, F. Blaabjerg and J. K. Pedersen “A Hybrid Compensation System with An Active Filter and Distributed Passive Filters in Power Systems with Dispersed Generation”, Power Electronics Specialist Conference, PESC '03, 2003, pp. 767-772.

**[Chih-ju y Chied-Wen 2000]**

Chih-Ju Chou, Chih-Wen Liu, Membe, ZEEE, June-Yawn Lee, and Kune-Da Lee, “*Optimal Planning of Large Passive-Harmonic-Filters Set at High Voltage Level*” Transactions on powers systems, Vol. 15, Feb. 2000, pp. 433-441.

**[Chunxiang *et al.* 2009]**

Chunxiang Li, Jinhua Li, Peng Dong “Spline Inerpolation Based FFT Simulation Algorithm” Fifth International Joint Conference on INC, IMS and IDC 2009 pp. 1737-1742.

**[Corasaniti *et al.* 2009]**

V. F. Corasaniti, M. B. Barbieri, P. L. Arnera, M. I. Valla, “Hybrid power filter to enhanced power quality in a medium-voltage distribution network ” Industrial Electronics, IEEE Transactions on\_ vol 56, 2009, pp 2885 – 2893.

**[Depenbrock y V.Staudt 1998]**

M. Depenbrock and V.Staudt “The FBD-Method as Tool for Compensating Total Non-Active Currents” International Conference on Harmonics and Quality of Power ICHQ, , 1998, pp.320-324.

**[D'Apuzzo y D'Arco 2008]**

D'Apuzzo, M., D'Arco, M. “A Time-Domain Approach for the Analysis of Nonstationary Signals in Power Systems” Instrumentation and Measurement, IEEE Transactions on. Vol. 57., Sept. 2008 pp. 1969-1977.

**[Erlicki y Eigeles 1968]**

M. S. Erlicki and A. Emanuel Eigeles, “New Aspects of Power Factor Improvements Part I Theoretical Basis” IEEE Transactions on Industry and General Applications, vol. IGA 4, 1968, July/August, pp. 441–446.

**[Enrang *et. al.* 2010]**

---

## Referencias

---

Enrang Zheng; Zhengyan Liu; Lingkun, “Study on harmonic detection method based on FFT and wavelet transform”, Signal Processing Systems (ICSPS), 2nd International Conference Vol. 3, 2010, pp. 413-416.

**[Fanquelo *and al.* 2009]**

Leopoldo G. Franquelo, Jose I. Leon and Eugenio Dominguez “New Trends and Topologies for High Power Industrial Applications: the Multilevel Converters Solution” Power Engineering, Energy and Electrical Drives POWERENG conference on March 2009, pp 1-6.

**[Fukao *et al.* 1972]**

T. Fukao, H. Iida, and S. Miyairi, “Improvements of the Power Factor of Distorted Waveforms by Thyristor Based Switching Filter,” Transactions of the IEE-Japan, Part B, vol. 92, no. 6, 1972, pp. 342–349

**[Fujita *et al.* 1998]**

Hideaki Fujita, Takahiro Yamasaki and Hirofumi Akagi “*A Hybrid Active Filter for Damping of Harmonic Resonance in Industrial Power Systems*” Power Electronics, IEEE Transactions on IEEE 1998, pp. 209-216.

**[Gu y Bollen 2000]**

I. Y. H. Gu, M. H. J. Bollen, “Time-Frequency and Time-Scale Domain Analysis of voltage Disturbances”, IEEE Transactions on Power Delivery, Vol. 15, No. 4, October 2000, pp. 1279-1284.

**[Gyugyi y Pelly 1976]**

L. Gyugyi and B. R. Pelly, Static Power Frequency Changers: Theory, Performance and Application, Wiley, 1976.

**[Gyugyi y Strycula 1976]**

L. Gyugyi and E. C. Strycula, “Active ac Power Filters,” in Proceedings of IEEE Industry Application Annual Meeting, vol. 19-C, 1976, pp. 529–535.

**[Gyugyi *et al.* 1995]**

L. Gyugyi, C. D. Schauder, S. L. Williams, T. R. Rietman, D. R. Torgerson, A. Edris. “Operation of the Unified power Flow Controller (UPFC) Under Practical Constraints”. IEEE Transactions on Power Delivery, Vol. 10, No. 2, April 1995, pp. 1085-1097.

**[Harashima *et al.* 1976]**

F. Harashima, H. Inaba, and K. Tsuboi, “A Closed-loop Control System for the Reduction of Reactive Power Required by Electronic Converters”, IEEE Transactions on *IECI*, vol. 23, No. 2, May 1976, pp. 162–166.

**[Heydt *et al.* 1999]**

## Referencias

---

G. T. Heydt, P. S. Fjeld, C. C. Liu, D. Pierce L. Tu, G. Hensley, "Applications of the Windowed FFT to Electric Power Quality Assessment", IEEE Transactions on Power Delivery, Vol. 14, No. 4, October 1999, pp. 1411-1416.

**[Hingorani 1988]**

Narain G. Hingorani, IEEE Fellow; "High Power Electronics and Flexible AC Transmission System"; Joint APC/IEEE Luncheon Speech, April 19, 1988 at the American Power Conference 50th Annual Meeting in Chicago, Illinois.

**[Hingorani 1993]**

Narain G. Hingorani, IEEE Fellow; "Flexible AC Transmission"; IEEE Spectrum April 1993.

**[Hpenbrock 1993]**

U. Hpenbrock "The FBD method a generally applicable tool for analyzing power relations" IEEE Transactions on Power Systems, Vol. 8, No. 2. May-1993

**[Harjeet y Deepak 2007]**

Harjeet Johal, and Deepak Divan "Design Considerations for Series-Connected Distributed FACTS Converters IEEE Transactions on industry applications", Vol. 43, No. 6, November/December 2007.

**[IEEE-519 Std. 1992]**

IEEE Std. 519-1992, Recommended Practices and Requirements for Harmonic Control in Electric Power Systems. IEEE Press. 1993 H. Akagi, "New trends in active filter for power conditioning," IEEE Trans. Ind. Applicat., vol 32, 1996, pp. 1312-1322.

**[Jung y Baek 2009]**

T. Y. Jyung, and Y. S. Baek "*Improvement of a power quality of Microgrid system interconnected to distribution system in emergency condition*", IEEE T&D Asia 2009

**[Junpeng et al. 2012]**

Junpeng Ji, Haiwa Liu, Guang Zeng, Jingtang Zhang "The Multi-objective optimization Design of Passive Power Filter Based on PSO".

**[Lavopa et al. 2009]**

Lavopa, E.; Zanchetta, P.; Sumner, M.; Cupertino, F. "Real-Time estimation of Fundamental Frequency and Harmonics for Active Shunt Power Filters in Aircraft Electrical Systems", Industrial Electronics, IEEE Transactions on. Vol. 56, Aug. 2009, pp. 2875-2884.

**[Ludbrook 1988]**

---

## Referencias

---

A. Ludbrook, *IEEE Trans. Indus. Applic.*, "Harmonic filters for notch reduction", Vol. 24, No. 5, Sept./ oct. 1988, pp. 947-954.

**[Mohan y Peterson 1977]**

N. Mohan, H. A. Peterson, W. F. Long, G. R. Dreifuerst, and J. J. Vithayathil, "Active filters for AC harmonic suppression" in Proc. IEEE Power Eng. Soc. Winter Meeting, 1977, pp. 168-174.

**[Madhukar y Agarwal 2010]**

Madhukar, W.; Agarwal, P. "Comparison of Control Strategies for multilevel invertir based active power filter used in high voltaje systems" IEEE Power Electronics, Drives and Energy Systems (PEDES) 2010 pp. 1-6

**[Milanovic y Zhang 2010].**

Milanovic, J. V., Yan Zhang "Modeling of FACTS Devices for Voltage Sag Mitigation Studies in Large Power Systems" power delivery IEEE Transactions on, 2010 vol 25 pp. 3044-3052

**[Narain 1995]**

Narain G. Hingorani Introducing CUSTOM POWER IEEE June 1995

**[Norman y Nasrullah 2000]**

Norman Mariun, Ishak Aris, and Nasrullah Khan, "Development of Power Semiconductor Devices Database for Knowledge Base System", Ghassan M. A. Shaheen, IEEE 2000

**[Pengand y Dams 1999]**

F. Z. Pengand D. J.A dams, "Harmonics sources and filtering approaches," in Proc. Ind. Appl. Conf., vol. 1, 1999, pp. 448-455.

**[Prasher y Krishan]**

Application of FACTS in Indian Power System, Subrata Mukhopadhyay, Senior Member, IEEE, Ashok K. Tripathy, Senior Member, IEEE, V. K. Prasher, and Krishan K . Arya IEEE pp. 2002 237-242

**[Prasher y Krishan]**

Application of FACTS in Indian Power System, Subrata Mukhopadhyay, Senior Member, IEEE, Ashok K. Tripathy, Senior Member, IEEE, V. K. Prasher, and Krishan K . Arya IEEE pp. 2002 237-242.

**[Quanming et al. 2008].**

---

## Referencias

---

Quanming Zhang; Huijin Liu; Hongkun Chen; Qionglin Li; Zhenhuan Zhang, “A Precise and Adaptive Algorithm for Interharmonics Measurement Base don Iterative DFT”, Power Delivery, IEEE Transactions on, Vol. 23, Oct. 2008 pp. 1728-1735.

**[Ramos y Medina 2007]**

Medina-Rios, A.; Ramos-Carranza, H.A.”AnActive Power Filter in Phase Coordinates for Harmonic Mitigation”, IEEE Transactions on Power Delivery, Vol. 22, No. 3, July 2007.

**[Ramos-Carranza y Medina 2008]**

Hugo A. Ramos-Carranza, Aurelio Medina, Gary W. Chang, “Real-Time Shunt Active Power Filter Compensation”, IEEE Transactions on Power Delivery, Vol. 23, No. 4, October 2008, pp. 2623-2625.

**[Ramos 2010]**

Ramos-Carranza H., “Shunt Filtering Techniques for Steady-State and Dinamic Harmonic Mitigation and Reactive Power Compensation in Power Systems” Tesis (Doctorado), Facultad de Ingeniería Eléctrica, División de Estudios de Posgrado, UMSNH Morelia, Michoacán. Agosto de 2010.

**[Ramos y Medina 2011]**

Hugo A. Ramos, Aurelio Medina, “Optimization Based Method for Shunt Hybrid Filter Compensation in Non-Stiff Systems”, International Journal of Circuit Theory and Applications, 2011, DOI: 10.1002/cta.809.

**[Ramos et al. 2012]**

Hugo A. Ramos, Aurelio Medina, Gary. W. Chang, “Real-time Application of Shunt Active Power Filter Dynamic Compensation Using Real-Time Windows Target”, European Transactions on Electrical Power, 2012, DOI:10.1002/etep.

**[Rafael y Daniel 2005]**

O. Rafael, S. Daniel, “Single-Phase Non-Active Power Compensator for Residential Facilities Under Non-Sinusoidal Conditions” Electronics, Communications and Computers, CONIELECOMP 15th International Conference on

**[Ribeiro 2008]**

“Transmission Systems Power Quality Monitors Allocation” D. C. S. Reis, P. R. C. Villela, C. A. Duque, and P.F. Ribeiro, 2008

**[Routimo et al. 2005]**

M. Routimo, M. Salo, H. Tuusa, “Comparison of Voltage-Source and Current-Source Shunt Active Power Filters”, Power Electronics Specialists Conference, PESC '05 IEEE 36<sup>th</sup>, 2005, pp: 2571 – 2577.

**[Sandoval y Houdek, 2005]**

---

## Referencias

---

Gonzalo Sandoval and John Houdek, “*A Review of Harmonic Mitigation Techniques*”, 2005

**[Sasaki y Machida 1970]**

H. Sasaki and T. Machida, “A New Method to Eliminate AC Harmonic by Magnetic Compensation—Consideration on Basic Design,” *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems*, vol. 90, no. 5, 1970, pp. 2009–2019.

**[Sharon et al. 2008]**

D. Sharon, J. Montaña, A. Lopez, M. Castilla, D. Borrás and J. Gutiérrez, “*Power Quality Factor for Networks Supplying Unbalanced Nonlinear Loads*”, *Transactions on Instrumentation and Measurement*, Vol. 57, No. 6, June 2008 pp.1268-1274.

**[Sevgi, L. 2007]**

Sevgi, L. “Numerical Fourier Transforms: DFT and FFT” *Antennas and Propagation Magazine*, IEEE Vol. 49, June 2007 pp. 238-243.

**[Song y Fang 2002]**

Robust FACTS control design using the H<sub>∞</sub> loop-shaping method M.M. Farsangi, Y.H. Song, W.L. Fang and X.F. Wang *IEE Proc -Gen Transm Distrib*, Vol 149, No 3, May 2002.

**[Singh et al. 1999]**

B.Singh, K. Al-Haddad, A. Chandra, “A review of active filters for power quality improvement” *Industrial Electronics*, IEEE Transactions on vol 46, 1999, pp 960 – 971.

**[Stratngas et al. 2008]**

E. G. Stratngas, S. Aviyente, S. S. H. Zaidi, “Time–Frequency Analysis for Efficient Fault Diagnosis and Failure Prognosis for Interior Permanent-Magnet AC Motors” *IEEE Trans on Industrial Electronics* vol. 55, 2008, pp. 4191-4199.

**[Srikanthan y Mishra 2010].**

Srikanthan, S.; Mishra, M. K. “DC Capacitor Voltage Equalization in Neural Clamped Inverters for DSTATCOM Application” *Industrial Electronics*, IEEE Transactions on, 2010 vol 57 pp. 2768-2775.

**[Sood 2004]**

V. K. Sood, “*HVDC and FACTS Controllers Applications of Static Converters in Power Systems*”. Kluwer Academic Publishers - Boston: Kluwer Academic Publishers - M. A. Pai and Alex Stankovic, 2004.

**[Peng y Luo 2008]**

---

## Referencias

---

Development of A Comprehensive Power Quality Controller for Power Distribution System Chunming Tu Hongbin Pan Ke Peng An Luo pp 4344-4348 Electrical Machines and Systems, 2008. ICEMS 2008. International Conference on Publication Year: 2008 , Page(s): 4344 – 4348

**[Rodriguez et al. 2002]**

Rodriguez, P.; Pindado, R. & Bergas, J. “Alternative topology for three-phase four-wire PWM converters applied to a shunt active power filter” Proc. IEEE 2002 28th Annual Conference of the IECON 02, 2002, pp. 2939-2944.

**[Rodríguez et al. 2008]**

P. Rodriguez, I. Candela, S. Boggarra, R. Teodorescu and F. Blaabjerg “Cancellation of Neutral Current Harmonics by Using a Four-Branch Star Hybrid Filter”Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE) 2010 IEEE pp. 3955-3962

**[Takahashi y Nabae 1980]**

I. Takahashi and A. Nabae, “Universal Reactive Power Compensator,” in *Proceedings of IEEE—Industry Application Society Annual Meeting Conference Record*, 1980, pp. 858–863.

**[Takahashi et al. 1981]**

I. Takahashi, K. Fujiwara, and A. Nabae, “Distorted Current Compensation System Using Thyristor Based Line Commutated Converters,” *Transactions of the IEE-Japan*, Part B, vol. 101, no.3, 1981, pp. 121–128 (in Japanese).

**[Ustariz 2010]**

A. J. Ustariz, E. Cano-Plata, and H. E. Tacca, “Tensor analysis of the instantaneous power in electrical networks,” *Electric Power Systems Research*, vol. 80, pp. 788–798, January 2010.

**[Xin et al. 2007]**

Xin Limin; Xu Weisheng; Yu Youling “A Fast Harmonic Detection Method Based on Recursive DFT ”, *Electronic Measurement and Instruments, ICEMI 2007*, pp 3-972 - 3-976 [8th International Conference 2007].

**[Zhu et al. 2005]**

Zhu Xiao-rong, Shi Xin-chun, Peng Yong-long, Li He-ming “Simulated Annealing Based Multi-Object Optimal Planning of Passive Power Filter” *Transmission and Distribution Conference 2005 IEEE/PES* pp. 1-5.

**[Ziari et al. 2006]**

## Referencias

---

Ziari Irman, Kazemi Ahad, Jalilian Alireza, "Using Active Power Filter Base don a New Control Strategy to Compesate Power Quality" First International Power and Energy Conference PECon, pp. 373-373, November 2006.

### **[Zobaa 2005]**

A. F. Zobaa, "The optimal passive filters to minimize voltage harmonic distortion at a load bus" Power Delivery, IEEE Transactions on, vol. 20, pp. 1592–1597, April. 2005.