

**INSTITUTO POLITÉCNICO NACIONAL**

---

---

**ESCUELA SUPERIOR DE INGENIERÍA  
MECÁNICA Y ELÉCTRICA**

**SECCIÓN DE ESTUDIOS DE POSGRADO E  
INVESTIGACIÓN**

**APLICACIÓN DE UN FILTRO ACTIVO DE  
CORRIENTE EN LA REDUCCIÓN DE  
ARMÓNICOS EN SISTEMAS ELÉCTRICOS  
INDUSTRIALES**

**T E S I S**

**QUE PARA OBTENER EL GRADO DE:**

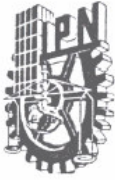
**MAESTRO EN CIENCIAS CON  
ESPECIALIDAD EN INGENIERÍA  
ELÉCTRICA**

**PRESENTA**

**ING. ELEAZAR REYES TRUJILLO**



**MÉXICO, D.F. JULIO DE 2005**



**INSTITUTO POLITÉCNICO NACIONAL**  
**COORDINACIÓN GENERAL DE POSGRADO E INVESTIGACIÓN**

*ACTA DE REVISIÓN DE TESIS*

En la Ciudad de  México, D. F.  siendo las  17:00  horas del día  5  del mes de  Agosto  del  2005  se reunieron los miembros de la Comisión Revisora de Tesis designada por el Colegio de Profesores de Estudios de Posgrado e Investigación de  la E. S. I. M. E.  para examinar la tesis de grado titulada:

**“APLICACIÓN DE UN FILTRO ACTIVO DE CORRIENTE EN LA REDUCCIÓN DE ARMÓNICOS EN SISTEMAS ELÉCTRICOS INDUSTRIALES”**

Presentada por el alumno:

**REYES**

**TRUJILLO**

**ELEAZAR**

Apellido paterno

materno

nombre(s)

Con registro: 

B	0	1	1	0	9	1
---	---	---	---	---	---	---

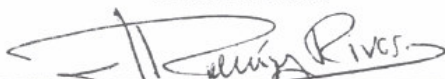
Aspirante al grado de:

**MAESTRO EN CIENCIAS**

Después de intercambiar opiniones los miembros de la Comisión manifestaron **SU APROBACIÓN DE LA TESIS**, en virtud de que satisface los requisitos señalados por las disposiciones reglamentarias vigentes.

LA COMISIÓN REVISORA

Director de tesis

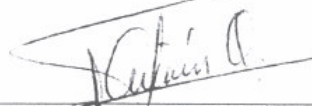
  
 DR. JAIME JOSÉ RODRÍGUEZ RIVAS

  
 DR. DANIEL OLGÚN SALINAS


  
 DR. JAIME ROBLES GARCÍA

  
 DR. DAVID SEBASTIÁN BALTAZAR

  
 DR. HUGO PÉREZ REBOLLEDO

  
 M. EN C. TOMÁS IGNACIO ASIAÍN OLIVARES

EL PRESIDENTE DEL COLEGIO

  
 DR. JAIME ROBLES GARCÍA





INSTITUTO POLITECNICO NACIONAL  
COORDINACION GENERAL DE POSGRADO E INVESTIGACION

CARTA CESION DE DERECHOS

En la Ciudad de México, Distrito Federal, el día 22 del mes agosto del año 2005, el que suscribe Eleazar Reyes Trujillo alumno del Programa de Maestría en Ciencias en Ingeniería Eléctrica con número de registro B011091, adscrito a la Sección de Estudios de Postgrado e Investigación de la ESIME, Unidad Zacatenco, manifiesta que es autor intelectual del presente Trabajo de Tesis bajo la dirección del Dr. Jaime José Rodríguez Rivas y cede los derechos del trabajo intitulado: Aplicación de un Filtro Activo de Corriente en la Reducción de Armónicos en Sistemas Eléctricos Industriales, al Instituto Politécnico Nacional para su difusión, con fines académicos y de investigación.

Los usuarios de la información no deben reproducir el contenido textual, gráficas o datos del trabajo sin el permiso expreso del autor y/o director del trabajo. Este puede ser obtenido escribiendo a la siguiente dirección: Calle Reforma No. 113, Col. Palmira, Cuernavaca, Morelos. México. C.P. 62490 ó ereyes@iie.org.mx.

Si el permiso se otorga, el usuario deberá dar el agradecimiento correspondiente y citar la fuente del mismo.

  
Eleazar Reyes Trujillo  
Nombre y firma

## RESUMEN

Actualmente, la presencia de equipos basados en electrónica de potencia cuya operación es no lineal, instalados en los sistemas eléctricos industriales, ha incrementado la presencia de distorsión en la señal de corriente y/o tensión eléctrica por armónicas, originando problemas en la calidad de la energía eléctrica. Como una solución a este problema, en este trabajo, se presenta el modelo de un filtro activo de corriente y su implementación en el programa Simulink de MatLab para reducir el contenido de armónicas generados por diferentes cargas no lineales.

Para el filtro activo de corriente se desarrollaron cada una de las etapas que lo integran desde la obtención de referencias, el bloque de control y la etapa de potencia.

Para la obtención de referencias, se utilizó la teoría de potencia reactiva instantánea. Para el control de los disparos de los IGBT's se utilizó un lazo de control basado en una banda de histéresis y para la etapa de potencia, se utilizó un inversor puente completo con un capacitor como fuente de tensión directa.

Para analizar el comportamiento del filtro activo, se modeló un sistema eléctrico industrial real con una carga lineal RL y dos cargas no lineales, una utilizando un convertidor a diodos de 6 pulsos y otra un accionamiento de una máquina de CD con un convertidor a tiristores de 6 pulsos. Se utilizaron estas configuraciones porque su contenido de armónicas es alto. A éste sistema se le integró el filtro activo modelado en la salida de la carga no lineal para evitar que las componentes armónicas generadas por las cargas no lineales distorsionen las señales de alimentación de la línea.

Se analizaron las señales de corriente, tensión, potencias, factor de potencia y las componentes armónicas en diferentes puntos del sistema eléctrico industrial.

**ABSTRACT**

In this work it is presented the pattern of an active filter of current and their implementation in the program Simulink of MatLab to reduce the content of harmonics generated for different non lineal load.

For the active filter of current they were developed each one of the stages that integrate it, from the obtaining of references, the control block and the stage of power.

For the obtaining of references, the reactivates instantaneous power theory was used. For the control of the shots of the IGBT's a control knot was used based on a histéresis band and for the stage of power, an inversor complete bridge was used with a capacitor like source of direct voltage.

To analyze the behavior of the active filter, a real industrial electric system was modeled with a lineal load RL and two non lineal load, a using a converter to diodes of 6 pulses and other a working of a machine of CD with a converter to tiristores of 6 pulses. These configurations were used because their content of harmonic is high. To this system was integrated the active filter modeled in the exit of the non lineal load to avoid that the harmonic components generated by the loads non lineal distortions the current signals.

The current signals, voltage signals, power flow, power factor and the harmonic components that circulate in the industrial electric system were analyzed.

---

---

**INDICE**

RESUMEN	i
ABSTRACT	ii
INDICE	iii
LISTA DE FIGURAS	vi
LISTA DE TABLAS	x
GLOSARIO DE TÉRMINOS	xi
CAPITULO 1	1
INTRODUCCIÓN	1
1.1 ANTECEDENTES Y GENERALIDADES	1
1.2 REVISIÓN DEL ESTADO DEL ARTE	2
1.3 OBJETIVO DE LA TESIS	4
1.4 JUSTIFICACIÓN	4
1.5 APORTACIONES	5
1.6 ORGANIZACIÓN DE LA TESIS	5
CAPITULO 2	7
GENERACIÓN DE ARMÓNICAS EN EL SISTEMA ELÉCTRICO DE POTENCIA POR CARGAS NO LINEALES	7
INTRODUCCIÓN.	7
2.1 Generación de armónicas en sistemas eléctricos de Potencia.	8
2.1.1. Análisis de armónicas.	8
2.2. Cargas No Lineales.	10
2.2.1 Clasificación de Cargas No-Lineales	10
2.3. Efectos asociados a las Armónicas.	16
2.4 Normas relacionadas con las corrientes armónicas.	18
2.4.1. Recomendaciones de la IEEE (Americana).	19
2.4.2 Normas de la Unión Europea.	19

---

---

CAPITULO 3	20
FILTROS ACTIVOS	20
INTRODUCCIÓN.	20
3.1. Clasificación de los Filtros Activos.	20
3.1.1 Clasificación por su objetivo.	21
3.1.2 Clasificación por su configuración.	21
3.2 Análisis del Filtro Activo Paralelo.	24
3.2.1 Principio de Operación del Filtro Activo Paralelo.	25
3.2.2 Especificación del Filtro Activo Paralelo.	25
3.2.3 Estrategia de Control.	26
3.2.4 Selección de los Elementos del Filtro Activo de Corriente.	33
3.2.5 Análisis para el Dimensionamiento del Filtro Activo.	34
CAPITULO 4	38
DESCRIPCION DEL SISTEMA ELÉCTRICO Y DEL FILTRO ACTIVO DE CORRIENTE	38
INTRODUCCIÓN	38
4.1 Descripción del Sistema Eléctrico.	38
4.2.1 Fuente Trifásica	41
4.2.2 Conductores Eléctricos	42
4.2.3 Transformador de Potencia	43
4.2.4 Carga Lineal	44
4.2.5 Carga No-Lineal	45
4.2.6 Filtro Activo	55
CAPITULO 5	62
RESULTADOS	62
INTRODUCCIÓN	62

---

---

---

---

5.1 CASO 1 CONDICIÓN DE OPERACIÓN CON CARGA LINEAL.	62
5.1.1 Análisis de la Tensión Eléctrica.	62
5.1.2 Análisis de la Corriente Eléctrica.	63
5.1.3 Análisis de la Potencia Eléctrica.	63
5.1.4 Análisis del Factor de Potencia.	65
5.2 CASO 2 CONVERTIDOR NO CONTROLADO.	65
5.2.1 Análisis de la Tensión Eléctrica.	65
5.2.2 Análisis de la Corriente Eléctrica.	67
5.2.3 Análisis de los Flujos de Potencia.	75
5.2.4 Análisis del Factor de Potencia.	77
5.3 CASO 3 ACCIONAMIENTO DE UN MOTOR DE CD.	81
5.3.1 Análisis de la Tensión Eléctrica.	81
5.3.2 Análisis de la Corriente Eléctrica.	82
5.3.3 Análisis de los Flujos de Potencia.	89
5.2.4 Análisis del Factor de Potencia.	92
5.4 CASO 4 ACCIONAMIENTO DE UN GENERADOR DE CD.	95
5.4.1 Análisis de los Flujos de Potencia.	96
5.4.2 Análisis del Factor de Potencia.	98
CAPITULO 6	103
CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES	103
6.1 CONCLUSIONES	103
6.2 APORTACIONES	104
6.3 TRABAJOS FUTUROS.	105
REFERENCIAS	106

---

---



## LISTA DE FIGURAS

Figura 2.1 Forma de onda distorsionada descompuesta en sus componentes armónicas.	9
Figura 2.2 Impedancia Característica de Elementos No-Lineales.	10
Figura 2.3 Circuito equivalente y corriente magnética del transformador	11
Figura 2.4 (A) Impedancia del Dispositivo de Arco; (B) Ondas de Tensión y Corriente en el Dispositivo de Arco.	12
Figura 2.5 Control de velocidad de un motor de CD empleando un rectificador controlado de 6 pulsos.	15
Figura 2.6 Rectificador de 12 pulsos con acoplamiento de transformadores.	16
Figura 2.7 Variador de velocidad de un Motor de CA.	16
Figura 2.8. Efecto de la circulación de corrientes armónicas a través de la red eléctrica.	17
Figura 3.1 Circuito equivalente del filtro activo de tensión.	22
Figura 3.2 Esquema del filtro activo de corriente.	23
Figura 3.3 Esquema del Filtro activo paralelo-filtro pasivo paralelo.	23
Figura 3.4 Esquema del filtro activo serie-filtro pasivo paralelo.	23
Figura 3.5 Esquema del filtro activo serie-filtro pasivo paralelo.	24
Figura 3.6 Esquema del filtro activo universal.	24
Figura 3.7 Principio de funcionamiento del filtro activo de corriente	25
Figura 3.8. (a) Transformación de ejes ortogonales ( $abc-\alpha\beta$ ). (b) Potencia imaginaria instantánea	27
Figura 3.9 Esquema básico de compensación.	32
Figura 3.10 Flujos de potencia instantánea.	33
Figura 3.11 Elementos que integran el bloque de potencia del Filtro Activo Shunt.	34
Figura 4.1 Unifilar del Sistema Eléctrico de Prueba [66].	39
Figura 4.2 Diagrama unifilar del sistema eléctrico simplificado.	40
Figura 4.3 Diagrama unifilar del sistema eléctrico implementado.	40
Figura 4.4 Diagrama del sistema eléctrico construido en Simulink.	41
Figura 4.5 Modelo de la fuente de tensión trifásica con su impedancia interna.	42
Figura 4.6 Modelo de los conductores de alimentación.	43
Figura 4.7 Diagrama unifilar del transformador trifásico.	43
Figura 4.8 Modelo del transformador utilizado.	44

---

---

Figura 4.9 Modelo de la carga R-L trifásica utilizado.	45
Figura 4.10 Diagrama unifilar eléctrico de la carga No-lineal trifásica.	45
Figura 4.11 Modelo de la carga No-lineal trifásica.	46
Figura 4.12 Tensión en terminales de los diodos del convertidor.	46
Figura 4.13 Corriente en terminales de los diodos del convertidor.	47
Figura 4.14 (A) Tensión entre fases AB del convertidor a diodos; (B) Tensión entre fases AC del convertidor a diodos; (C) Tensión entre fases BC del convertidor a diodos; (D) Tensión de CD del Convertidor a diodos.	47
Figura 4.15 (A) Tensión en terminales de la carga en CD; (B) Corriente en terminales de la carga en CD.	48
Figura 4.16 Diagrama unifilar de la carga No Lineal 2.	48
Figura 4.17 Circuito equivalente de una máquina de CD.	49
Figura 4.18 Tensión en terminales de los tiristores.	50
Figura 4.19 Corriente en terminales de los tiristores.	50
Figura 4.20 (A) Tensión entre fases AB del convertidor a tiristores; (B) Tensión entre fases BC del convertidor; (C) Tensión entre fases CA del convertidor a tiristores; (D) Tensión de CD del convertidor.	51
Figura 4.21 Diagrama de bloques del modelo de la máquina de CD.	51
Figura 4.22 Diagrama de bloques del modelo de la máquina de CD.	52
Figura 4.23 Diagrama de bloques del modelo de la máquina de CD.	52
Figura 4.24 Representación del $\cos \alpha$ linealizado.	53
Figura 4.25 Diagrama de bloques para sintonizar el regulador de corriente (PI).	53
Figura 4.26 (A) Corriente de la carga; (B) Tensión de CD (Vd); (C) Corriente directa y corriente de referencia.	55
Figura 4.27 Configuración del filtro activo de corriente.	56
Figura 4.28 Diagrama a bloques para el cálculo de las corrientes de referencia.	56
Figura 4.29 Configuración en simulink para el cálculo de las corrientes de referencia.	57
Figura 4.30 Términos de potencia reactiva imaginaria obtenidos del circuito de la figura 4.29.	57
Figura 4.31 Corrientes de Referencia de Compensación en los ejes $\alpha$ y $\beta$ .	58
Figura 4.32 Control de corrientes por Histéresis para las corrientes de fase.	59
Figura 4.33 Controlador de corrientes por Histéresis: (A) Comportamiento; (B) Diagrama de bloques.	59
Figura 4.34 Inversor fuente de tensión conectada a un sistema trifásico.	60
Figura 5.1 Señales de tensión en terminales de la carga lineal.	63

---

---

---

Figura 5.2 Señales de corriente en el sistema eléctrico.	63
Figura 5.3 Flujos de potencias en el sistema eléctrico.	64
Figura 5.4 Factor de potencia en el sistema eléctrico.	65
Figura 5.5 Señales de tensión en terminales de la carga, caso 2.	66
Figura 5.6 Señales de tensión en terminales de la carga lineal por fase, caso 2.	66
Figura 5.7 Señales de corriente en terminales de la carga no lineal, caso 2.	67
Figura 5.8 Espectro armónico de la corriente en terminales de la carga no lineal, caso 2.	68
Figura 5.9 Corrientes de referencia entregada por el filtro activo en valores instantáneos y rms.	69
Figura 5.10 Corrientes de referencia en valores instantáneos y rms por fase.	70
Figura 5.11 Espectro armónico de la corriente del FAP, caso 2.	70
Figura 5.12 Señales de corriente en el sistema eléctrico con carga no lineal.	72
Figura 5.13 Señales de corriente: de la carga no lineal (superior); de compensación (central); en el sistema eléctrico (inferior).	73
Figura 5.14 Espectro Armónico de la Corriente sin Compensación, Caso 2.	74
Figura 5.15 Espectro Armónico de la Corriente con Compensación, Caso 2.	74
Figura 5.16 Flujos de potencias en la carga no lineal.	75
Figura 5.17 Flujos de potencias en el filtro activo de potencia (FAP).	76
Figura 5.18 Flujos de potencias en el punto de medición 2, caso 2.	77
Figura 5.19 Flujos de potencias en el sistema eléctrico, caso 2.	77
Figura 5.20 Factor de potencia en la carga No lineal, caso 2.	79
Figura 5.21 Factor de potencia en el filtro activo, caso 2.	80
Figura 5.22 Factor de potencia en el punto de medición 2, caso 2.	80
Figura 5.23 Factor de Potencia en el Sistema Eléctrico, Caso 2.	81
Figura 5.24 Señales de tensión en terminales de la carga, Caso 3.	82
Figura 5.25 Señales de Corriente en la Carga No Lineal, Caso 3.	83
Figura 5.26 Espectro Armónico de la Corriente en terminales de la Carga No Lineal, Caso 3.	83
Figura 5.27 Corrientes de referencia en valores instantáneos y rms por fase, Caso 3.	85
Figura 5.28 Espectro Armónico de la Corriente del FAP, Caso 3.	85
Figura 5.29 Señales de corriente en el sistema eléctrico con carga no lineal.	87
Figura 5.30 Señales de corriente: de la carga no lineal (superior); de compensación (central); en el sistema eléctrico (inferior).	87
Figura 5.31 Espectro Armónico de la Corriente sin Compensación, Caso 3.	88

---

---

---

Figura 5.32 Espectro Armónico de la Corriente con Compensación, Caso 3.	89
Figura 5.33 Flujos de potencias en la carga no lineal.	90
Figura 5.34 Flujos de potencias en el filtro activo de potencia (FAP).	90
Figura 5.35 Flujos de potencias en el punto de medición 2, caso 3.	91
Figura 5.36 Flujos de potencias en el sistema eléctrico, caso 3.	92
Figura 5.37 Factor de potencia en la carga No lineal, caso 3.	92
Figura 5.38 Factor de potencia en el filtro activo, caso 3.	93
Figura 5.39 Factor de potencia en el punto de medición 2, caso 3.	94
Figura 5.40 Factor de potencia en el sistema eléctrico, caso 3.	94
Figura 5.41 Angulo de disparo para la carga (A) modo carga; (B) modo generador de CD.	95
Figura 5.41 Flujos de potencias en el generador de CD.	96
Figura 5.42 Flujos de potencias en el filtro activo de potencia (FAP), Caso 4.	97
Figura 5.43 Flujos de potencias en el punto de Medición 2, caso 4.	98
Figura 5.44 Flujos de potencias en el Sistema Eléctrico, Caso 3.	98
Figura 5.45 Factor de Potencia en la Carga No Lineal, Caso 4.	99
Figura 5.46 Factor de Potencia en el Filtro Activo, Caso 4.	99
Figura 5.47 Factor de Potencia en el punto de medición 2, Caso 4.	100
Figura 5.48 Factor de Potencia en el Sistema Eléctrico, Caso 4.	101
Figura 5.49 Flujos de Potencia en el Sistema Eléctrico, Caso 4.	101

**LISTA DE TABLAS**

<b>Tabla 5.1</b> Espectro armónico de la corriente de la carga No Lineal, caso 2.	68
<b>Tabla 5.2</b> Espectro armónico de la corriente del filtro activo de potencia, caso 2	71
<b>Tabla 5.3</b> Espectro armónico de la Corriente del Sistema Eléctrico, Caso 2.	73
<b>Tabla 5.4</b> Espectro Armónico de la Corriente de la Carga No Lineal, Caso 3.	84
<b>Tabla 5.5</b> Espectro armónico de la Corriente del Filtro Activo de Potencia, Caso 3	86
<b>Tabla 5.6</b> Espectro armónico de la Corriente del Sistema Eléctrico, Caso 3.	88

## GLOSARIO DE TÉRMINOS

PWM	Modulación ancho de pulso
CD	Corriente directa
CA	Corriente Alterna
MVA	Megawatts
kVA	kilovolts amperes
kVAR	kilovars
kW	kilowatts
PLL	Lazo de amarre de fase
$i_d$	Corriente activa instantánea
$i_q$	Corriente reactiva instantánea
VFD	Controladores de Frecuencia Variable
UPS	Sistemas Ininterrumpible de Potencia
n	Número de la armónica
$a_n$	Coeficiente de la n-ésima armónica en término de coseno
$b_n$	Coeficiente de la n-ésima armónica en término de seno
$a_0$	Valor promedio de la señal o componente en continua
B	Densidad de flujo magnético
H	Intensidad del campo magnético
XLP	Impedancia de acoplamiento primario
XLS	Impedancia de acoplamiento secundario
XLG	Impedancia de magnetización
SCR	Rectificador controlado por tiristores
BJT	Transistor bipolar de juntura
IGBT	Transistor bipolar de compuerta aislada
GTO	Transistor de desactivación por compuerta
FP	Factor de potencia.
$\cos\theta$	Factor de desplazamiento entre las componentes fundamentales de tensión y de corriente.
$I_1$	Valor eficaz de la componente fundamental de corriente
$I_{RMS}$	Valor eficaz de la corriente total
KV	Kilovolts
CSI	Inversor fuente de corriente
VSI	Inversores fuente de tensión
HVDC	Transmisión de alta tensión de corriente directa
$S_{3\phi}$	Potencia inyectada por el filtro activo.
$I_{comp(rms)}$	Corriente eficaz inyectada por el filtro.
$V_{red(f-n)}$	Tensión eficaz fase a neutro de una fase de la red eléctrica
$v_0$	Componente de secuencia cero de tensión
$v_\alpha$	Componente de tensión en el eje $\alpha$
$v_\beta$	Componente de tensión en eje $\beta$

---



---

$i_0$	Componente de secuencia cero de corriente
$i_\alpha$	Componente de corriente en eje $\alpha$
$i_\beta$	Componente de corriente en eje $\beta$
$p_0(t)$	Término de potencia debida a las componentes de secuencia cero de tensión y de corriente
$p(t)$	Componente de potencia en el eje P
$q(t)$	Componente de potencia en el eje Q
$p^{CD}$	Componente continua de la expresión de potencia activa
$p^{CA}$	Potencia activa asociada a las componentes armónicas
$q^{CD}$	Componente continua de la expresión de potencia reactiva
$q^{CA}$	Potencia reactiva asociada a las componentes armónicas
$C_{CD}$	Capacitancia de la fuente del filtro activo de corriente
$L_f$	Inductancia de acoplamiento del filtro activo de corriente
P	Potencia nominal de la carga trifásica
$V_{SL}$	Tensión de línea de la red
$I_{Pmax}$	Corriente pico máximo de la carga.
$I_{CSmax}$	Corriente que deben soportar los IGBT's
$L_{max}$	Valor máximo de la inductancia de acoplamiento del filtro activo
$V_{CD}$	Tensión en el bus de capacitores
$V_S$	Tensión de red
$\frac{dI_{comp}}{dt}$	Máxima variación con respecto al tiempo de la corriente de compensación
$T_o$	Tiempo donde la derivada es máxima
$L_{min}$	Valor mínimo de la inductancia de acoplamiento del filtro activo
$f_c$	Frecuencia de conmutación del convertidor
$THD_I$	Distorsión armónica total de corriente permitida
$I_{PMAX}$	Valor pico máximo de la corriente de carga
$ V_{Smax} $	Valor máximo de la tensión de red.
$I_{hn}$	n-ésima armónica a compensar (valor eficaz)
DAT	Distorsión armónica total de la corriente de carga y que será compensada por el filtro activo de corriente.
$I_1$	Componente fundamental de la corriente de carga.
$\Delta V_{CD}$	Rizo de tensión en el bus de capacitores
$I_{hrms}$	Valor eficaz de la corriente a compensar
$f_l$	Frecuencia fundamental
C	Valor de cada capacitor del bus
Lp	Inductancia parásita del convertidor
mH	mili Henrios
$\mu F$	microfaradios
$\mu H$	mili Henrios
PI	Controlador proporcional integral

---



---

$I_d$	Corriente de cd
$I_a^*$	Corriente de referencia
$k_p$	Ganancia del Controlador Proporcional
$k_i$	Ganancia del Controlador Integral.
$k$	Ganancia de Corriente
$\tau_e$	Constante de Tiempo Eléctrica del motor
$L_a$	Inductancia de Armadura
$R_a$	Resistencia de Armadura
$\omega$	Frecuencia de cruce
$i_{comp}$	Corriente de compensación instantánea
$i_{CA}^*$	Corriente de referencia CA
$i_{CB}^*$	Corriente de referencia CB
$i_{CC}^*$	Corriente de referencia CC
P	Potencia activa
Q	Potencia reactiva
S	Potencia total o aparente
V	Tensión
I	Corriente
T	Período (1/60 Hz)



# CAPITULO 1

## INTRODUCCIÓN

---

---

### 1.1 ANTECEDENTES Y GENERALIDADES

En la actualidad la preocupación por la calidad del suministro y consumo de energía eléctrica ha aumentado de manera considerable, principalmente por la proliferación de cargas electrónicas - cuyo comportamiento es no lineal – en todos los niveles de potencia: industrial, doméstico y comercial. Esta clase de cargas contribuyen de manera significativa a degradar la calidad de la potencia utilizada, ya que pueden generar armónicos de tensión y/o de corriente. Desde un punto de vista relacionado con el costo – beneficio, el uso de esta clase de cargas es indiscutible, ya que proporcionan una mayor flexibilidad en el control de procesos además de la viabilidad económica de su uso. Sin embargo, un problema importante que surge debido a su uso es el intercambio de energía reactiva con el sistema de transmisión de energía eléctrica, en muchos casos presentando un consumo de corriente con una forma de onda discontinua en semiperiodos de la frecuencia fundamental del sistema [2].

Existen diferentes recursos que reducen en parte algunos de los problemas generados en la red eléctrica pero la solución más común utilizada para filtrar armónicos y compensar el factor de potencia en aplicaciones industriales es el uso de filtros pasivos conectados en paralelo con la carga [62]. Un filtro pasivo está constituido por un arreglo de una bobina y un capacitor (LC) con baja resistencia serie para reducir pérdidas. También en algunas aplicaciones, se utilizan bancos de capacitores para mejorar el factor de potencia. Sin embargo, en ambos casos pueden ocurrir resonancias serie o paralelo con la red al circular a través de ella armónicos por lo que estas distorsiones pueden ser amplificadas en vez de atenuarse con un peligro potencial de causar daños en la instalación, en los filtros LC, en los capacitores o en el propio equipo conectado a la red.

Como una alternativa a los filtros pasivos surgen los filtros activos, éstos consisten en inversores fuente de tensión o de corriente, los cuales generan las tensiones o corrientes armónicas en el mismo instante en que son demandados por la carga, cambiando constantemente su condición de operación mediante un adecuado circuito de control [1].

Las principales características de un filtro activo son: flexibilidad en el control, rápido tiempo de respuesta, bajo costo por mantenimiento (no tiene partes móviles), un equipo puede compensar varios armónicos a la vez, ya que en lugar de presentar una baja impedancia para un armónico en especial, inyecta los armónicos de corriente necesarios que demanda la carga para su adecuado funcionamiento [2], proporcionan un rango continuo de compensación de potencia reactiva y no presenta problemas de resonancia natural [3].

Los filtros activos han sido desarrollados para compensación armónica y de potencia reactiva en sistemas de potencia industriales desde que sus principios básicos de operación fueran establecidos en 1971 por Sasaki y Machilda. A principios de los 70's, el avance en filtros activos, no pasó de las pruebas de laboratorio, por el pobre desarrollo de la electrónica de estado sólido. En los últimos 15 años el acelerado progreso en la electrónica de potencia, ha aumentado el interés en las investigaciones de los filtros activos para la compensación armónica y reactiva.

## 1.2 REVISIÓN DEL ESTADO DEL ARTE

El principio teórico de los filtros activos de potencia fue propuesto en el año de 1969 por B. M. Bird [4]. Este principio consiste en eliminar los armónicos de corriente en un punto específico de un sistema de distribución al inyectar con una fuente de corriente controlada, armónicas de igual magnitud pero desfasadas  $180^\circ$  con respecto a las requeridas por la carga. En 1971 H. Sasaki y Machilda [5], presentan los principios de operación de un filtro activo en conexión paralela. En 1976 Lazlo Gyugyi [6], presenta los primeros filtros activos de potencia implementados con convertidores de potencia trabajando con modulación de ancho de pulsos. Debido a las limitaciones tecnológicas existentes a la época, no fue sino hasta 1982 cuando se construye el primer equipo con una potencia nominal de 800 kVA para su utilización en sistemas de distribución.

La estrategia de control de corriente tiene un papel muy importante en los inversores de Modulación Ancho de Pulso (PWM) en los que se requiere una rápida respuesta de corriente y bajo contenido armónico de corriente para suprimir rizados de par y ruidos acústicos. En éstos, el modo de conmutación que tiene una derivada de corriente alta, debe ser seleccionado para producir la respuesta de corriente de alta velocidad mientras que el modo de conmutación con una derivada de corriente baja, debe ser seleccionado para suprimir el alto contenido armónico de corriente. Los propósitos anteriores se han publicado en muchos artículos. Como el de Holtz que propuso el control predictivo en 1983 [7], que a su vez, es un excelente esquema de control sin embargo este controlador no es simple porque incluye cálculos complicados. En 1984 Akagi y Nabahe [8], desarrollan la teoría de la potencia reactiva instantánea como una herramienta para extraer las componentes armónicas a compensar.

En 1986 Akagi [9], propone una estrategia de control para filtros activos de potencia tomando como base la teoría de la potencia reactiva instantánea. Esta estrategia tiene características de compensación tanto en estado estable como en estado transitorio. Este filtro activo consiste de cuatro convertidores fuente de tensión con control PWM usando 24 transistores como dispositivos de conmutación. El propósito principal de los convertidores múltiples fue suprimir los armónicos causados por la operación de conmutación. El filtro incluye a un conjunto de 4 transformadores con sus devanados secundarios alimentados por un solo capacitor. Se introduce un nuevo control para la tensión de C.D. para este capacitor. En este trabajo se compensan la potencia reactiva, la componente alterna de la potencia activa, y la potencia de pérdidas del filtro activo. Para lograr la separación de la potencia activa y reactiva en sus componentes de C.A. y C.D. se utilizó un filtro pasa altas. En el mismo año, A. Nabahe, S. Ogasawara y H. Akagi [10], proponen un inversor controlado por corriente que tiene una rápida respuesta de corriente en estado transitorio y bajo contenido armónico en estado

---

estable. Este nuevo esquema de control se basa en el vector de desviación de corriente y satisface ambos requerimientos.

En el siguiente año F. Z. Peng, H. Akagi y A. Nabae [11], presentan un filtro activo de potencia usando cuatro convertidores fuente de tensión y control PWM conectados en serie. Se discuten teórica y experimentalmente tanto el circuito de cálculo para las corrientes de referencias y compensatorias, las características de compensación y la capacidad de la tensión del capacitor. Se propone un nuevo circuito de control para la tensión de cd del capacitor. Finalmente, se diseña un filtro pasivo LC para eliminar los rizados de tensión y corriente causados por las conmutaciones.

Akagi en 1990 [12], realiza el diseño y análisis de un filtro activo usando cuatro convertidores fuente de tensión y control PWM conectados en serie y similares al filtro anterior. Para el análisis se usan vectores espaciales de tensión y corrientes instantáneos. Una ecuación vectorial diferencial que se deriva de este trabajo hace más sencillo llevar a cabo el análisis y diseño del filtro activo. Este filtro tiene características similares al trabajo anterior, sin embargo, introduce un método de análisis vectorial para la generación de los disparos de los dispositivos de conmutación. El sistema de distribución es una configuración estrella aunque no considera el conductor neutro y por lo tanto, tampoco analiza los componentes de secuencia cero, pues considera un sistema balanceado. En 1990 se construye un filtro activo con potencia nominal de 20 MVA para compensar las perturbaciones provocadas por un horno de arco.

En 1994 Atsuo Kawamura y Richard Chandra Holf [13], proponen una nueva estrategia de control para un inversor PWM controlado por histéresis adaptiva en un lazo retroalimentado, que es teóricamente analizado y verificado por medio de simulaciones y un circuito experimental de baja potencia. Este control proporciona un excelente funcionamiento bajo varias condiciones de operación y es efectivo para reducir los armónicos demandados por la carga.

En [14], se propone un nuevo método de control de corriente por histéresis para convertidores fuente de tensión. Se añade una predicción rápida y simple de la banda de histéresis con una versión linealizada del control PLL (phase loop lock) lazo de amarre de fase, asegurando la frecuencia de conmutación constante y control estricto de la posición de la modulación de pulsos. Esto permite una alta precisión en seguir las formas de ondas de corriente altamente distorsionadas y minimizar el rizo en sistemas de fases múltiples. La implementación de la técnica es muy simple y robusta, empleando únicamente un pequeño número de componentes analógicos y digitales convencionales. No requiere de sintonizadores ni accesorios, dándole al control la capacidad de ajustarse así mismo a las diferentes condiciones de operación.

En este mismo año, P. Verdelho y V. Soares [15], presentan un circuito de control de un rectificador de tensión PWM con factor de potencia unitario, basado en el método de las corrientes activa y reactiva instantánea  $i_d - i_q$ . La tensión de CD del rectificador se controla para actuar sobre la corriente reactiva instantánea, éste se mantiene a un valor nulo. Este método de control se analiza bajo condiciones de tensión sinusoidal balanceada, no sinusoidal balanceado y sinusoidal no balanceado. Bajo estas condiciones el circuito de control propuesto

es comparado con otro donde las corrientes de entrada del convertidor tienen el mismo planteamiento como las tensiones de fase.

En 1998, B. N. Singh y Ambrish Chandra [16], presentan la comparación de dos técnicas de control para cancelar los rizados de conmutación causados por la conmutación de los switches del filtro activo. Implementan un esquema de control de lazo cerrado usando un DSP TMS320C31 con técnicas de control de corriente directa e indirecto. Se utiliza un inversor fuente de voltaje controlado por corriente como un filtro activo. Se considera una carga no lineal representada por, un rectificador trifásico con diodos y una carga RL. Los resultados experimentales obtenidos de ambas técnicas de control de corriente estableciendo la capacidad de cada técnica de control de corriente se compararon en términos de la eliminación de los rizados de conmutación.

En ese mismo año Malesani, Mattavelli y Buso, [17], discuten la aplicación de filtros activos en paralelo para la compensación de cargas genéricas. En particular, analizan la inestabilidad de tensión que pueda ocurrir en la compensación del sistema, en presencia de una impedancia de carga capacitiva. El problema se ilustra para el caso de un filtro activo típico, pero el análisis también se extiende a otras estrategias de control discutidas en la literatura. Algunas de estas mejoran la estabilidad de tensión del sistema, aunque a expensas de una interacción con la red de servicio eléctrico.

### **1.3 OBJETIVO DE LA TESIS**

El objetivo de este trabajo de tesis es modelar y analizar mediante la simulación en MatLab el comportamiento de un filtro activo de corriente y su interacción con un sistema eléctrico industrial de prueba, al cual se le agregará una carga no lineal como fuente de armónicas para analizar la calidad de las señales de los diferentes parámetros de un sistema eléctrico.

### **1.4 JUSTIFICACIÓN**

A pesar de que el problema de la calidad de la energía eléctrica no es nuevo, ha cobrado relevancia debido a la proliferación de los equipos eléctricos y electrónicos que necesitan una tensión de alimentación sinusoidal más pura para su buen funcionamiento. Sin embargo existe una distorsión en la red eléctrica producida por la operación de cargas no lineales. Esta distorsión presentes en las señales de voltaje y corriente generan problemas de armónicos, pobre regulación de tensión, bajo factor de potencia y pérdidas en los equipos eléctricos comprometiendo la calidad del servicio eléctrico que se entrega a los usuarios.

Aunque convencionalmente los filtros pasivos han sido utilizados como solución clásica para la reducción de armónicos, éstos presentan limitaciones como: su tamaño, se requiere un filtro para cada frecuencia armónica y puede presentar resonancia con el sistema bajo condiciones transitorias. Como una alternativa a los filtros pasivos surgen los filtros activos, éstos consisten en inversores fuente de tensión o de corriente, los cuales generan las tensiones o corrientes armónicas en el mismo instante en que sean demandados por la carga, cambiando constantemente su condición de operación mediante un adecuado circuito de control. Las principales características de un filtro activo son: flexibilidad en el control, rápido tiempo de respuesta, bajo costo por mantenimiento (no tiene partes móviles), un equipo puede compensar

amplios rangos de frecuencia, proporcionan un rango continuo de compensación de potencia reactiva y no presenta problemas de resonancia natural.

## **1.5 APORTACIONES**

Considerando que en el Departamento de Ingeniería Eléctrica de la SEPI-ESIME no se ha realizado un trabajo en esta área, podemos afirmar que se lograron las siguientes aportaciones al trabajo de investigación relacionado con los filtros activos de potencia para la reducción de armónicas y la compensación de la potencia reactiva en sistemas eléctricos de potencia.

Se realizó un análisis detallado de los diferentes componentes y partes que integran un filtro activo de corriente así como la determinación de dichos elementos.

Se desarrolló un subsistema que permite la obtención de las señales de referencia para el control del filtro activo, este subsistema se puede utilizar para obtener referencias de corriente y voltajes con ciertas modificaciones; para este caso, se utilizó para la obtención de referencias de corrientes.

Se realizó el modelo de una carga no-lineal utilizando un convertidor a diodos con una capacidad de 100 kW.

Se implementó el modelo de un filtro activo de corriente en Simulink de MatLab, para que a través de simulaciones, determinar la capacidad de filtrado que puede tener dicho equipo.

Se realizó simulaciones utilizando dos sistemas de control para el mismo filtro y determinar la frecuencia de conmutación de los dispositivos de potencia.

Se desarrolló un subsistema donde se aplicaron las ecuaciones (5.5), (5.6), (5.7), (5.8) y (5.9) para determinar el factor de potencia del sistema durante su operación sin el filtro y con el filtro para observar su comportamiento.

El modelo realizado permite que, a través de simulaciones, se determinen los valores de los parámetros de los filtros activos y posteriormente seleccionarlos para su implementación física.

Y finalmente es importante mencionar que de acuerdo a la literatura revisada, es la primera vez que se trabaja la operación de un filtro activo de corriente interactuando con una red eléctrica y no en forma aislada como dispositivo electrónico solamente.

## **1.6 ORGANIZACIÓN DE LA TESIS**

Este trabajo de tesis se encuentra organizado de la siguiente manera:

En el capítulo 1, se presenta brevemente la evolución que ha sufrido el desarrollo de los filtros activos, el objetivo del trabajo de tesis, el porque del trabajo y las aportaciones.

En el capítulo 2, se describen diferentes componentes no-lineales existentes en un sistema eléctrico de potencia, con la finalidad de conocer sus características de operación, determinar

el tipo y porcentaje de contaminación armónica que introducen en el sistema eléctrico. Esto para aplicar el modelo de filtro activo adecuado, para eliminar la contaminación armónica introducida por el elemento no lineal y mejorar la calidad en la operación del sistema.

El capítulo 3 presenta el análisis y diseño de un filtro activo paralelo, donde se describe la teoría de la potencia reactiva instantánea utilizada para la obtención de las corrientes de compensación y el cálculo de los diferentes parámetros que integran el diseño de un filtro activo.

El capítulo 4 presenta la formulación analítica del filtro activo y su implementación digital así como su validación utilizando MatLab.

En el capítulo 5 se analizan diferentes casos de estudio donde se aplica el filtro activo en sistemas eléctricos industriales reales que presenten cargas no lineales para mejorar su operación y poder obtener algunos índices para evaluar su calidad.

Por último se presentan las conclusiones del trabajo realizado y se dan sugerencias para trabajos futuros además de los apéndices y la bibliografía utilizada en el desarrollo del presente trabajo.

---

---

## CAPITULO 2

# GENERACIÓN DE ARMÓNICAS EN EL SISTEMA ELÉCTRICO DE POTENCIA POR CARGAS NO LINEALES

---

---

### INTRODUCCIÓN.

Bajo condiciones ideales de operación, un sistema eléctrico de potencia se espera sea completamente balanceado, de una frecuencia constante donde las formas de onda de tensión y corrientes sean sinusoidales de amplitud específica y magnitud constante produciendo una energía de buena calidad. Desafortunadamente, en la práctica esta operación ideal no existe ya que todos los componentes de la red, en menor o mayor grado, distorsionan las formas de onda sinusoidales [18].

Los avances en dispositivos semiconductores de potencia han permitido el desarrollo de nuevas tecnologías con el objetivo de mejorar la operación de los sistemas eléctricos. La aplicación de la electrónica de potencia en todos los niveles de tensión puede resolver muchos problemas que con los métodos convencionales es difícil lograr pero, por su comportamiento no lineal, cambia la naturaleza sinusoidal de la corriente alterna produciendo caídas de tensión y presencia de armónicos afectando la calidad de la energía eléctrica suministrada al usuario.

El término calidad de la energía tiene diferentes significados de acuerdo a la responsabilidad de quien lo vea. Por ejemplo, para la compañía suministradora, significa suministrar energía en forma constante y sin problemas. Para los usuarios, significa utilizar la energía recibida de una forma eficiente es decir, sin desperdiciarla [63].

La calidad de la energía puede ser dividida en las siguientes categorías:

- 1.- Regulación de frecuencia y tensión en estado estable;
- 2.- Sags de tensión;
- 3.- Sistemas de tierras;
- 4.- Armónicas;
- 5.- Variaciones de tensión y flicker;
- 6.- Transitorios y
- 7.- Monitoreo y medición.

Dada la amplitud del tema, se analiza solamente la categoría de las armónicas quedando las otras categorías fuera del alcance de este trabajo.

Por lo tanto, este capítulo presenta un análisis de la distorsión por armónicas, sus efectos sobre la calidad de la energía, y las normas internacionales que actualmente han surgido como una preocupación de los problemas que genera una energía de mala calidad.

## **2.1 Generación de armónicas en sistemas eléctricos de Potencia.**

El fenómeno de la presencia de corrientes armónicas en los sistemas eléctricos, existe desde que se utiliza la corriente alterna. En la actualidad el problema se ha agravado por el desarrollo de la electrónica que ha generalizado el uso de rectificadores, tanto en equipos de potencia (Controladores de Frecuencia Variable (VFD's), Sistemas Ininterrumpible de Potencia (UPS's) etc.), como en equipos caseros (Computadoras personales (PC's), Televisores (TV's), etc.) [19]. Estas nuevas tecnologías casi siempre mejoran la capacidad de operación y control de cargas. Sin embargo, el uso de esta clase de dispositivos, ha tenido como consecuencia la proliferación de una multitud de cargas que son no lineales y consumen de la red corrientes que son no sinusoidales, aunque por lo general, si son periódicas [20].

Una carga se dice que es lineal cuando la tensión aplicada a sus extremos y la corriente que circula a través de ella están relacionadas por una impedancia constante. Por el contrario, una carga no lineal no presenta una impedancia constante durante el ciclo completo de una onda sinusoidal lo que provoca que la forma de onda se distorsione perdiendo su forma sinusoidal. Las corrientes armónicas son generadas principalmente por las cargas no lineales conectadas a los sistemas de potencia.

Las armónicas, son componentes sinusoidales con una frecuencia que es múltiplo entero de la fundamental que al combinarse, producen una señal periódica no sinusoidal distorsionada [21].

La corriente no sinusoidal puede interactuar con la impedancia de la red produciendo rizados de tensión y en algunos casos problemas de resonancia [22].

### **2.1.1. Análisis de armónicas.**

Los generadores de corriente alterna y las fuentes electrónicas tienen diversas imperfecciones que impiden obtener de ellos una tensión perfectamente sinusoidal. Esto obliga a estudiar corrientes y tensiones que son solamente periódicas como se muestra en la Figura 2.1.

Estas ondas periódicas pueden ser descompuestas en una serie de ondas sinusoidales puras ya que, son la suma de una función sinusoidal de frecuencia fundamental y de otras funciones sinusoidales, cuyas frecuencias son múltiplos enteros de la fundamental.

Este análisis se realiza utilizando la serie de Fourier que dice, una función periódica puede ser representada por medio de una serie de la forma siguiente [20]:



$$y = f(t) = a_0 + a_1 \cos(\omega t) + a_2 \cos 2(\omega t) + a_3 \cos 3(\omega t) + \dots + a_n \cos n(\omega t) + b_1 \sin(\omega t) + b_2 \sin 2(\omega t) + b_3 \sin 3(\omega t) + \dots + b_n \sin n(\omega t) \quad (2.1)$$

A cada uno de los sumandos de esta serie se les llama armónicas. En forma más compacta, esta expresión se escribe de la siguiente forma:

$$y = f(t) = a_0 + \sum_{n=1}^{\infty} \{a_n \cos(n\omega t) + b_n \sin(n\omega t)\} \quad (2.2)$$

Donde:

$n$  = número de la armónica

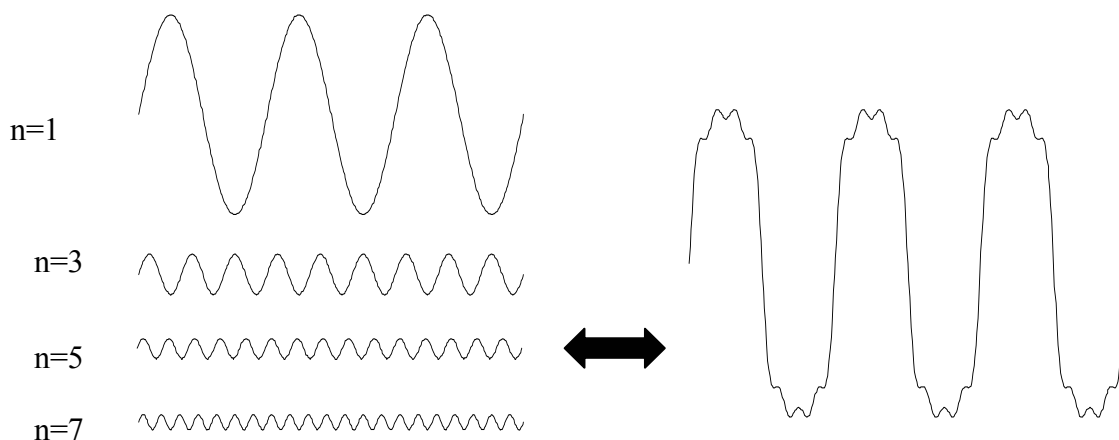
$a_n$  = coeficiente de la  $n$ -ésima armónica en término de coseno

$b_n$  = coeficiente de la  $n$ -ésima armónica en término de seno

$a_0$  = valor promedio de la señal o componente en continua

Los términos  $a_n \cos(n\omega t)$  y  $b_n \sin(n\omega t)$  se conocen como componentes armónicas de la función  $f(t)$ . La componente  $n=1$  se denomina componente fundamental, mientras que la de mayor amplitud se conoce como armónica dominante.

Estas armónicas tienen una amplitud y una fase diferentes con respecto a la función fundamental y su amplitud tiende a disminuir conforme el orden de la armónica aumenta. La ventaja de representar una función, sea de tensión o de corriente, como serie de Fourier es que cada armónica puede ser analizada de manera separada, permitiendo aplicar el principio de superposición y simplificando el análisis del sistema.



**Figura 2.1** Forma de onda distorsionada descompuesta en sus componentes armónicas.

Otras armónicas generadas en instalaciones con rectificadores son las armónicas no características, los cuales pueden ser pares, interarmónicas o subarmónicas. Los armónicos no característicos son aquellos que no se encuentran incluidos en la expresión (2.2) [3]. Estas armónicas pueden ser pares, lo que no es normal y puede deberse a un ajuste equivocado en la ganancia del regulador, lo cual da lugar a una asimetría en los ángulos de disparo de los rectificadores controlados [67]. También pueden ser interarmónicas, estas armónicas se presentan comúnmente en equipos que cuentan con una etapa moduladora a partir de la salida rectificadora, como por ejemplo en variadores de velocidad. La frecuencia de los interarmónicas está ubicada en valores no enteros de la frecuencia de red, siendo función de la frecuencia del convertidor. Las interarmónicas pueden llegar a ubicarse en frecuencias inferiores a la frecuencia de red lo cual da lugar a los subarmónicas.

## 2.2. Cargas No Lineales.

Los elementos o cargas no lineales son dispositivos que no presentan una impedancia constante durante el ciclo completo de una onda sinusoidal de tensión aplicada. Esto causa que la forma de onda actual se desvíe de la senoide aplicada con respecto a una onda sinusoidal [23].

La figura 2.2 muestra que, cuando la misma tensión sinusoidal se aplica a una carga no-lineal, la forma de onda de corriente toma una forma diferente. Esta conducta es el origen de la distorsión armónica en los sistemas de potencia.

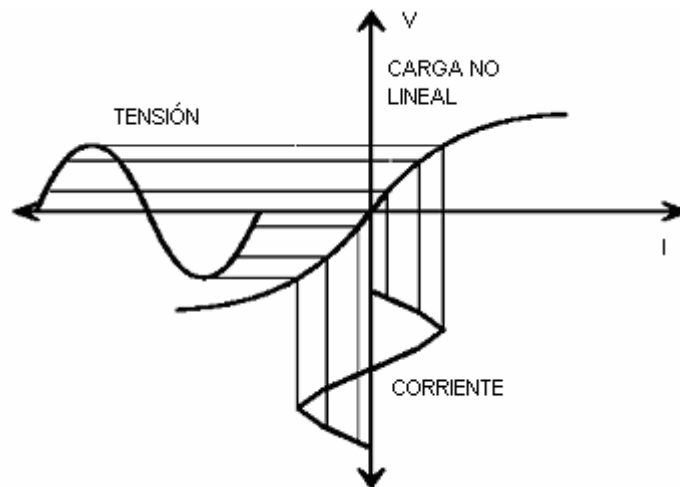


Figura 2.2 Impedancia Característica de Elementos No-Lineales.

### 2.2.1 Clasificación de Cargas No-Lineales

Las cargas no lineales se pueden clasificar en tres grandes grupos de acuerdo a su característica no lineal durante su operación. Entre las cargas no lineales se pueden mencionar las siguientes [64]:

### 2.2.1.1 Dispositivos Ferromagnéticos

Los dispositivos ferromagnéticos son aquellos cuyo principio de operación está basado en el ferromagnetismo, que es la capacidad de ciertos materiales férricos para generar el flujo magnético en la presencia de un campo magnético. Este es el principio bajo el cual operan los transformadores y motores. La característica magnética de estos dispositivos es no-lineal. Esta es más común en los transformadores que en los motores debido a la presencia del entrehierro entre el stator y rotor.

Esencialmente, la característica magnética indica que la relación entre la densidad de flujo magnético ( $B$ ) y la intensidad del campo magnético ( $H$ ) es No-lineal (Figura 2.3). Dado que  $B$  es proporcional al voltaje y  $H$  a la corriente magnetizante, éste último, no será sinusoidal cuando un voltaje sinusoidal sea aplicado. Afortunadamente, bajo condiciones de operación normal, esta corriente es sólo de 0.5% a 1% de la corriente a plena carga del transformador. Sin embargo, la presencia de un gran número de transformadores, combinados con el hecho que muchos pueden estar operando con baja carga, puede llevar a una cantidad significativa de distorsión. Ya que, si el voltaje aumenta significativamente durante los períodos de baja carga, el núcleo se puede saturar. Esto aumenta dramáticamente la cantidad de distorsión en la corriente magnética.

Además de los motores y transformadores, los balastos electromagnéticos se encuentran dentro de este grupo.

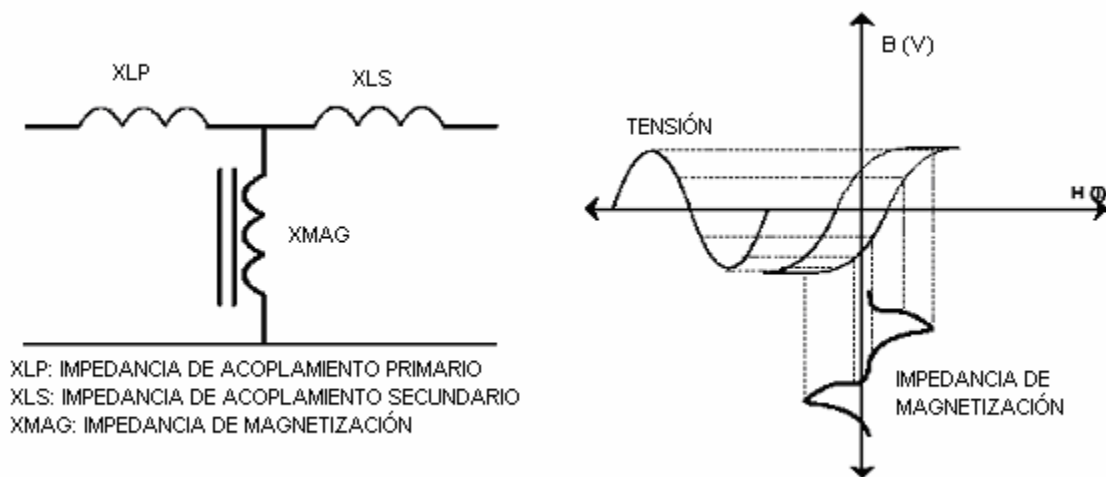


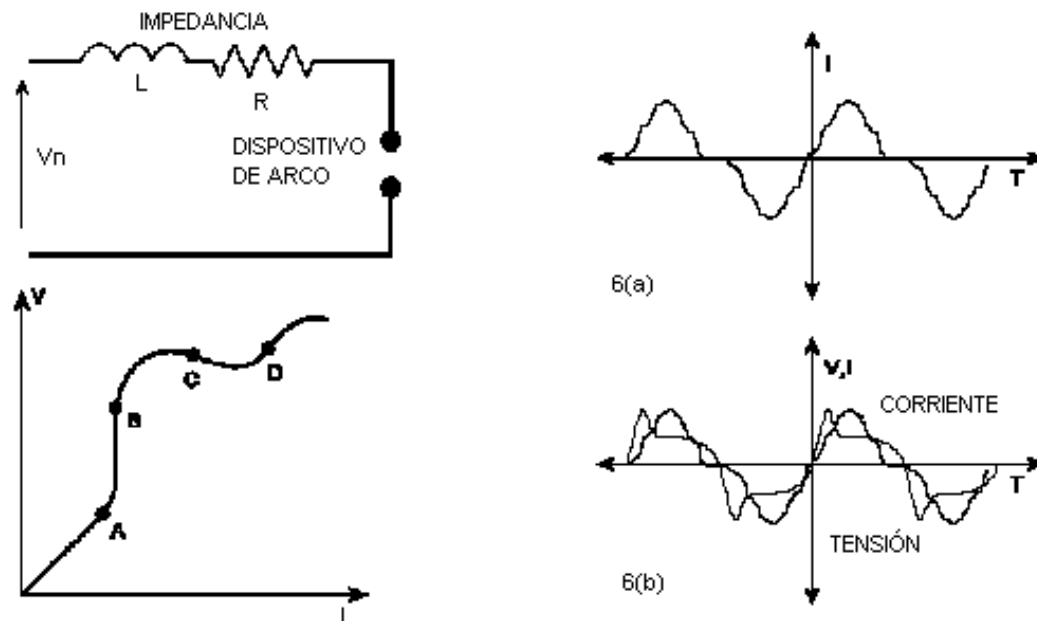
Figura 2.3 Circuito equivalente y corriente magnética del transformador

### 2.2.1.2 Dispositivos de Arco

Los dispositivos de arco entregan potencia a través de un hueco de aire o gas. Los dispositivos de arco típicos son hornos de arco, lámparas fluorescentes, lámparas de vapor de mercurio y vapor de sodio. De la Figura 2.4, se puede explicar el comportamiento del arco [24].

Del origen al punto "A", la corriente varía proporcional al voltaje aplicado al hueco (la operación lineal). Cuando el voltaje se incrementa entre los puntos "A" y "B", ningún electrón adicional está disponible para aumentar el flujo de corriente. Ésta es la zona de saturación del arco. Si el voltaje continúa aumentando pasa al punto "C", la velocidad de los electrones aumentará considerablemente, alcanzando el estado de ionización. Entre los puntos "C" y "D", ocurre una descarga luminosa y más allá del punto "D" se produce el arco. Un dispositivo de arco es básicamente una trampa de voltaje en serie con una reactancia que limita la corriente a un valor razonable.

En el caso de los hornos, la reactancia viene del horno, mientras que para las lámparas fluorescentes viene de los cables y balastos. La Figura 2.4 muestra una onda típica de corriente. Esta forma de onda muestra claramente la característica no-lineal entre el voltaje y corriente. La Figura 2.4a muestra una distorsión típica de corriente producida por una lámpara fluorescente, muy similar a la de un horno de arco. La Figura 2.4b muestra la distorsión de corriente y voltaje para un horno de arco. Note que la onda de voltaje es aplanada debido a la caída de voltaje no-lineal causada por las corrientes sumamente altas que fluyen a través del arco.



**Figura 2.4** (A) Impedancia del Dispositivo de Arco; (B) Ondas de Tensión y Corriente en el Dispositivo de Arco.

---

### 2.2.1.3 Dispositivos Electrónicos

La naturaleza de las corrientes armónicas generadas por las cargas electrónicas difiere entre las cargas del tipo monofásico y las del tipo trifásico. La generación y características de las corrientes armónicas para cada caso se explican enseguida.

a) Esquemas monofásicos.

En sistemas monofásicos, la generación de corrientes armónicas se debe en gran medida a la etapa de conversión de corriente alterna a corriente directa en fuentes de alimentación para cargas electrónicas. Estas cargas suelen ser de baja potencia, de uso residencial, comercial e industrial, tales como computadoras, televisores, equipos de sonido, videocaseteras, etc.

Las topologías de las fuentes puede ser dividida en dos grandes grupos: fuentes lineales de alimentación y fuentes conmutadas. En ambos casos existe un rectificador y un condensador que en conjunto realizan la conversión propiamente dicha. El proceso de recarga en el condensador genera picos de corriente que se ven reflejados en la corriente de red.

Las fuentes de alimentación lineal típicamente cuentan con un transformador para reducir la tensión a los niveles necesarios para el circuito que alimentan (ver Figura 2.5). La inductancia del transformador funciona como un filtro de primer orden para la corriente demandada por el puente rectificador, reduciendo el contenido armónico de la corriente de red.

En las topologías de fuentes conmutadas, el puente rectificador es conectado directamente a la tensión de red sin la necesidad de un transformador reductor. La salida en CD regulada se obtiene empleando interruptores electrónicos conmutando en alta frecuencia, permitiendo un amplio rango de variación en la tensión de entrada.

La ventaja de emplear conmutación en alta frecuencia radica en permitir el uso de componentes tales como condensadores e inductores de bajo valor y peso reducido, traduciéndose en fuentes de pequeño volumen y peso. Equipos de uso generalizado como computadoras personales, impresoras, copadoras y otros equipos electrónicos monofásicos hacen uso de este tipo de fuentes de alimentación.

Una característica distintiva de las fuentes de alimentación monofásicas es la existencia de una armónica de tercer orden en corriente de magnitud considerable respecto a la fundamental. En sistemas de alimentación trifásicos existe un efecto acumulativo en las corrientes de neutro debido al tercer armónico, de ahí que el uso de cargas monofásicas de este tipo genere efectos de sobrecarga de neutro en sistemas de alimentación.

Los principios de funcionamiento de las fuentes de alimentación conmutadas también han encontrado aplicación en sistemas de iluminación electrónica, tales como balastos electrónicos para lámparas de descarga.

La corriente armónica inyectada para un balastro electrónico sin corrección de factor de potencia es similar a la de una fuente de alimentación conmutada. Los efectos de las armónicas de la iluminación electrónica pueden ser muy severos, pues en instalaciones

eléctricas comerciales la iluminación representa entre un 40 y 60 por ciento de la demanda eléctrica total [25].

Algunos fabricantes de equipos electrónicos han empezado a responder al problema diseñando equipos que incorporan sistemas de corrección armónica y demandan formas de corriente mas limpias.

#### b) Esquemas trifásicos

A diferencia de los convertidores monofásicos, los convertidores trifásicos teóricamente no generan corrientes armónicas múltiplos de tres. Esta es una gran ventaja, porque la potencia en estos sistemas suele ser superior a las aplicaciones monofásicas, y la presencia de corrientes armónicas de tan bajo orden representa un problema muy complejo. Sin embargo, estos esquemas todavía pueden introducir corrientes armónicas de valor significativo debido a sus características en frecuencia.

Las corrientes armónicas características generadas por rectificadores controlados o no controlados son una función del número de pulsos del convertidor [26] - [27]. Los armónicos que se generan están dados por:

Armónicas de secuencia positiva:  $n = rk + 1$

Armónicas de secuencia negativa:  $n = rk - 1$

donde:

$r$  = factor dependiente del tipo de convertidor

$k = 1, 2, 3, 4...$

Para un rectificador trifásico,  $r = 3$ ; para un puente hexafásico  $r = 6$  y para un puente dodecafásico  $r = 12$ .

Para un rectificador trifásico, las armónicas presentes serán las de  $5^\circ, 7^\circ, 11^\circ, 13^\circ, 17^\circ, 19^\circ, 23^\circ, 25^\circ$ , etc.

La amplitud de las corrientes armónicas depende de la aplicación que tenga el rectificador, y si es controlado o no. En general, la descomposición de la onda de corriente en armónicas depende de la exactitud con que se represente dicha onda. En [28] se da un resumen bastante claro de los diferentes modelos adoptados para representar a los convertidores, las armónicas que generan y las limitaciones que presenta cada uno de ellos.

Para fines de un estudio global como el que se presenta aquí, se puede hablar básicamente de convertidores con salida en corriente o convertidores con salida en tensión.

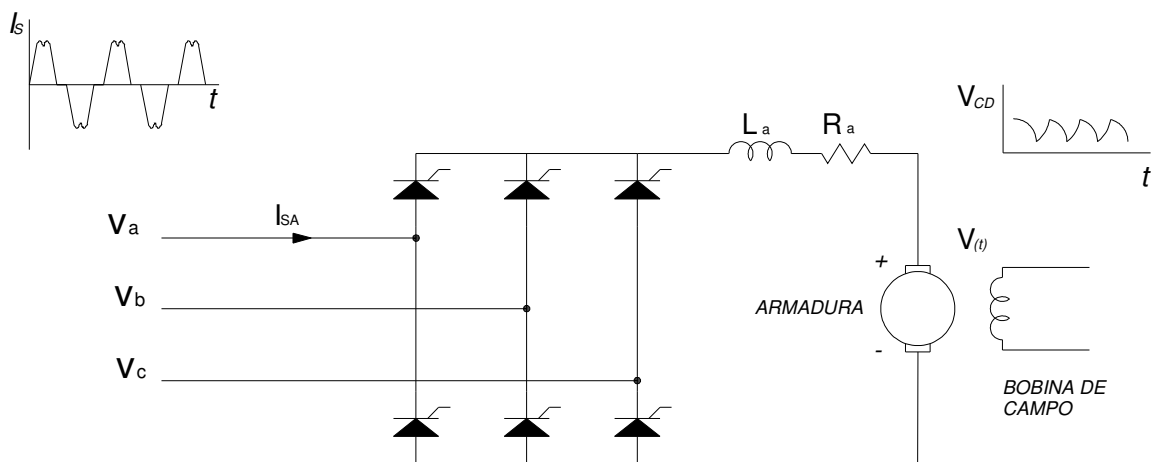
Los rectificadores con salida en corriente se emplean para controladores de velocidad de motores en corriente directa. Los motores en CD tienen la ventaja de ser fácilmente

controlables en velocidad, pero presentan altos costos de mantenimiento. Esta consideración económica hace que año con año su uso vaya siendo restringido y sean sustituidos por motores de inducción de CA. En la figura 2.5 se muestra un diagrama típico para un control de velocidad para motor de corriente directa alimentado por un rectificador de 6 pulsos. Estos rectificadores también son empleados en procesos de galvanizado y separación de minerales por electrólisis, donde es necesario controlar la corriente circulando en un electrolito. Una aplicación más es en variadores de velocidad de motores de corriente alterna, con inversores alimentados en corriente.

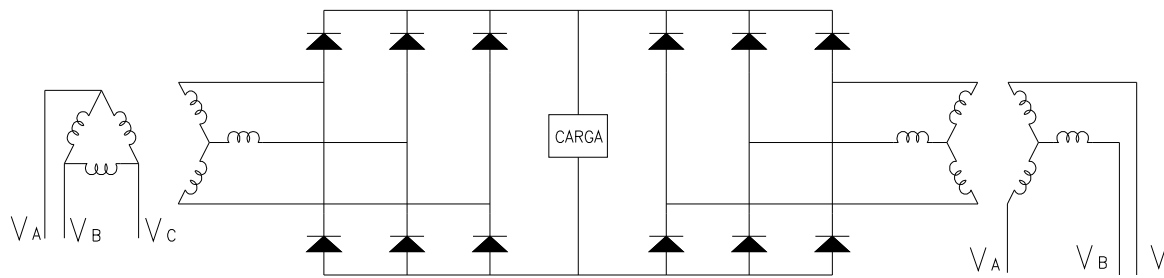
En sistemas de gran potencia es común sustituir el rectificador de 6 pulsos por uno de 12 pulsos, consiguiendo disminuir el contenido armónico a baja frecuencia de la corriente demandada a la red. La desventaja de emplear convertidores de más pulsos es la dificultad de lograr una cancelación total de las armónicas de baja frecuencia, lo que dependerá del grado de balance logrado en la operación del equipo.

Los rectificadores con salida en tensión se emplean en variadores de velocidad de motores de corriente alterna con inversores alimentados en tensión, centros de maquinado o en sistemas de alimentación ininterrumpible (SAI). En este tipo de aplicaciones es necesario que la tensión del rectificador presente un nivel de CD con un rizo mínimo. Una configuración común de este tipo de equipos se muestra en la Figura 2.7. En inversores para variadores de velocidad, la salida de potencia se basa en esquemas de conmutación de modulación ancho de pulso. El inversor puede estar basado en SCR's, BJTs, IGBTs o GTOs, dependiendo de la potencia de la red.

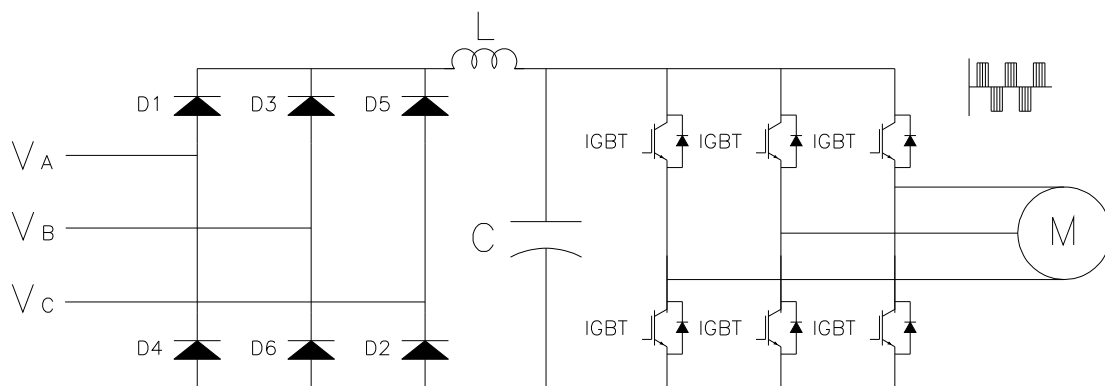
Cuando los sistemas son de alta potencia, es posible emplear rectificadores de 12 hasta 18 pulsos, con el objetivo de disminuir el contenido de armónicas de la corriente de red.



**Figura 2.5** Control de velocidad de un motor de CD empleando un rectificador controlado de 6 pulsos.



**Figura 2.6** Rectificador de 12 pulsos con acoplamiento de transformadores.



**Figura 2.7** Variador de velocidad de un Motor de CA.

### 2.3. Efectos asociados a las Armónicas.

Los efectos no deseados de las armónicas en los equipos eléctricos dan lugar a problemas tales como, daños a los equipos, mal funcionamiento o aumento de los costos de operación de una instalación. Los efectos pueden dividirse como sigue:

Distorsión de la forma de onda de tensión.

Deterioro del factor de potencia.

Calentamiento.

Defectos sobre el aislamiento.

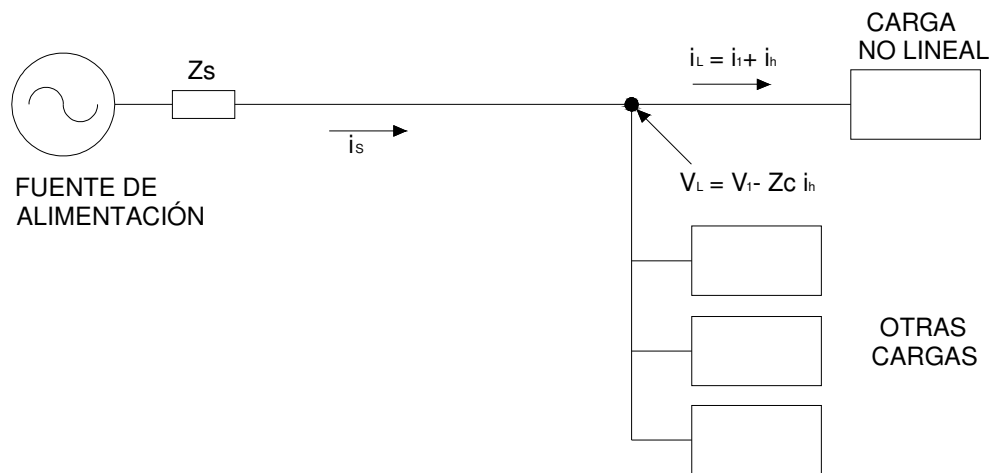
Fallos de operación.

#### 2.3.1. Distorsión de la forma de onda de tensión.

Cuando las corrientes armónicas circulan a través de la red y su impedancia asociada  $Z_s$  (Figura 2.8), se genera una caída de tensión debido a estas corrientes y se distorsiona la



tensión. De la Figura 2.8, si se supone que la corriente demandada por la carga no lineal  $I_L$  es suficientemente grande para despreciar las corrientes de las demás cargas, la componente armónica representada por  $i_h$  genera una caída de tensión en el punto de conexión común con otras cargas, de manera que la tensión en dicho punto está dada por  $V_L$  y es una onda distorsionada. Esta tensión distorsionada, también afecta a las otras cargas conectadas al punto de conexión común, generando perturbaciones a cargas críticas y/o sensibles.



**Figura 2.8.** Efecto de la circulación de corrientes armónicas a través de la red eléctrica.

El grado de distorsión de la tensión depende de la impedancia de corto circuito (potencia instalada) y la potencia de la carga. Si la potencia demandada por la carga se aproxima a la potencia instalada, las deformaciones de la tensión serán más grandes.

### 2.3.2. Deterioro del Factor de Potencia.

La presencia de armónicos de corriente a través de la red, también contribuye a deteriorar el factor de potencia. El factor de potencia se define como la relación que guarda la potencia aparente con respecto a la potencia activa demandadas por una carga. Se puede demostrar que desarrollando tal concepto, y tomando el valor eficaz total de la corriente, el factor de potencia se puede definir como el producto del factor de desplazamiento por el factor de distorsión [29].

$$FP = \cos \theta \frac{I_1}{I_{RMS}} \quad (2.3)$$

siendo:

$FP$  = Factor de potencia.

$\cos \theta$  = Factor de desplazamiento entre las componentes fundamentales de tensión y de corriente.

---

$I_1$  = Valor eficaz de la componente fundamental de corriente.

$I_{RMS}$  = Valor eficaz de la corriente total.

Como la presencia de corrientes armónicas incrementa el valor eficaz total de la corriente, entonces puede verse en la ecuación (2.3) que para un mayor contenido armónico de corriente, el factor de potencia disminuye.

### *2.3.3. Calentamiento.*

El flujo de corrientes armónicas por los equipos eléctricos da lugar en general, a un calentamiento adicional debido al incremento de pérdidas y por lo tanto, al envejecimiento prematuro de aislamientos. Entre los equipos más afectados por este efecto están las lámparas incandescentes, motores, generadores, transformadores, bobinas, capacitores y cables. La referencia [30] muestra ejemplos concretos y tablas descriptivas con los efectos del calentamiento en algunos equipos.

### *2.3.4 Defectos de aislamiento.*

La presencia de armónicos en el sistema da lugar a sobretensiones y por lo tanto a la probabilidad de aparición del efecto corona, degradación en los aislamientos y fallos en los mismos. Estos efectos, asociados comúnmente con casos de resonancia se notan principalmente en los bancos de condensadores.

### *2.3.5. Fallas de operación.*

Existe una gran cantidad de equipos que pueden presentar fallas en su operación debido a la presencia de armónicos. Entre los más representativos se pueden mencionar a los fusibles, los equipos de medición, interruptores automáticos, convertidores y equipos electrónicos y relevadores de protección. Las referencias [30], [31], [32] y [33] muestran las principales consecuencias de las fallas de operación en equipos.

Como puede observarse, el funcionamiento de los equipos se ve fuertemente afectado por la presencia de distorsiones tanto de tensión como de corriente. Por eso es necesario instrumentar diferentes formas para atenuar los inconvenientes derivados de esta clase de problemas. Debido también a esta clase de problemas se han desarrollado normas y recomendaciones para regular las perturbaciones máximas permitidas en sistemas de potencia y también regular las que pueden introducir equipos. Aunque cada caso es particular y los problemas que se pueden presentar son variados; estas normas pueden facilitar o al menos orientar sobre un determinado análisis y acerca de las posibles soluciones. A continuación, se presenta un breve estudio de las normas relacionadas con las corrientes armónicas.

## **2.4 Normas relacionadas con las corrientes armónicas.**

Conforme se empezaron a hacer más evidentes los problemas generados por distorsiones en las formas de onda de alimentación de equipos, se empezó a reglamentar los niveles de contaminación eléctrica generados por cargas no lineales y distorsiones presentes en la red.

Sin embargo, conforme el mercado tecnológico abrió paso a la proliferación del uso de cargas no lineales, con sus respectivos beneficios y desventajas; el asunto de reglamentar sobre este tema se hizo más evidente; por lo que se hizo una revisión de las normas existentes y se desarrollaron nuevos conceptos o se hicieron más rígidas las que ya existían. Algunas normas son de instituciones independientes como por ejemplo las del IEEE; otras son de régimen obligatorio como las de la comunidad europea. En México se utiliza la normativa de la Comisión Federal de Electricidad (CFE) en su reglamentación interna (L0000-45) [59], pero esta está basada en las normas de la IEEE. A continuación se da una revisión breve de la normativa tanto americana como europea.

#### 2.4.1. Recomendaciones de la IEEE (Americana).

En 1979 se publicó la “IEEE Guide for Harmonic Control”, la cual limitaba la distorsión total de la señal de tensión a un 5% para sistemas industriales alimentados entre 2.4 y 69 kV (o un 8 % para sistemas dedicados a dar alimentación a convertidores únicamente), o un 1.5% para sistemas alimentados con una tensión de 115 kV o superior. En 1989 se elevó a la categoría de práctica recomendada, pasando a ser la “IEEE Recommended Practice and Requirements for Harmonic Control in Electrical Power Systems”. En México, se utiliza esta especificación para el punto de acoplamiento común donde la CFE participe. Además, también se basa en la IEEE – 518 – 1982 “Guide for the installation of Electrical Equipment to Minimize Electrical Noise Input to Controllers from External Source”. Existen algunas otras recomendaciones para temas específicos como: aterrizado de equipo sensible, variaciones de tensión, análisis de sistemas de potencia, entre otros que se pueden encontrar en los libros de colores de la IEEE [21].

#### 2.4.2 Normas de la Unión Europea.

En 1991 fue aprobada la norma IEC 555-2, como una norma europea para limitar las corrientes armónicas en equipos de línea menores a 16A/fase. Esta norma fue revisada y en abril de 1995 se reformó y se convirtió en la IEC 1000-3-2, la cual fue adoptada como norma europea EN 61000-3-2. La IEC 1000 – 3 incluye la definición de clase de equipos eléctricos, los métodos de medida, las características necesarias de los equipos de medición y los niveles máximos de corriente para armónicos hasta el orden 40. La norma fija los límites relativos para las armónicas de corriente en balastos electrónicos y otras cargas monofásicas con formas de onda de corriente de línea que presentan distorsión armónica. Asimismo limita el valor absoluto de las corrientes de otros tipos de cargas [57].

---

---

## CAPITULO 3

# FILTROS ACTIVOS

---

---

### INTRODUCCIÓN.

Para resolver el problema de la distorsión armónica, producida por las cargas no lineales descritas en el capítulo anterior, generalmente se utilizan arreglos de dispositivos pasivos como son: inductores y capacitores mejor conocidos como filtros pasivos. Actualmente existe otra herramienta con mejores características que son los filtros activos motivo de este trabajo de tesis.

La tecnología de los filtros activos se ha desarrollado durante las últimas dos décadas obteniendo buenos avances para compensación armónica, potencia reactiva y balance de tensión en sistemas eléctricos [34]. Todos los filtros activos de potencia son desarrollados con inversores PWM fuente de corriente (CSI) e inversores fuente de tensión (VSI). El inversor PWM fuente de corriente se comporta como una fuente de corriente para entregar las corrientes armónicas requeridas por la carga no lineal. Este posee un reactor en el bus de corriente directa (CD) lo que permite exista una continua circulación de corriente de CD. Presentan buena confiabilidad pero tienen importantes pérdidas y requieren altos valores de filtros capacitivos en paralelo a las terminales de corriente alterna (CA) para remover las corrientes armónicas no deseadas. Además, no pueden ser utilizados en arreglos multinivel para manejar altas potencias.

Los convertidores más usados para implementar los filtros activos son los inversores PWM fuente de tensión (VSI). Este inversor es más conveniente para las aplicaciones de filtros activos de potencia por que es más ligero, económico y se puede utilizar en arreglos multiniveles para potencias grandes y menores frecuencias. Los VSI se conectan al sistema a través de un reactor de acoplamiento. Se utiliza un capacitor electrolítico para mantener una tensión de CD constante y libre de rizo [34].

En este capítulo se presenta la clasificación de los filtros activos de potencia y una breve descripción de ellos, como el objetivo de esta tesis es el filtro activo de corriente, se presenta su principio de operación, las diferentes topologías que existen, una descripción de sus diferentes componentes y la metodología utilizada para la obtención de las corrientes de referencias utilizada en este trabajo de tesis.

### 3.1. Clasificación de los Filtros Activos.

La clasificación de los filtros activos se realiza desde diferentes puntos de vista. Los filtros activos se dividen en filtros de CA y CD. Los filtros activos de CD se diseñan para compensar

---

---

armónicas de tensión y/o corriente en el lado de CD de los convertidores en sistemas HVDC [35], [36], [37] y en el lazo de CD de los rectificadores PWM para sistemas de tracción [38]. Sin embargo, pondremos mayor énfasis en los filtros activos de CA.

### 3.1.1 Clasificación por su objetivo.

Esta clasificación se basa en la función que desempeña el filtro activo y se clasifican en los siguientes dos grupos [39]:

Filtros activos instalados por consumidores individuales con la finalidad de eliminar corrientes armónicas y desbalances de corriente producidos por sus propias cargas no lineales.

Filtros activos instalados por las compañías eléctricas en subestaciones y/o alimentadores de distribución. Estos tienen el objetivo de compensar armónicas y desbalances de tensión o amortiguar el contenido de armónicas en el sistema de distribución.

### 3.1.2 Clasificación por su configuración.

Por su configuración física y la forma de conectarse al sistema eléctrico, existen las diferentes topologías:

Filtros activos tipo serie (o filtros activo de tensión)

Filtros activos tipo paralelo (o filtros activos de corriente)

Filtros activos tipo mixtos (combinación de filtros pasivos y filtros activos)

Filtros activos Universales (combinación de filtros series y paralelos)

#### 3.1.2.1. *Filtros Activos tipo serie o de tensión.*

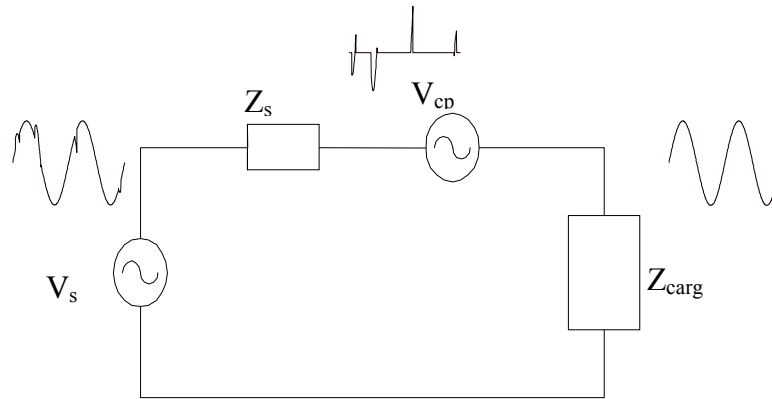
Como su nombre lo indica, este filtro activo se conecta en serie con el sistema eléctrico a través de un transformador de distribución. La función del filtro activo de tensión es generar una tensión de igual forma y magnitud que la perturbación pero desfasada  $180^\circ$ , de tal manera que aun cuando la red esté contaminada a la carga no le afecte.

La función del transformador es permitir la conexión del filtro activo de tensión a la red eléctrica y que la corriente circulando a través del circuito de potencia del filtro se vea reducido en la misma proporción que la relación de vueltas del transformador.

Se recomienda para compensar desbalances de tensiones y sags desde el suministro de corriente alterna. El filtro activo serie inyecta una componente de tensión en serie con la tensión de alimentación y por lo tanto puede considerarse como una fuente de tensión controlada el cual compensa huecos y picos de tensión en el lado de la carga como se muestra en el circuito equivalente de la figura 3.1.

Estos equipos no pueden compensar los cortes largos de tensión, de los cuales se encargan los Sistemas de Alimentación Ininterrumpible (SAI). Aún cuando la variable que compensan es la

tensión, el principio de funcionamiento y los esquemas de potencia difieren de los reguladores de tensión.



**Figura 3.1** Circuito equivalente del filtro activo de tensión.

La Figura 3.1 muestra una tensión de red perturbada; la fuente  $V_{cp}$  hace las veces del filtro activo de tensión, puede verse que está conectada en serie entre la red y la carga, por lo que también se le llama filtro activo serie e impone una tensión de igual magnitud que las perturbaciones de la red, pero en contrafase, con lo cual la carga recibe teóricamente una señal sinusoidal pura. El filtro basa su estructura en un convertidor, el cual toma la energía de la misma red para efectuar la compensación. Comúnmente se utilizan convertidores medio puente o puente completo dependiendo de la aplicación y a su vez pueden ser alimentados en corriente o tensión con salida en tensión.

### 3.1.2.2 Filtro Activo tipo paralelo o de Corriente.

Estos filtros activos tienen la capacidad de reducir las corrientes armónicas demandadas por las cargas no lineales y compensar el factor de potencia de la carga, de tal forma que la corriente requerida por el conjunto carga más filtro activo se comporte como una resistencia ideal para el sistema eléctrico [40].

Su principio de operación se basa en la inyección de la corriente reactiva requerida por la carga no lineal. De esta forma, el sistema de potencia solo aporta la componente fundamental de corriente y en fase con la respectiva tensión fase-neutro. Estos filtros activos operan adecuadamente frente a cargas del tipo inductivos es decir, que se comporten como fuente de corriente. Una condición para tener una mayor eficiencia en la compensación de la corriente reactiva es mantener una impedancia de carga mayor a la impedancia de línea [41]. La figura 3.2, muestra la configuración de un sistema con este filtro activo.

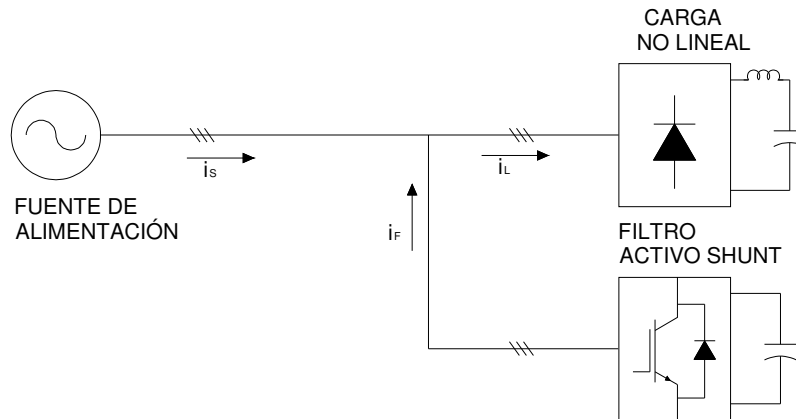
### 3.1.2.3 Filtros Activos Híbridos.

Estos filtros son arreglos que combinan las características de los filtros activos y filtros pasivos. El propósito principal de estos arreglos es reducir costos iniciales y mejorar su eficiencia. Los arreglos que se pueden tener en estos filtros son:

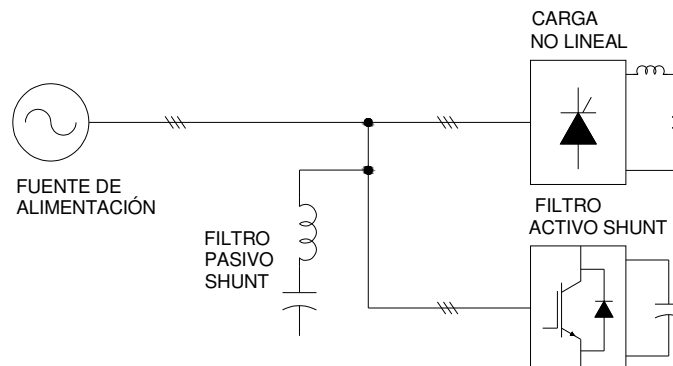
Filtro activo paralelo-filtro pasivo paralelo (Figura 3.3)

Filtro activo serie-filtro pasivo paralelo (Figura 3.4)

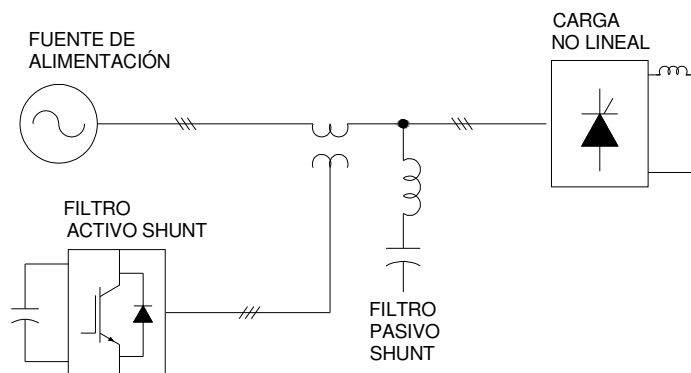
Filtro activo serie-filtro pasivo paralelo (Figura 3.5)



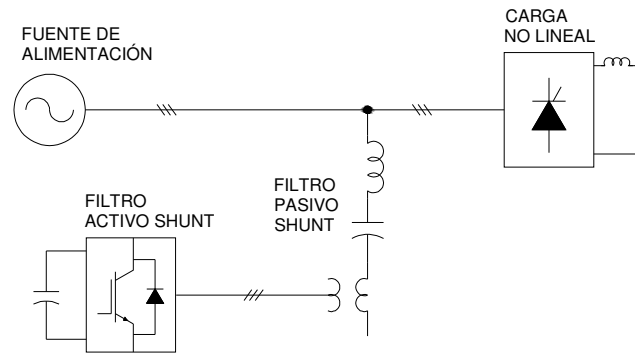
**Figura 3.2** Esquema del filtro activo de corriente.



**Figura 3.3** Esquema del Filtro activo paralelo-filtro pasivo paralelo.



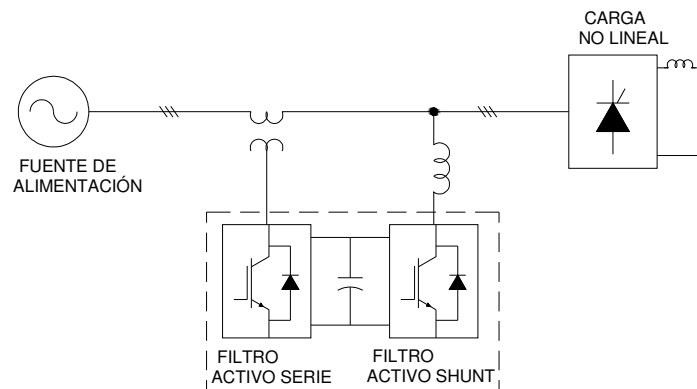
**Figura 3.4** Esquema del filtro activo serie-filtro pasivo paralelo.



**Figura 3.5** Esquema del filtro activo serie-filtro pasivo paralelo.

### 3.1.2.4 Filtros Activos Universales o Acondicionador de Calidad de la Energía Unificado.

Estos filtros activos son arreglos que combinan los filtros activos paralelo y serie [42]. Los elementos de almacenamiento en los buses de CD ya sean inductores o capacitores, son compartidos entre los dos convertidores utilizados por cada uno de los filtros, es decir, no se requieren elementos de almacenamiento para cada uno de los filtros activos. Idealmente estos filtros eliminan tensiones y corrientes armónicas y son capaces de mantener una energía libre de distorsión para cargas sensibles. La figura 3.6 muestra la configuración de este tipo de filtro.



**Figura 3.6** Esquema del filtro activo universal.

## 3.2 Análisis del Filtro Activo Paralelo.

Una vez presentadas las diferentes configuraciones de filtros que pueden existir, se selecciona el arreglo del filtro activo paralelo o de corriente por sus características de compensación que son: compensación de armónicas, corrección del factor de potencia y balanceo de corrientes no balanceadas [40]. Por lo tanto, en las siguientes secciones, se describen su principio de

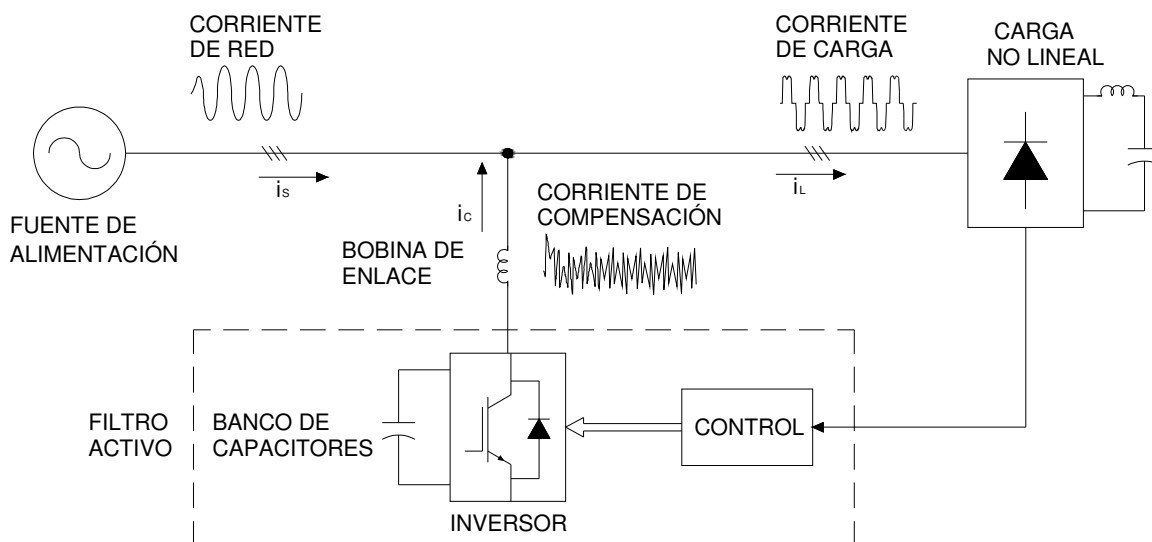


operación, el arreglo utilizado en este trabajo y el análisis matemático necesario para lograr su implementación digital.

### 3.2.1 Principio de Operación del Filtro Activo Paralelo.

Este filtro compensa las corrientes armónicas de la carga inyectando una corriente de compensación de igual magnitud al de la carga pero opuesta a ésta, es decir, supóngase que se tiene una corriente de carga distorsionada como se muestra en la Figura 3.7 y se desea que la red eléctrica suministre únicamente la componente fundamental de corriente y en fase con la tensión. 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 parte fundamental. Para esto, continuamente se están midiendo las corrientes de cada fase de la carga, de la cual, 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 (PAC), las corrientes armónicas sean reducidas casi a cero y las señales de corriente en el sistema de alimentación se mantengan sinusoidales. Además, 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 3.7, muestra el principio de funcionamiento del filtro activo de corriente, donde se puede apreciar los flujos de corriente de acuerdo a cada uno de los elementos.



**Figura 3.7** Principio de funcionamiento del filtro activo de corriente

### 3.2.2 Especificación del Filtro Activo Paralelo.

Una parte importante del procedimiento de diseño es la especificación del filtro para cumplir con las necesidades de compensación. De este modo, más que la potencia del filtro, es la corriente pico que puede inyectar la que determina la capacidad máxima del filtro. Al especificar la potencia de compensación del filtro activo se utiliza la siguiente ecuación:

$$S_{3\phi} = 3I_{comp(rms)}V_{red(f-n)} \quad (2.63)$$

donde:

$S_{3\phi}$  es la potencia inyectada por el filtro activo.

$I_{comp(rms)}$  es la corriente eficaz inyectada por el filtro.

$V_{red(f-n)}$  es la tensión eficaz fase a neutro de una fase de la red eléctrica

Una vez determinado la potencia de compensación con base en la carga, el siguiente paso es dimensionar cada uno de los componentes del filtro y determinar la forma de controlarlo, esto se puede resumir en los siguientes puntos:

**Dimensionamiento de la etapa de potencia:** Se requiere que la etapa de potencia sea capaz de generar la corriente de compensación demandada por la carga y que además cuente con la suficiente rapidez para responder ante cambios de carga. La principal limitante es la rapidez de respuesta asociada con la velocidad de variación de la corriente respecto al tiempo, di/dt. Se debe cuidar mantener un compromiso entre velocidad de respuesta y precisión de filtrado.

**Generación de la referencia de corriente a inyectar:** A partir de la corriente de carga, se extrae la información necesaria para producir una referencia con los armónicos de corriente. Esta referencia sirve para actuar sobre la etapa de potencia del filtro.

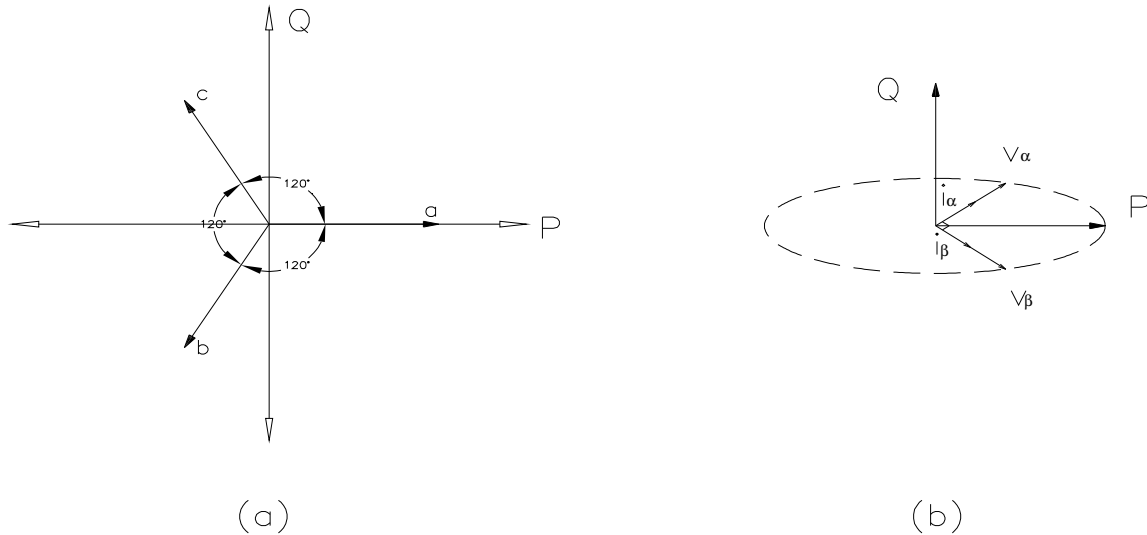
**Lazo de control:** Es necesario un lazo de control que garantice el seguimiento de la referencia de compensación por parte de la etapa de potencia generando un patrón de conmutación adecuado. El objetivo es lograr aprovechar al máximo las características físicas del filtro, con el mínimo esfuerzo en la etapa de potencia (mínima frecuencia de conmutación, máxima eficiencia, mínimo esfuerzo en los interruptores).

### 3.2.3 Estrategia de Control.

Existen principalmente dos estrategias de control para extraer la información de corriente o tensión armónica del sistema; una de ellas se basa en el análisis de Fourier en el dominio de la frecuencia [43] [44] y la otra basada en la teoría de la potencia reactiva instantánea en circuitos trifásicos desarrollada por Akagi y Nabae en 1984 [45] y retomado por Watanabe en 1993 [46]. En este trabajo, se aplicó la teoría de la potencia reactiva instantánea para obtener las corrientes de compensación que deben ser entregadas por el filtro.

#### 3.2.3.1 Teoría de la Potencia Reactiva Instantánea.

Para tratar matemáticamente con las tensiones y las corrientes instantáneas en circuitos trifásicos, es adecuado expresar sus cantidades como vectores espaciales instantáneos como se muestra en la Figura (3.8).



**Figura 3.8.** (a) Transformación de ejes ortogonales (abc- $\alpha\beta$ ). (b) Potencia imaginaria instantánea

En los ejes de coordenadas abc, los ejes a, b y c están fijos sobre el mismo plano, separados uno del otro  $120^\circ$ . Los vectores  $v_a$  e  $i_a$ , están sobre el *eje a* y su amplitud y dirección varía con el tiempo [45]. De la misma forma  $v_b$  e  $i_b$  están sobre el *eje b* y  $v_c$  e  $i_c$  están sobre el *eje c*. Estos vectores se transforman en los *ejes  $\alpha\beta$*  estacionarios como sigue [47]:

$$\begin{bmatrix} v_0 \\ v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \\ 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} \quad (3.1)$$

$$\begin{bmatrix} i_0 \\ i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \\ 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (3.2)$$

Siendo:

$v_0$       Componente de secuencia cero de tensión

$v_\alpha$       Componente de tensión en el eje  $\alpha$

$v_\beta$       Componente de tensión en eje  $\beta$

---



---

$i_0$       Componente de secuencia cero de corriente

$i_\alpha$       Componente de corriente en eje  $\alpha$

$i_\beta$       Componente de corriente en eje  $\beta$

Una vez que se conocen las tensiones y corrientes en ejes  $\alpha$  y  $\beta$ , se obtienen unos nuevos ejes llamados P y Q con los cuales se puede conocer el valor de la potencia reactiva imaginaria. Matemáticamente la potencia reactiva imaginaria queda definida como sigue [45]:

$$p_0(t) = v_0(t)i_0(t) \quad (3.3)$$

$$p(t) = v_\alpha(t) \bullet i_\alpha(t) + v_\beta(t) \bullet i_\beta(t) \quad (3.4)$$

$$q(t) = v_\alpha(t) \times i_\beta(t) - v_\beta(t) \times i_\alpha(t) \quad (3.5)$$

Siendo:

$p_0(t)$  Término de potencia debida a las componentes de secuencia cero de tensión y de corriente

$p(t)$  Componente de potencia en el eje P

$q(t)$  Componente de potencia en el eje Q

Cabe mencionar que si no existe ningún desbalance de tensión o de corriente o bien armónicos de secuencia cero, el valor de  $v_0$  ó  $i_0$  (o pueden ser los dos) es cero por lo tanto,  $p_0(t) = 0$ .

Asumiendo que todas las variables son funciones del tiempo, las ecuaciones anteriores quedan expresadas en notación matricial de la siguiente manera:

$$\begin{bmatrix} p_0 \\ p \\ q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_0 & 0 & 0 \\ 0 & v_\alpha & v_\beta \\ 0 & -v_\beta & v_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_0 \\ i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \quad (3.6)$$

Ahora, supóngase que se cuenta con tensiones y corrientes sinusoidales y una carga no lineal, como un rectificador trifásico no controlado. Las corrientes de cada fase se puede expresar como:

$$i_a(t) = \sqrt{2}I \left[ \sin(\omega t - \phi) - \frac{1}{5} \sin 5(\omega t - \phi) + \frac{1}{7} \sin 7(\omega t - \phi) - \dots \right] \quad (3.7a)$$

$$i_b(t) = \sqrt{2}I \left[ \sin\left(\omega t - \phi - \frac{2\pi}{3}\right) - \frac{1}{5} \sin 5\left(\omega t - \phi - \frac{2\pi}{3}\right) + \frac{1}{7} \sin 7\left(\omega t - \phi - \frac{2\pi}{3}\right) - \dots \right] \quad (3.7b)$$

$$i_c(t) = \sqrt{2}I \left[ \sin\left(\omega t - \phi + \frac{2\pi}{3}\right) - \frac{1}{5} \sin 5\left(\omega t - \phi + \frac{2\pi}{3}\right) + \frac{1}{7} \sin 7\left(\omega t - \phi + \frac{2\pi}{3}\right) - \dots \right] \quad (3.7c)$$

y las corrientes en los ejes ortogonales  $\alpha$ - $\beta$  tienen las siguientes expresiones:

$$i_\alpha(t) = \sqrt{3}I \left[ \sin(\omega t - \phi) - \frac{1}{5} \sin 5(\omega t - \phi) + \frac{1}{7} \sin 7(\omega t + \phi) + \dots \right] \quad (3.8)$$

$$i_\beta(t) = \sqrt{3}I \left[ \cos(\omega t - \phi) - \frac{1}{5} \cos 5(\omega t - \phi) + \frac{1}{7} \cos 7(\omega t + \phi) + \dots \right] \quad (3.9)$$

Evaluando para las potencias de acuerdo a (3.4 y 3.5)

$$p = v_\alpha i_\alpha + v_\beta i_\beta$$

$$p = 3VI \left[ \cos \phi + \frac{1}{5} \cos(6\omega t - 5\phi) + \frac{1}{7} \cos(6\omega t - 7\phi) + \dots \right] \quad (3.10)$$

$$q = v_\alpha \times i_\beta - v_\beta \times i_\alpha$$

$$q = -3VI \left[ \sin \phi + \frac{1}{5} \sin(6\omega t - 5\phi) + \frac{1}{7} \sin(6\omega t - 7\phi) + \dots \right] \quad (3.11)$$

En las ecuaciones (3.10) y (3.11), se puede observar que existen términos en continua y en alterna. Esto permite que los términos en  $p$  y  $q$  puedan separarse en sus componentes de CD y CA de la siguiente manera:

$$p = p^{CD} + p^{CA} \quad (3.12)$$

$$q = q^{CD} + q^{CA} \quad (3.13)$$

Donde:

$p^{CD}$  Es la componente continua de la expresión de potencia activa y corresponde al valor de potencia activa asociada a las componentes fundamentales de tensión y de corriente.

$p^{CA}$  Es el valor de potencia activa asociada a las componentes armónicas.

$q^{CD}$  Es la componente continua de la expresión de potencia reactiva y corresponde al valor de potencia reactiva asociada a las componentes fundamentales de tensión y de corriente

$q^{CA}$  Es el valor de potencia reactiva asociada a las componentes armónicas de tensión y de corriente

De esta forma es posible que, manipulando los términos en la expresión (3.12) y (3.13) se logre extraer la información del factor de potencia y las componentes armónicas, ya sea en forma separada o en forma conjunta. Obviamente, al filtrar los términos  $p$  y  $q$  es posible separar el contenido armónico del sistema y, por lo tanto, seleccionar los armónicos que se desean compensar.

Sean  $p_C$  y  $q_C$  las potencias a compensar que el filtro activo debe de inyectar. A través de una serie de filtros de señales, es posible separar los términos en CD y CA de  $p$  y  $q$ , de tal forma que:

$$p_C = -p^{CA} \quad (3.14)$$

$$q_C = -q^{CD} - q^{CA}$$

Este proceso de separación es crítico porque se debe cuidar que al realizarse, las componentes de CA no sean atenuadas ni desfásadas para que, a partir de ellas, se puedan reproducir las corrientes de referencia de forma correcta. Por otra parte, la componente de secuencia cero debe ser compensada en su totalidad para cancelar posibles desbalances de corriente.

A partir de la ecuación (3.14) la generación de referencias ofrece las siguientes posibilidades de compensación:

**Compensar sólo el factor de potencia:** se debe compensar el término  $q^{CD}$ .

**Compensar solo corrientes armónicas:** se deben compensar los términos  $p^{CA}$  y  $q^{CA}$ .

**Ambas condiciones:** se deben compensar los términos  $p^{CA}$ ,  $q^{CA}$  y  $q^{CD}$ .

Como se desea que el filtro activo realice el balance de fases, la componente de secuencia cero se debe compensar en su totalidad de tal forma que:

$$p_{0C} = -p_0 \quad (3.15)$$

Sustituyendo las potencias de compensación en la ecuación (3.6), se pueden despejar las corrientes de compensación en los ejes ortogonales  $\alpha$  y  $\beta$  como sigue:

$$\begin{bmatrix} p_{C0} \\ p_C \\ q_C \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_0 & 0 & 0 \\ 0 & v_\alpha & v_\beta \\ 0 & -v_\beta & v_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_0 \\ i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \quad (3.16)$$

$$\begin{bmatrix} i_{0C} \\ i_{\alpha C} \\ i_{\beta C} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_0 & 0 & 0 \\ 0 & v_\alpha & v_\beta \\ 0 & -v_\beta & v_\alpha \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} p_{C0} \\ p_C \\ q_C \end{bmatrix} \quad (3.17)$$

Los subíndices “C” denotan las variables de compensación; resolviendo la matriz inversa de  $v$  y acomodando términos, se obtiene:

$$\begin{bmatrix} i_{0C} \\ i_{\alpha C} \\ i_{\beta C} \end{bmatrix} = \frac{1}{v_\alpha^2 + v_\beta^2} \begin{bmatrix} v_\alpha^2 + v_\beta^2 & 0 & 0 \\ v_0 & v_\alpha & -v_\beta \\ 0 & v_\beta & v_\alpha \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} p_{0C} \\ p_C \\ q_C \end{bmatrix} \quad (3.18)$$

Empleando las expresiones (3.15) y (3.18) se obtiene que:

$$i_{0C} = -i_0 \quad (3.19)$$

Una vez ya obtenidos las corrientes de referencias en los ejes ortogonales  $\alpha$  y  $\beta$ , se aplica una transformación matemática inversa, para regresar al sistema de referencia originales a, b y c de la siguiente forma:

$$\begin{bmatrix} i_{aC} \\ i_{bC} \\ i_{cC} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1/\sqrt{2} & 1 & 0 \\ 1/\sqrt{2} & -1/2 & \sqrt{3}/2 \\ 1/\sqrt{2} & -1/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{0C} \\ i_{\alpha C} \\ i_{\beta C} \end{bmatrix} \quad (3.20)$$

Siendo:

$i_{aC}$  Corriente de compensación de la fase  $a$  usada como referencia

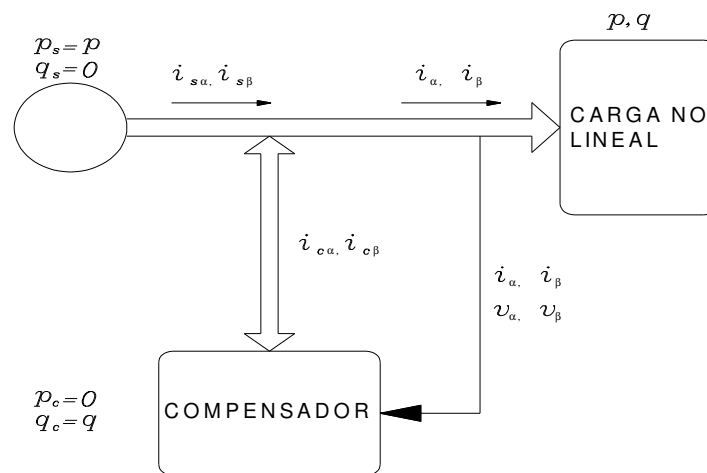
$i_{bC}$  Corriente de compensación de la fase  $b$  usada como referencia

$i_{cC}$  Corriente de compensación de la fase  $c$  usada como referencia

A partir de la descripción matemática anterior, se pueden conocer de manera instantánea las corrientes de compensación que son introducidos a un bloque de control donde se genera la lógica de operación del bloque de potencia del filtro activo de corriente. Obsérvese que es posible mantener la componente continua de potencia reactiva  $Q$  sin filtrar. Esto equivale

físicamente a que el filtro activo de corriente, es capaz de compensar el factor de desplazamiento de la corriente de carga con respecto a la tensión.

En la figura 3.9 se muestra el flujo de potencia de acuerdo a la teoría de la potencia reactiva instantánea. El compensador en paralelo con la carga suministra la potencia reactiva asociada a las corrientes armónicas, permitiendo que la red sólo suministre la potencia activa del sistema. Ya que la potencia reactiva no es consumida por la carga, el circuito de control mantiene un flujo constante de ésta entre la carga y el compensador, y el compensador y la carga.

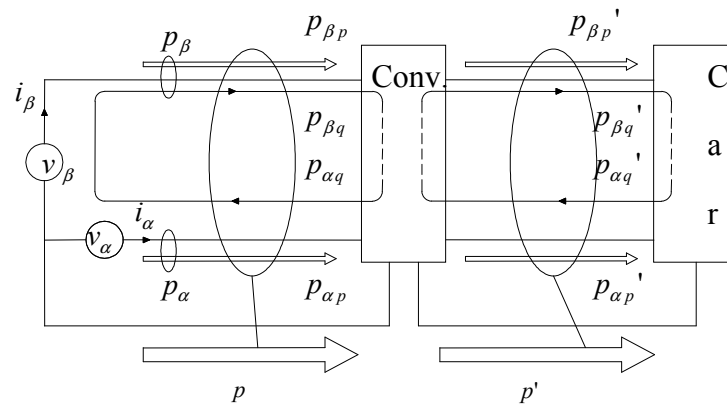


**Figura 3.9** Esquema básico de compensación.

La figura 3.10 muestra un flujo de potencia instantáneo generalizado en un sistema convertidor de potencia estático tal como un cicloconvertidor trifásico. Como se muestra en ésta figura, las potencias reactivas instantáneas,  $p_{\alpha q}$  y  $p_{\beta q}$  en la entrada son potencias instantáneas circulando entre la fuente y el convertidor estático,  $p_{\alpha q}'$  y  $p_{\beta q}'$  son las potencias instantáneas circulando entre el convertidor y la carga. Como consecuencia, no existe relación en la potencia reactiva instantánea en la entrada y la salida. La relación existente entre la potencia imaginaria instantánea en la entrada  $q$  y la potencia imaginaria instantánea en la salida  $q'$  es:  $q \neq q'$ .

Además, es evidente que ambos, la potencia activa instantánea y la potencia imaginaria instantánea en un sistema trifásico balanceado llegan a ser constante.





**Figura 3.10** Flujos de potencia instantánea.

### 3.2.4 Selección de los Elementos del Filtro Activo de Corriente.

El filtro activo se integra de diferentes elementos los cuales se muestran en la figura 3.11. Cada uno de estos elementos se describe a continuación.

#### 3.2.4.1 Bus de Alimentación en CD.

Este bus de alimentación es donde se almacena la energía necesaria para realizar la compensación requerida. Este se obtiene a partir de un banco de condensadores adecuadamente dimensionado ( $C_{CD}$ ). Al tratarse de capacitores, el filtro cuenta con energía disponible para compensar potencia reactiva, tanto a frecuencia fundamental como a frecuencias armónicas. Para que el filtro de corriente pueda garantizar la compensación en todos los momentos deseados, es necesario que la tensión en éste bus de cd sea siempre mayor al valor pico de la tensión de la red.

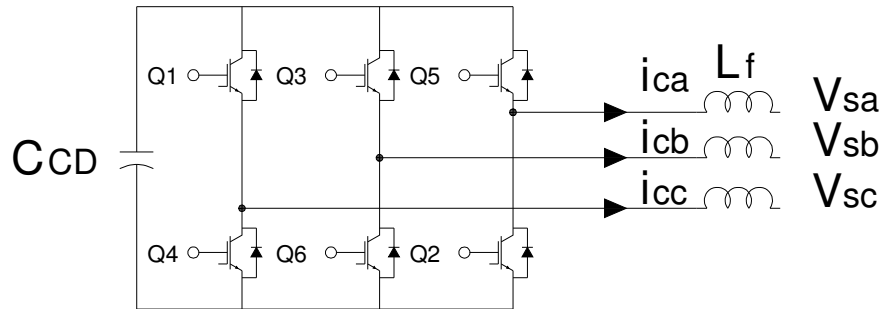
#### 3.2.4.2 Etapa de Potencia.

La etapa de potencia está formada por un puente completo trifásico con interruptores IGBT's. Los interruptores deben ser, por una parte, capaces de soportar la tensión del bus de capacitores y soportar la corriente a inyectar. Además, se desea que estos interruptores puedan trabajar a una frecuencia lo suficientemente alta con respecto a la frecuencia de red para realizar compensación en un rango de frecuencias amplio.

#### 3.2.4.3 Inductor de Enlace ( $L_f$ ).

Este inductor sirve como enlace para inyectar la corriente de compensación a la carga, para determinar su valor debe existir un compromiso entre velocidad de respuesta y rizo en la señal. Para valores pequeños del inductor  $L_f$ , el filtro será capaz de seguir la referencia de compensación con mayor facilidad, no obstante, el rizo de corriente debido a la frecuencia de conmutación del filtro será elevada. Por otra parte, para valores grandes del inductor  $L_f$ , el

rizo será menor pero la velocidad para seguir la forma de onda de referencia será mucho menor, esto establece un compromiso entre velocidad de respuesta y capacidad de filtrado.



**Figura 3.11** Elementos que integran el bloque de potencia del Filtro Activo Shunt.

### 3.2.5 Análisis para el Dimensionamiento del Filtro Activo.

En los siguientes apartados se muestra el procedimiento de análisis para dimensionar cada una de las etapas del filtro activo de corriente. Además, se aplica a una carga no lineal que consiste en un rectificador trifásico no controlado que posteriormente es utilizado para analizar el comportamiento y respuesta del filtro activo integrado a un sistema eléctrico de potencia.

#### 3.2.5.1 Cálculo de los interruptores de potencia.

Especificaciones de tensión.

En primer lugar, se debe tener la consideración de que la tensión en los condensadores del filtro activo debe ser superior a la tensión pico de la red [48]. Esta es una condición necesaria para garantizar la inyección de corriente a la red en forma continua. Suponiendo una variación del 20% en la tensión de la red, su valor pico en función de su valor nominal es:

$$V_{SLP_{max}} = 1.2(\sqrt{2} * V_{RED}) \quad (3.21)$$

Por lo tanto, la tensión en cada condensador del bus de CD debe ser superior a este valor.

Para establecer un margen de seguridad, a la ecuación (3.21) se le aplica un factor del 10% mayor a la expresada en (3.21) para evitar sobretensiones innecesarias en el banco de capacitores. Por lo tanto, la tensión del bus de CD es:

$$0.5V_{CD} = 1.1V_{SLP_{max}} \quad (3.22)$$

Finalmente, con el valor expresado en (3.22) se puede tener la tensión máxima que soportan los interruptores. Ya que en el inversor, cuando  $Q_1$  está encendido  $Q_2$  se encuentra apagado y viceversa (ver figura 3.11); a éste valor de tensión se le agrega un factor de seguridad del 25% adicional concluyendo que, la tensión que deben soportar los interruptores es de:

$$V_{CD_{max}} = 1.25V_{CD} = 4.66 * V_{RED} \quad (3.23)$$

---



---

### Especificaciones de Corriente.

Como se mencionó anteriormente, la corriente eficaz de compensación sirve para determinar la potencia del filtro activo más no así para conocer su capacidad máxima de compensación, para eso es necesario conocer el valor pico de la corriente de compensación la cual no está ligada a la corriente eficaz. La corriente pico se puede obtener simulando la corriente de compensación o utilizando la ecuación (3.25).

$$I_{P_{\max}} = \frac{\sqrt{2}P}{3V_{SL}} \quad (3.25)$$

Donde:

$P$  = Potencia nominal de la carga trifásica

$V_{SL}$  = Tensión de línea de la red

$I_{P_{\max}}$  = Corriente pico máximo de la carga.

Considerando un margen de seguridad aproximado del 25% en el dimensionamiento de corriente en los dispositivos, se tiene:

$$I_{CS_{\max}} = 1.25I_{P_{\max}} \quad (3.26)$$

#### 3.2.5.2. Selección de la inductancia de salida.

Para calcular el valor de la inductancia  $L$ , es necesario considerar la corriente que se desea compensar. Para esto, debe tomarse en cuenta la forma de onda de corriente que se debe generar ( $I_{comp}$ ) pues se debe estimar la razón máxima de crecimiento de la corriente que debe proporcionar el filtro, ya que esta razón de crecimiento es limitada de manera natural por el inductor de enlace a la red  $L$ . Por otra parte, también es necesario considerar la corriente máxima que se permite inyectar a la frecuencia de conmutación del convertidor. Por ejemplo, para valores grandes de  $L$ , la respuesta del filtro activo será lenta. Por el contrario, para valores pequeños de  $L$ , la pendiente de crecimiento capaz de ser reproducida por el filtro es mayor y por lo tanto la dinámica del filtro será mejor, pero el rizo de corriente inyectado a la frecuencia de conmutación también aumenta considerablemente y este no es un efecto deseable. Por lo tanto, es útil acotar el valor de la bobina en torno a estos dos valores extremos. Considerando los aspectos anteriores y de acuerdo con el procedimiento presentado para efectuar la construcción del filtro en [3], se tienen las siguientes expresiones para calcular la inductancia.

$$L_{\max} < \frac{V_{CD} - V_S(T_0)}{\frac{dI_{comp}}{dt}(T_0)} \quad (3.27)$$

$$L_{\min} > \frac{4}{fc\pi^2 THD_I * I_{P_{MAX}}} (V_{CD} + |V_{S_{\max}}|) \quad (3.28)$$

Siendo:

---



---

$L_{max}$	Valor máximo que puede tomar L
$V_{CD}$	Tensión en el bus de capacitores
$V_S$	Tensión de red
$\frac{dI_{comp}}{dt}$	Máxima variación con respecto al tiempo de la corriente de compensación, considerando la corriente de carga demandada por un rectificador.
$T_o$	Tiempo donde la derivada es máxima
$L_{min}$	Valor mínimo que puede tomar L
$f_c$	Frecuencia de conmutación del convertidor
$THD_I$	Distorsión armónica total de corriente permitida
$I_{PMAX}$	Valor pico máximo de la corriente de carga
$ V_{Smax} $	Valor máximo de la tensión de red.

Los valores máximo y mínimo de L están acotados por las expresiones (3.27) y (3.28). El valor de L seleccionado debe cumplir con ambas restricciones; por lo tanto, existirá un compromiso entre la velocidad de seguimiento de la referencia y la máxima distorsión armónica inyectada en alta frecuencia permitida.

### 3.2.5.3. Selección del Capacitor (C).

Para calcular el valor del capacitor C, se considera que el filtro se diseña para entregar potencia reactiva, de tal manera que el flujo neto de potencia activa en un ciclo completo de red sea igual a cero; esto es, la corriente entrando al capacitor (flujo de potencia hacia el filtro), debe ser igual a la corriente que sale (flujo de potencia hacia la carga). Considerando lo anterior y la ecuación para definir la tensión en un capacitor, la cual está dada por:

$$v_{CD}(t) = \frac{1}{C} \int i_C(t) dt \quad (3.29)$$

Es necesario marcar un valor al incremento o decremento máximo de la tensión del condensador, la cual tiene lugar en un semiciclo de la onda de red.

$$v_{CD}(t) = \frac{1}{C} \int_t^{t+\frac{\pi}{\omega}} i_C(t) dt = \Delta V_{CD} \quad (3.30)$$

El siguiente paso es establecer el valor de la corriente fluyendo hacia el condensador. Este valor puede ser determinado directamente a partir de la forma de onda de corriente armónica compensada por el filtro activo, o en su defecto, a partir del factor de potencia de la carga que puede compensar.

La corriente eficaz a ser compensada por el filtro activo puede ser determinada a partir de las armónicas de corriente que se compensará, es decir:

$$I_{hrms} = \sqrt{\sum_{n=1}^N I_{hn}^2} = DAT * I_1 \quad (3.31)$$

donde:

$I_{hn}$  = e-nésima armónica a compensar (valor eficaz)

$DAT$  = Distorsión armónica total de la corriente de carga y que será compensada por el filtro activo de corriente.

$I_1$  = Componente fundamental de la corriente de carga.

A partir de la corriente armónica eficaz a compensar, se asume el siguiente criterio: es posible definir una corriente sinusoidal a la frecuencia fundamental cuyo valor eficaz sea igual a  $I_{hrms} = DAT * I_1$ . Además, la energía que maneja el filtro activo se reparte simétricamente en los condensadores que forman el bus de CD, de manera que la corriente efectiva que circula a través de un condensador es la mitad de la corriente total en un ciclo. Esta corriente definida se puede igualar a  $i_c(t)$ . En término de ecuaciones, se puede escribir como:

$$i_c(t) = \frac{\sqrt{2}I_{hrms}}{2} \sin(\omega_1 t) \quad (3.32)$$

Sustituyendo la ecuación (3.32) en (3.30), se obtiene:

$$\Delta V_{CC} = \frac{1}{C} \int_0^{\pi} \frac{\sqrt{2}I_{hrms}}{2} \sin(\omega_1 t) d(\omega t) \quad (3.33)$$

La cual se puede re-escribir como:

$$\Delta V_{CC} = \frac{I_{hrms}}{\sqrt{2}\pi} \frac{1}{Cf_1} = 0.00375 \frac{I_{hrms}}{C} \quad (3.34)$$

Donde:

$\Delta V_{CD}$  Rizo de tensión en el bus de capacitores

$I_{hrms}$  Valor eficaz de la corriente a compensar

$f_1$  Frecuencia fundamental

$C$  Valor de cada capacitor del bus

Con la expresión anterior, es posible proponer un valor de rizo deseado y calcular el valor de capacitor. La capacidad del capacitor debe ser adecuadamente seleccionado ya que contribuye a evitar variaciones de tensión durante transitorios de tensión en el sistema.

Las ecuaciones anteriores, se aplican para obtener los valores de los parámetros del filtro activo en el siguiente capítulo.

---

---

# CAPITULO 4

## DESCRIPCION DEL SISTEMA ELÉCTRICO Y DEL FILTRO ACTIVO DE CORRIENTE

---

---

### INTRODUCCIÓN

En este capítulo se presenta el diagrama unifilar del sistema eléctrico industrial utilizado, este sistema es parte del sistema eléctrico analizado durante el desarrollo de un proyecto desarrollado por la Gerencia de Uso de Energía Eléctrica (GUEE) en el Instituto de Investigaciones Eléctricas (IIE) el cual se muestra en el diagrama unifilar de la figura 4.1 [66].

En el diagrama se puede observar que el sistema eléctrico cuenta con dos turbogeneradores y dos alimentadores con su respectivo transformador, uno se encuentra en operación y uno de respaldo. Este circuito se implementó en el programa Simulink de MatLab pero sin el respaldo es decir, se simplificó al sistema mostrado en el diagrama de la figura 4.2. En los siguientes apartados, se describe el sistema eléctrico y cada uno de sus elementos así como, el programa realizado describiendo cada una de sus etapas detallando en forma más amplia el desarrollo del filtro activo en cada uno de sus elementos. Se presenta además el cálculo de los elementos del filtro activo.

### 4.1 Descripción del Sistema Eléctrico.

El sistema eléctrico de la figura 4.1, se integra de dos turbogeneradores de 3,500 kW, a 4160 V, 60 Hz, estos turbogeneradores llegan a un tablero de distribución formado por dos barras unidas por un interruptor de enlace en 4160 V, identificado como bus de generación. De cada una de las barras, se deriva un alimentador hacia un transformador de 4,000 kVA, 4160/480 V, conexión delta- estrella aterrizada. El secundario de cada transformador, se conecta a una barra de un tablero de distribución con la misma configuración del tablero anterior pero ahora en 480 V. A éste tablero, se conectan 9 sistemas de bombeo electrocentrífugo (BEC) con sus respectivos convertidores de frecuencia variable de 12 pulsos.

Para nuestro caso, el sistema eléctrico anterior (figura 4.1), se simplificó a un solo turbogenerador, un alimentador, un transformador, una barra y como carga no lineal utilizada, se modelaron un convertidor no controlado de 6 pulsos por presentar un mayor contenido de armónicas en su operación y un motor de cd accionado por un puente a tiristores de 6 pulsos, se agregó además en paralelo una carga lineal resistiva-inductiva (R-L) en el sistema para tener un circuito más real como se muestra en la figura 4.2. Durante la simulación, el sistema opera con la carga lineal y una de las dos cargas no lineales, nunca las dos cargas no lineales juntas.

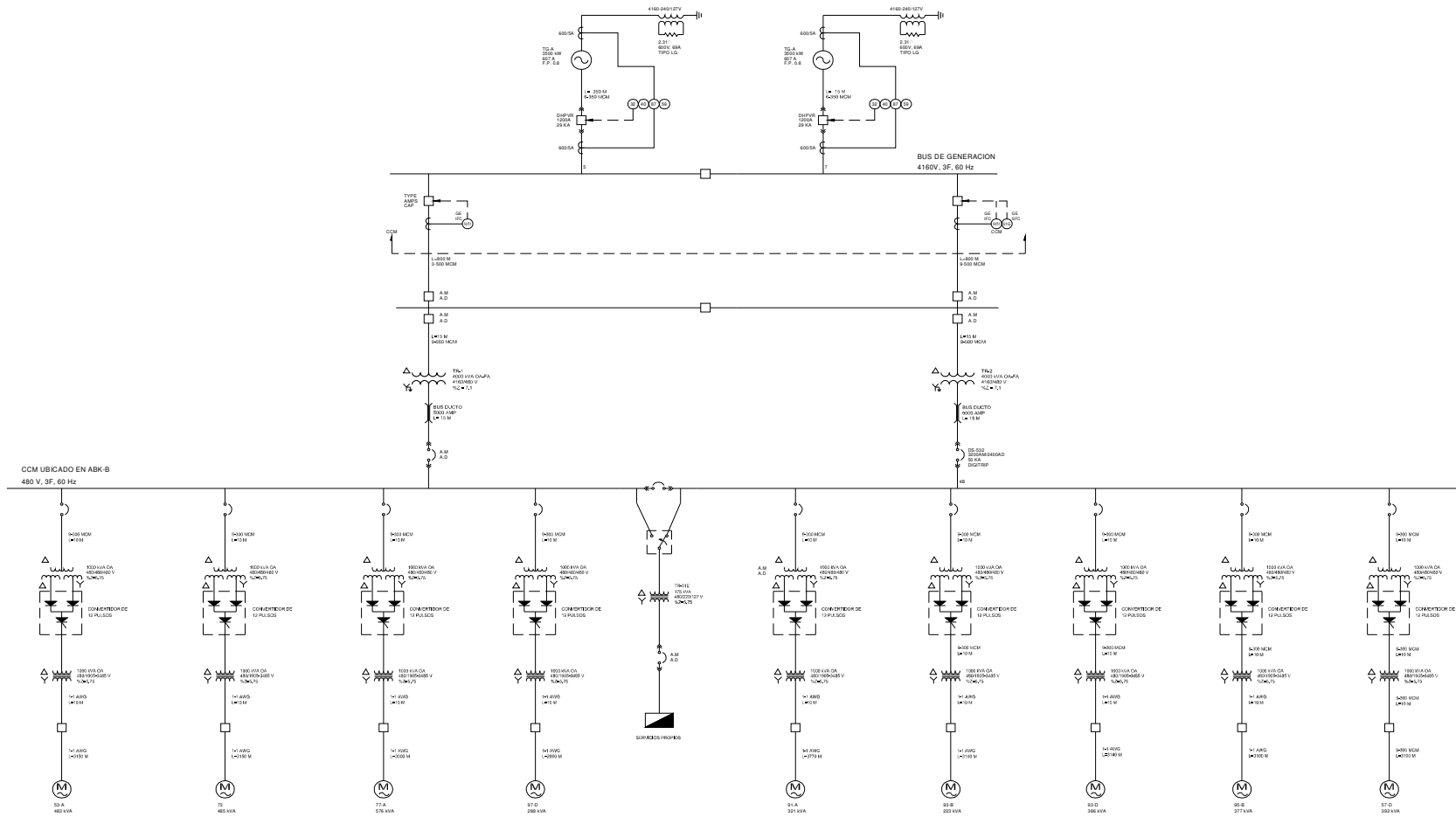
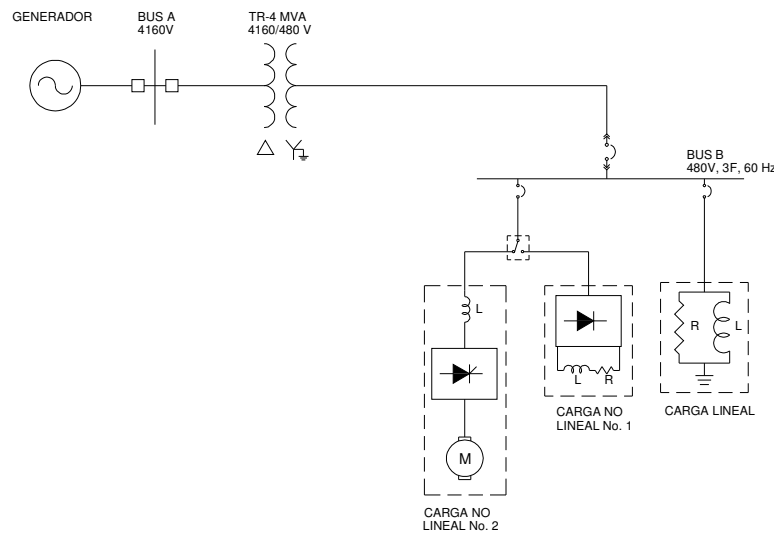


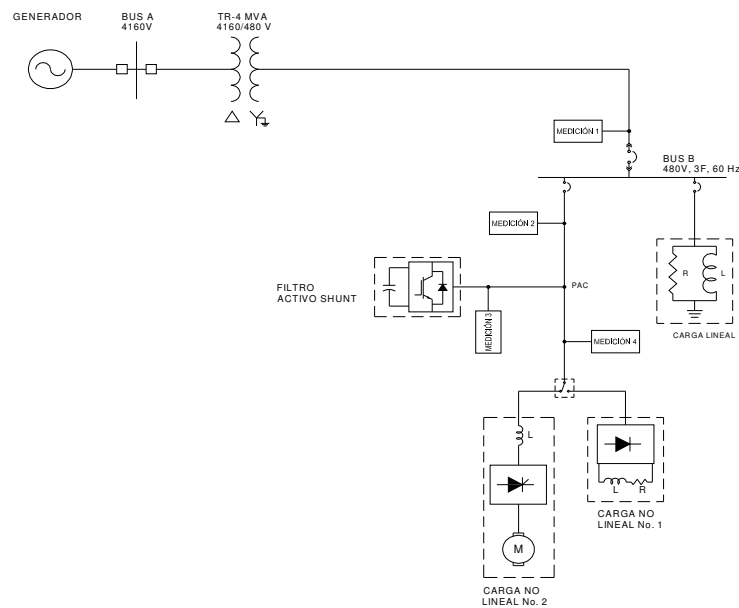
Figura 4.1 Unifilar del Sistema Eléctrico de Prueba [66].



**Figura 4.2** Diagrama unifilar del sistema eléctrico simplificado.

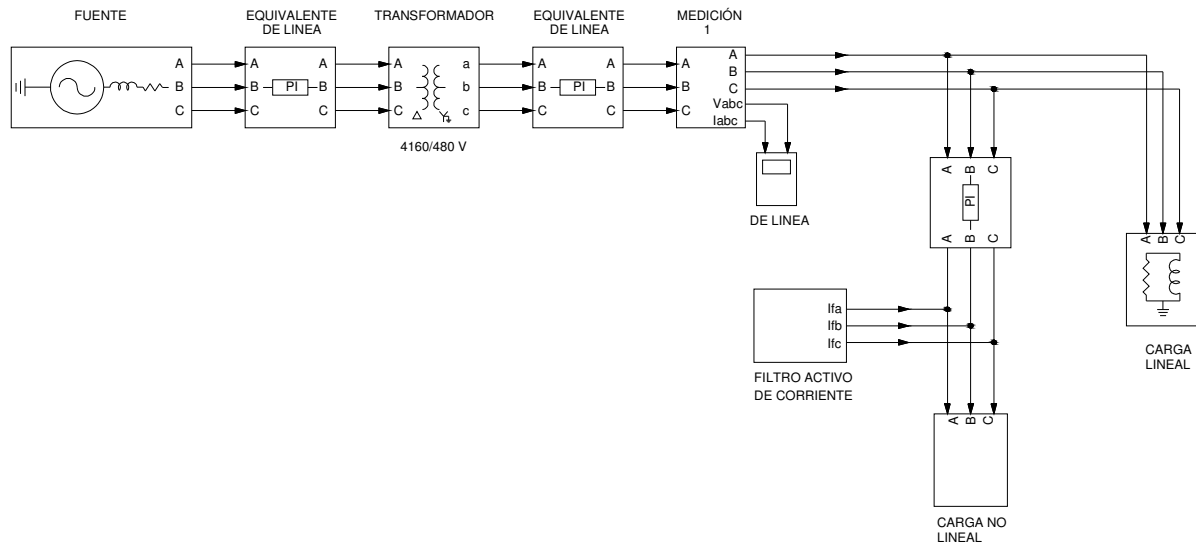
El filtro activo se conecta entre el sistema y la carga no lineal definido como punto de acoplamiento común (PAC) para compensar la distorsión armónica producida por la carga no lineal como se muestra en la figura 4.3.

Durante el modelado del sistema descrito, se hizo necesario agregar bloques de medición para poder obtener las señales de corriente, tensión, potencias y factor de potencia en los puntos correspondientes a cada uno de los elementos analizados, estos puntos se observan en la figura 4.3.



**Figura 4.3** Diagrama unifilar del sistema eléctrico implementado.





**Figura 4.4** Diagrama del sistema eléctrico construido en Simulink.

En los siguientes apartados se describe brevemente cada uno de estos bloques.

#### 4.2.1 Fuente Trifásica

El primer bloque del diagrama mostrado en la figura 4.4 es la fuente, éste representa un turbogenerador de 3500 kW como parte del sistema eléctrico de la figura 4.1. Dentro de la librería de Simulink, se seleccionó una fuente trifásica considerando su impedancia propia para observar su efecto sobre el comportamiento del filtro activo.

Esta fuente se integra de un arreglo de tres fuentes ideales de tensión en serie con una impedancia cada una. Las fuentes están conectadas en estrella aterrizada de acuerdo al tipo de conexión del turbogenerador mencionado. En la figura 4.5 se muestra el arreglo de las fuentes y las impedancias contenidas en el bloque de la fuente. Los parámetros introducidos al modelo son:

Tensión de fase a fase valor rms (4160 V);

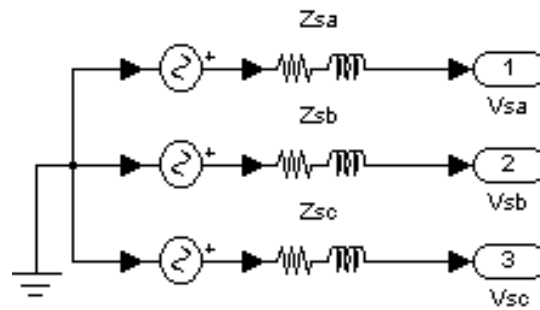
Frecuencia de operación (60 Hz);

Conexión Interna de los devanados (estrella aterrizada);

Nivel de corto circuito trifásico a potencia base (1000 MVA)

La tensión base del sistema (4160 Volts)

La relación X/R de la fuente (10)



**Figura 4.5** Modelo de la fuente de tensión trifásica con su impedancia interna.

Este bloque tiene dos opciones, cuando se conoce el nivel de corto circuito con la relación  $X/R$  y la otra es cuando se tienen los valores de resistencia e inductancia interna de la fuente. Estos últimos valores ( $R$  y  $L$ ) son muy difíciles de obtener porque son parámetros de diseño y los fabricantes no lo proporcionan. Para este caso, se utilizaron los valores de corto circuito de diseño de la barra al cual se conecta la fuente y la relación  $X/R$  de la fuente mostrada en la figura 4.1.

#### 4.2.2 Conductores Eléctricos

Los conductores eléctricos utilizados para interconectar los diferentes elementos del sistema eléctrico, se modelaron como un circuito equivalente pi como se muestra en la figura 4.6. Este circuito corresponde a bloque identificado como equivalente de línea en la figura 4.4. Los parámetros utilizados en este modelo son:

Frecuencia de operación (60 Hz)

Las resistencias de secuencia positiva y cero en  $\Omega/\text{Km}$  (0.01273; 0.3864)

Las inductancias de secuencia positiva y cero en  $\text{H}/\text{Km}$  (0.9337e-6; 4.1264e-6)

Las capacitancias de secuencia positiva y cero en  $\text{F}/\text{Km}$  (12.74e-9; 7.751e-9)

La longitud del conductor (800 m)

Los parámetros mostrados para este bloque, son los propios del bloque ya que son valores típicos. La longitud del conductor es de 800 m, distancia que existe en campo para el primer tramo del alimentador. Este conductor está instalado en el primario del transformador mostrado en la figura 4.1. El conductor instalado en el secundario del mismo transformador, tiene una longitud de 25 m.

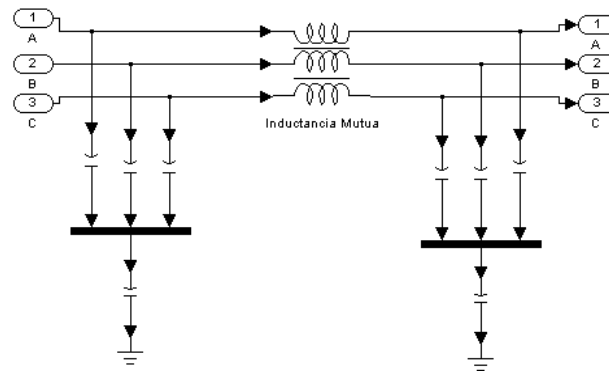


Figura 4.6 Modelo de los conductores de alimentación.

### 4.2.3 Transformador de Potencia

Otro de los bloques mostrados en la figura 4.4 es el transformador. Este bloque, está formado por un arreglo de 3 transformadores monofásicos conectados en paralelo para obtener el arreglo trifásico delta-estrella aterrizada como se muestra en el diagrama de la figura 4.7.

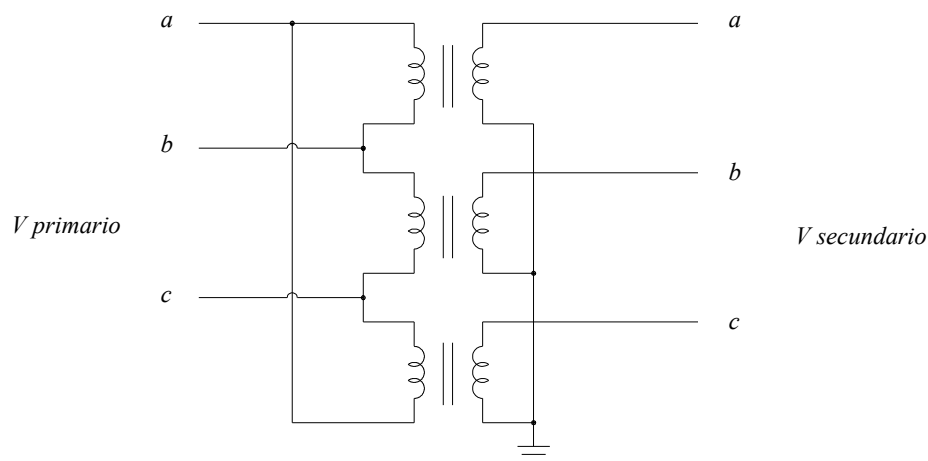


Figura 4.7 Diagrama unifilar del transformador trifásico.

En el programa de simulink el transformador se modeló como se muestra en la figura 4.8.

Los parámetros introducidos al modelo son:

Potencia nominal en VA (4 MVA);

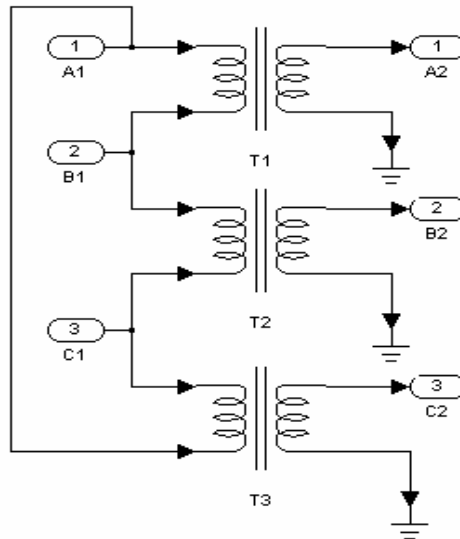
Frecuencia de operación (60 Hz);

Tipo de conexión del devanado primario (Delta);

Tensión de línea en lado primario y secundario en Vrms. (4160/480 Volts);

Resistencia e Inductancia interna en el primario y secundario en p.u. ( $4e-3$  Ohms;  $2e-3$  H)

Los valores utilizados corresponden a los de un transformador existente en el sistema eléctrico mostrado en la figura 4.1.



**Figura 4.8** Modelo del transformador utilizado.

#### 4.2.4 Carga Lineal

En la figura 4.1, se tiene instalado un tablero con los servicios auxiliares de la instalación desde donde se alimentan motores pequeños y otras cargas del tipo lineal. Estas cargas, se representan como una carga lineal en la figura 4.4.

La carga lineal se modeló como tres cargas R-L monofásicas en paralelo con el sistema como se muestra en la figura 4.9. Los parámetros utilizados en este modelo son:

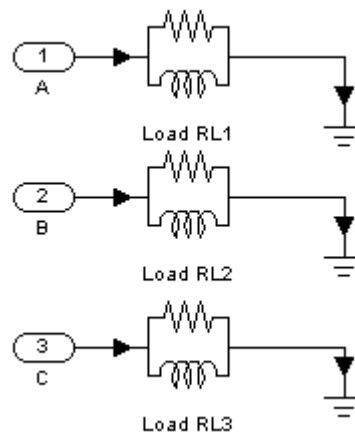
Tensión nominal entre fases en Vrms

Frecuencia de operación en Hz.

Potencia Activa Trifásica (P) en Watts

Potencia Reactiva inductiva trifásica (Q) en Var

Para la simulación se tiene una tensión nominal de 480 Volts; 60 Hz; 100 kW y 173 kVAR. Los valores de potencia se propusieron de manera intencional para que la carga tenga un bajo factor de potencia y se espera que el filtro activo compense este valor durante su operación.



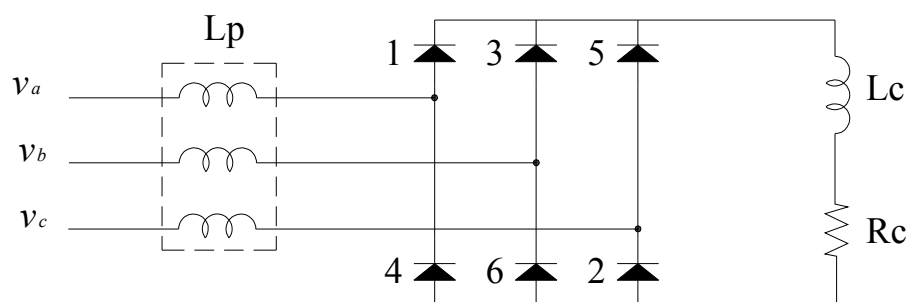
**Figura 4.9** Modelo de la carga R-L trifásica utilizado.

#### 4.2.5 Carga No-Lineal

El sistema eléctrico de la figura 4.1, tiene instalado 9 cargas no lineales los cuales son sistemas de bombeo electrocentrífugo, cada uno con su controlador de frecuencia variable (CFV). Estas cargas se simplificaron a dos. La primera, consiste de un rectificador trifásico puente a diodos, con una carga R-L por el lado de CD y la segunda un motor de CD accionado por un puente a tiristores. Cada uno de ellos se describe en los siguientes párrafos.

##### 4.2.5.1 Carga No-Lineal No. 1.

Esta carga consiste de un rectificador trifásico el cual está integrado por una inductancia parásita ( $L_p$ ) en su entrada, un puente completo a diodos y una carga R-L por el lado de CD como se muestra en la figura 4.10. Esta carga está representada en la figura 4.4 dentro del bloque de carga no lineal.



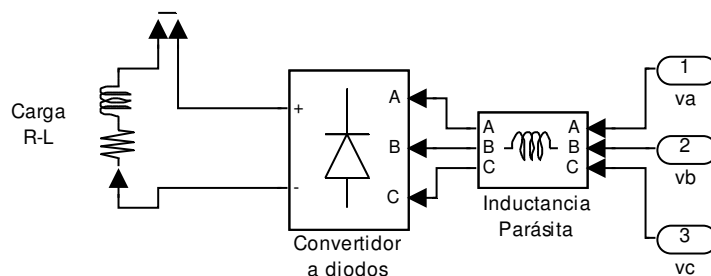
**Figura 4.10** Diagrama unifilar eléctrico de la carga No-lineal trifásica.

Este convertidor se modeló dentro de simulink como se muestra en la figura 4.11. Los parámetros utilizados en el modelo son:

Para el circuito snubber, la resistencia es de 10000 Ohms y la capacitancia infinita para omitir la red snubber;

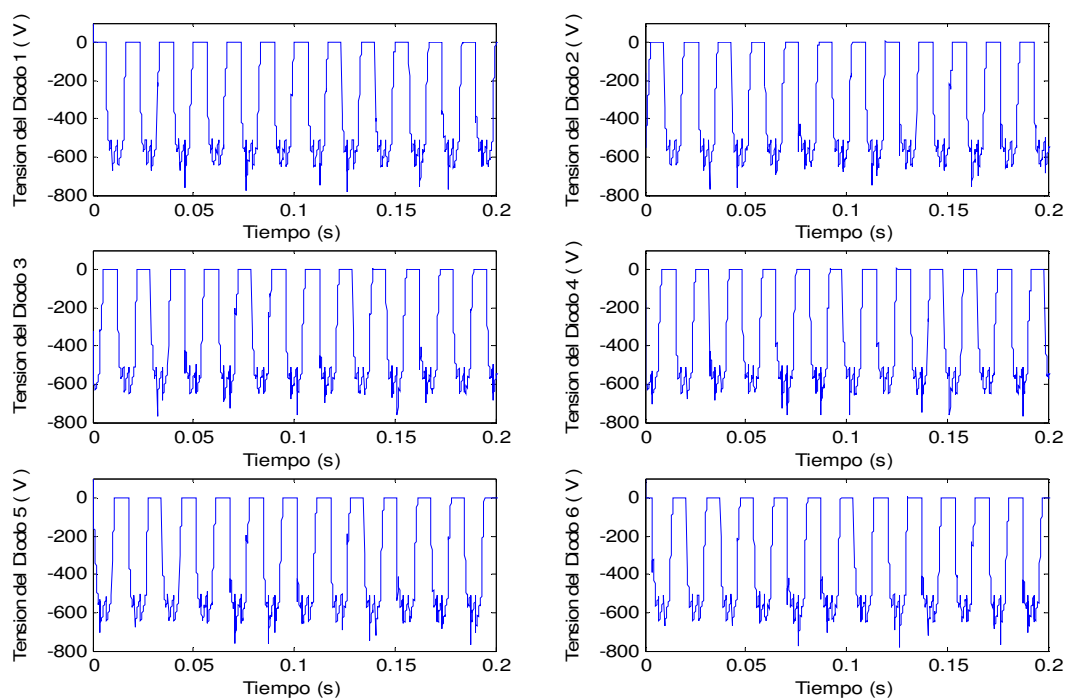
Los valores internos de resistencia ( $R_{on}$ ) e inductancia ( $L_{on}$ ) de los diodos se tomaron los valores de  $10\text{ m}\Omega$  y  $0\text{ mH}$ .

La inductancia parásita en el lado de ca, se tiene un valor de  $100\text{ }\mu\text{H}$ . La carga conectada en el lado de cd, corresponde a  $100\text{ kW}$  y  $173\text{ kVAR}$  a una tensión de  $648\text{ Volts}$ .



**Figura 4.11** Modelo de la carga No-lineal trifásica.

En las figuras 4.12 a la 4.15, se presentan las señales de tensión y corriente en terminales de la carga en el lado de cd y en las terminales de los diodos.



**Figura 4.12** Tensión en terminales de los diodos del convertidor.

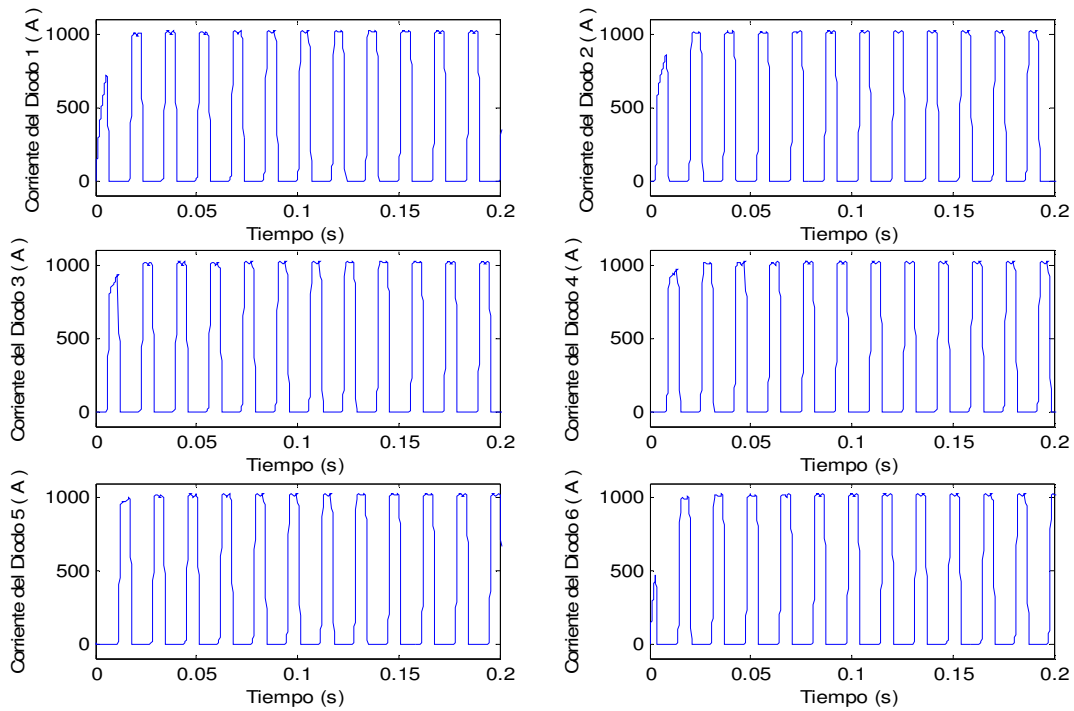


Figura 4.13 Corriente en terminales de los diodos del convertidor.

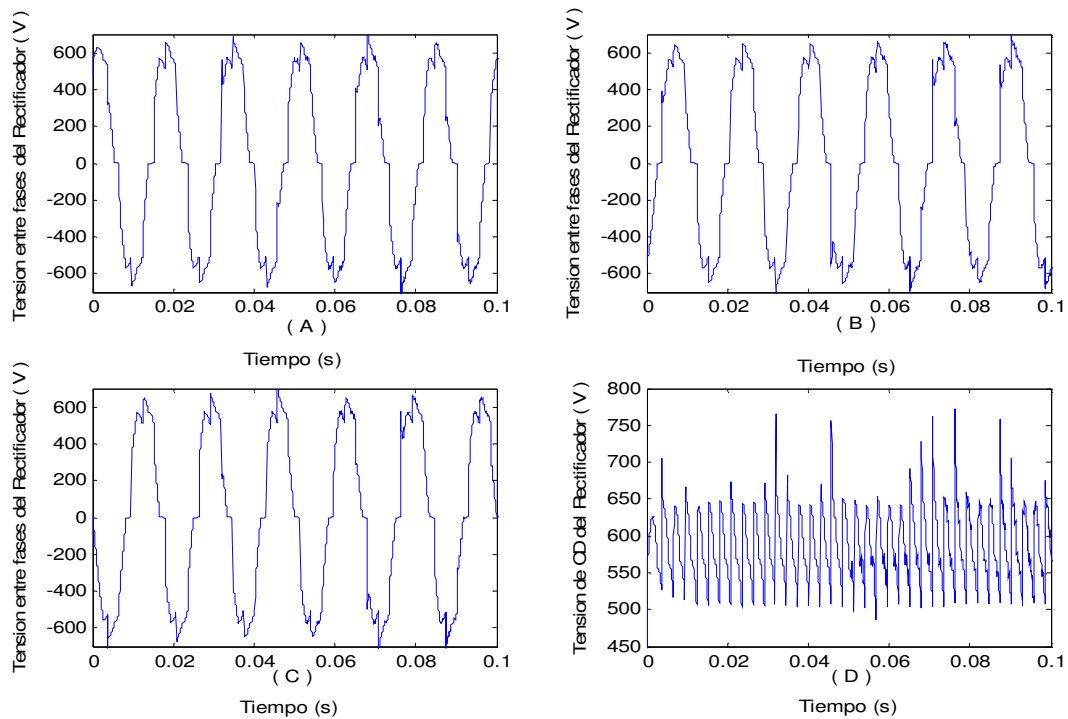
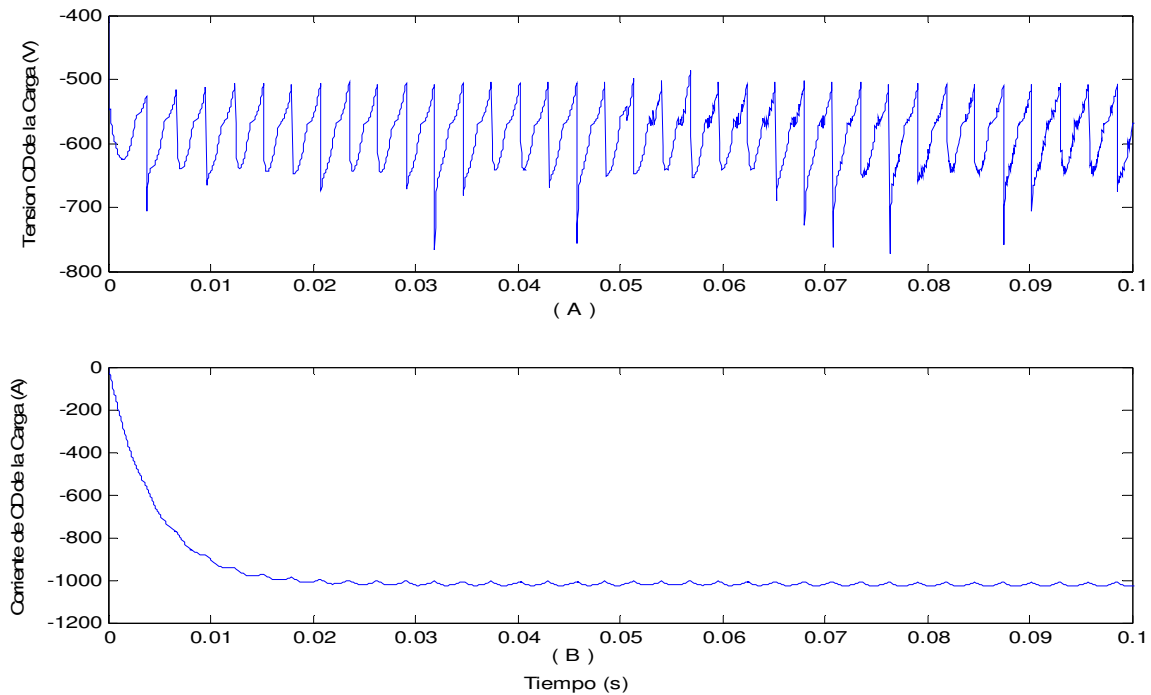


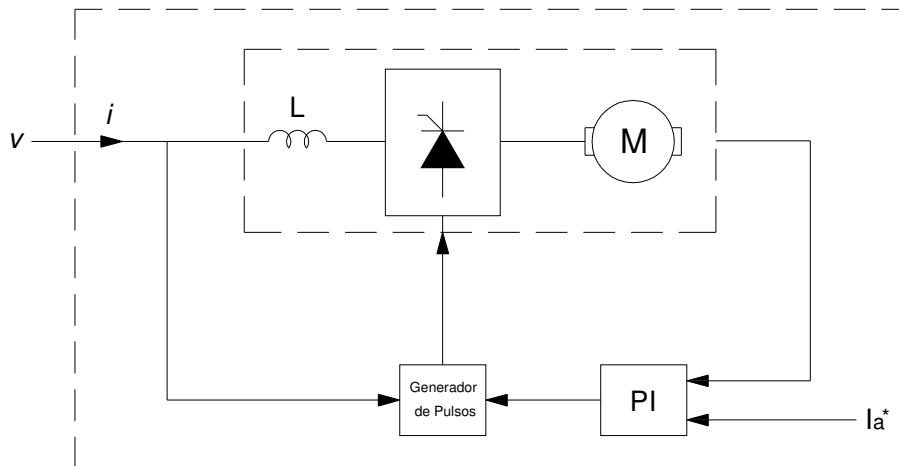
Figura 4.14 (A) Tensión entre fases AB del convertidor a diodos; (B) Tensión entre fases AC del convertidor a diodos; (C) Tensión entre fases BC del convertidor a diodos; (D) Tensión de CD del Convertidor a diodos.



**Figura 4.15** (A) Tensión en terminales de la carga en CD; (B) Corriente en terminales de la carga en CD.

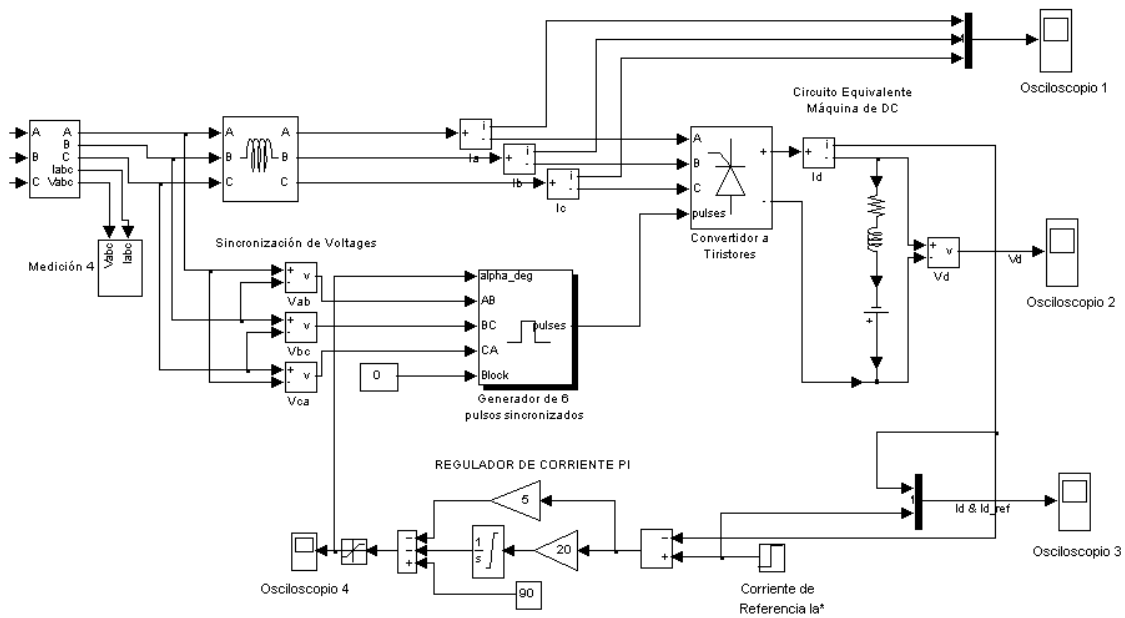
#### 4.2.5.2 Carga No-Lineal caso 2.

La segunda carga que se utilizó, se muestra en el diagrama unifilar de la figura 4.3 identificada como carga no lineal 2 y dentro del bloque de carga no lineal de la figura 4.4 como parte del modelo de simulink. El diagrama unifilar de ésta carga no lineal, corresponde a la figura 4.16 y dentro del programa se modeló como se muestra en la figura 4.17. Esta carga consiste de una máquina de CD accionada por un convertidor a tiristores.



**Figura 4.16** Diagrama unifilar de la carga No Lineal 2.





**Figura 4.17** Circuito equivalente de una máquina de CD.

Esta carga no lineal activa se divide en tres partes que son:

Convertidor a tiristores, de esta parte se obtienen las señales de tensión y corriente en los tiristores a través de medidores internos, existentes en el modelo, generando las figuras 4.18 y 4.19 respectivamente. Las señales de tensión en la entrada al convertidor se muestran en la figura 4.20(A) y la tensión de CD en la figura 4.20 (B).

Máquina de CD, esta carga está modelada por un circuito resistivo inductivo en serie con una fuente de CD (R-L-E) simplificado. Para verificar la respuesta del modelo, se extraen las señales de tensión y corriente a través del osciloscopio 2 y 3 de la figura 4.16, obteniéndose la figura 4.27 (B).

Regulador de corriente, este se utiliza para controlar la corriente de la máquina y se implementó con un controlador proporcional integral (PI). La corriente alimentada al regulador, es la diferencia entre la corriente de cd ( $I_d$ ) y una corriente de referencia ( $I_a^*$ ), estas señales se obtienen a través del osciloscopio 3 y se presentan en la figura 4.27(C). En esta figura se puede ver que la respuesta del regulador de corriente es adecuado.

Sintonización del Regulador.

En la figura 4.16 se observa el modelo de la máquina de corriente directa (MCD) con excitación independiente y el lazo de control de la corriente de armadura. En forma de diagrama de bloques, lo anterior se puede representar como se muestra en la figura 4.21 [54].

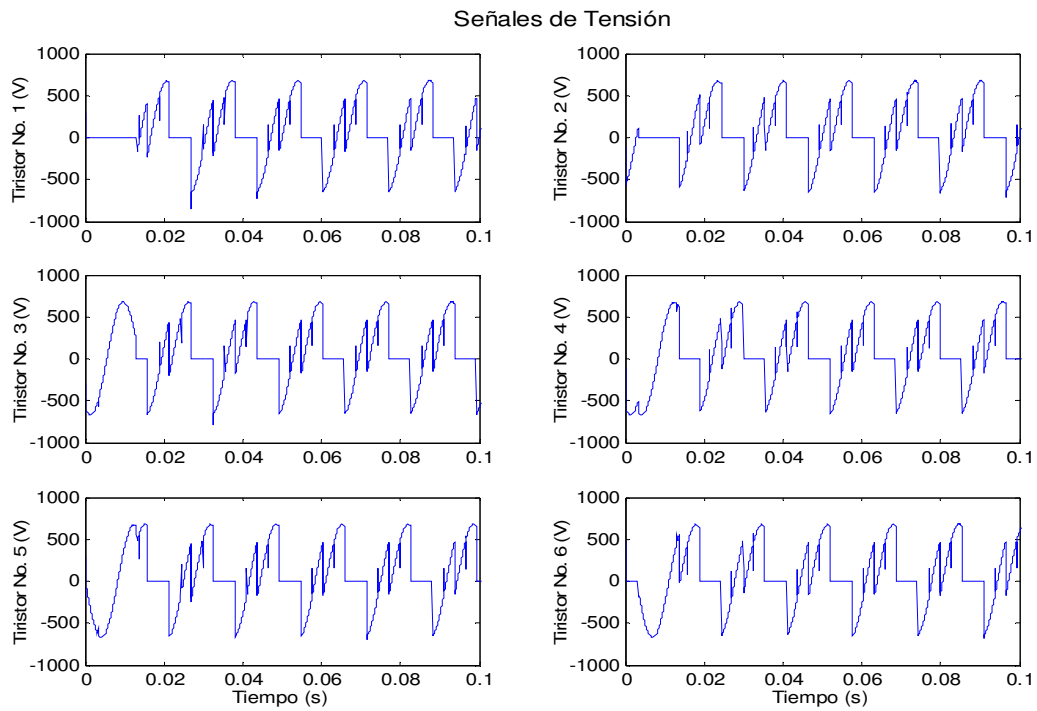


Figura 4.18 Tensión en terminales de los tiristores.

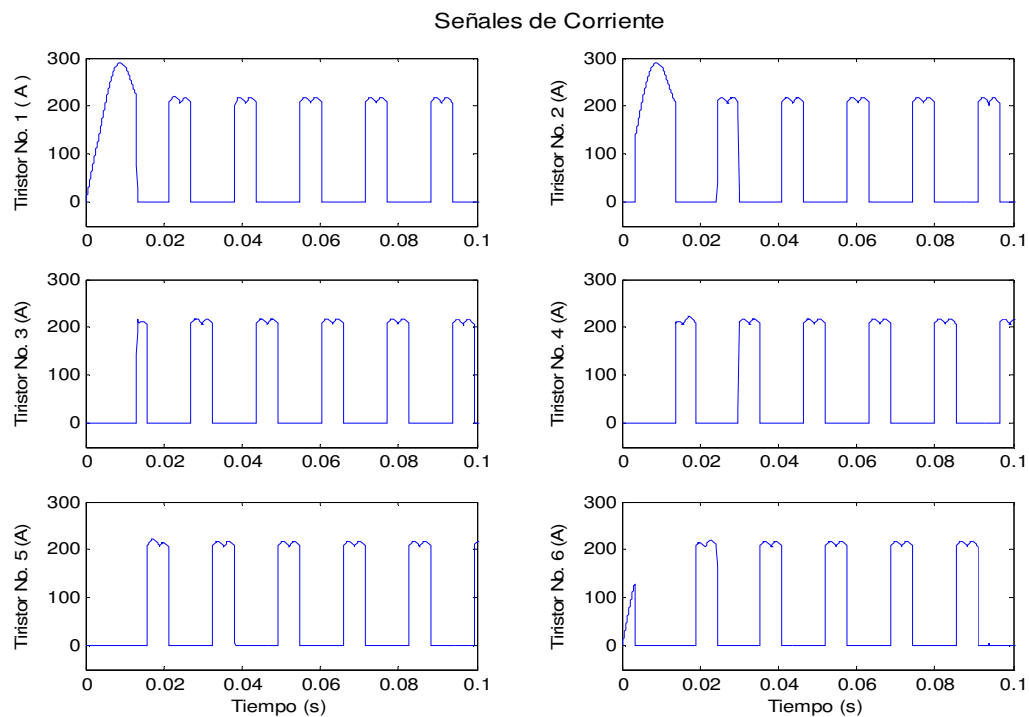
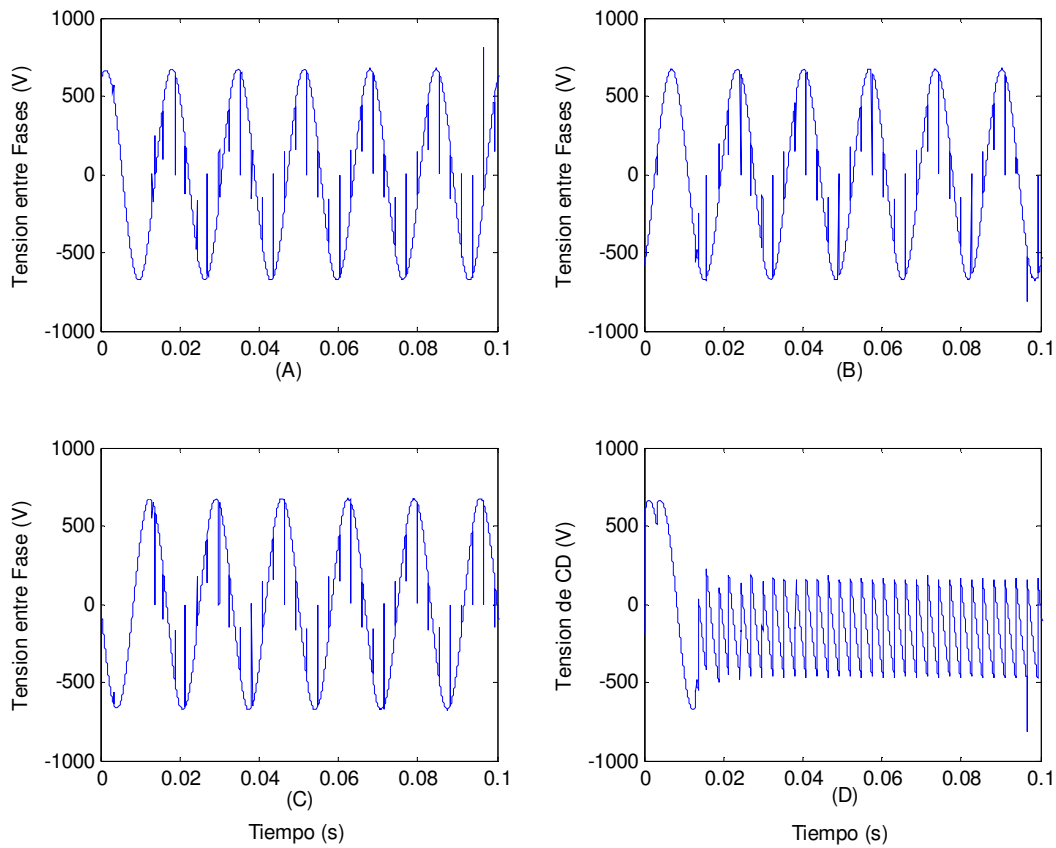
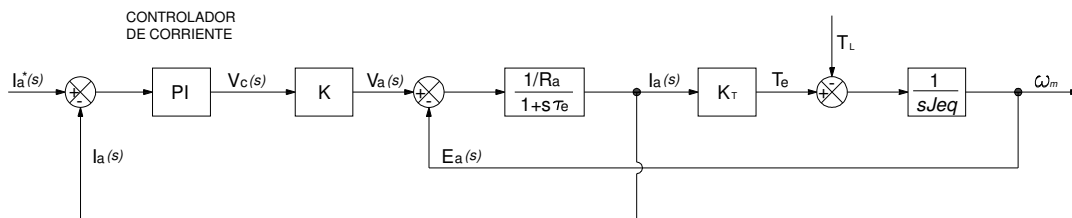


Figura 4.19 Corriente en terminales de los tiristores.



**Figura 4.20** (A) Tensión entre fases AB del convertidor a tiristores; (B) Tensión entre fases BC del convertidor; (C) Tensión entre fases CA del convertidor a tiristores; (D) Tensión de CD del convertidor.



**Figura 4.21** Diagrama de bloques del modelo de la máquina de CD.

Simplificando el diagrama de la figura 4.21 y considerando que el momento de inercia equivalente en la flecha del motor es lo suficientemente grande como para despreciar el efecto de la fem de la MCD ( $E_a$ ), se obtiene la figura 4.22.

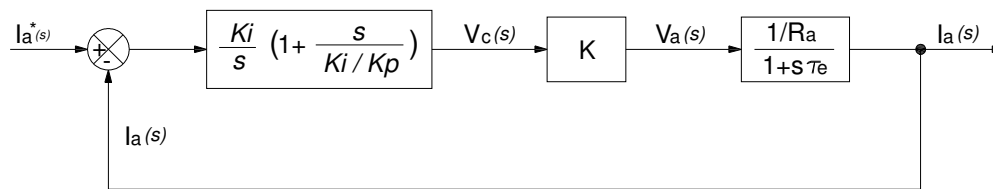


Figura 4.22 Diagrama de bloques del modelo de la máquina de CD.

La figura 4.22, se puede adaptar al caso de la figura 4.16 y 4.17 como se presenta en la figura 4.23.

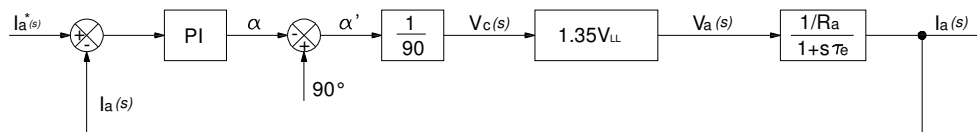


Figura 4.23 Diagrama de bloques del modelo de la máquina de CD.

En la figura 4.23, los valores del ángulo de disparo  $\alpha$  del convertidor a tiristores de la figura 4.15 son definidos por:

$$0^\circ \leq \alpha \leq 180^\circ \tag{4.1}$$

entonces el valor de  $\alpha'$  queda definida como:

$$90^\circ \geq \alpha' \geq -90^\circ \tag{4.2}$$

es decir:

$$1 \geq V_c \geq -1 \tag{4.3}$$

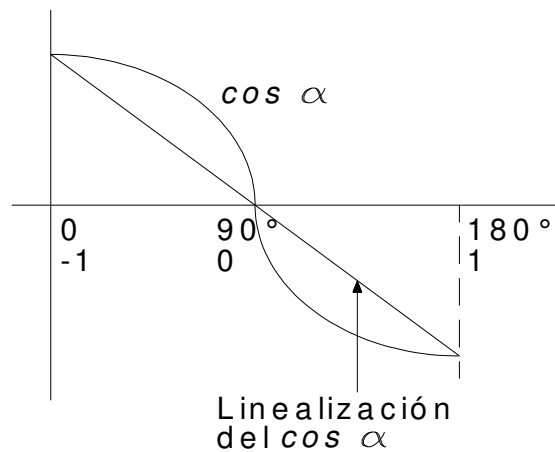
De la figura 4.18 se tiene que:

$$V_a = 1.35V_{LL}V_c \tag{4.4}$$

El valor promedio de la tensión en las terminales de la MCD considerando conducción continua es [54]:

$$V_a = 1.35V_{LL} \cos \alpha \tag{4.5}$$

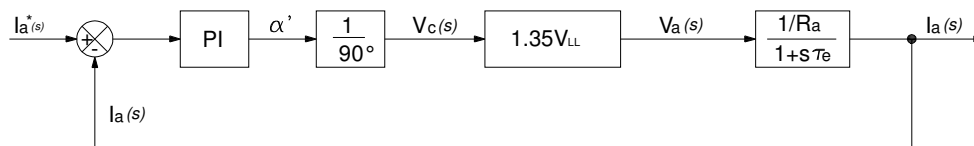
Es importante mencionar que la ecuación 4.4 es la ecuación 4.5 pero linealizada es decir, el  $\cos \alpha$ , presenta valores de entre 1 y -1. Esto se presenta en la figura 4.24.



**Figura 4.24** Representación del  $\cos \alpha$  linealizado.

Con las expresiones (4.3) y (4.4), lo que se ha realizado es linealizar la no linealidad del sistema por lo que se puede considerar entonces que el sistema es lineal y por lo tanto, es posible aplicar la teoría del control clásico en la sintonización del sistema. Debido a lo anterior, es necesario realizar ajustes a los valores de las ganancias  $k_p$  y  $k_i$  durante la simulación buscando una mejor respuesta del controlador.

De la figura 4.23 se puede no considerar el punto de suma de los ángulos de disparo con lo cual se obtiene:



**Figura 4.25** Diagrama de bloques para sintonizar el regulador de corriente (PI).

Pudiéndose implementar entonces el punto de suma como se muestra en la figura 4.17.

En la sintonización se utilizó el método de cancelación del cero del controlador con el polo de la función de transferencia en lazo abierto de la planta, obteniéndose entonces la expresión siguiente [54].

$$k_p = \tau_e * k_i = \frac{L_a}{R_a} k_i \quad (4.6)$$

La función de transferencia obtenida después de la cancelación del polo y del cero es:

$$G_{LA}(s) = \frac{k'}{s} = \frac{\omega_C}{s} \quad (4.7)$$

donde:

$$k' = \frac{k_i k}{R_a} = \omega_c = 2\pi f_c \quad (4.8)$$

$\omega_c(f_c)$  es la frecuencia de cruce en el diagrama de bode de Amplitud (dB) contra frecuencia. Es decir:

$$k_i = \frac{\omega_c R_a}{k} = \frac{2\pi f_c R_a}{1.35 V_{LL} / 90} \quad (4.9)$$

donde:

$k_p$  Ganancia del Controlador Proporcional

$k_i$  Ganancia del Controlador Integral.

$k$  Ganancia de Corriente =  $1.35 * V_{LL} / 90$

$\tau_e$  Constante de Tiempo Eléctrica del motor

$L_a$  Inductancia de Armadura

$R_a$  Resistencia de Armadura

$\omega$  Frecuencia de cruce =  $2\pi * f_c$

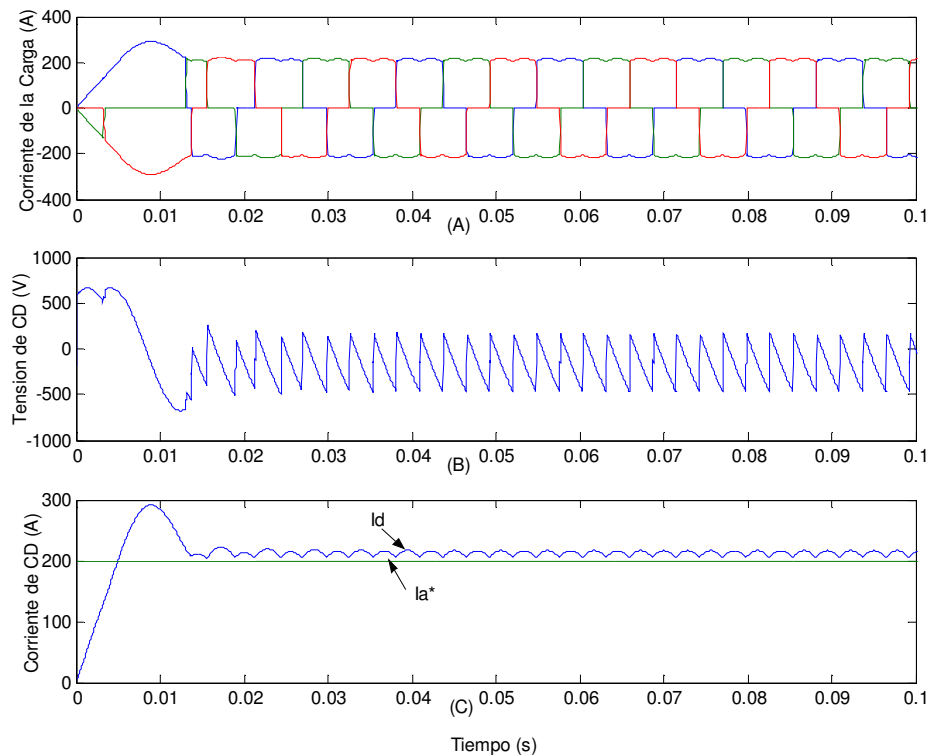
Como el convertidor a tiristores trabaja a una frecuencia de seis veces la frecuencia de la línea de alimentación (60 Hz), se escoge que la frecuencia de cruce es aproximadamente de 360 Hz, entonces, sustituyendo en la ecuación 4.9 los valores de:  $f_c = 360$  Hz,  $V_{LL} = 480$  V y  $R_a = 0.06 \Omega$  se obtiene:

$$k_i = \frac{2262 * 0.06}{7.2} = 18.85 \quad (4.10)$$

sustituyendo (4.10) en (4.6) se obtiene:

$$k_p = 0.3333 * 18.85 = 6.30 \quad (4.11)$$

Con estos valores de  $k_i$  y  $k_p$  se obtienen los resultados mostrados en la figura 4.26(A), (B) y (C).



**Figura 4.26** (A) Corriente de la carga; (B) Tensión de CD (Vd); (C) Corriente directa y corriente de referencia.

#### 4.2.6 Filtro Activo

La característica de filtrado superior de un filtro activo de corriente con relación a un filtro pasivo, se debe a la diferencia en el principio de operación entre ambos esquemas. Los filtros pasivos paralelo funcionan como una trayectoria de baja impedancia para las corrientes armónicas generadas por la carga; los filtros activos funcionan como una fuente de corriente controlada, aunque también puede configurarse como una impedancia variable [55].

En la figura 4.3 se observa el esquema eléctrico del filtro activo y su punto de conexión con respecto a la carga no lineal. La figura 4.4, presenta el filtro activo como un bloque, este bloque contiene tres bloques adicionales como se muestra en la figura 4.27, estos bloques representan las tres etapas fundamentales que integran el cálculo, selección e implantación de un filtro activo de corriente que son:

**Generación de la referencia de la corriente armónica a inyectar.** A partir de la corriente de carga, se extrae una referencia que involucre la información correspondiente a las armónicas, la corriente reactiva fundamental y el desbalance de las cargas, sin presentar un desfase significativo debido al procesamiento de la señal. Esta referencia sirve para controlar la etapa de potencia.

**Dimensionamiento de la etapa de potencia.** Es necesaria una etapa de potencia que sea capaz de generar los niveles de corrientes armónicas demandadas por la carga, y que tenga la velocidad de respuesta para generar escalones o transitorios de corriente. La principal limitante

es la velocidad de respuesta asociada a la rapidez de variación de la corriente respecto al tiempo,  $di/dt$ . Siempre debe existir un compromiso entre la velocidad de respuesta y la precisión del filtrado.

**Lazo de control.** Es necesario un lazo de control que garantice el seguimiento de la referencia por parte de la etapa de potencia, generando el patrón de conmutación adecuado.

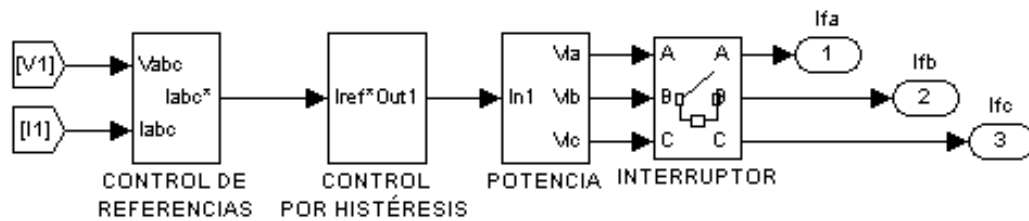


Figura 4.27 Configuración del filtro activo de corriente.

#### 4.2.6.1 Características de generación de las corrientes de referencias

El bloque identificado como control de referencias en la figura 4.27, se integra de las diferentes etapas que constituye el cálculo de las corrientes de referencia, el cual está definido por la extensión de la teoría de la potencia reactiva instantánea. Cada etapa es un bloque como se observa en la figura 4.28.

El bloque 1, se define como la **“transformación  $abc - \alpha\beta$ ”** y se obtiene de acuerdo a las ecuaciones 3.1 y 3.2 donde se hace la transformación de coordenadas  $abc$  a  $\alpha\beta$  empleando los voltajes y corrientes de fase a tierra de la carga.

El bloque 2 se define como la teoría de la potencia reactiva instantánea y se obtiene de acuerdo al sistema de ecuaciones definidas por la ecuación 3.6 donde se calculan los valores de las potencias activas y reactivas utilizando los voltajes y corrientes en las coordenadas ortogonales ( $\alpha\beta$ ). En esta misma sección se determinan las corrientes de referencias ( $i^*$ ) utilizando la ecuación 3.18.

El bloque 3 es denominado como generación de corrientes de referencia en coordenadas  $abc$ . En esta etapa se transforman las corrientes de referencias en coordenadas  $\alpha\beta$  a coordenadas  $abc$  a través de la ecuación 3.20.

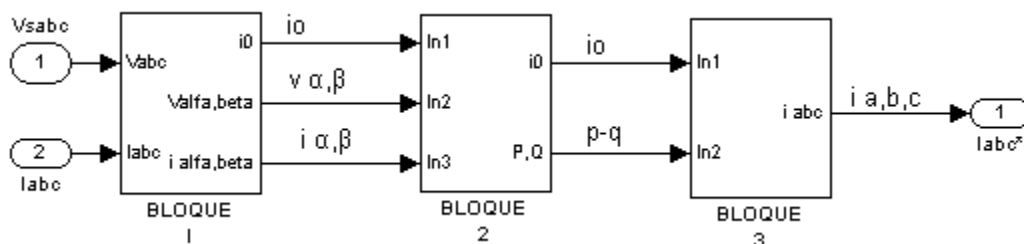
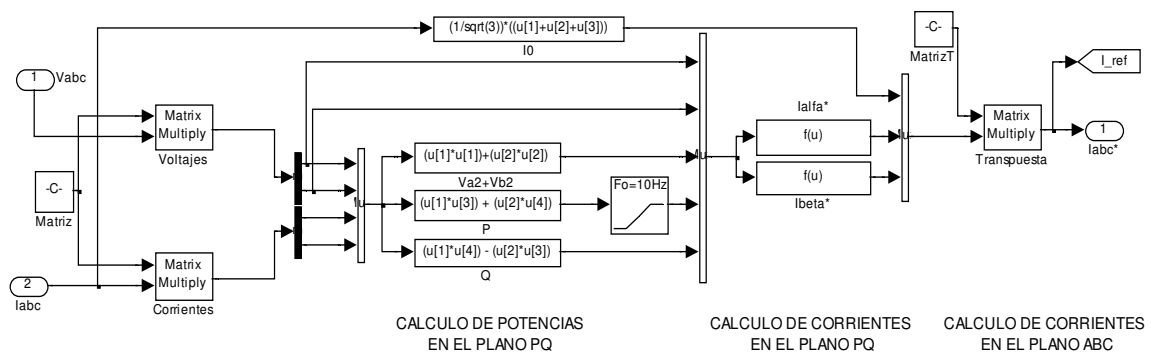


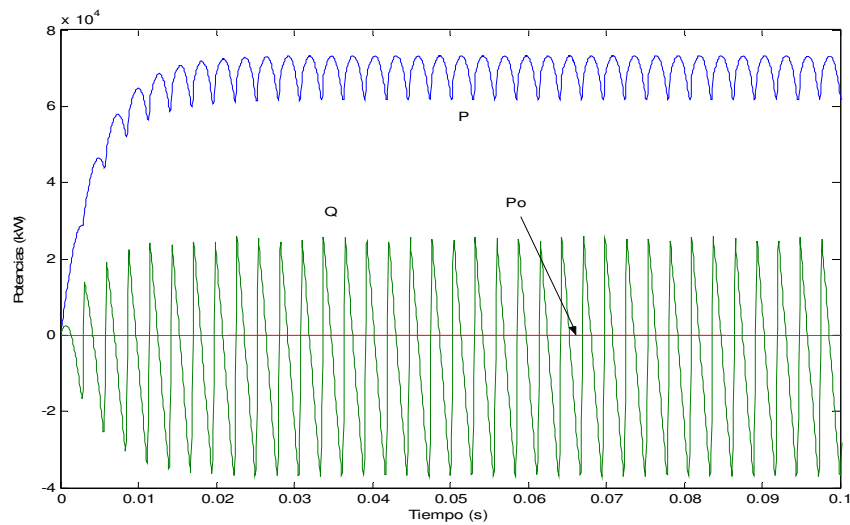
Figura 4.28 Diagrama a bloques para el cálculo de las corrientes de referencia.



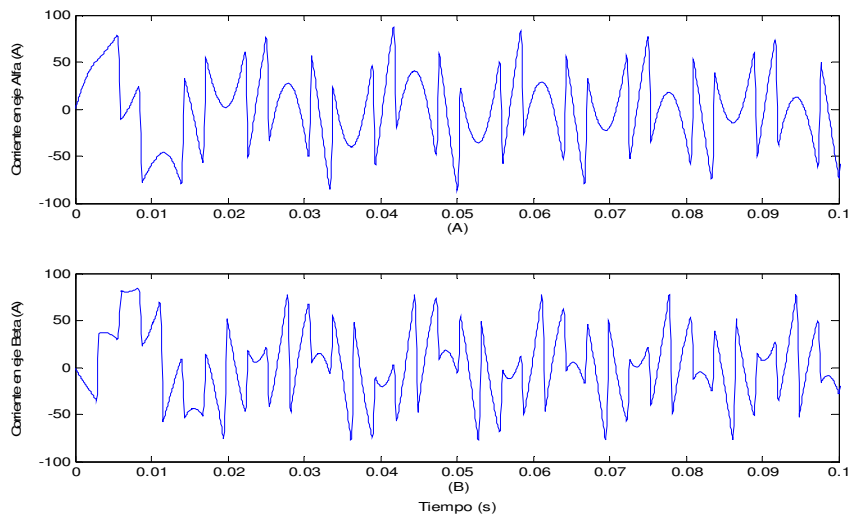


**Figura 4.29** Configuración en simulink para el cálculo de las corrientes de referencia.

Las señales de potencia activa y reactiva en el plano de potencia reactiva instantánea (PQ) se presentan en la figura 4.30 y las señales de corriente de referencias en el plano PQ en la figura 4.31.



**Figura 4.30** Términos de potencia reactiva imaginaria obtenidos del circuito de la figura 4.29.



**Figura 4.31** Corrientes de Referencia de Compensación en los ejes  $\alpha$  y  $\beta$ .

#### 4.2.6.2 Características del bloque de control.

El bloque identificado como control por histéresis en la figura 4.27, es el encargado de controlar las conmutaciones de los IGBT's y constituye la parte fundamental del filtro activo.

Una vez obtenidas las corrientes de referencia ( $i_{CA}^*$ ,  $i_{CB}^*$ ,  $i_{CC}^*$ ), éstas pasan por el bloque de control de corriente por histéresis.

Esta técnica de control permite controlar un inversor fuente de tensión de tal forma que la corriente generada en su salida siga una señal de corriente de referencia. El control de corriente por histéresis es implementado con un sistema de control de lazo cerrado y se muestra en la figura 4.32. Se utiliza una señal de error para controlar las conmutaciones del inversor. Este error es la diferencia entre la corriente deseada ( $i_{ref}^*$ ) y la corriente que está inyectando el inversor, ( $i_{comp}$ ). Cuando el error alcanza un límite superior, el IGBT es obligado a bajar la corriente. Cuando el error alcanza un límite inferior la corriente es forzada a subir. Los valores máximos y mínimos de la señal de error son  $e_{min}$  y  $e_{max}$  respectivamente. El rango de la señal de error, ( $e_{max} - e_{min}$ ), controla directamente la cantidad de rizo en la corriente de salida del inversor y se denomina banda de histéresis. Los límites de histéresis,  $e_{min}$  y  $e_{max}$ , relaciona directamente a una compensación de la señal de referencia y es referido como límites inferior y superior respectivamente. La corriente es forzada a permanecer dentro de los límites [68] [69].

La frecuencia de conmutación está definida por el ancho de la banda de histéresis, el tamaño del inductor a través de la cual fluye la corriente y del voltaje de CD aplicado por el inversor al inductor. Una inductancia muy grande producirá una  $di/dt$  muy pequeña para un voltaje dado y la pendiente del diente de sierra es menor como se muestra en la figura 4.33.

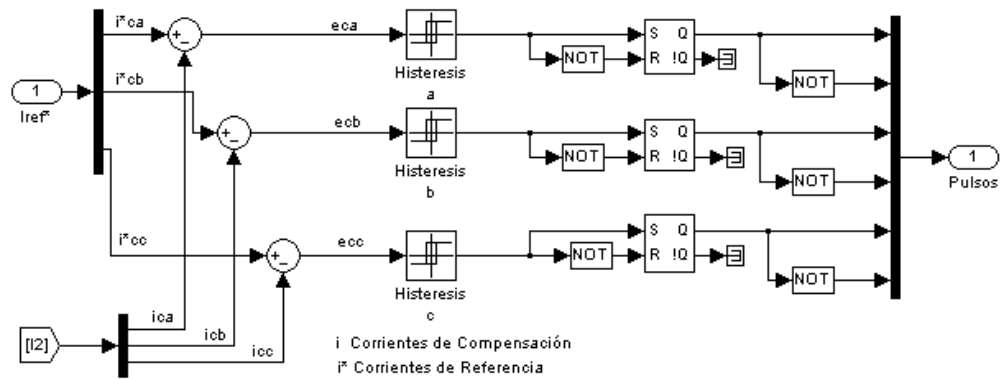


Figura 4.32 Control de corrientes por Histéresis para las corrientes de fase.

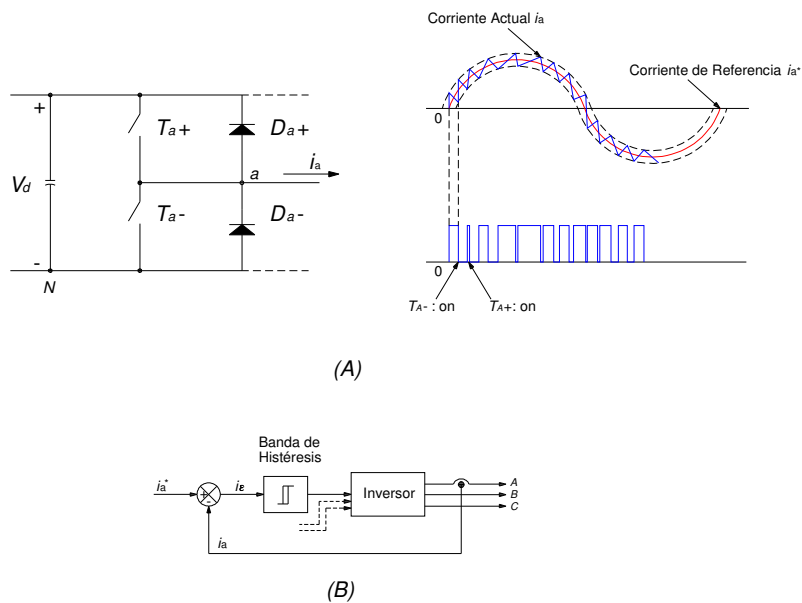


Figura 4.33 Controlador de corrientes por Histéresis: (A) Comportamiento; (B) Diagrama de bloques.

Si la corriente actual en la figura 4.33 (A) intenta pasar el límite superior de la banda de tolerancia,  $T_{A-}$  conmuta a “on” (es decir,  $T_{A+}$  es apagado). La conmutación inversa ocurre si la corriente actual intenta ir abajo de la banda de tolerancia inferior. Ocurre lo mismo para las otras dos fases [55].

#### 4.2.6.3 Características del bloque de potencia.

El bloque de potencia consiste de un inversor fuente de tensión controlado por corriente (CC-SVI). El inversor contiene seis dispositivos IGBT’s conectados en puente completo como se muestra en la figura 4.34. El bus de CD se integra de un capacitor que físicamente representa a un banco de capacitores dependiendo la capacidad del filtro ( $C_{CD}$ ).

La etapa de acoplamiento consiste de tres inductores, uno por cada fase, estos inductores tiene la finalidad de filtrar la señal de corriente del filtro activo para que siga la señal de referencia y pueda compensar las armónicas del sistema. La obtención de su valor es parte importante para el desempeño del filtro.

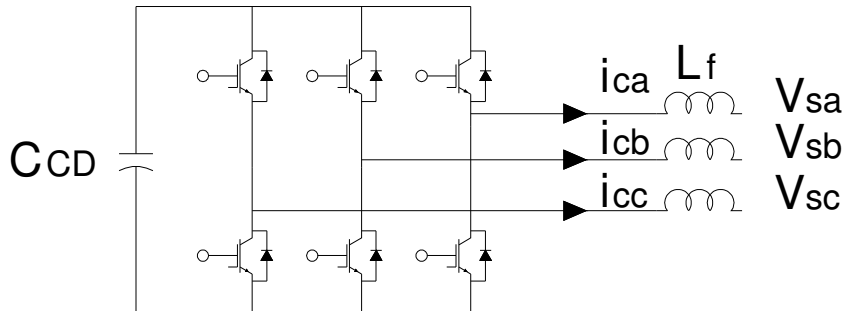


Figura 4.34 Inversor fuente de tensión conectada a un sistema trifásico.

El cálculo de los valores de  $L_f$  y  $C_{CD}$ , se determinan como se explica en las secciones 3.2.5.2 y 3.2.5.3 respectivamente. Como primer paso se obtienen los valores de tensión y corriente como se describe en la sección 3.2.5.1 y que se utilizan en esta sección.

De la ecuación (3.23), la tensión máxima de CD que debe alimentarse a los IGBT's se determina como:

$$V_{CD\max} = 4.66 * V_{RED} \quad (4.12)$$

con una tensión de red de 480 V, se tiene que:

$$V_{CD\max} = 4.66 * 480 = 1942.5 \text{ V}$$

La corriente que deben soportar los dispositivos de potencia se determina con la ecuación (3.25) y (3.26). con una potencia de 657.5 kVA, y una tensión de fase a tierra de 277 V.

$$I_{P\max} = 1.25 * \frac{\sqrt{2} * P}{3 * V_{SL}} = 1.25 * \frac{\sqrt{2} * 657,500 \text{ VA}}{3 * 277} = 1398.70 \text{ A} \quad (4.13)$$

**Cálculo del Inductor.** Utilizando las ecuaciones (3.27) y (3.28) se obtienen los valores máximos y mínimos de  $L_f$  considerando que  $V_{cd} = 1942.5 \text{ V}$ ;  $V_s = 480 \text{ V}$ ;  $T_o = 0.0957 \text{ s}$ ;

$\frac{dI_{comp}}{dt} = 1.49e6$ ;  $f_c = 5000 \text{ Hz}$ ;  $THD_I = 400\%$ ;  $I_{P\max} = 1398.7 \text{ A}$ ;  $V_{S\max} = 470 \text{ V}$ ; entonces:

$$L_{\max} < \frac{(1942.5) - (480)(0.0957)}{(1.49e^6)(0.0957)} = 0.0133 \text{ H} \quad (4.14)$$

---

---

$$L_{\min} \rangle \frac{4}{(5000)\pi^2(400) * (1398.7)} (1942.5 + |470|) = 3.49e^{-7} H \quad (4.15)$$

Cálculo del Capacitor (C).

Utilizando la ecuación (3.34) y considerando que:  $\Delta V_{CC} = 0.5$ ;  $I_{hrms} = 0.1395$ , se obtiene:

$$C = 0.00375 \frac{0.1395}{0.5} = 1046.25 \mu F \quad (4.16)$$

Por lo tanto, los valores de  $L_f$  y  $C$  utilizados son:  $250 \times 10^6$  mH y  $1046.25 \mu F$  cuyos resultados de las simulaciones se presentan en el capítulo 5.

# CAPITULO 5

## RESULTADOS

---

---

### INTRODUCCIÓN

Una vez descrito el sistema eléctrico utilizado y su implementación en el programa Simulink de MatLab, en este capítulo se presentan los resultados obtenidos durante las simulaciones realizadas con el programa desarrollado. Durante las simulaciones, se crearon tres condiciones de operación identificados como casos, los casos analizados son: Caso 1 “Condición de operación con carga lineal” donde el sistema opera solo con una carga lineal; Caso 2 “Convertidor no controlado” es decir, el sistema operando con la carga lineal y una carga no lineal no activa que consiste en un convertidor no controlado de 6 pulsos y por último; Caso 3 “Accionamiento de un motor de CD” lo que significa, el sistema operando con la carga lineal y una carga no lineal activa ya que esta carga puede generar hacia el sistema y consiste en el accionamiento de una máquina de CD. Como una variante del caso 3, se analiza el caso 4 el cual consiste del mismo sistema para el caso 3 pero, la máquina de CD operando como generador de CD.

En las secciones siguientes, los resultados obtenidos, se presentan para cada uno de los casos analizados. Para los casos 2, 3 y 4, se muestran los resultados en forma independiente del comportamiento del sistema eléctrico sin la operación y con la operación del filtro activo modelado.

### 5.1 CASO 1 CONDICIÓN DE OPERACIÓN CON CARGA LINEAL.

En esta sección, se presenta el análisis de los parámetros eléctricos del sistema mostrado en el diagrama unifilar de la figura 4.3 operando con la carga lineal solamente. El diagrama de bloques de la figura 4.4, es la representación del sistema eléctrico desarrollado en Simulink.

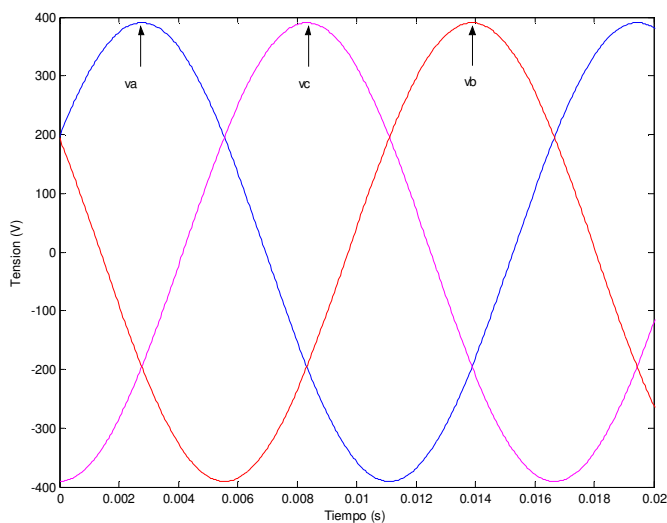
Las señales a analizar, se obtuvieron a través de un bloque de medición instalado en terminales de la carga lineal.

#### 5.1.1 Análisis de la Tensión Eléctrica.

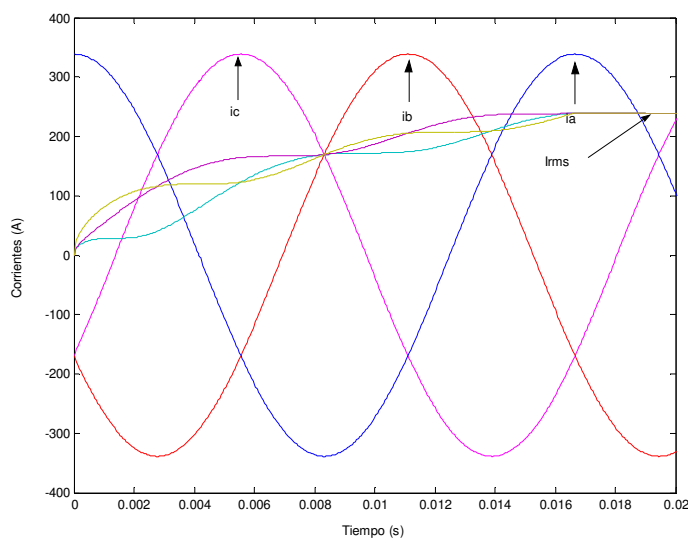
En la figura 5.1, se muestran las señales de tensión eléctrica en terminales de la carga. La señal es puramente sinusoidal y su valor máximo es de 391 Volts de fase a tierra, su valor rms es de 277 Volts.

### 5.1.2 Análisis de la Corriente Eléctrica.

En la figura 5.2, se muestran las ondas de la corriente eléctrica obtenida en terminales de la carga. Esta señal es puramente sinusoidal, su valor máximo es de 340 A como se observa en la figura 5.2 y rms de 240.5 A.



**Figura 5.1** Señales de tensión en terminales de la carga lineal.



**Figura 5.2** Señales de corriente en el sistema eléctrico.

### 5.1.3 Análisis de la Potencia Eléctrica.

Para verificar los valores calculados con los de simulación, se obtuvieron las señales de potencia en el punto de medición 1 mostrado en la figura 4.3. La carga modelada tiene las

siguientes características:  $P = 100 \text{ kW}$ ;  $Q = 173 \text{ kVAR}$  y un factor de potencia (FP) del 50% a una tensión de 480 Volts.

De la ecuación de potencia, se tiene lo siguiente:

$$P = \sqrt{3} * V * I * \cos \theta \quad kW \quad (5.1)$$

$$I = \frac{P}{\sqrt{3} * V * \cos \theta} \quad A \quad (5.2)$$

sustituyendo los valores de la carga se tiene que:

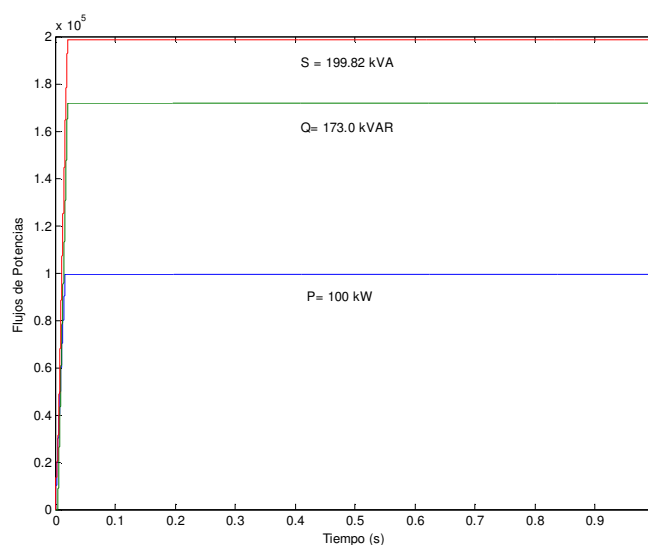
$$I = \frac{100}{\sqrt{3} * 0.480 * 0.5} = 240.56 \quad A$$

Lo anterior demuestra que la corriente obtenida de la medición es correcta ya que corresponde al valor rms mostrado en la figura 5.2.

Para obtener la potencia aparente se tiene que:

$$S = \sqrt{P^2 + Q^2} \quad kVA \quad (5.3)$$

sustituyendo los valores de la carga se obtiene que  $S = 199.82 \text{ kVA}$ . Los valores de potencia obtenida en el punto de medición durante la simulación se muestran en la figura 5.3 y corresponden a los valores de la carga y calculado.



**Figura 5.3** Flujos de potencias en el sistema eléctrico.



### 5.1.4 Análisis del Factor de Potencia.

El factor de potencia se define como la relación de la potencia activa y la potencia aparente y se representa por FP. La ecuación que define el factor de potencia es la siguiente:

$$FP = \frac{P}{S} \quad (5.4)$$

Es importante mencionar que el valor del factor de potencia se estableció en 0.5 para observar como el filtro activo logra compensarlo, al mismo tiempo que reduce la distorsión generada por la carga no lineal instalada y analizada como caso 2 en la siguiente sección.

La figura 5.4 presenta la gráfica del factor de potencia obtenida durante la simulación y corresponde al valor establecido, con lo cual se asegura que el modelo es adecuado.

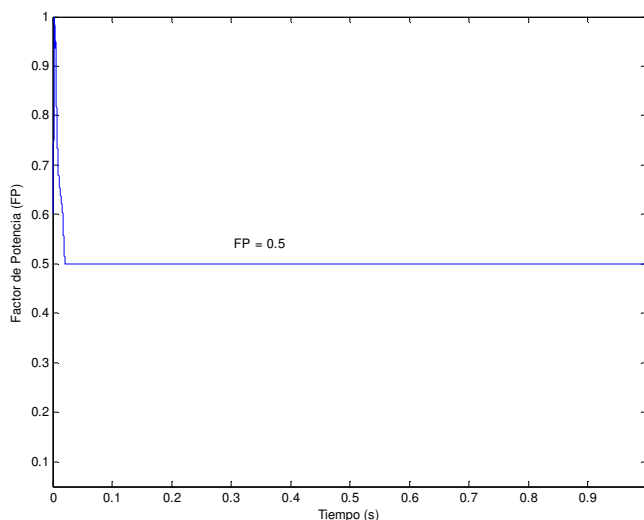


Figura 5.4 Factor de potencia en el sistema eléctrico.

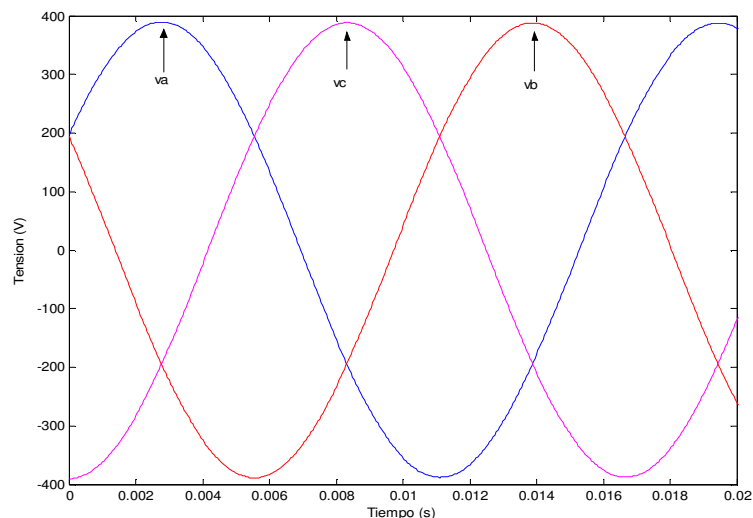
## 5.2 CASO 2 CONVERTIDOR NO CONTROLADO.

Para este caso, se utilizó el circuito del sistema mostrado en la figura 4.3. En la figura 4.4 se muestra el diagrama desarrollado en Simulink. La carga es un convertidor a diodos con una carga RL por el lado de CD, conectado en paralelo con la carga lineal RL presentada en la sección anterior.

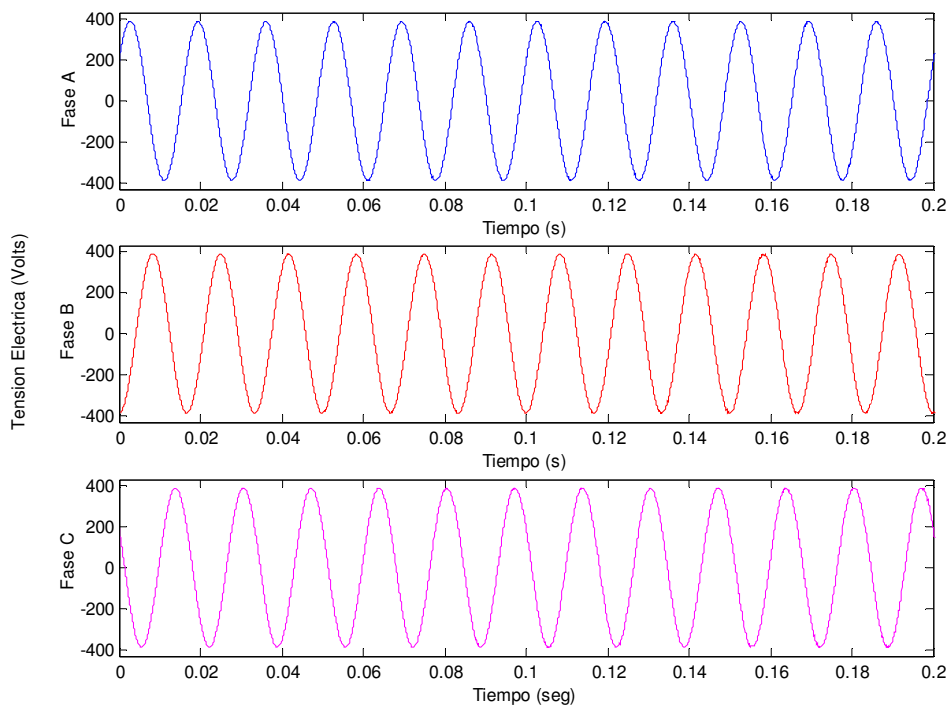
### 5.2.1 Análisis de la Tensión Eléctrica.

En la figura 5.5, se muestran las gráficas de tensión eléctrica de las tres fases obtenidas a través del bloque de medición 1 de acuerdo a la figura 4.3.

Se observa que la señal es puramente sinusoidal y su valor máximo es de 391 V de fase a tierra, su valor rms es de 277 V.



**Figura 5.5** Señales de tensión en terminales de la carga, caso 2.



**Figura 5.6** Señales de tensión en terminales de la carga lineal por fase, caso 2.

De las figuras 5.5 y 5.6, se observa que cuando el filtro activo está presente, las señales de tensión no se distorsionan.

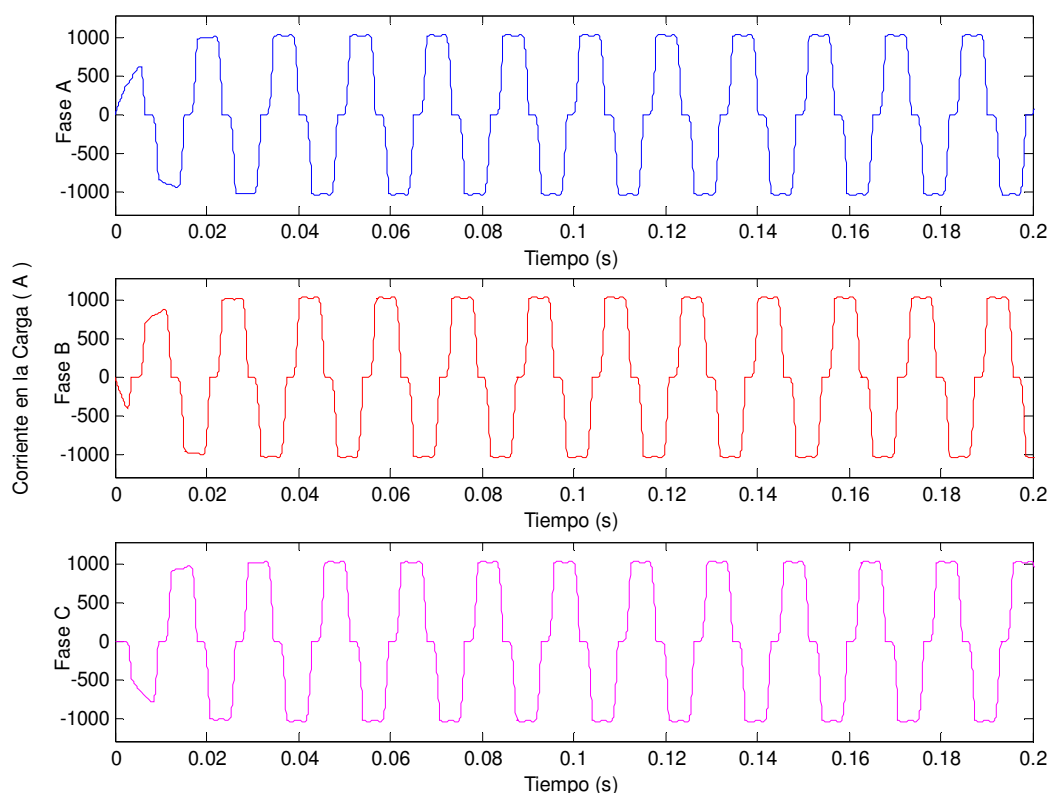
## 5.2.2 Análisis de la Corriente Eléctrica.

Como en este caso se tiene una carga no lineal adicional a la carga analizada en la sección anterior, se realizaron mediciones de corriente en los cuatro puntos mostrados en la figura 4.3. Por lo cual, se presentan las señales de corriente obtenida en cada punto de medición y se analiza cada una de ellas.

### 5.2.2.1 Corriente de la Carga No Lineal.

La figura 5.7 presenta las tres señales de corriente obtenidas en terminales de la carga no lineal a través de la medición 4 mostrada en la figura 4.3. Estas señales a diferencia de las anteriores, se presentan separadas por fase en la figura 5.7 para que se pueda apreciar mejor su forma.

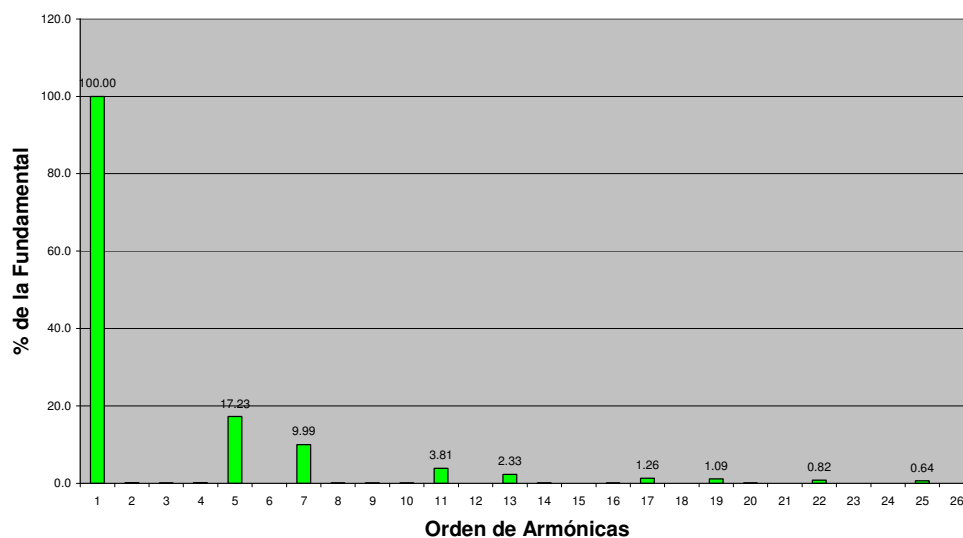
Se observa que la señal de corriente de la carga no lineal es casi cuadrada esto, se debe a la naturaleza propia de la electrónica de potencia que tiene la carga, en este caso, corresponde a un convertidor no controlado o a diodos.



**Figura 5.7** Señales de corriente en terminales de la carga no lineal, caso 2.

Las señales de corriente de la carga no lineal, presentan un alto contenido de armónicas que al ser exigidas al sistema eléctrico por la carga, se afecta la señal de corriente del sistema y puede generar diversos tipos de problemas a las otras cargas que se encuentran conectadas en este mismo bus o alrededor de este.

En la figura 5.8, se muestra el espectro armónico de la corriente de la carga no lineal y en la Tabla 5.1 los porcentajes de la fundamental que representa cada armónica de corriente y su valor equivalente en A. Los valores se obtuvieron a través de una interfase gráfica que existe en Simulink y las gráficas se realizaron en Excel.



**Figura 5.8** Espectro armónico de la corriente en terminales de la carga no lineal, caso 2.

De los valores mostrados en la Tablas 5.1, se observa que las armónicas predominantes son: 5a, 7a, 11a y 13a.

**Tabla 5.1** Espectro armónico de la corriente de la carga No Lineal, caso 2.

Fundamental A (pico) 1136  
 Fundamental A (rms) 803.5  
 THDI (%) 20.51

Frecuencia	Orden Armónico	% DE LA FUNDAMENTAL	MAGNITUD EN (A)	
			PICO	RMS
0	0	0.00	0.00	0.00
60	1	100.00	1136.00	803.50
180	3	0.09	1.02	0.72
300	5	17.23	195.73	138.44
420	7	9.99	113.49	80.27
540	9	0.05	0.57	0.40
660	11	3.81	43.28	30.61
780	13	2.33	26.47	18.72
900	15	0.02	0.23	0.16
1020	17	1.26	14.31	10.12
1140	19	1.09	12.38	8.76
1260	21	0.02	0.23	0.16
1380	23	0.00	0.00	0.00
1500	25	0.64	7.27	5.14
1560	26	0.02	0.23	0.16

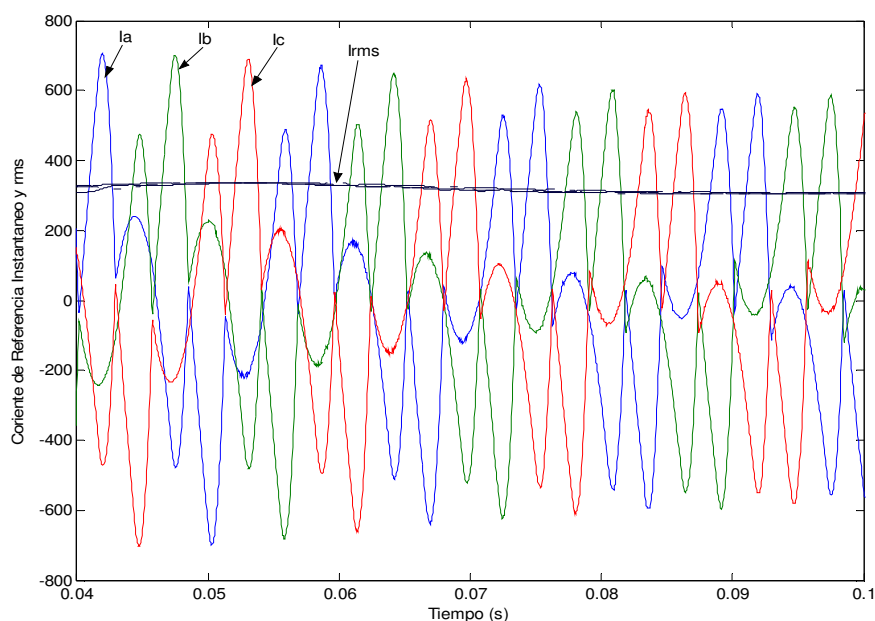
### 5.2.2.2 Corriente del Filtro Activo de Potencia.

Otra señal de corriente que es importante analizar es la corriente que genera el filtro activo de potencia (FAP), estos se muestran en las figuras 5.9 para las tres fases y 5.10 para cada una de las fases. En ambas figuras se observa una línea recta la cual representa el valor rms de la corriente. Estas señales de corriente se obtuvieron a través de la medición 3 como se muestra en la figura 4.3 conectada en terminales del filtro.

Las señales de corriente mostradas en las figuras 5.9 y 5.10, contienen todas las corrientes armónicas que la carga no lineal requiere para operar y el filtro activo se encargará de aportarlas.

En la figura 5.11, se muestra el espectro armónico de la corriente entregada por el filtro activo de potencia. En la Tabla 5.2, se presentan las diferentes valores de las frecuencias armónicas contenidas en la señales de corriente entregada por el filtro activo de potencia en porcentaje de la fundamental y sus correspondientes equivalencias en A.

Los valores se obtuvieron a través de la transformada rápida de fourier (FFT) aplicada a través de una interfase gráfica que existe en Simulink y las gráficas se realizaron en Excel.



**Figura 5.9** Corrientes de referencia entregada por el filtro activo en valores instantáneos y rms.

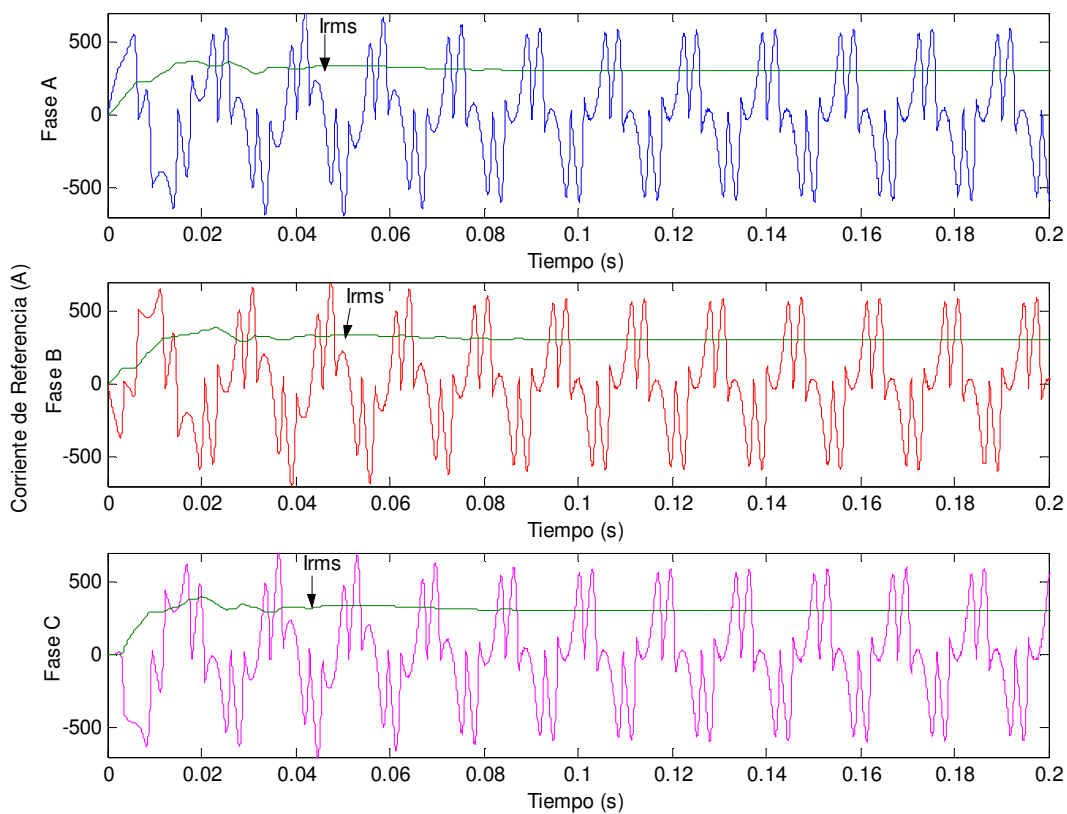


Figura 5.10 Corrientes de referencia en valores instantáneos y rms por fase.

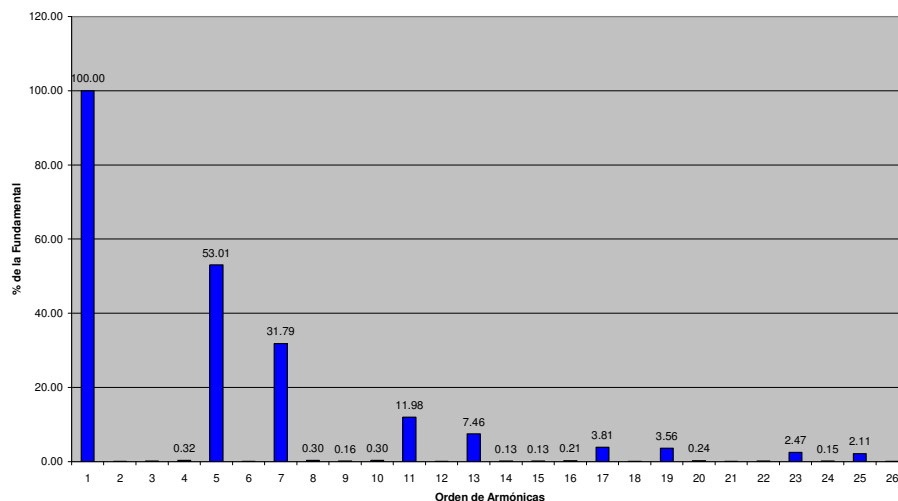


Figura 5.11 Espectro armónico de la corriente del FAP, caso 2.

**Tabla 5.2** Espectro armónico de la corriente del filtro activo de potencia, caso 2

Fundamental	A (pico)	365.3
Fundamental	A (rms)	258.3
	THDI (%)	63.91

Frecuencia	Orden Armónico	% DE LA FUNDAMENTAL	MAGNITUD EN (A)	
			PICO	RMS
0	0	0.07	0.26	0.18
60	1	100.00	365.30	258.30
180	3	0.12	0.44	0.31
300	5	53.01	193.65	136.92
420	7	31.79	116.13	82.11
540	9	0.16	0.58	0.41
660	11	11.98	43.76	30.94
780	13	7.46	27.25	19.27
900	15	0.13	0.47	0.34
1020	17	3.81	13.92	9.84
1140	19	3.56	13.00	9.20
1260	21	0.02	0.07	0.05
1380	23	2.47	9.02	6.38
1500	25	2.11	7.71	5.45
1560	26	0.04	0.15	0.10

### 5.2.2.3 Corriente en el Sistema eléctrico de Potencia.

Una vez presentado las señales de corriente en la carga no lineal y en el FAP, en la figura 5.12, se muestra la señal de corriente obtenida en el punto de medición 1 al cual llamaremos sistema ya que, esta fuera del punto de conexión de las cargas. En éste punto, las corrientes se espera que sean mayores a las de la carga no lineal y la carga lineal ya que, son el resultado de la suma de ambos de acuerdo a las leyes de corriente de kirchhof.

La señal de corriente mostrada, vale la pena comentarlo en tres partes:

**Sin Compensación**, durante los primeros 0.04 s, se observa en la figura 5.12 que la señal de corriente en el sistema, se distorsiona de tal forma que deja de ser una sinusoidal por efecto de las componentes armónicas que demanda la carga no lineal durante su operación.

**Transitorio**, este transitorio de corriente, que se observa en la figura 4.12, es el resultado de la conexión del filtro activo al punto de acoplamiento común (ver figura 4.3) es decir, cuando se cierra el interruptor que conecta el FAP al sistema, ya que, los capacitores se encuentran descargados.

**Con Compensación**; se observa que transcurrido un tiempo de 0.05 s, se conecta el filtro activo en el punto de acoplamiento común (ver figura 4.3) y en 0.07 s, transcurrido el transitorio, la corriente vuelve a tomar su forma sinusoidal.

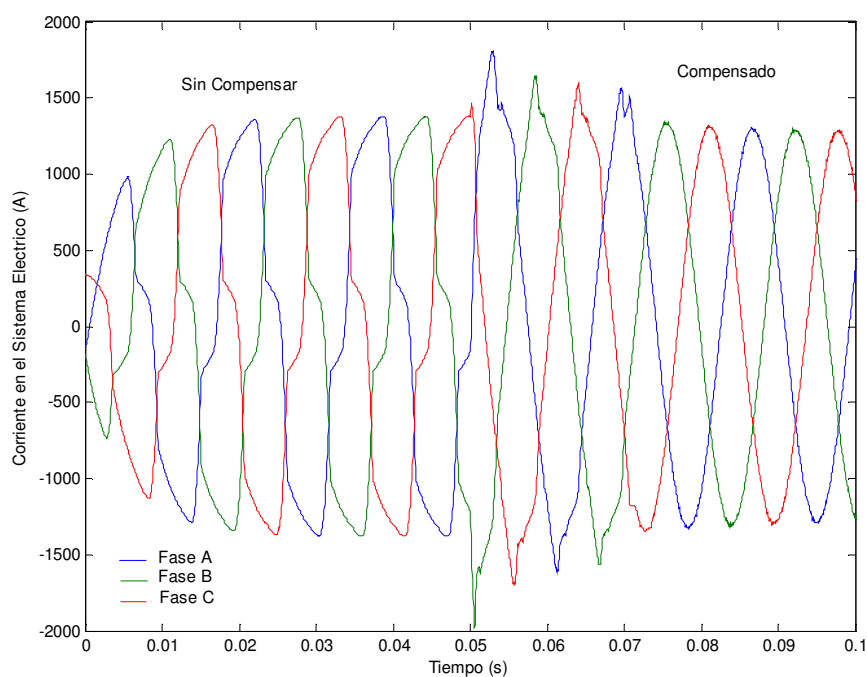
Lo anterior se logra cuando el FAP genera las componentes armónicas que requiere la carga no lineal de tal forma que la carga no lineal tome solamente la potencia activa del sistema, evitando que la onda de corriente en el sistema se distorsione, lo que demuestra que el filtro activo es capaz de compensar las armónicas de corriente requeridas por la carga no lineal.

Para visualizar mejor este efecto, se presenta en la figura 5.13 las tres señales mencionadas anteriormente en forma separada, también se puede ver el momento en que el FAP empieza a suministrar los requerimientos de la carga no lineal y como se logra reducir la distorsión casi a cero.

Para reforzar los resultados anteriores, se presenta en la Tabla 5.3 las componentes armónicas presentes en la señal de corriente del sistema durante los primeros 0.05 segundos es decir, antes de la compensación así como su espectro armónico en la figura 5.14.

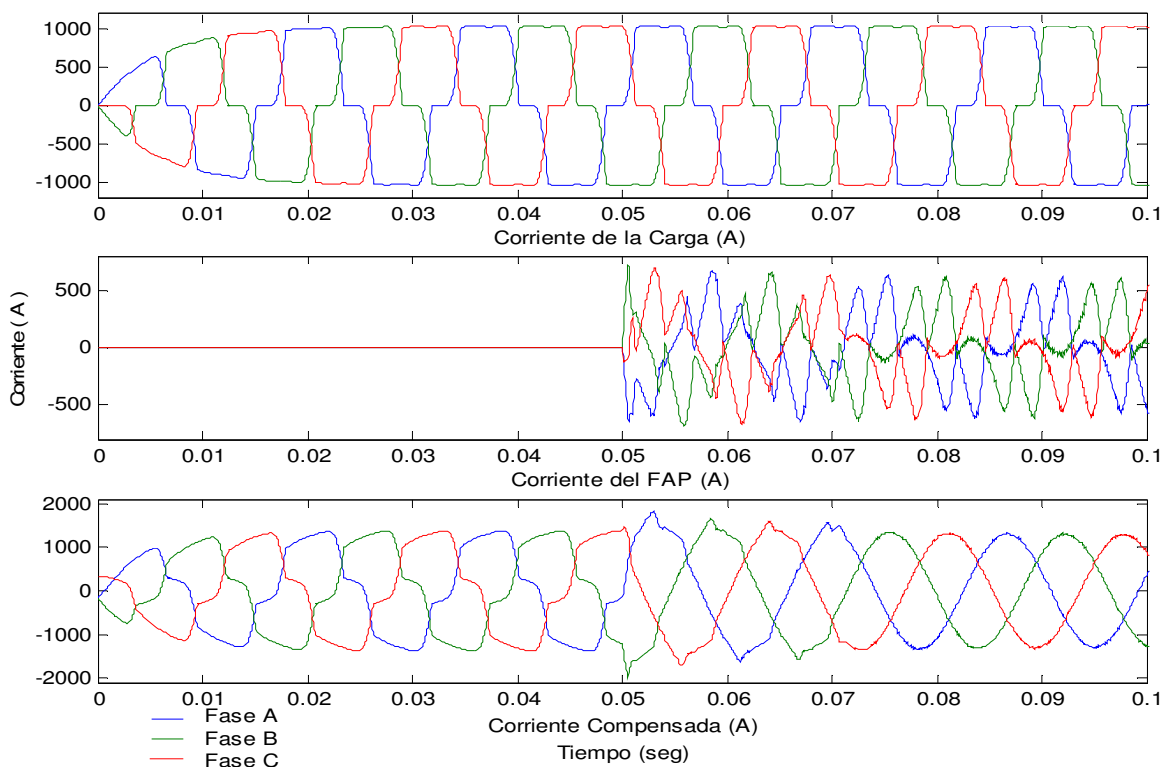
En la Tabla 5.4, se lista las componentes armónicas presentes en la misma señal de corriente del sistema pero durante la compensación, la figura 5.15, da el espectro armónico de éstas señales.

Analizadas las señales anteriores, se concluye que la presencia del FAP mejora ampliamente la calidad en la señal de corriente en este caso, lo que permite que los diferentes elementos del sistema operen sin esfuerzos ni problemas producidos por la presencia de las armónicas.



**Figura 5.12** Señales de corriente en el sistema eléctrico con carga no lineal.





**Figura 5.13** Señales de corriente: de la carga no lineal (superior); de compensación (central); en el sistema eléctrico (inferior).

**Tabla 5.3** Espectro armónico de la Corriente del Sistema Eléctrico, Caso 2.

Fundamental	A (pico)	1396.00	1289.00
Fundamental	A (rms)	987.50	911.60
	THDI		
	(%)	16.47	0.46

Frecuencia	Orden Armónico	% de la Fundamental		Magnitud en (A)			
				pico	rms	pico	rms
		sin Compensar	Compensado	sin Compensar	compensado		
0	0	0.34	0.34	4.75	3.36	4.38	3.10
60	1	100.00	100.00	1396.00	987.50	1289.00	911.60
180	3	0.18	0.06	2.51	1.78	0.77	0.55
300	5	13.85	0.22	193.35	136.77	2.84	2.01
420	7	7.99	0.28	111.54	78.90	3.61	2.55
540	9	0.06	0.05	0.84	0.59	0.64	0.46
660	11	3.04	0.10	42.44	30.02	1.29	0.91
780	13	1.85	0.15	25.83	18.27	1.93	1.37
900	15	0.01	0.02	0.14	0.10	0.26	0.18
1020	17	0.99	0.06	13.82	9.78	0.77	0.55
1140	19	0.87	0.05	12.15	8.59	0.64	0.46

Fundamental	A (pico)	1396.00	1289.00
Fundamental	A (rms)	987.50	911.60
	THDI (%)	16.47	0.46

Frecuencia	Orden Armónico	% de la Fundamental		Magnitud en (A)			
		sin Compensar	Compensado	pico	rms	pico	rms
		sin Compensar	Compensado	sin Compensar		compensado	
1260	21	0.01	0.02	0.14	0.10	0.26	0.18
1380	23	0.65	0.03	9.07	6.42	0.39	0.27
1500	25	0.51	0.05	7.12	5.04	0.64	0.46
1560	26	0.02	0.01	0.28	0.20	0.13	0.09

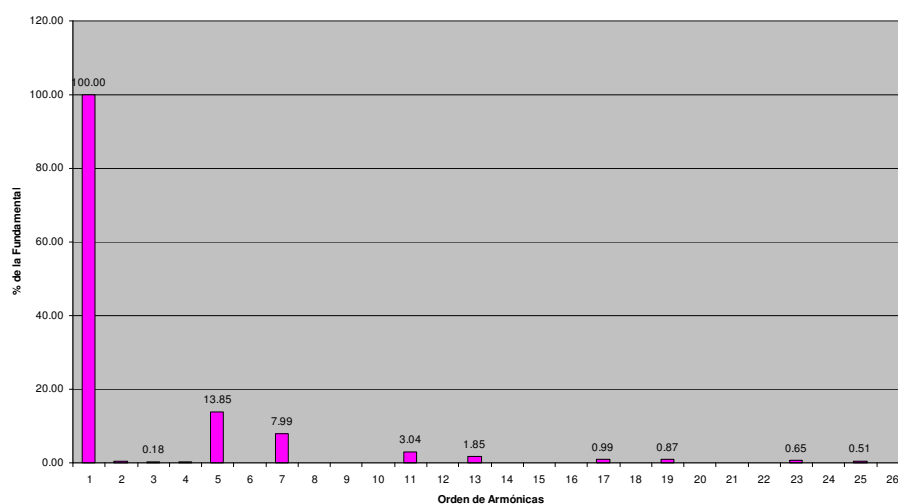


Figura 5.14 Espectro Armónico de la Corriente sin Compensación, Caso 2.

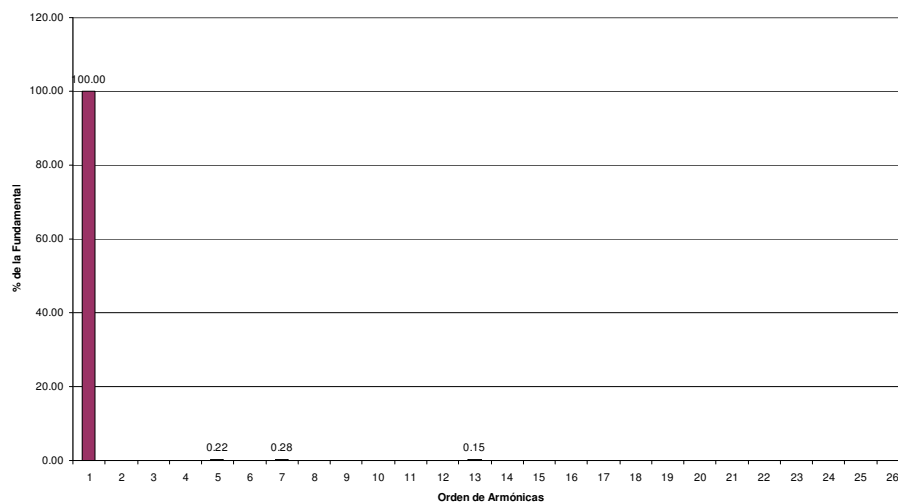


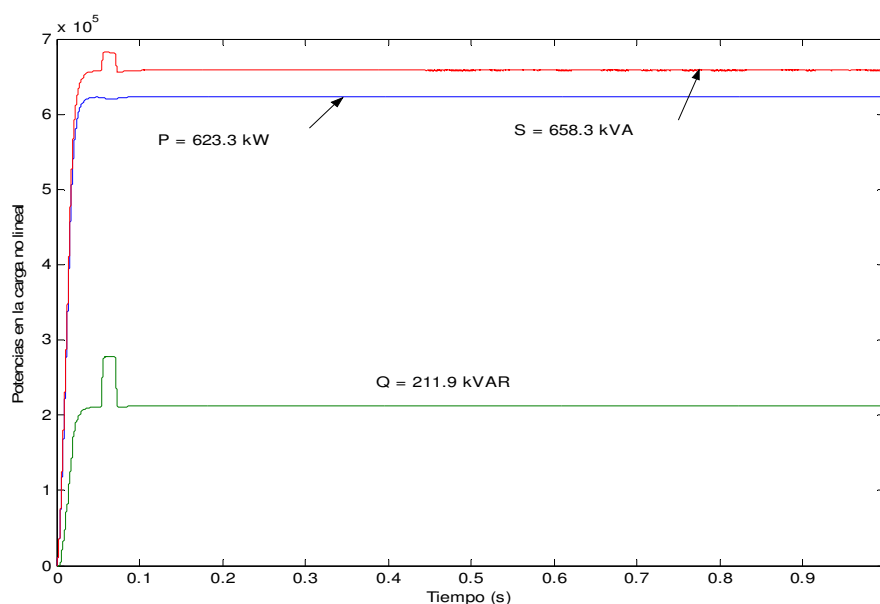
Figura 5.15 Espectro Armónico de la Corriente con Compensación, Caso 2.

### 5.2.3 Análisis de los Flujos de Potencia.

En este punto se analizan los flujos de potencia obtenidos en cada uno de los puntos de medición de acuerdo al diagrama unifilar de la figura 4.3 operando con la carga no lineal 1.

#### 5.2.3.1 Flujos de Potencia en la Carga No Lineal.

En la figura 5.16, se presenta los flujos de potencia en la carga no lineal, estos flujos se extrajeron a través de bloque de medición 4 como se muestra en la figura 4.3. Analizando los valores de potencia obtenidos, se puede ver que la carga no lineal consume una potencia activa de 623.3 kW y una potencia reactiva de 211.9 kVAR lo que corresponde a una potencia aparente de 658.3 kVA.

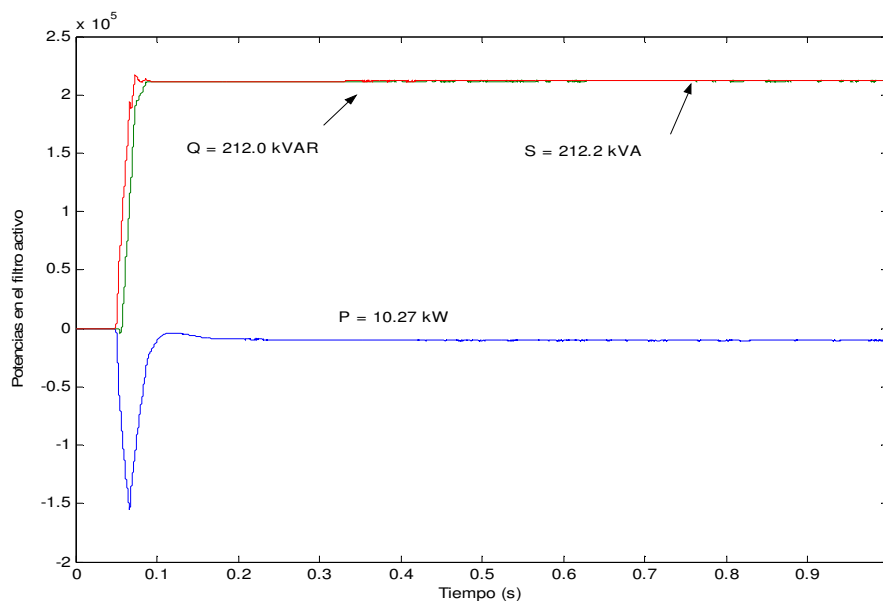


**Figura 5.16** Flujos de potencias en la carga no lineal.

#### 5.2.3.2 Flujos de Potencia en el Filtro Activo de Potencia.

En la figura 5.17, se presenta los flujos de potencia en el filtro activo de potencia, estos flujos se extrajeron a través del bloque de medición 3 como se muestra en la figura 4.3. Analizando los valores de potencia obtenidos, se puede ver que el filtro activo de potencia, está consumiendo una potencia activa de 10.27 kW y está entregando al sistema 212.0 kVAR lo que corresponde a una potencia aparente de 212.2 kVA. La potencia activa que absorbe el filtro activo corresponde a las pérdidas y a los requerimientos de los diferentes elementos que lo integran.

La potencia reactiva entregada por el filtro activo corresponde casi a la potencia reactiva que demanda la carga no lineal como se presenta en la figura 5.16 por lo tanto, además de reducir el contenido armónico generado por la carga no lineal, es capaz de compensar la potencia reactiva mejorando el factor de potencia.



**Figura 5.17** Flujos de potencias en el filtro activo de potencia (FAP).

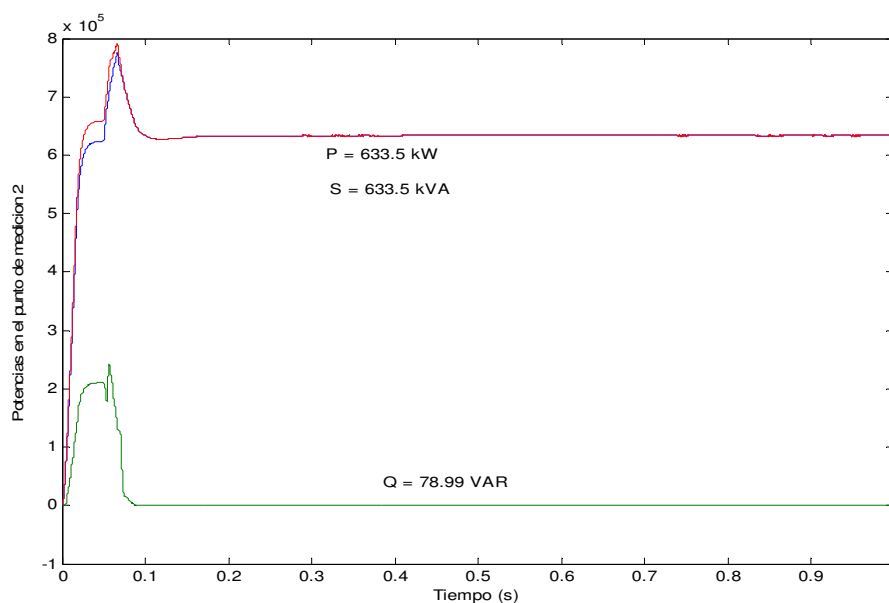
### 5.2.3.3 Flujos de Potencia en el punto de Medición 2.

En la figura 4.3, se puede ver que existe un bloque de medición 2. Este bloque se colocó para extraer las señales de potencia entre el punto de acoplamiento común y el nodo de conexión con la carga lineal para observar como se comportan los flujos de potencia en este punto. Como resultado de lo anterior, se obtiene la figura 5.18 donde se puede ver que, la potencia activa fluyendo del sistema hacia la carga no lineal es 633.5 kW, una potencia reactiva de -78.99 VAR y una potencia aparente de 633.5 kVA.

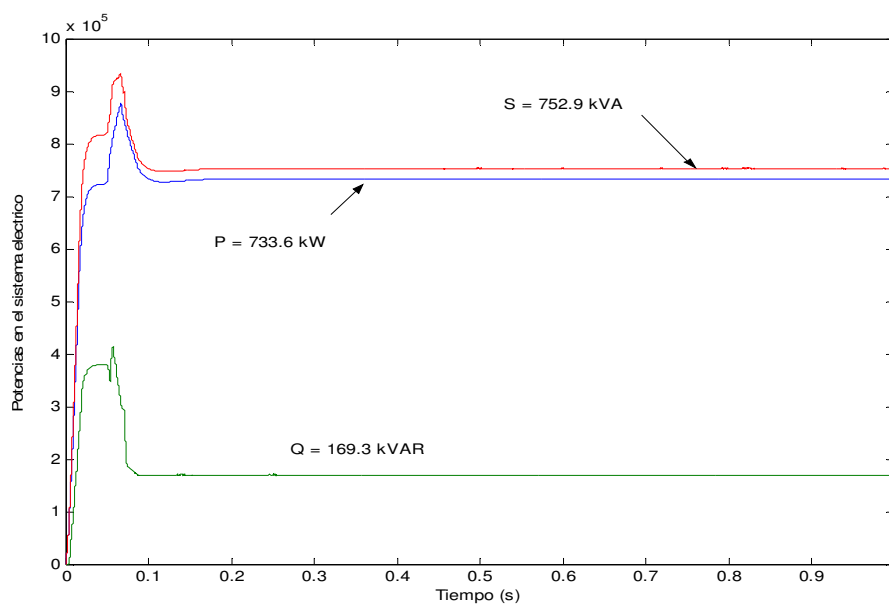
La potencia activa fluyendo por este punto, es el demandado por la carga no lineal y el filtro activo (623.3 kW + 10.27 kW). La potencia reactiva con signo negativo significa que, esta fluyendo hacia el la carga lineal por lo cual, los 78.99 VAR, corresponde a la diferencia entre la potencia reactiva suministrada por el filtro activo y la demandada por la carga no lineal.

### 5.2.3.4 Flujos de Potencia en el Sistema Eléctrico de Potencia.

En la figura 5.19, se presentan los flujos de potencia en el sistema eléctrico de potencia, estos flujos se extrajeron a través de bloque de medición 1 como se muestra en la figura 4.3. Analizando los flujos de potencia obtenidos, se puede ver que el sistema eléctrico de potencia, suministra una potencia activa de 733.6 kW resultado de la demanda de la carga lineal (100 kW), la carga no lineal (623.3 kW) y el filtro activo (10.27 kW). La potencia reactiva entregada por el sistema es de 169.3 kVAR resultado de la demanda de la carga lineal (173 kVAR) menos la aportación de potencia reactiva realizada por el filtro activo (78.99 VAR). La potencia aparente correspondiente es de 752.9 kVA.



**Figura 5.18** Flujos de potencias en el punto de medición 2, caso 2.



**Figura 5.19** Flujos de potencias en el sistema eléctrico, caso 2.

#### 5.2.4 Análisis del Factor de Potencia.

Otra de las características del filtro activo de corriente, es su capacidad para mejorar el factor de potencia (FP), aportando los reactivos que demanda la carga cuando el suministro eléctrico no es capaz de hacerlo. Para verificar este punto, en esta sección se analiza el comportamiento del FP en los diferentes elementos que se han analizado.

Es importante mencionar que para calcular el factor de potencia, se utilizó la ecuación 5.4 el cual se reescribe nuevamente.

$$FP = \frac{P}{S} \quad (5.5)$$

Ante la presencia de armónicas, la potencia activa, se calculó como un promedio de los productos de la tensión y corriente obtenido en un ciclo de la frecuencia fundamental como se muestran en las ecuaciones (5.6) [55].

$$P = \frac{1}{T} \int_t^{t+T} (V(\omega t) * I(\omega t)) dt \quad (5.6)$$

la potencia aparente se define como el producto de los valores rms de la tensión y la corriente. El valor de la corriente rms está dado por el valor efectivo de la componente fundamental más las armónicas existentes, sumadas todas en cuadratura. El THD es el valor rms de las armónicas expresado como un porcentaje de la componente fundamental. Así, la potencia aparente está dado por:

$$S = V * I * \sqrt{1 + THDi^2} \quad (5.7)$$

considerando los diferentes valores de frecuencia que puede existir en el sistema eléctrico, la potencia aparente queda representado como:

$$S = \sqrt{\frac{1}{T} \int_t^{t+T} [V(\omega t)]^2 dt} * \sqrt{\frac{1}{T} \int_t^{t+T} [I(\omega t)]^2 dt} \quad (5.8)$$

por lo tanto, sustituyendo las ecuaciones (5.6) y (5.8) en (5.5), se obtiene que el factor de potencia total esta dado por:

$$FP = \frac{\frac{1}{T} \int_t^{t+T} (V(\omega t) * I(\omega t)) dt}{\sqrt{\frac{1}{T} \int_t^{t+T} [V(\omega t)]^2 dt} * \sqrt{\frac{1}{T} \int_t^{t+T} [I(\omega t)]^2 dt}} \quad (5.9)$$

donde:

$P$  = Potencia activa promedio (Watts)

$S$  = Potencia aparente promedio (VA)

$T$  = Período (1/60 Hz)

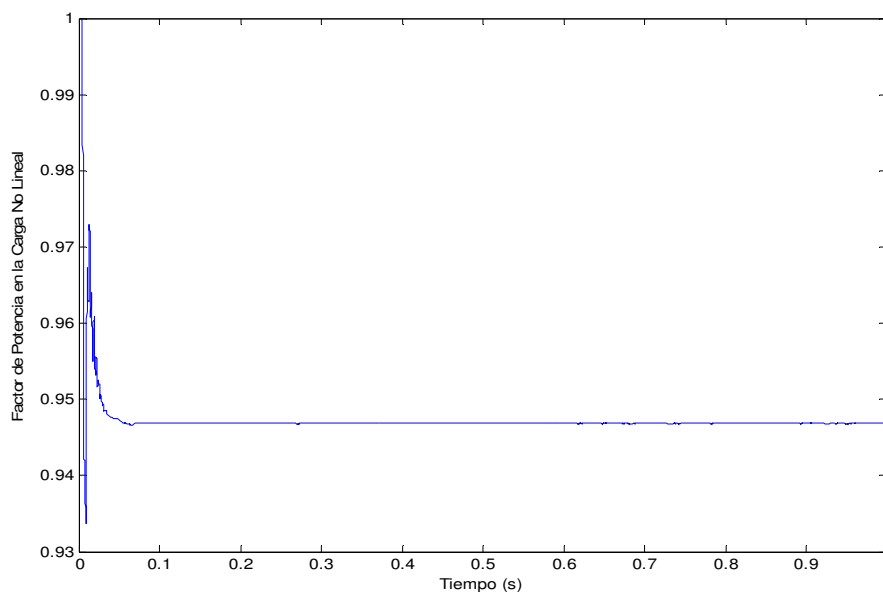
$V$  = Tensión efectiva rms (V)

$I$  = Corriente efectiva rms (A)

Las ecuaciones anteriores se programaron en un bloque de simulink para determinar los valores de factor de potencia en los diferentes puntos analizados.

#### 5.2.4.1 Factor de Potencia en la Carga No Lineal 1.

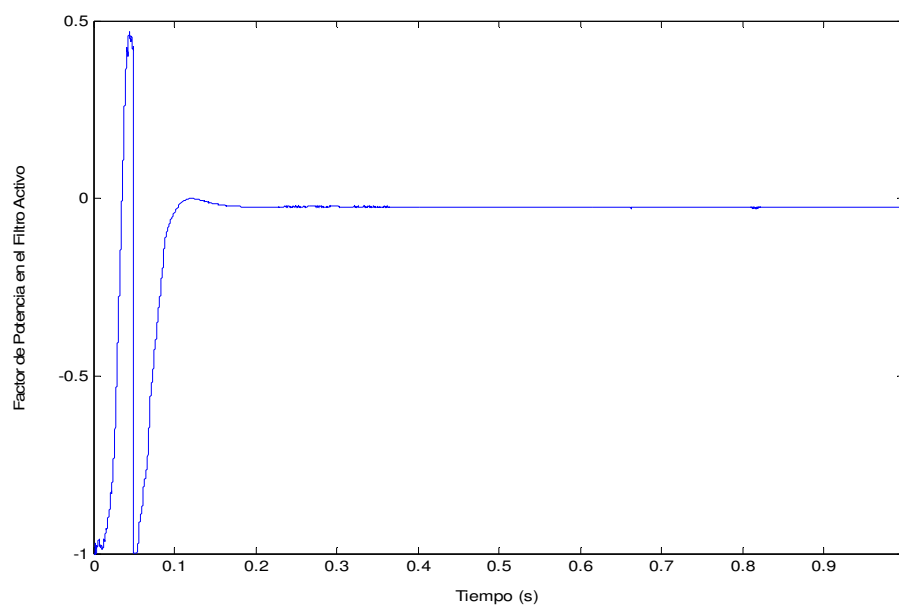
En la siguiente figura, se muestra el FP en la carga no lineal, esta señal se extrajo a través del bloque de medición 4 mostrado en la figura 4.3. Esta carga trabaja con un factor de potencia de 0.94 como se muestra en la figura 5.20.



**Figura 5.20** Factor de potencia en la carga No lineal, caso 2.

#### 5.2.4.2 Factor de Potencia en el Filtro Activo de Potencia.

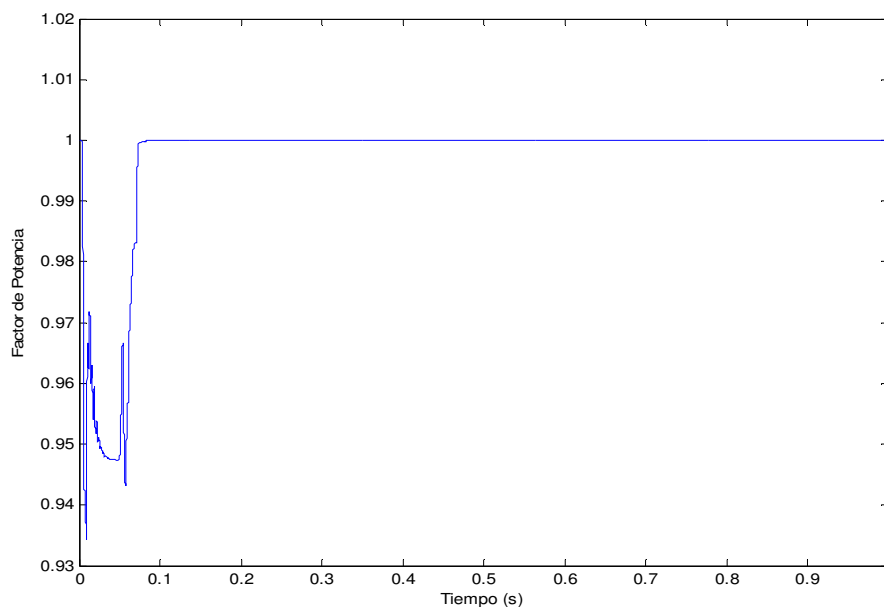
El factor de potencia obtenido en el punto de medición 3 marcado en la figura 4.3, es capacitivo lo que significa que el filtro activo está entregando los reactivos exigidos por la carga no lineal registrando un valor de -0.05 como se muestra en la figura 5.21.



**Figura 5.21** Factor de potencia en el filtro activo, caso 2.

#### 5.2.4.3 Factor de Potencia en el punto de Medición 2.

El factor de potencia registrado en el punto de medición 2 (ver figura 4.3), es la unidad lo que significa que el filtro activo está compensando los reactivos de la carga no lineal. Esto se observa en la figura 5.22. Cuando el filtro activo se encuentra fuera de operación, el factor de potencia en este punto es de 0.94 correspondiente a la carga no lineal.

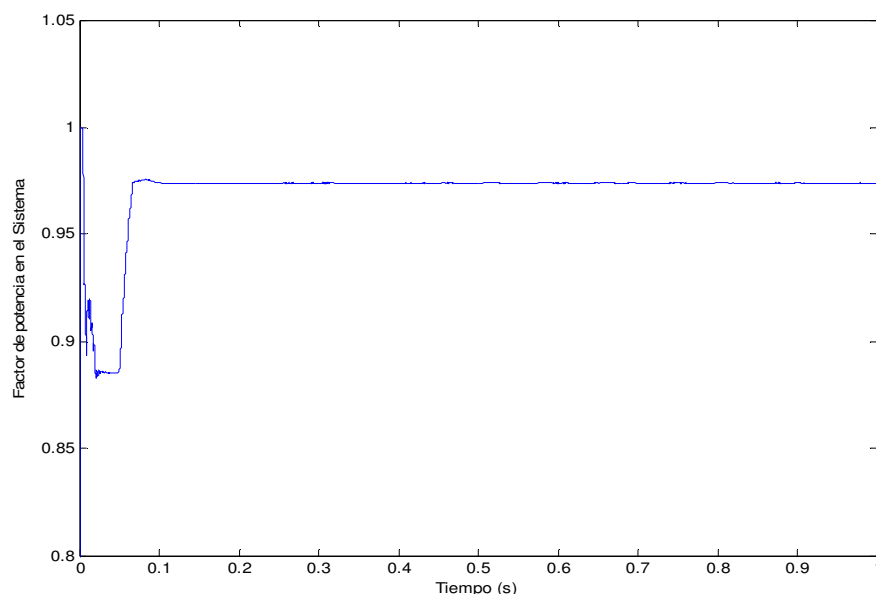


**Figura 5.22** Factor de potencia en el punto de medición 2, caso 2.



#### 5.2.4.4 Factor de Potencia en el Sistema Eléctrico de Potencia.

En la siguiente figura, se muestra el FP obtenido en el punto de medición 1 de la figura 4.3. El valor registrado es de 0.97 como se ve en la figura 5.23.



**Figura 5.23** Factor de Potencia en el Sistema Eléctrico, Caso 2.

Del análisis del FP, se concluye que el filtro activo tiene la capacidad de compensar la potencia reactiva demandada por la carga no lineal (de 0.94 a 1) y parcialmente por la carga lineal. Esto se observa cuando comparamos el FP de la figura 5.4 donde se muestra el FP de la carga lineal con la figura 5.23, ya que, es el mismo punto de medición y el FP se mejora de 0.50 a 0.97.

### 5.3 CASO 3 ACCIONAMIENTO DE UN MOTOR DE CD.

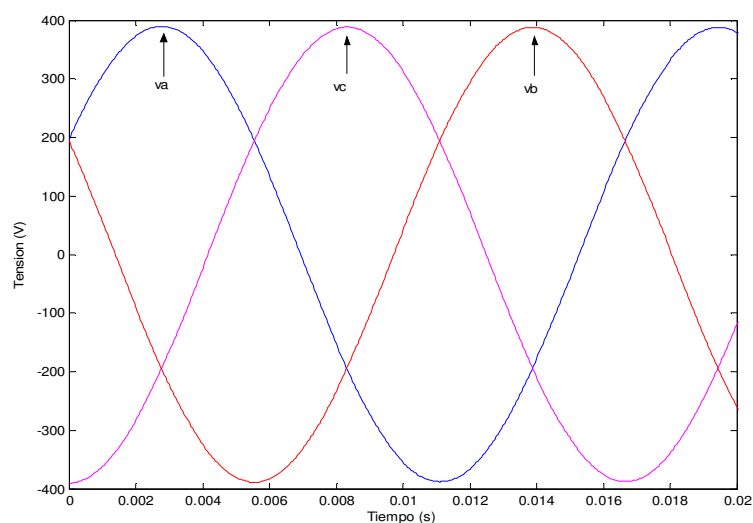
En esta sección, se presentan los resultados obtenidos durante las simulaciones realizadas con el sistema eléctrico de la figura 4.3 pero operando con una carga diferente al caso anterior. La carga en este caso, consiste del accionamiento de una máquina de CD a través de un convertidor a tiristores como se describe en 4.2.5.2.

Se analizan los mismos parámetros que en la sección anterior.

#### 5.3.1 Análisis de la Tensión Eléctrica.

En la figura 5.24, se muestran las gráficas de tensión eléctrica de las tres fases obtenidas a través del bloque de medición 1 de acuerdo a la figura 4.3.

Se observa que la señal es puramente sinusoidal y su valor máximo es de 391 V de fase a tierra, su valor rms es de 277 V.



**Figura 5.24** Señales de tensión en terminales de la carga, Caso 3.

### 5.3.2 Análisis de la Corriente Eléctrica.

En esta sección se presentan las señales de corriente obtenidas en cada punto de medición (ver figura 4.3) analizando cada una de ellas.

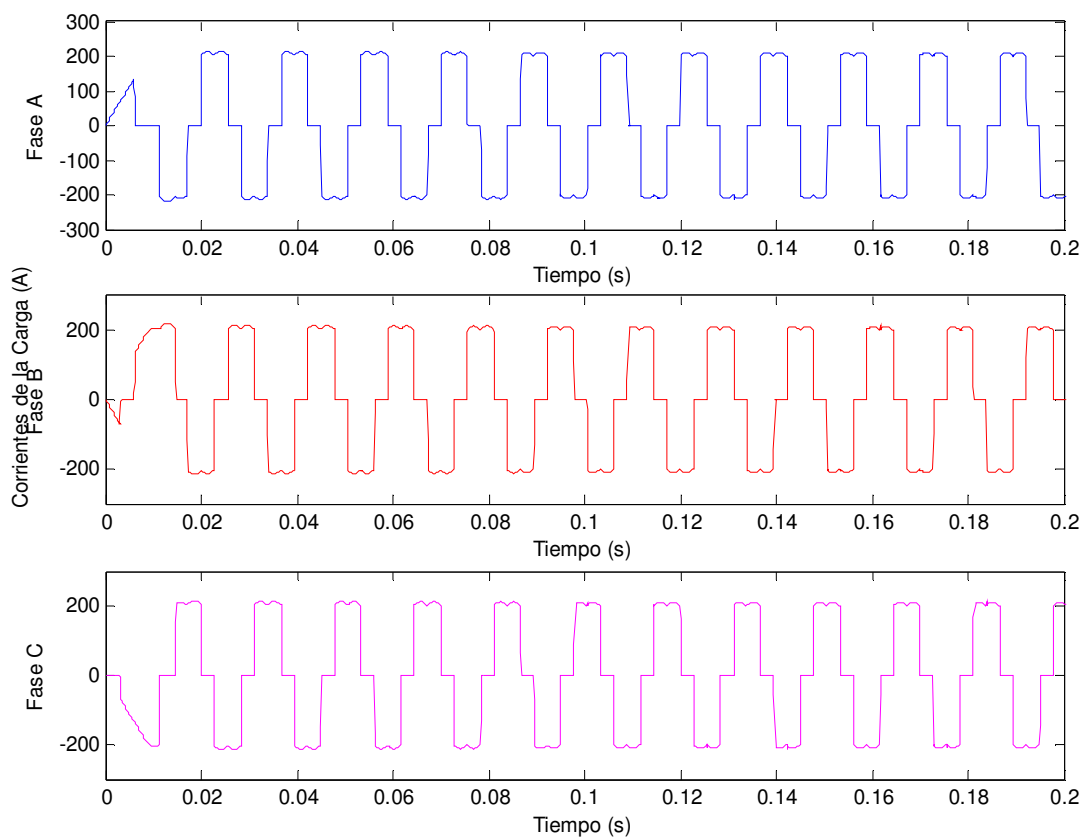
#### 5.3.2.1 Corriente de la Carga No Lineal.

La figura 5.25 presenta las tres señales de corriente obtenidas en terminales de la carga no lineal a través del bloque de medición 4 mostrada en la figura 4.3. Se observa que la señal de corriente de la carga no lineal es casi cuadrada esto, se debe a la naturaleza propia de la electrónica de potencia que tiene la carga, en este caso, corresponde a un convertidor a tiristores.

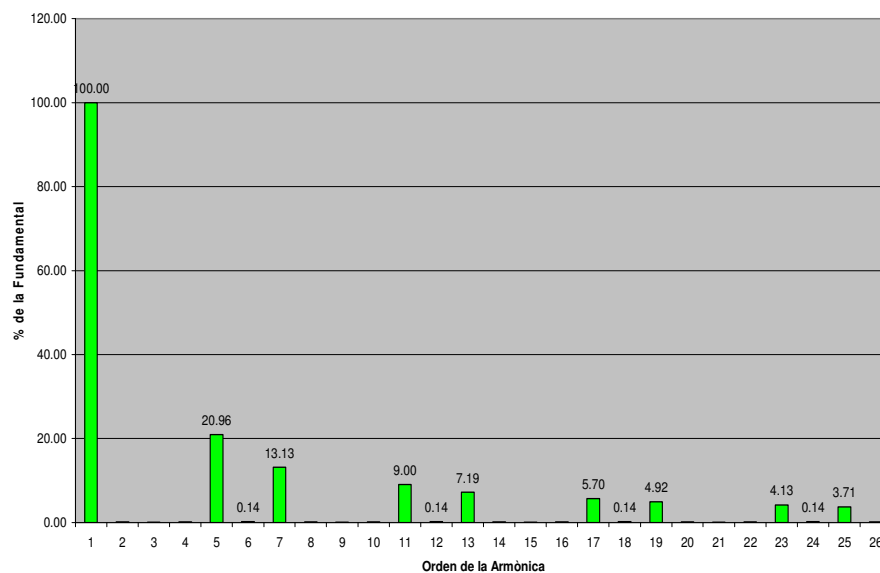
En la figura 5.26, se muestra el espectro armónico de la corriente de la carga no lineal y en la Tabla 5.4 los porcentajes de la fundamental que representa cada armónica de corriente y su valor equivalente en A.

Los valores se obtuvieron a través de la transformada rápida de fourier (FFT) aplicada a través de una interfase gráfica que existe en Simulink y las gráficas se realizaron en Excel.

De los valores mostrados en la Tablas 5.4, se observa que las armónicas predominantes son: 5a, 7a, 11a, 13a, 17a, 23a y 25a.



**Figura 5.25** Señales de Corriente en la Carga No Lineal, Caso 3.



**Figura 5.26** Espectro Armónico de la Corriente en terminales de la Carga No Lineal, Caso 3.

**Tabla 5.4** Espectro Armónico de la Corriente de la Carga No Lineal, Caso 3.

Fundamental	A (pico)	236.1
Fundamental	A (rms)	166.9
	THDI (%)	29.18

Frecuencia	Orden Armónico	% de la Fundamental	Magnitud en (A)	
			pico	rms
0	0	0.07	0.17	0.12
60	1	100.00	236.10	166.90
180	3	0.05	0.12	0.08
300	5	20.96	49.49	34.98
420	7	13.13	31.00	21.91
540	9	0.05	0.12	0.08
660	11	9.00	21.25	15.02
780	13	7.19	16.98	12.00
900	15	0.05	0.12	0.08
1020	17	5.70	13.46	9.51
1140	19	4.92	11.62	8.21
1260	21	0.05	0.12	0.08
1380	23	4.13	9.75	6.89
1500	25	3.71	8.76	6.19

### 5.3.2.2 Corriente del Filtro Activo de Potencia.

En este punto, se presentan las señales de corriente que genera el filtro activo de potencia (figura 5.27). Estas señales de corriente se obtuvieron a través de la medición 3 como se muestra en la figura 4.3 conectada en terminales del filtro.

Estas señales de corriente contienen todas las componentes armónicas que la carga no lineal requiere para operar y el filtro activo se encargara de aportarlas de acuerdo al principio mostrado en la figura 3.7.

En la figura 5.28, se muestra el espectro armónico de la corriente entregada por el filtro activo de potencia. En la Tabla 5.5, se presentan los diferentes valores de las frecuencias armónicas contenidas en la señales de corriente entregada por el filtro activo de potencia, en porcentaje de la fundamental y sus correspondientes equivalencias en A.

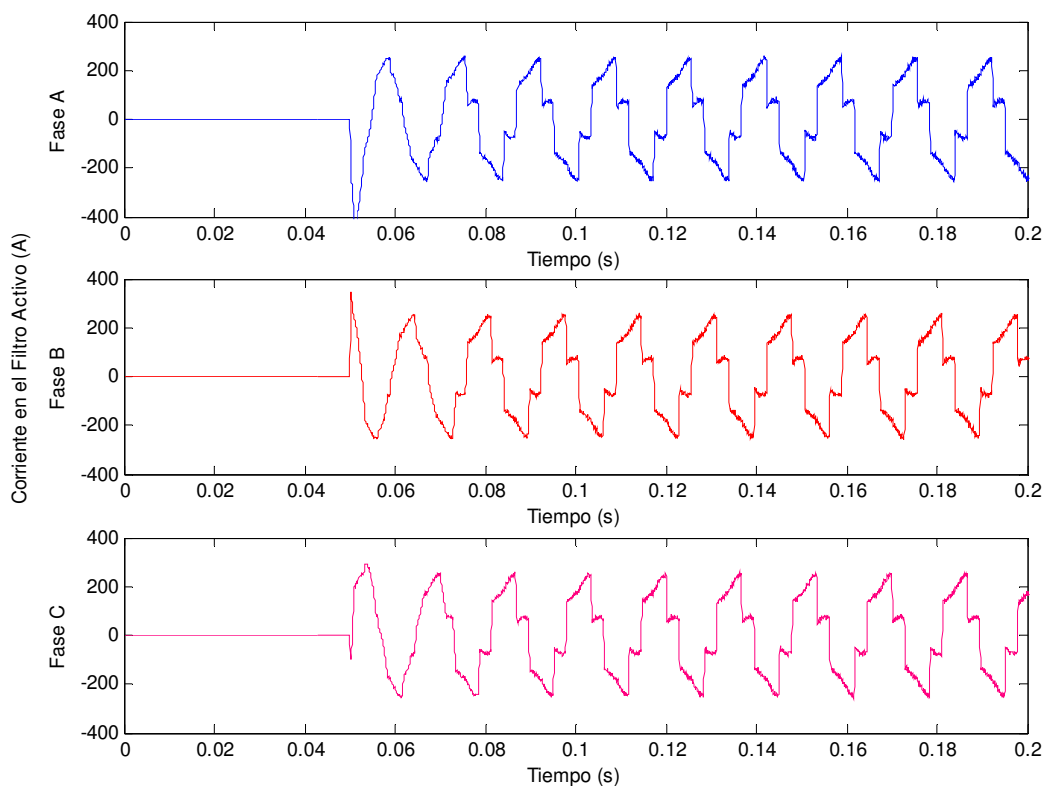


Figura 5.27 Corrientes de referencia en valores instantáneos y rms por fase, Caso 3.

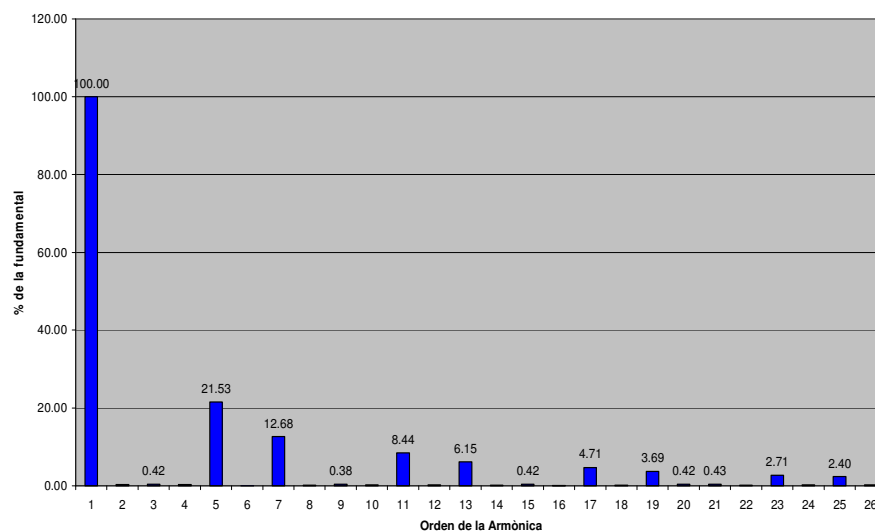


Figura 5.28 Espectro Armónico de la Corriente del FAP, Caso 3.

**Tabla 5.5** Espectro armónico de la Corriente del Filtro Activo de Potencia, Caso 3

Fundamental	A (pico)	224.7
Fundamental	A (rms)	158.9
	THDI (%)	28.06

Frecuencia	Orden Armónico	% de la Fundamental	Magnitud en (A)	
			pico	rms
0	0	0.02	0.04	0.03
60	1	100.00	224.70	158.90
180	3	0.42	0.94	0.67
300	5	21.53	48.38	34.21
420	7	12.68	28.49	20.15
540	9	0.38	0.85	0.60
660	11	8.44	18.96	13.41
780	13	6.15	13.82	9.77
900	15	0.42	0.94	0.67
1020	17	4.71	10.58	7.48
1140	19	3.69	8.29	5.86
1260	21	0.43	0.97	0.68
1380	23	2.71	6.09	4.31
1500	25	2.40	5.39	3.81

### 5.3.2.3 Corriente en el Sistema eléctrico de Potencia.

Una vez presentado las señales de corriente en la carga no lineal y en el FAP, en la figura 5.29, se muestra la señal de corriente obtenida en el punto de medición 1 al cual llamaremos sistema.

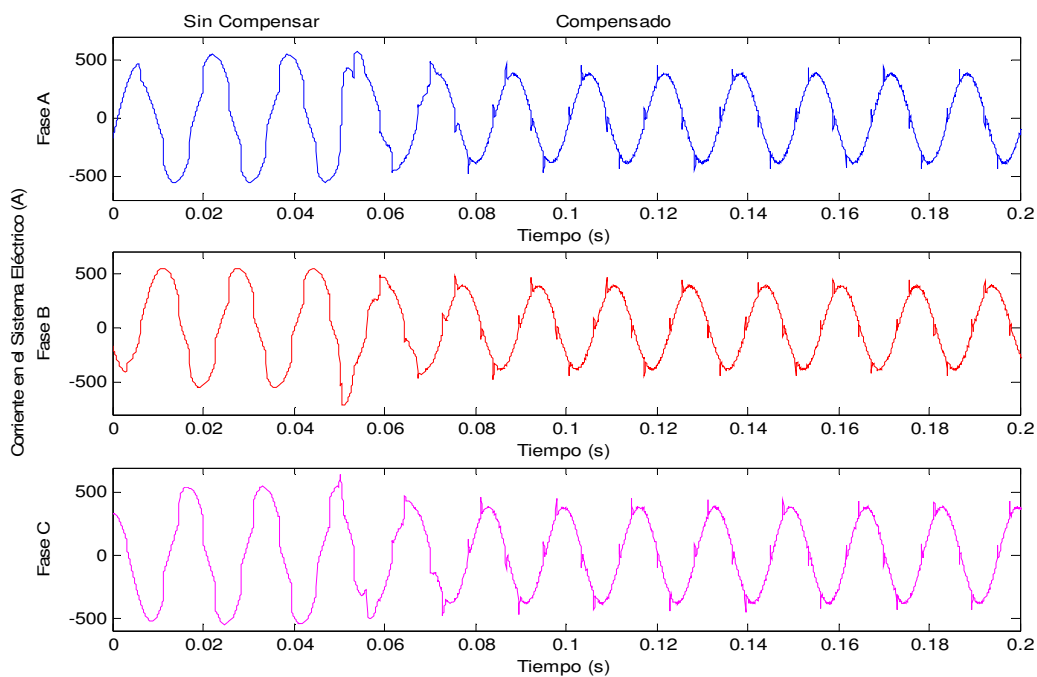
Las señales de corriente mostrada en la figura 5.29, se analiza en tres partes:

**Sin Compensación**, durante los primeros 0.04 s, se observa en la figura 5.29 que la señal de corriente en el sistema, se distorsiona de tal forma que deja de ser una sinusoidal por efecto de las componentes armónicas que demanda la carga no lineal durante su operación.

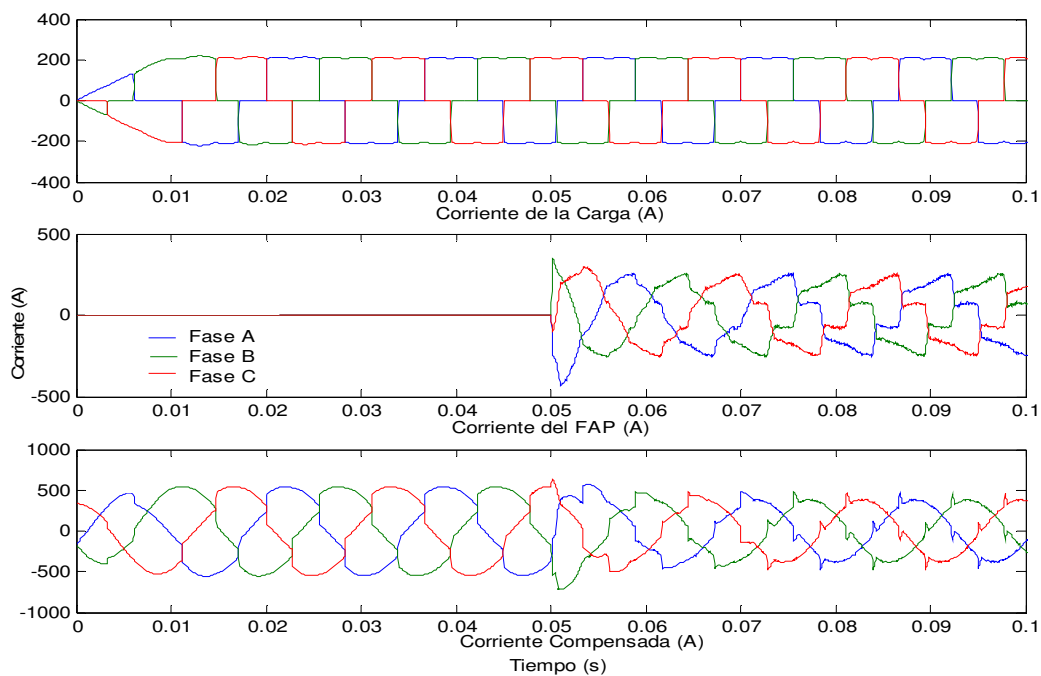
**Transitorio**, este transitorio de corriente, que se observa en la figura 5.29, es el resultado de la conexión del filtro activo al punto de acoplamiento común (ver figura 4.3) es decir, cuando se cierra el interruptor que conecta el FAP al sistema ya que los capacitores se encuentran descargados.

**Con Compensación**; se observa que transcurrido un tiempo de 0.05 s, se conecta el filtro activo en el punto de acoplamiento común (ver figura 4.3) y en 0.07 s, transcurrido el transitorio, la corriente vuelve a tomar su forma casi sinusoidal.

En la figura 5.30, se ven las tres señales mencionadas anteriormente en forma separada, mostrando las tres tapas previamente descritos. La señal compensada presenta un pequeño brinco en su señal, esto se debe al ángulo de disparo de los tiristores.



**Figura 5.29** Señales de corriente en el sistema eléctrico con carga no lineal.



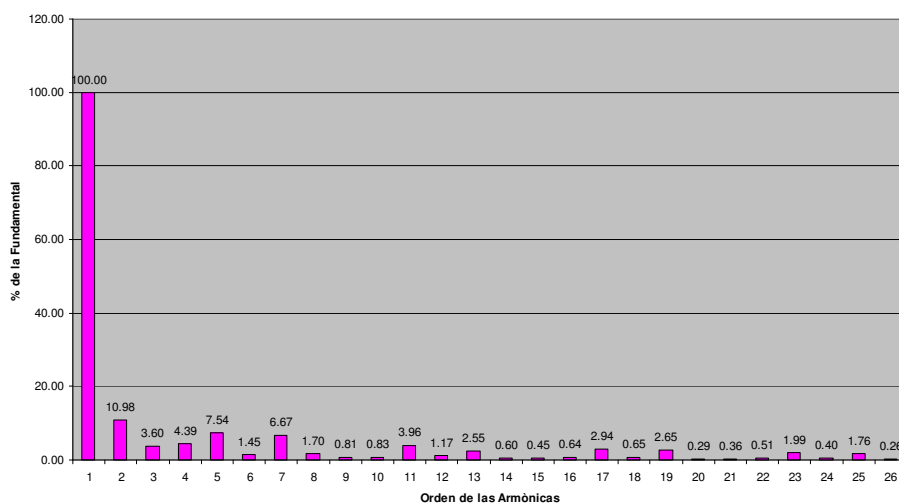
**Figura 5.30** Señales de corriente: de la carga no lineal (superior); de compensación (central); en el sistema eléctrico (inferior).

Para reforzar los resultados anteriores, se presenta en la Tabla 5.6 las componentes armónicas presentes en la señal de corriente del sistema antes de la compensación y durante la compensación. Las figura 5.31 muestra el espectro armónico antes de la compensación y la figura 5.32 durante la compensación.

**Tabla 5.6** Espectro armónico de la Corriente del Sistema Eléctrico, Caso 3.

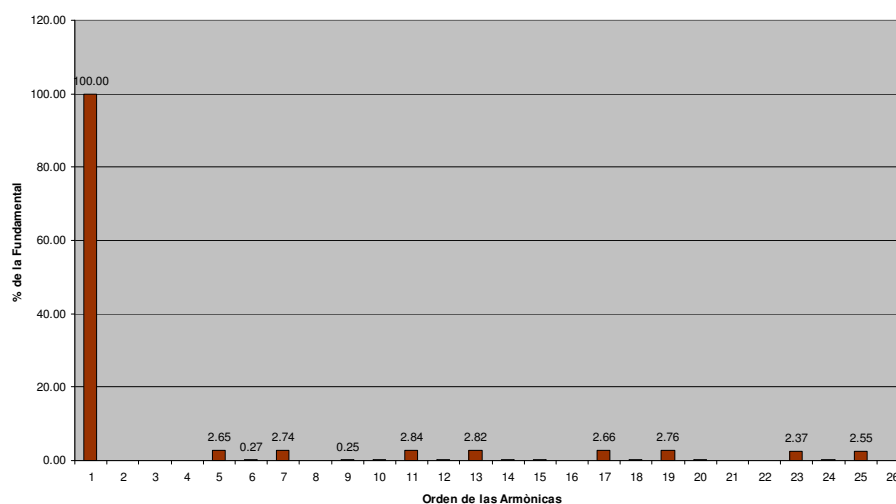
Fundamental	A (pico)	516.5	322
Fundamental	A (rms)	365.3	227.7
	THDI (%)	17.68	7.16

Frecuencia	Orden Armónico	% de la Fundamental		Magnitud en (A)			
		sin Compensar	Compensado	sin Compensar	compensado	pico	rms
0	0	2.94	0.61	15.19	10.74	1.96	1.39
60	1	100.00	100.00	516.50	365.30	322.00	227.70
180	3	3.60	0.11	18.59	13.15	0.35	0.25
300	5	7.54	2.65	38.94	27.54	8.53	6.03
420	7	6.67	2.74	34.45	24.37	8.82	6.24
540	9	0.81	0.25	4.18	2.96	0.81	0.57
660	11	3.96	2.84	20.45	14.47	9.14	6.47
780	13	2.55	2.82	13.17	9.32	9.08	6.42
900	15	0.45	0.14	2.32	1.64	0.45	0.32
1020	17	2.94	2.66	15.19	10.74	8.57	6.06
1140	19	2.65	2.76	13.69	9.68	8.89	6.28
1260	21	0.36	0.08	1.86	1.32	0.26	0.18
1380	23	1.99	2.37	10.28	7.27	7.63	5.40
1500	25	1.76	2.55	9.09	6.43	8.21	5.81



**Figura 5.31** Espectro Armónico de la Corriente sin Compensación, Caso 3.





**Figura 5.32** Espectro Armónico de la Corriente con Compensación, Caso 3.

### 5.3.3 Análisis de los Flujos de Potencia.

En este punto se analizan los flujos de potencia obtenidos en cada uno de los puntos de medición de acuerdo al diagrama unifilar de la figura 4.3 operando con la carga no lineal 2.

#### 5.3.3.1 Flujos de Potencia en la Carga No Lineal.

En la figura 5.33, se presentan los flujos de potencia en la carga no lineal, estos flujos se extrajeron a través del bloque de medición 4 como se muestra en la figura 4.3. Analizando los valores de potencia obtenidos, se puede ver que la carga no lineal consume una potencia activa de 40.32 kW y una potencia reactiva de 127.6 kVAR, lo que corresponde a una potencia aparente de 133.9 kVA.

#### 5.3.3.2 Flujos de Potencia en el Filtro Activo de Potencia.

En la figura 5.34, se presentan los flujos de potencia en el filtro activo de potencia, estos flujos se obtuvieron a través del bloque de medición 3 como se muestra en la figura 4.3. Analizando los valores de potencia obtenidos, se puede ver que el filtro activo de potencia, está consumiendo una potencia activa de 5.609 kW y está entregando al sistema 128.1 kVAR lo que corresponde a una potencia aparente de 128.3 kVA.

La potencia reactiva entregada por el filtro activo corresponde casi a la potencia reactiva que demanda la carga no lineal como se presenta en la figura 5.34 por lo tanto, además de reducir el contenido armónico generado por la carga no lineal, es capaz de compensar la potencia reactiva mejorando el factor de potencia.

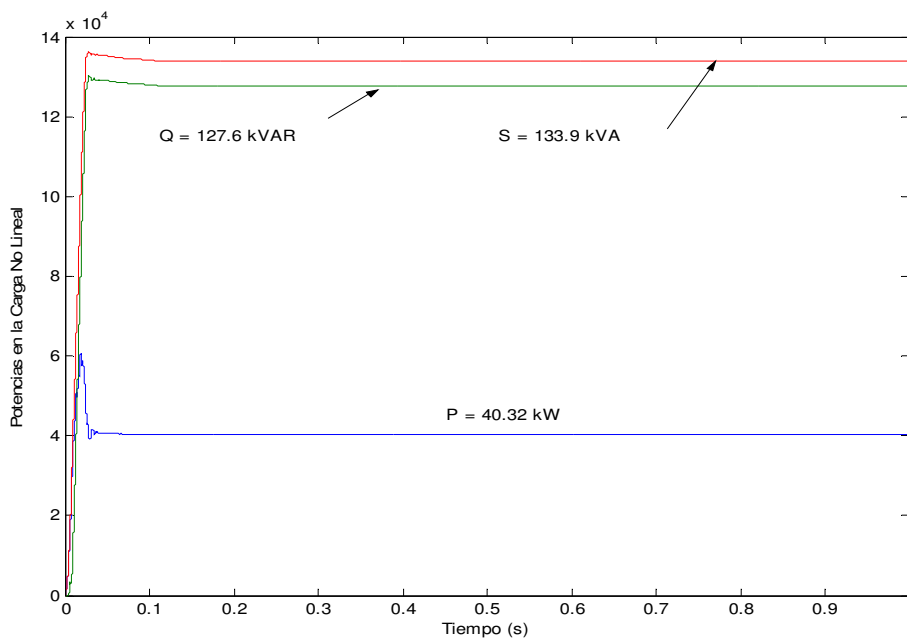


Figura 5.33 Flujos de potencias en la carga no lineal.

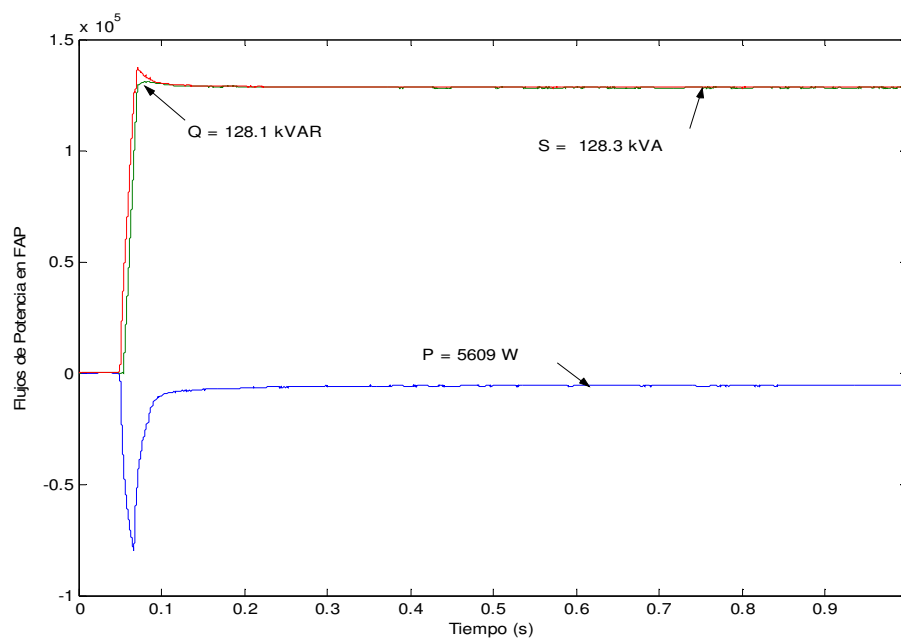


Figura 5.34 Flujos de potencias en el filtro activo de potencia (FAP).

### 5.3.3.3 Flujos de Potencia en el punto de Medición 2.

En la figura 4.3, se puede ver que existe un bloque de medición 2. Este bloque se colocó para extraer las señales de potencia entre el punto de acoplamiento común y el nodo de conexión con la carga lineal para observar como se comportan los flujos de potencia en este punto. Como resultado de los anterior, se obtiene la figura 5.35 donde se puede ver que, la potencia activa fluyendo del sistema hacia la carga no lineal es de 45.95 kW, la potencia reactiva de 454 VAR y la potencia aparente de 45.95 kVA.

La potencia activa fluyendo por este punto, es el demandado por la carga no lineal y el filtro activo (40.32 kW + 5.609 kW). La potencia reactiva con signo negativo significa que, esta fluyendo hacia la carga lineal es decir, el filtro activo está entregando 464 VAR. Esta potencia reactiva corresponde a la diferencia entre la potencia reactiva suministrada por el filtro activo y la demandada por la carga no lineal.

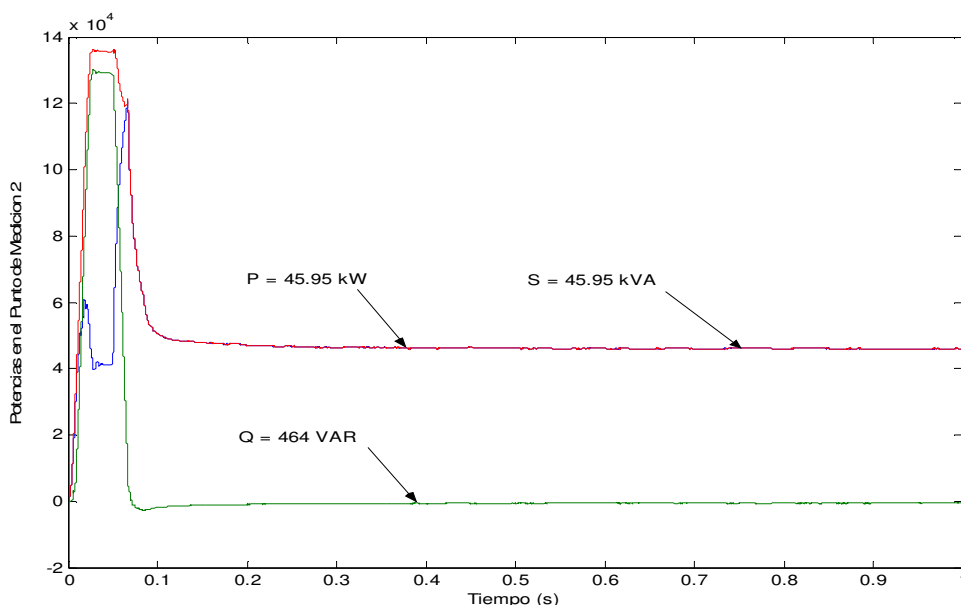


Figura 5.35 Flujos de potencias en el punto de medición 2, caso 3.

### 5.2.3.4 Flujos de Potencia en el Sistema Eléctrico de Potencia.

En la figura 5.36, se presentan los flujos de potencia en el sistema eléctrico de potencia, estos flujos se extrajeron a través de bloque de medición 1 como se muestra en la figura 4.3.

Analizando los flujos de potencia obtenidos, se puede ver que el sistema eléctrico de potencia, suministra una potencia activa de 145.2 kW, resultado de la demanda de la carga lineal (100 kW), la carga no lineal (40.32 kW) y el filtro activo (5.609 kW). La potencia reactiva entregada por el sistema es de 171.2 kVAR resultado de la demanda de la carga lineal (173 kVAR) menos la aportación de potencia reactiva realizada por el filtro activo (464 VAR). La potencia aparente correspondiente es de 224.5 kVA.

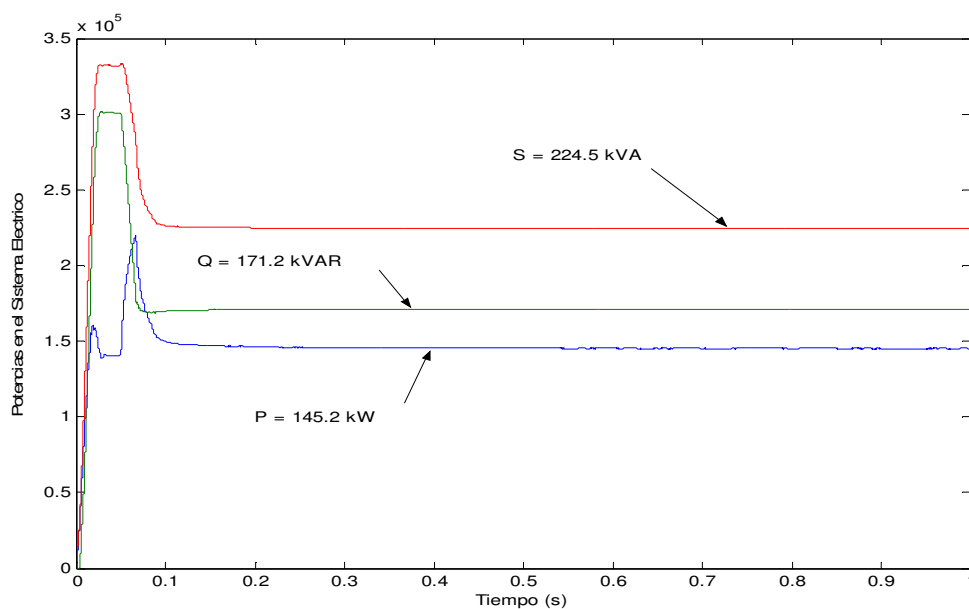


Figura 5.36 Flujos de potencias en el sistema eléctrico, caso 3.

## 5.2.4 Análisis del Factor de Potencia.

### 5.2.4.1 Factor de Potencia en la Carga No Lineal 1.

En la siguiente figura, se muestra el FP en la carga no lineal, esta señal se extrajo a través del bloque de medición 4 mostrado en la figura 4.3. Esta carga trabaja con un factor de potencia de 0.30 como se muestra en la figura 5.37.

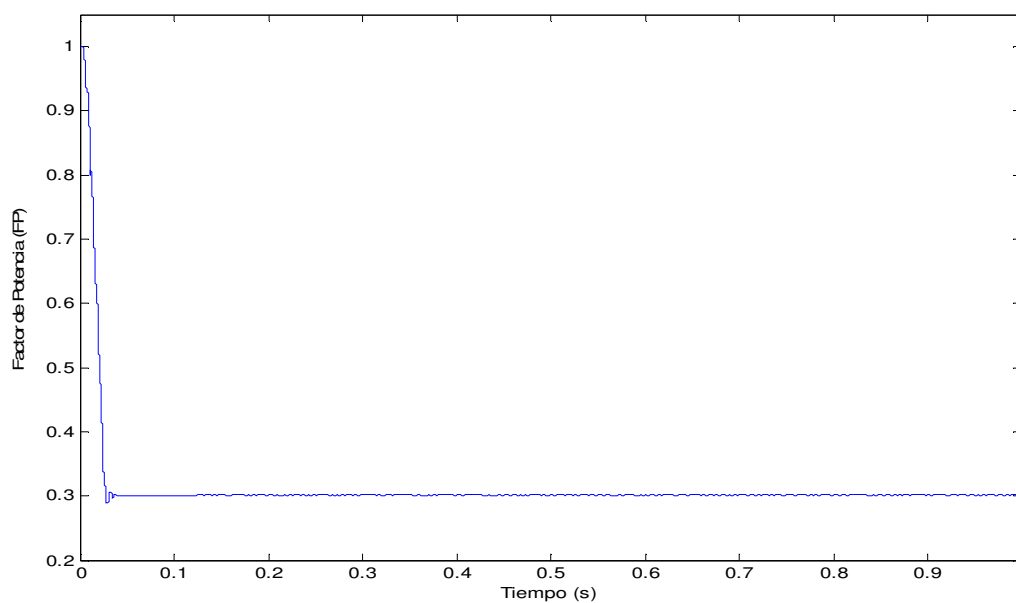
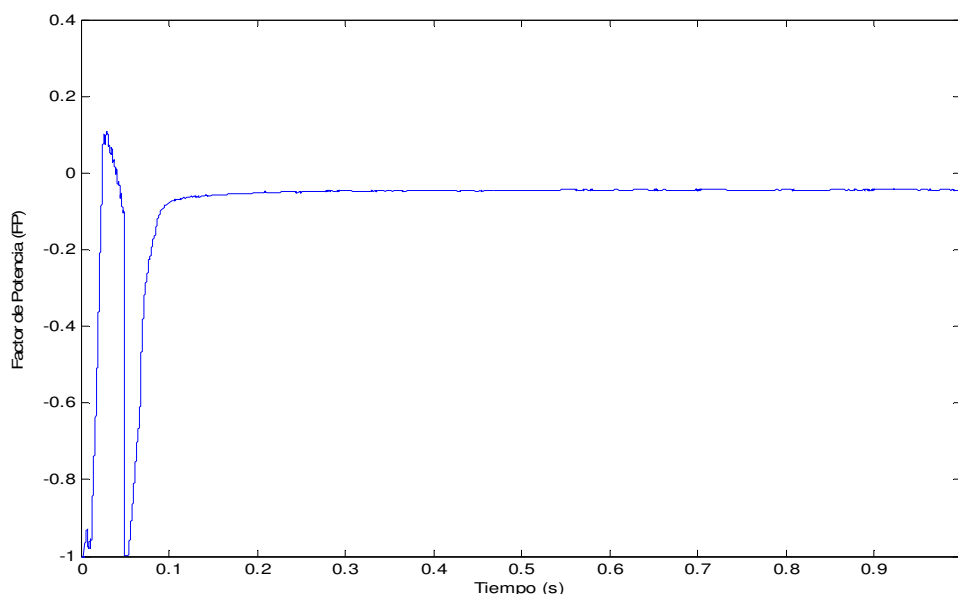


Figura 5.37 Factor de potencia en la carga No lineal, caso 3.

#### 5.2.4.2 Factor de Potencia en el Filtro Activo de Potencia.

El factor de potencia obtenido en el punto de medición 3 marcado en la figura 4.3, es capacitivo lo que significa que el filtro activo está entregando muchos reactivos al sistema registrando un valor de -0.05 como se muestra en la figura 5.38.



**Figura 5.38** Factor de potencia en el filtro activo, caso 3.

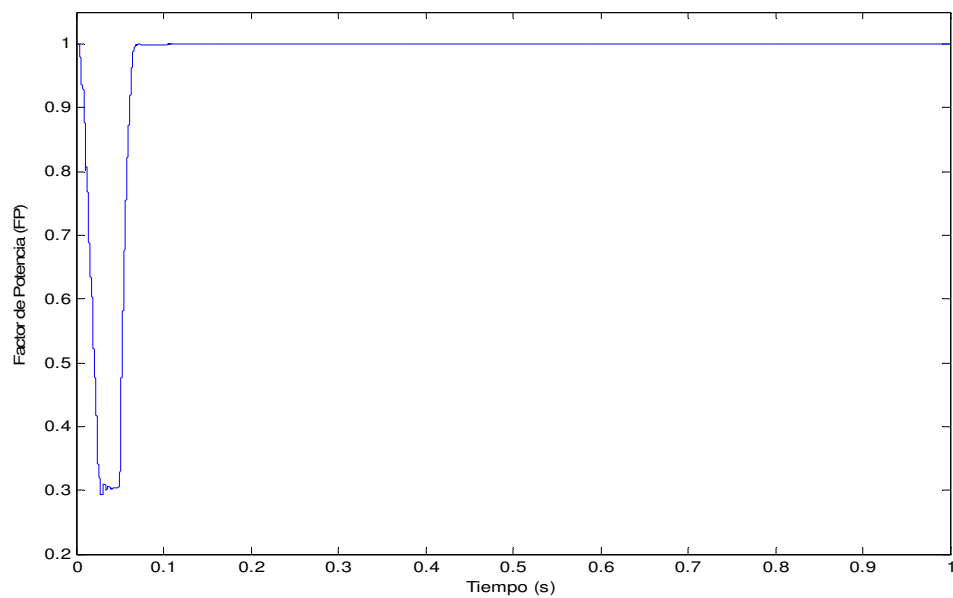
#### 5.2.4.3 Factor de Potencia en el punto de Medición 2.

El factor de potencia registrado en el punto de medición 2 (ver figura 4.3), es la unidad lo que significa que el filtro activo está compensando los reactivos de la carga no lineal. Esto se observa en la figura 5.39. Esto se logra porque la potencia activa fluyendo en este punto, es muy grande con relación a la potencia reactiva.

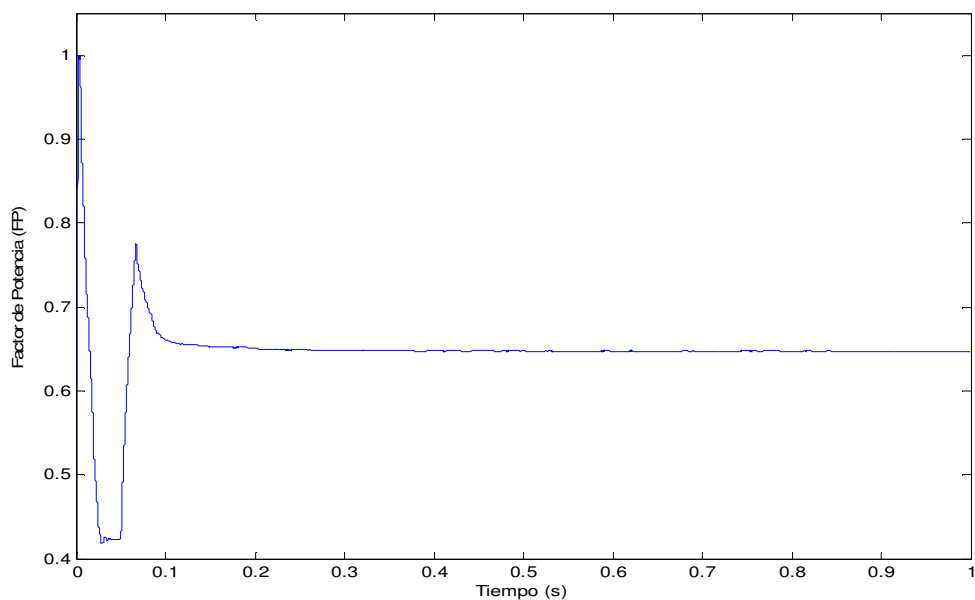
#### 5.2.4.4 Factor de Potencia en el Sistema Eléctrico de Potencia.

En la siguiente figura, se muestra el FP obtenido en el punto de medición 1 de la figura 4.3. El valor registrado es de 0.67 como se ve en la figura 5.40. Este factor de potencia es ligeramente mayor a de la carga lineal mejorada por la aportación del filtro activo a la carga lineal. Ya que de no estar conectado el filtro activo, el factor de potencia en este punto sería de 0.42.

Del análisis del FP, se concluye que el filtro activo tiene la capacidad de compensar la potencia reactiva demandada por la carga no lineal (de 0.30 a 0.99) y parcialmente por la carga lineal. Esto se observa cuando comparamos el FP de la figura 5.4 donde se muestra el FP de la carga lineal con la figura 5.40 ya que es el mismo punto de medición y el FP se mejora de 0.50 a 0.67.



**Figura 5.39** Factor de potencia en el punto de medición 2, caso 3.



**Figura 5.40** Factor de potencia en el sistema eléctrico, caso 3.

#### 5.4 CASO 4 ACCIONAMIENTO DE UN GENERADOR DE CD.

Debido a que una máquina de CD puede operar como carga o como fuente, se realizaron algunas simulaciones con el mismo circuito de la sección 5.3 pero ahora como fuente, esto con la finalidad de ver como se comporta el filtro activo ante una fuente externa adicional. Los parámetros de la carga se manejaron iguales, a diferencia de la fem que cambia de signo para que pueda operar como generador y no como carga [55]. Para observar la diferencia entre el modo de operación carga y generador, se muestra en la figura 5.41 el comportamiento del ángulo de disparo del convertidor.

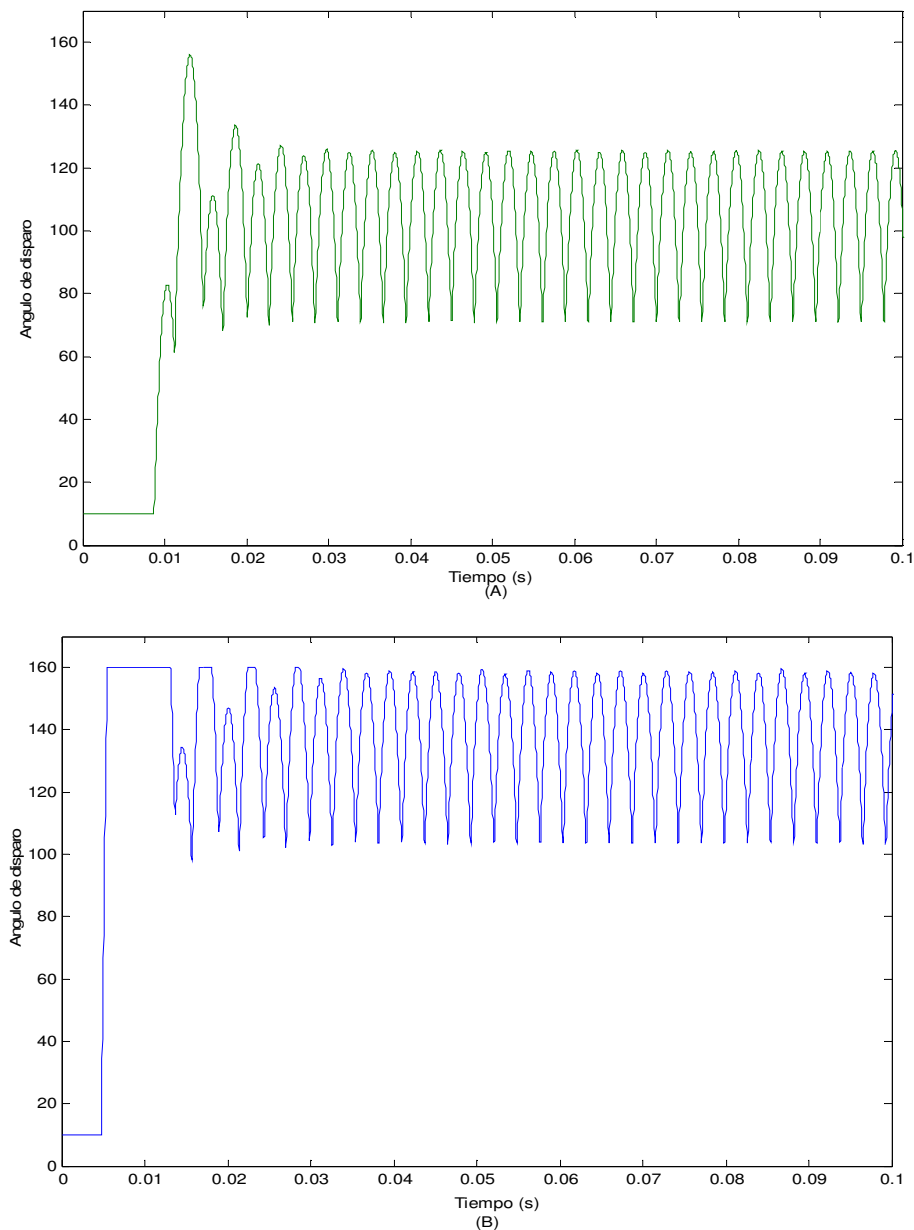


Figura 5.41 Ángulo de disparo para la carga (A) modo carga; (B) modo generador de CD.

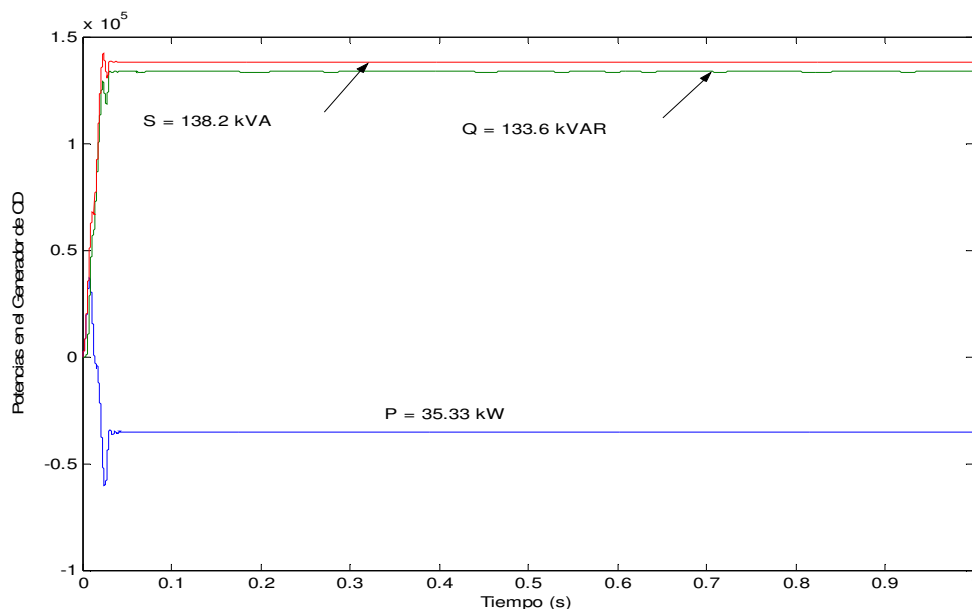
El ángulo de disparo cuando se opera la máquina de cd como carga, oscila entre 70 y 120 grados y cuando opera como generador, se puede observar que el ángulo se mantiene entre 110 y 159 grados.

En las siguientes secciones, se analizan los flujos de potencia y el factor de potencia ya que, las señales de tensión y corriente son similares a los mostrados en la sección anterior.

#### 5.4.1 Análisis de los Flujos de Potencia.

##### 5.4.1.1 Flujos de Potencia en el Generador de CD.

En la figura 5.41, se presenta los flujos de potencia en el maquina de CD operando como generador. Estos flujos se extrajeron a través de bloque de medición 4 como se muestra en la figura 4.3. Analizando los valores de potencia obtenidos, se puede ver que el generador de CD suministra una potencia activa de 35.33 kW, esta potencia es consumida por el filtro activo y la carga lineal. Este generador, consume una potencia reactiva de 133.6 kVAR el cual es suministrado por el filtro activo, evitando que sea demandado de la fuente principal de generación.



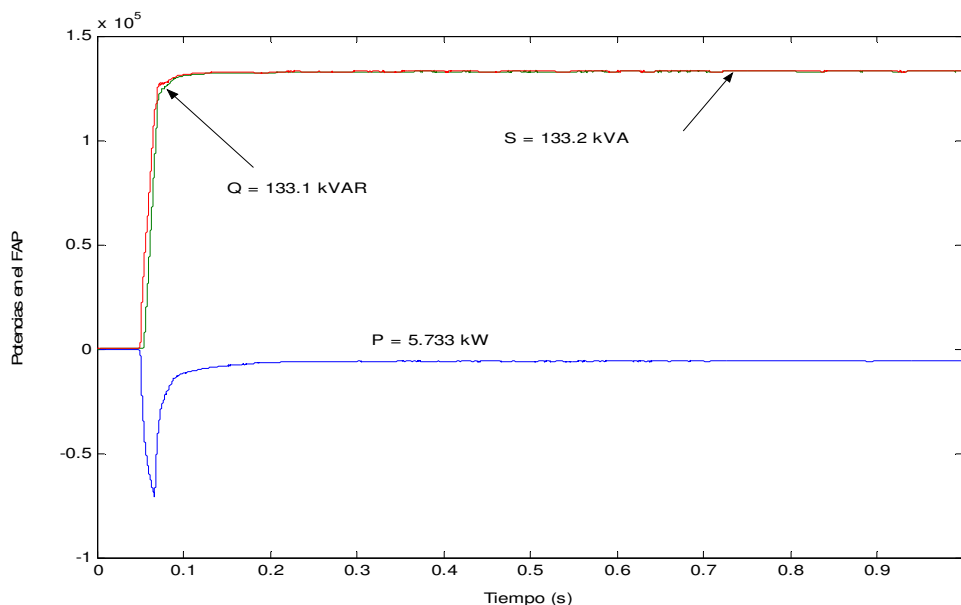
**Figura 5.41** Flujos de potencias en el generador de CD.

##### 5.4.1.2 Flujos de Potencia en el Filtro Activo de Potencia.

En la figura 5.42, se presenta los flujos de potencia en el filtro activo de potencia, estos flujos se extrajeron a través de bloque de medición 3 como se muestra en la figura 4.3. Analizando los valores de potencia obtenidos, se puede ver que el filtro activo de potencia, está consumiendo una potencia activa de 5.733 kW y está entregando al sistema 133.1 kVAR lo que corresponde a una potencia aparente de 133.2 kVA. La potencia reactiva demandada por el generador de CD es mayor a la potencia reactiva generada por el filtro activo utilizado por



lo cual, es necesario tomar de la fuente principal 582.1 VAR adicionales como se muestra en la figura 5.43.



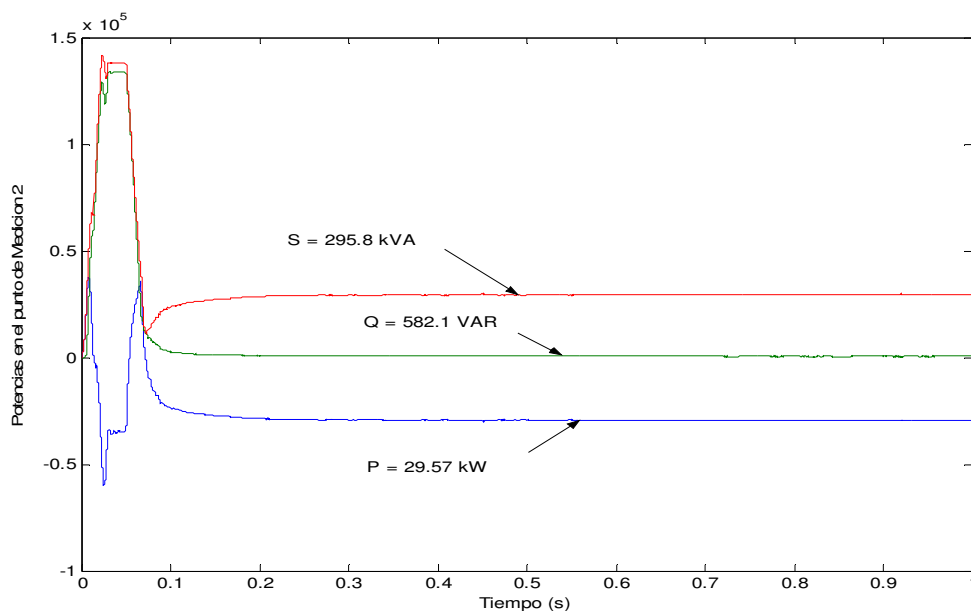
**Figura 5.42** Flujos de potencias en el filtro activo de potencia (FAP), Caso 4.

#### 5.4.1.3 Flujos de Potencia en el punto de Medición 2.

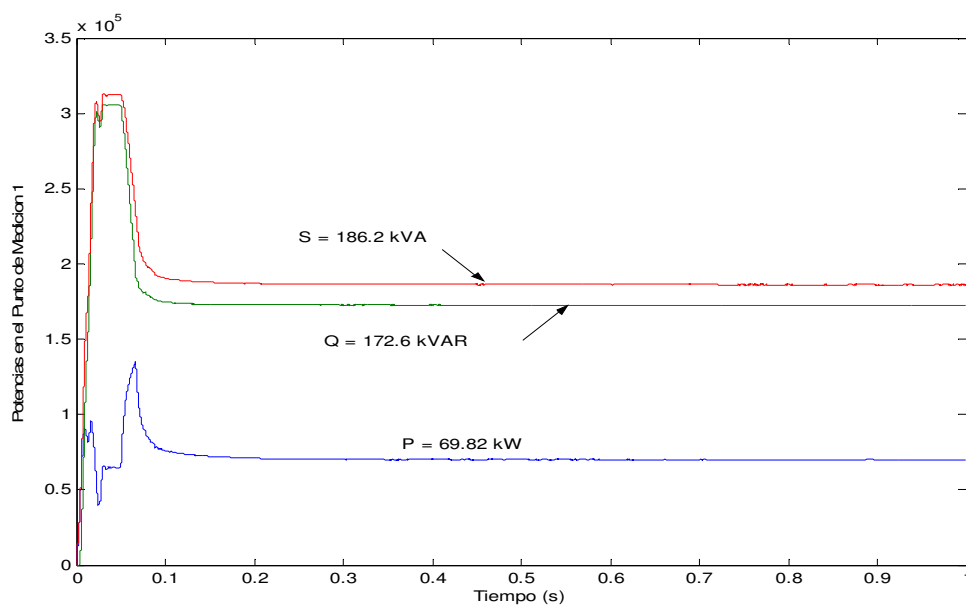
En la figura 4.3, se puede ver que existe un bloque de medición 2. Este bloque se colocó para extraer las señales de potencia entre el punto de acoplamiento común y el nodo de conexión con la carga lineal para observar como se comportan los flujos de potencia en este punto. Como resultado de lo anterior, se obtiene la figura 5.43 donde se puede ver que existe un flujo de potencia activa del generador de CD hacia la carga lineal correspondiente a 29.57 kW y un flujo de potencia reactiva de 582.1 VAR del sistema hacia el generador de CD, esta potencia reactiva no es capaz de generarla por lo cual se toma de la fuente principal, como se muestra en el diagrama unifilar de la figura 5.45.

#### 5.4.1.4 Flujos de Potencia en el Sistema Eléctrico de Potencia.

En la figura 5.44, se presenta los flujos de potencia en el sistema eléctrico de potencia, estos flujos se extrajeron a través de bloque de medición 1 como se muestra en la figura 4.3. Analizando los flujos de potencia obtenidos, se puede ver que el sistema eléctrico de potencia, suministra una potencia activa de 69.82 kW, esta potencia corresponde a la diferencia de potencia necesaria para alimentar la carga lineal adicional a la potencia activa suministrada por el generador de CD. Como el filtro activo no tiene la capacidad de suministrar el total de la potencia reactiva demandada, el sistema tiene que suministrar una potencia reactiva de 172.6 kVAR lo que corresponde a una potencia aparente de 186.2 kVA.



**Figura 5.43** Flujos de potencias en el punto de Medición 2, caso 4.

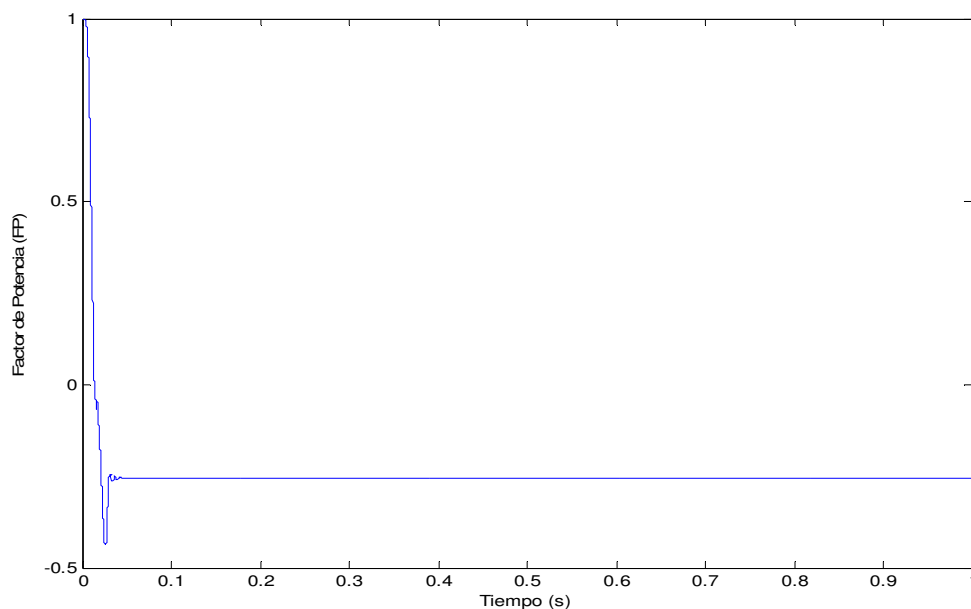


**Figura 5.44** Flujos de potencias en el Sistema Eléctrico, Caso 3.

## 5.4.2 Análisis del Factor de Potencia.

### 5.4.2.1 Factor de Potencia en el Generador de CD.

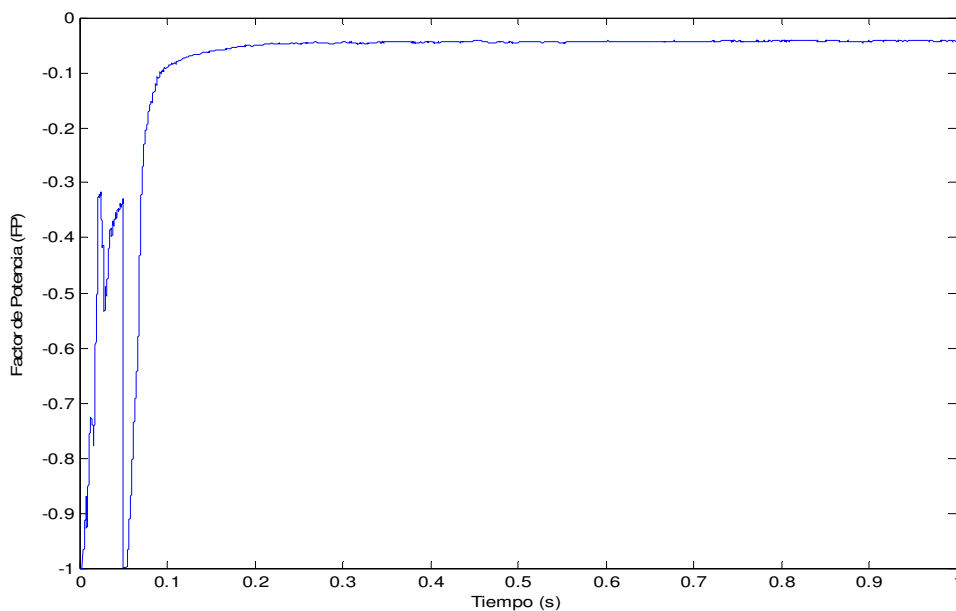
En la siguiente figura, se muestra el FP en la máquina de CD operando como generador, esta señal se extrajo a través del bloque de medición 4 mostrado en la figura 4.3. En éste caso, el generador trabaja con un factor de potencia de -0.25 como se muestra en la figura 5.45.



**Figura 5.45** Factor de Potencia en la Carga No Lineal, Caso 4.

#### 5.4.2.2 Factor de Potencia en el Filtro Activo de Potencia.

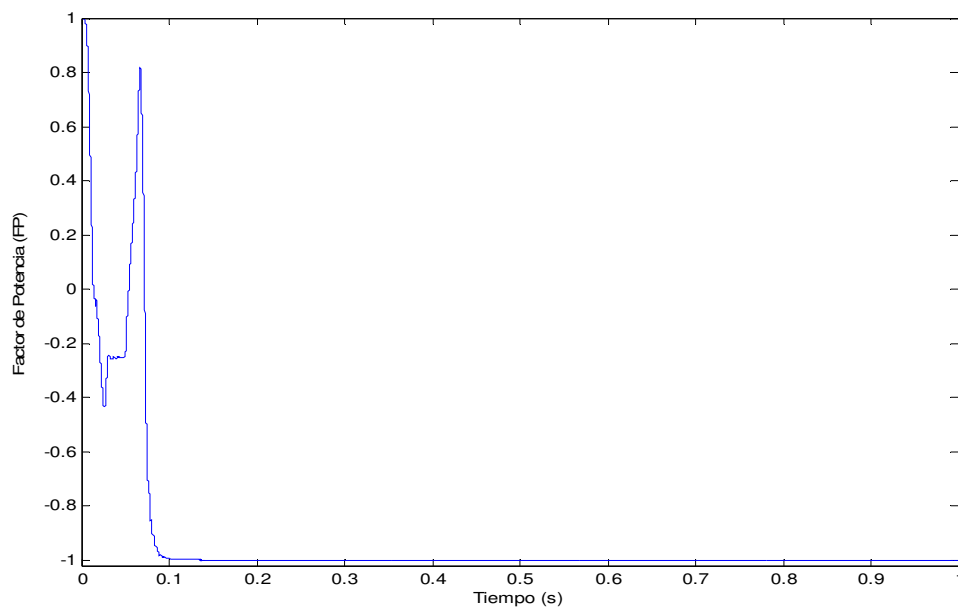
El factor de potencia obtenido en el punto de medición 3 marcado en la figura 4.3, es capacitivo lo que significa que el filtro activo está suministrando casi todos los reactivos demandados por el generador de CD registrando un valor de  $-0.043$  como se muestra en la figura 5.46.



**Figura 5.46** Factor de Potencia en el Filtro Activo, Caso 4.

### 5.4.2.3 Factor de Potencia en el punto de Medición 2.

El factor de potencia registrado en el punto de medición 2 (ver figura 4.3), es casi la unidad lo que significa que el filtro activo esta compensando los reactivos absorbidos por el generador de CD. Esto se observa en la figura 5.47.



**Figura 5.47** Factor de Potencia en el punto de medición 2, Caso 4.

### 5.4.2.4 Factor de Potencia en el Sistema Eléctrico de Potencia.

En la siguiente figura, se muestra el FP obtenido en el punto de medición 1 de la figura 4.3. El valor registrado es de 0.37 como se ve en la figura 5.48.

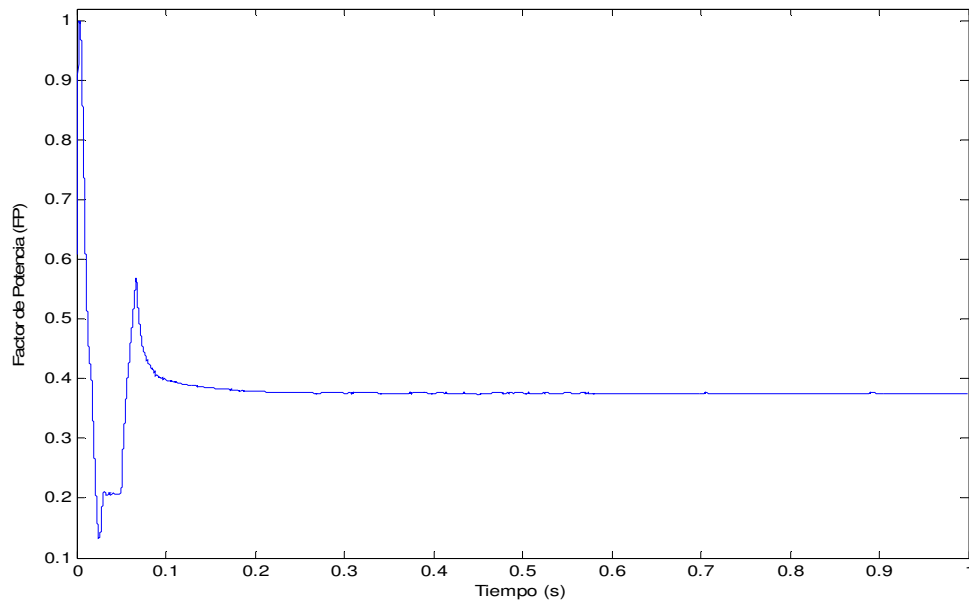


Figura 5.48 Factor de Potencia en el Sistema Eléctrico, Caso 4.

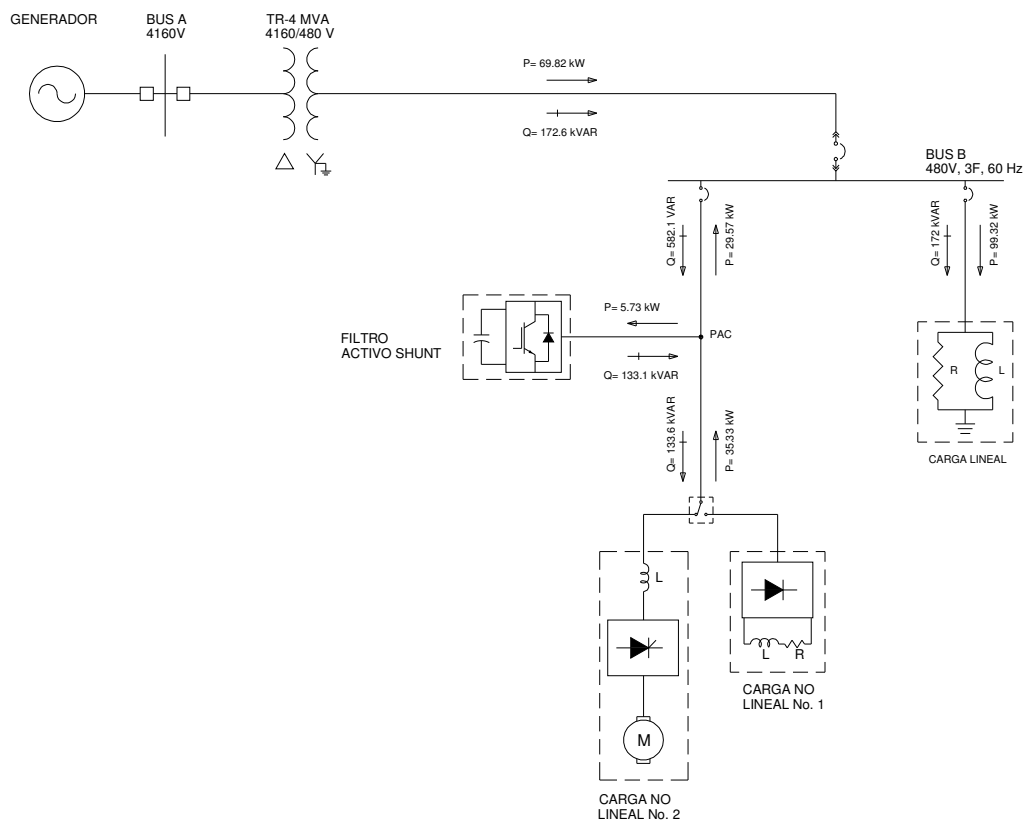


Figura 5.49 Flujos de Potencia en el Sistema Eléctrico, Caso 4.

En el diagrama unifilar de la figura 5.49, se observa que la única carga existente es la carga lineal y su demanda de potencia activa es suministrada por la fuente de generación principal con 69.82 kW y la fuente de generación de CD con 29.57 kW haciendo un total de 99.39 kW.

Los valores de FP son bajos porque la potencia reactiva absorbida por la carga no lineal en su modo generador, es mayor a la potencia activa entregada.

---

---

## CAPITULO 6

# CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES

---

---

### 6.1 CONCLUSIONES

Durante el desarrollo de este trabajo, se observó que el tema de los filtros activos en nuestro país se encuentra poco desarrollado y a nivel internacional se han realizado algunos trabajos pero todavía es un campo que requiere mayor explotación y con este trabajo se adquirieron conocimientos importantes sobre este tema y surge la inquietud de llevarlo a un prototipo de laboratorio.

De las simulaciones realizadas, se llegan a las siguientes conclusiones:

Cuando el filtro activo se conecta a un rectificador no controlado, se observa que la distorsión armónica se reduce de 20.51 a 0.46 %. Las armónicas predominantes son: la 5a, 7a, 11a, 13a, 15a y 17a como se muestra en la figura 5.14. El factor de potencia en este caso, se mejora de 0.5 a 0.97 lo que indica que, el filtro activo es una buena solución ante la distorsión por armónicas y bajo factor de potencia.

Para el caso donde se tiene una máquina de CD como carga, se observó que la distorsión armónica en el sistema eléctrico se reduce de 29.18 a 7.17 %. Las armónicas predominantes son las mismas que en el caso anterior porque el rectificador utilizado es de 6 pulsos.

Una de las características mostradas por las señales de corriente en este caso es que presenta cuatro sobresaltos durante un ciclo, esto se puede deber a que se está utilizando un control de corriente por histéresis en el filtro activo.

El factor de potencia en esta condición de operación (máquina de CD como carga), se mejora de 0.5 a 0.67 y se puede observar en la figura 5.31 y 5.32. La compensación en este caso no fue tan bueno para esta carga porque la demanda de potencia reactiva es mayor a la carga anterior y la aportación de potencia reactiva al sistema es menor. Aunque es importante recordar que el factor de potencia establecido para la carga lineal es bastante baja condición que no es común en aplicaciones industriales pero se utilizó para las simulaciones.

Cuando se utilizó la máquina de CD como generador, se obtuvo una reducción de armónicas en el sistema de 29.18 a 7.17 % y las armónicas predominantes son las típicas de un convertidor de 6 pulsos mencionados en los párrafos anteriores.

La capacidad del filtro activo resultó un poco insuficiente para compensar la potencia reactiva demandada por la máquina operando como generador de CD. La capacidad de compensación reactiva del filtro activo está delimitada por la capacidad del banco de capacitores utilizados.

Debido a que, se tienen flujos de potencia reactiva mayores que potencia activa como se muestra en la figura 5.49, los valores de FP son bajos por que la máquina de CD en su modo generador, es mayor a la potencia activa entregada.

## 6.2 APORTACIONES

Considerando que en el Departamento de Ingeniería Eléctrica de la SEPI-ESIME no se ha realizado un trabajo en esta área, podemos afirmar que se lograron las siguientes aportaciones al trabajo de investigación relacionado con los filtros activos de potencia para la reducción de armónicas y la compensación de la potencia reactiva en sistemas eléctricos de potencia.

Se realizó un análisis detallado de los diferentes componentes y partes que integran un filtro activo de corriente así como la determinación de dichos elementos.

Se desarrolló un subsistema que permite la obtención de las señales de referencia para el control del filtro activo, este subsistema se puede utilizar para obtener referencias de corriente y voltajes con ciertas modificaciones; para este caso, se utilizó para la obtención de referencias de corrientes.

Se realizó el modelo de una carga no-lineal utilizando un convertidor a diodos con una capacidad de 100 kW.

Se implementó el modelo de un filtro activo de corriente en Simulink de MatLab, para que a través de simulaciones, determinar la capacidad de filtrado que puede tener dicho equipo.

Se realizó simulaciones utilizando dos sistemas de control para el mismo filtro y determinar la frecuencia de conmutación de los dispositivos de potencia.

Se desarrolló un subsistema donde se aplicaron las ecuaciones (5.5), (5.6), (5.7), (5.8) y (5.9) para determinar el factor de potencia del sistema durante su operación sin el filtro y con el filtro para observar su comportamiento.

El modelo realizado permite que, a través de simulaciones, se determinen los valores de los parámetros de los filtros activos y posteriormente seleccionarlos para su implementación física.

Y finalmente es importante mencionar que de acuerdo a la literatura revisada, es la primera vez que se trabaja la operación de un filtro activo de corriente interactuando con una red eléctrica y no en forma aislada como dispositivo electrónico solamente.



### 6.3 TRABAJOS FUTUROS.

En este trabajo se realizó el modelado de un filtro activo de corriente y se utilizó un lazo de control por histéresis para el control de la corriente, también, se utilizó una resistencia en serie con la fuente del filtro activo para reducir el transitorios durante la conexión del mismo, por lo cual surgen como trabajos futuros los siguientes puntos.

Implementar un filtro activo en el laboratorio de electrónica de potencia como prototipo para hacer pruebas y afinar el dimensionamiento de cada uno de sus elementos y que en un futuro se puedan fabricar para su venta en nuestro país.

Modelar e implementar un método de control no lineal como puede ser por pasividad o polos deslizantes para analizar si se mejora la respuesta del filtro activo.

Modelar un lazo de control de tensión para pre-cargar el capacitor que alimenta el filtro activo para que, cuando se conecte al sistema, no se presente el transitorio producido por la carga del capacitor y se elimine la resistencia limitadora utilizada en este trabajo.

Análisis y desarrollo de filtros activos basados en convertidores multinivel.

## REFERENCIAS

- [1] Barrero, F., "Análisis Topológico y Funcional de Acondicionadores para la Reducción de Perturbaciones en la Red Eléctrica," Tesis Doctoral, Universidad Nacional de Educación a Distancia, Escuela Técnica Superior de Ingenieros Industriales, Dpto. de Ingeniería Eléctrica, Electrónica y de Control, Madrid España, 1995 pp. 4-30.
- [2] Nuñez Gutierrez Ciro A., "Estrategias De Control No Lineal Aplicadas A Filtros Activos De Potencia", Tesis Doctoral, CENIDET, Cuernavaca, México, 2002.
- [3] Cárdenas, V., "Filtros activos Híbridos para Compensación Armónica de Corriente y de Compensación de Factor de Potencia en Sistemas Trifásicos", Tesis Doctoral, Centro Nacional de Investigación y Desarrollo Tecnológico, Cuernavaca, México, 1999.
- [4] [Bird, 1969]
- [5] H. Sasaki and T. Machida, "A new Method to Eliminate AC Harmonic Current by Magnetic Compnesation-Considerations on Basic Design-", IEEE Trans. PAS, Vol. 90, pp. 2009, No. 5, 1971.
- [6] L. Gyugyi and E. C. Strycula, "Active AC Power Filters," in Proc. IEEE/IAS Annual Meeting, 1976, p. 529.
- [7] J. Holtz and S. Stadtfeld, "A predictive controlled for the stator current vector of ac machines fed from switched voltaje source," in JIEE IPEC- Tokio Conf. Rec., 1983, pp. 1665-1675.
- [8] H. Akagi, Y. Kanazawa and A. Nabae, "Instantaneous Reactive Power Compensators Comprising Switching Devices Without Energy Storage Components", IEEE Trans. IAS, Vol. IA-20, pp.625, 1984.
- [9] H. Akagi, A. Nabae and S. Atoh, "Control Strategy of Active Power Filters Using Multiple Voltaje Source PWM Converters", IEEE Trans. IAS, Vol. IA-22, No.3, pp.460, 1986.
- [10] Nabae, S. Ogasawara and H. Akagi, "A Novel Control Scheme for Current-Controlled PWM Inverters," IEEE/Trans. IAS, Vol. IA-22, No.4, pp697, 1986.
- [11] F. Z. Peng, H. Akagi, and A. Nabae, "A Study of Active Power Filters Using Quad-Series Voltaje Source PWM Converters for Harmonic Compensation". IEEE/JPESC, pp.204, 1987
- [12] H. Akagi, "Analysis and Design of an Active Power Filter Using Quad-Series Voltage-Source PWM Converters", IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 26, No.1 January/February 1990.

- 
- [13] Kawamura and R. G. Hoft, "Instantaneous feedback controlled PWM inverters with adaptive hysteresis," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 1A-20, pp.769-775, 1984.
- [14] L. Malesani, P. Mattavelli, P. Tomasin, "High-Performance Hysteresis Modulation Technique for Active Filters", *IEEE Trans. Power Electronics*, Vol. 12. No.5, September 1997, pp. 876-884.
- [15] P. Verdelho and V. Soares, "A Unity Power Factor PWM Voltage Rectifier Based on the Instantaneous Active and Reactive Current  $\sim$ -iq Method," in *IEEE/ISIE'97 Conf. Proc.*, 1997, pp. 411-416.
- [16] N. Singh, A. Chandra, K. Al-Haddad, "Performance Comparison of Two Current Control Techniques Applied to an Active Filter," in *IEEE/PES'98 Conf. Proc.*, 1998, pp. 133-138.
- [17] L. Malesani, P. Mattavelli, S. Buso, "On the Applications of Active Filters to Generic Loads," in *IEEE/PES'98 Conf. Proc.*, 1998, pp. 310-319.
- [18] Medina Aurelio, "Metodologías Avanzadas para el Modelado y Análisis de Armónicos y su Impacto en la Calidad de la Energía", *CIGRÉ, Bienal 2001*, pp. 36-01, Irapuato, México.
- [19] Fominaya Fernando, "Armónicos en Redes Eléctricas Industriales", *Energía*, Vol. 24, No. 2, Marzo-Abril 1998, pp. 37-42.
- [20] J. Arrillaga, 1985, "Power System Harmonics", John Wiley & Sons, New York.
- [21] IEEE Std. 519 – 1992, "Recommended practices and requirements for harmonic control in electrical power systems". IEEE Industry Applications Society.
- [22] W. Mack Grady, Surya Santoso, "Understanding Power System Harmonics", *Universidad de Texas en Austin*, Sept. 2001, pp. 1-5.
- [23] EDSA, "Electrical Distribution and Transmission Analysis and Design Programs", *Manual de usuario*, EDSA Micro Corporation, Bloomfield Hills, Michigan, USA, 1992.
- [24] Jorge Isaac Calderón Glez., "Armónicas en Sistemas Eléctricos de Horno de Arco", *Tesis*, ITESM, 1988.
- [25] Dugan, R., McGranaghan, M., Beaty, H., "Electrical Power Systems Quality", Ed. McGraw-Hill, 1996.
- [26] Graham, A. D., Schonholzer, E. T., "Line Harmonics of Converters with D.C-motor Loads", *IEEE Transactions on Industry application*, Vol. IA-19, No. 3, Enero-Febrero 1983.
-

- 
- [27] Czarnecki, L. S., "What is Wrong with the Budeanu Concept of Reactive and Distortion Power and Why It Should be Abandoned", IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, Vol. IM-36, No. 3, September 1987.
- [28] Rice, D. E., "Adjustable Speed Drive and Power Rectifier Harmonics – Their effect on Power System Components", IEEE Trans. On Ind. Applications, Vol. IA-22, No. 1, Enero – Febrero 1986.
- [29] Enrique Acha, Manuel Madrigal, "Power Systems Harmonics Computer Modelling and Analysis", Wiley & Sons, 2001.
- [30] IEEE Red Book, "IEEE Recommended Practice for Electric Power Distribution for Industrial Plants", The Institute of Electrical and Electronics Engineers, Inc.
- [31] M. Stadler, Z. Belver, "Distorsión armónica producida por convertidores estáticos" Iberdrola.
- [32] Rashid, M. H., "Power Electronics – Circuits, Devices and Applications", Prentice Hall, Second edition, 1993.
- [33] Spezia, C. J., Hatziaioniu C. I. "Electrical power systems engineering", MathSoft, Inc., 1993.
- [34] Bhim Singh, Kamal Al Haddad and Ambrish Chandra, "A review of active Filters for power Quality Improvement", IEEE Trans. On Industrial Electronics, Vol. 46, No. 5, Oct. 1999, pp. 960-971.
- [35] Wong, N. Mohan, S. E. Wright, and K. N. Mortensen, "Feasibility study of ac- and dc side active filters for HVDC converter terminals," IEEE Trans. Power Delivery, vol. 4, pp. 2067-2075, 1989.
- [36] E.H. Watanabe, "Series Active Filter for DC side of HVDC transmission system," in Proc. 1990 Int. Power Electronics Conf., Tokyo, Japan, 1990, pp. 1024-1030.
- [37] W. Zhang, G. Asplund, A. Alberg, U. Jonsson and O. Lööf, "Active dc filter for HVDC system – A test installation in the Konti-Skan at Lindome converter station," IEEE Trans. Power Delivery, vol. 8, pp. 1599-1605, 1992.
- [38] W. Ofosu-Amaah, S. Tanaka, K. Miura and S. Tadakuna, "A dc active filter for traction systems," in Proc. 1995 Int. Power Electronics Conf., Yokohama, Japan, 1995, pp. 1639-1644.
- [39] H. Akagi, "New trends in active filters for power conditioning," IEEE Trans. Industry Applications, vol. 32, No. 6, 1996.
- [40] Muhammad H. Rashid, "Power Electronic Handbook", Academic Press, 2001.
-

- 
- [41] Alarcón R. Gustavo Iván, “Filtro Activo Serie Trifásico para Compensación de Armónicos de Tensión”, Tesis de Maestría, CENIDET, Cuernavaca, Morelos, México, 2000.
- [42] H. Akagi, “New Trends in Active Filters for Power Conditioning”, IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 32, No. 6, Noviembre-Diciembre 1996.
- [43] W. M. Grady, M. J. Samotuj and H. Noyola, “Survey of active power line conditioning methodologies,” IEEE Trans. Power Delivery, vol. 5, pp. 1536-1542, 1990.
- [44] W. M. Grady, M. J. Samotuj and H. Noyola, “The applications of network objective functions for actively minimizing the impact of voltage harmonics in power systems,” IEEE Trans. Power Delivery, vol. 7, pp. 1379-1386, 1992.
- [45] H. Akagi, Y. Kanazawa and A. Nabae, “Instantaneous Reactive Power Compensators comprising switching devices without energy storage components,” IEEE Trans. Industry Application, vol. IA-20, No. 3, pp. 625-630, May/June 1984.
- [46] H. Watanabe, R. M. Stephan and M. Arede, “New concepts of instantaneous active and reactive powers in electrical systems with generic loads,” IEEE Trans. Power Delivery, vol. 8, No. 2, pp. 697-703, April 1993.
- [47] Paul C. Krause, “Analysis of Electric Machinery”, IEEE Press, 1994.
- [48] Ciro N. G., Miguel A. Zapata A., “Filtro Activo de Tensión para Compensación de Distorsiones de Tensión y Filtro Activo de Corriente para Compensación de Armónicos y Factor de Potencia”, Concurso de Creatividad Fase Nacional, CENIDET, Noviembre 2001.
- [49] IEEE Std. 519-1992, “Recommended practices and requirements for harmonic control in electrical power systems”, IEEE Industry Applications Society.
- [50] IEEE Emerald Book, “IEEE Recommended Practice for Powering and Grounding Sensitive Electronic Equipment”, IEEE, Inc. 1995.
- [51] De los Reyes J., Llamas A., Baez J., “Factor de Potencia en Presencia de Armónicas”, Departamento de Ing. Eléctrica.
- [52] N.G. Hingorani, "Introducing Custom Power", IEEE Spectrum, vol. 32, no. 6, pp. 41-48, Junio 1995.
- [53] J. Douglas, "Custom Power : Optimizing distribution services", EPRI Journal, pp. 7-15, Mayo/Junio 1996.
- [54] Ned Mohan, “Electric Drives An Integrative Approach”, MNPERE, 2003.
-

- 
- [55] Mohan, Underland, Robbins, "Power Electronics Converters, Applications and Design", Wiley, 1995, New York.
- [56] William H. Hayt, Jr., Jack E. Kemmerly, "Análisis de Circuitos en Ingeniería"; Mc Graw-Hill; 5ta. Edición, México, 2001.
- [57] IEC-1000
- [58] Mino Gerardo, "Simulación de un Filtro Activo para Compensación de Potencia Reactiva y Supresión de Corrientes Armónicas en las Fases y en el Neutro de un Sistema Trifásico Desbalanceado de 4 Hilos", Tesis de Maestría, Universidad de las Américas, Puebla, México, 1999.
- [59] Cruz Visairo Nancy, "Análisis y Desarrollo de un Esquema de Control No Lineal para Filtros Activos de Potencia tipo Paralelo", CENIDET, Cuernavaca, México, 1999.
- [60] Linares F. Jesús, "Simulación del Control Vectorial de Voltaje y Corriente de un Filtro Activo Trifásico", Universidad de las Américas, Puebla, México, 1999.
- [61] Grajales J. Humberto R., "Sistemas de Cogeneración con Funciones de Filtro Activo Integradas", CENIDET, Cuernavaca, México, 2002.
- [62] Grima Monserrat, "Armónicos, Más vale Prevenir que Curar", Automática e Instrumentación, ABB, Septiembre, 2000.
- [63] Grady/Santos, "Undertanding Power System Harmonics", [www.technotronica.zzn.com](http://www.technotronica.zzn.com), Septiembre 2001.
- [64] Users Guide EDSA, "Electrical Power Systems Harmonic Analysis With Auto Filter Sizing", v.3.00.3, San Diego California, 2001.
- [65] C.F.E., "Perturbaciones Permisibles en las Formas de Onda de Tensión y Corriente del Suministro de Energía Eléctrica", Especificación Provisional CFE L-0000-45, 1995.
- [66] Pérez R. Hugo, de la Cruz S. J.Juan., "Estudio de Flujos Armónicos del Sistema Eléctrico para Alimentar al Sistema de Bombeo Electrocentrífugo en Abkatún B", Reporte interno, IIE, Cuernavaca, Morelos, México, 2003.
- [67] David E. Rice, "A detailed Analysis of Six-Pulse Converter Harmonic Current", IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 30, No. 2, March/April 1994, pp. 294-304.
- [68] David M. E., "A Novel Digital Hysteresis Current Controller for an Active Power Filter", Universidad de Canterbury, Nueva Zelanda, 1998.
- [69] Jiang Zeng et all., "A novel Hysteresis Current Control for Active Power Filter with Constant Frequency", Electric Power System Research, 2004.
-