Facultad de Ingeniería

Universidad Autónoma
de San Luis Potosí

16 de diciembre del 2004

AL SEÑOR VÍCTOR ESTEBAN ESPINOZA LÓPEZ
P R E S E N T E. –

En atención a su solicitud de Tema y Temario, presentada por el Doctor Víctor Manuel Cárdenas Galindo, Asesor de la Tesis que desarrollará Usted, con el objeto de obtener el Grado de **Maestría en Ingeniería Eléctrica**. Me es grato comunicarle que en la Sesión de Consejo Técnico Consultivo celebrada el día 16 de diciembre del presente año, fue aprobado el Tema y Temario propuesto:

"Rectificador Trifásico PWM con capacidad de filtro activo"

TEMARIO:

1. Introducción.
2. Análisis del Rectificador Trifásico PWM.
3. Operación del Rectificador como filtro activo.
4. Resultados experimentales.
5. Conclusiones.

Apéndices.
Bibliografía.

"MODOS ET CUNCTARUM RERUM MENSURAS AUDEBO"

ING. JOSÉ ARNOLDO GONZÁLEZ ORTÍZ
DIRECTOR

'MOG.

UNIVERSIDAD AUTONOMA
DE SAN LUIS POTOSI
FACULTAD DE INGENIERIA
DIRECCION

Av. Manuel Nava 8
Zona Universitaria
San Luis Potosí, S.L.P.
C.P. 78290
México

Tels. 826 23 30 al 39
Fax 826 23 36

Universidad Autónoma de San Luis Potosí

Facultad de Ingeniería

Centro de Investigación y Estudios de Posgrado

Maestría en Ingeniería Eléctrica

Opción Control Automático

"Rectificador Trifásico PWM con Capacidad de Filtro Activo"

Presenta:

Ing. Víctor Esteban Espinoza López.

Sinodales:

Dr. Víctor Manuel Cárdenas Galindo.
(Asesor de la Tesis)

Dr. Ciro Alberto Núñez Gutiérrez.

Dr. Luis Felipe Lastras Martínez.

San Luis Potosí, S.L.P. Junio del 2005

UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE SAN LUIS POTOSÍ

CENTRO DE INVESTIGACIÓN Y ESTUDIOS DE POSGRADO
FACULTAD DE INGENIERÍA

RECTIFICADOR TRIFÁSICO PWM CON CAPACIDAD DE FILTRO ACTIVO

T E S I S

QUE PARA OBTENER EL GRADO DE:
MAESTRO EN INGENIERÍA ELÉCTRICA
OPCIÓN: CONTROL AUTOMÁTICO

P R E S E N T A:

ING. VÍCTOR ESTEBAN ESPINOZA LÓPEZ

ASESOR:

DR. VÍCTOR MANUEL CÁRDENAS GALINDO

SAN LUÍS POTOSÍ, S.L.P. JUNIO 2005

Dedicatoria

Dedico este trabajo en especial a mi mamá Mariana López del Ángel y a mi papá Esteban Espinoza Hernández, por siempre estar conmigo y brindarme todo su apoyo, además de ser un ejemplo de sencillez y dedicación. A mis hermanos: Javier, José, Flor, Ana y Byanka. A mi tío Ismael por ayudarme y darme ánimos. A toda mi familia: gRacIaS!!!

Agradecimientos

A Dios por darme salud y fortaleza para realizar este trabajo.

A mi asesor el Dr. Víctor Manuel Cárdenas Galindo por sus consejos y por brindarme su apoyo y disposición a lo largo del trabajo.

A mis compañeros de generación y otras generaciones en general, porque siempre que necesite algún favor o ayuda me apoyaron; en particular gracias a Omar López y a Homero Miranda por su ayuda, observaciones y consejos acerca de mi trabajo.

A cada uno de mis amigos que me han dado la oportunidad de compartir momentos muy gratos.

A los Doctores, Secretarias y todo el personal que labora en el CIEP y en el IICO, gracias por su ayuda a lo largo de la Maestría.

Al Consejo Nacional de Ciencia y Tecnología por brindarme apoyo económico durante la realización de mis estudios.

ÍNDICE

Resumen v

CAPÍTULO I: Introducción

I.1 Planteamiento del problema 1
I.2 Objetivos, metas y alcances 2
I.3 Calidad de la energía eléctrica 3
I.3.1 Características de la red eléctrica 3
I.3.2 Problemas generados por la distorsión armónica 5
I.3.3 Soluciones para mejorar la calidad de la Energía Eléctrica 7
I.4 Estado del arte 8
I.4.1 Rectificadores PWM 9
I.4.2 Filtros activos 11
I.4.3 Funciones ampliadas 14
I.4.3 Transformación *dq* 16
I.5 Contenido general de la tesis 18

CAPÍTULO II. Análisis del Rectificador Trifásico PWM

II.1 Principio de funcionamiento 21
II.1.1 Corrector de factor de potencia 22
II.1.2 Capacidad de filtro activo 24
II.2 Modelo del Rectificador Trifásico PWM 26
II.2.1 Modelo en los ejes *abc* 27
II.2.2 Modelo en el marco referencial síncrono *dq* 28
II.3 Propiedades y limitaciones del Rectificador Trifásico PWM 31
II.3.1 Marco referencial *abc* 31
II.3.2 Marco referencial *dq* 34
II.4 Validación de propiedades mediante simulaciones 36

CAPÍTULO III. Operación del Rectificador PWM como filtro activo

III.1 Modificación de la potencia aparente del sistema 41

III.2 Diseño de componentes 44

III.2.1 Cálculo y selección de la inductancia 45

III.2.2 Cálculo y selección del capacitor del bus de CD 46

III.2.3 Selección de interruptores 48

III.3 Diseño del algoritmo de control 50

III.3.1 Modelo promedio del sistema 50

III.3.2 Modelo en pequeña señal del sistema 51

III.4 Resultados de simulaciones en lazo cerrado 59

III.4.1 Corrector de factor de potencia 60

III.4.2 Operación como filtro activo 62

CAPITULO IV. Resultados Experimentales

IV.1 Características del prototipo experimental 67

IV.1.1 Etapa de potencia 68

IV.1.2 Etapa de control 69

IV.1.3 Etapa auxiliar 70

IV.2 Rectificador Trifásico PWM operando como corrector de Factor de Potencia 72

IV.2.1 Respuesta en estado estable 72

IV.2.2 Respuesta ante transitorios 76

IV.3 Rectificador Trifásico PWM con capacidad de filtro activo 79

IV.3.1 Respuesta en estado estable 80

IV.3.2 Respuesta ante transitorios 84

IV.4 Comentarios acerca de la eficiencia del sistema 87

IV.5 Fotografías del prototipo experimental 90

CAPÍTULO V. Conclusiones

V.1 Conclusiones y aportaciones de la tesis 93
V.2 Sugerencias para trabajos futuros 94

APÉNDICE A Escalamientos
A.1 Escalamientos de los sensores 97
A.2 Efecto de los sensores 99

APÉNDICE B Lista de símbolos y términos 101

Referencias bibliográficas 103

RESUMEN

La energía eléctrica ha llegado a ser el corazón de la industria moderna. Actualmente la mayoría de los equipos de oficina e industriales dependen de la energía eléctrica de manera directa e indirecta, y las aplicaciones han tenido una constante evolución.

En los últimos años la preocupación por la calidad de la red eléctrica ha aumentado de forma considerable principalmente debido a la proliferación de cargas no lineales en todos los niveles de potencia (doméstico, comercial e industrial). Tales cargas influyen en la degradación de la calidad de un sistema eléctrico, generando perturbaciones y/o distorsiones de tensión y/o corriente.

La calidad de los sistemas eléctricos se ha visto afectada principalmente por la conexión masiva de equipos que emplean dispositivos semiconductores, debido al proceso de conversión de CA a CD que la mayoría de ellos usan.

Este tipo de equipos han recibido el nombre de cargas no lineales, debido a que la relación voltaje-corriente es no lineal. A pesar de que estén alimentados con una tensión completamente senoidal, la corriente que consumen puede llegar a tener una forma de onda muy diferente, teniendo así un alto contenido armónico.

En aplicaciones de baja potencia (inferiores a 500 w) los problemas de distorsión armónica pueden ser reducidos con soluciones sencillas, confiables y ampliamente estudiadas. Sin embargo en aplicaciones de mayor potencia, los esquemas electrónicos tienen como entrada una etapa de rectificación trifásica lo que hace más complejas las soluciones. El problema ha sido abordado empleando esquemas externos para reducir la propagación de corrientes armónicas (filtros activos) o eliminar el problema en el esquema de rectificación (rectificadores PWM). Sin embargo, cada uno de los esquemas tiene ventajas y desventajas.

Los filtros activos son equipos basados en electrónica de potencia capaces de atenuar la distorsión armónica de tensión y/o corriente presente en sistemas eléctricos, además de compensar el desbalance, potencia reactiva y algunos otros parámetros.

Existen filtros activos tanto de tensión como de corriente. El primero tiene como finalidad alimentar a cargas críticas que necesitan una tensión senoidal pura, al eliminar la distorsión armónica de voltaje presente con el fin de que no se afecten y funcionen correctamente las cargas críticas. El segundo tiene la tarea de que al conectarse a una carga o a un conjunto de cargas no lineales que distorsionen la corriente, éste proporcione las componentes armónicas de corriente demandadas por las cargas no lineales, de tal forma que en la fuente de suministro sólo circulen corrientes fundamentales senoidales y en fase con la tensión, no demandando armónicos ni

potencia reactiva. Con esto se logra incrementar la calidad de un sistema eléctrico en el punto de conexión común.

La función de un rectificador PWM es otorgar un voltaje de salida constante manteniendo corrientes de entrada senoidales y en fase con el voltaje de alimentación, es decir funcionando como corrector de factor de potencia. Sin embargo debido a las propiedades del rectificador PWM tal como la capacidad de flujo de potencia bidireccional es posible ampliar las funciones del rectificador PWM, es decir alimentar la propia carga del rectificador PWM con una salida de voltaje constante y además realizar la función de filtro activo de corriente en el punto de conexión común.

Los rectificadores trifásicos PWM se han convertido en una opción viable para eliminar o reducir el problema de propagación de corrientes armónicas que degradan la calidad de la red eléctrica.

De aquí surge el objetivo de estudiar al rectificador trifásico PWM para realizar simultáneamente las funciones de filtro activo y rectificador PWM, manteniendo las capacidades de flujo de potencia activa y reactiva.

Para cumplir con el objetivo anterior es necesario obtener un modelo matemático del rectificador PWM para visualizar las propiedades de éste.

Otro punto que es importante es como se modifica la potencia aparente del rectificador PWM debido a la presencia de corrientes armónicas, necesarias para realizar la compensación de las corrientes de la carga no lineal.

Este trabajo de tesis se desarrolló en el marco del proyecto de investigación CONACyT 485100-5-J37670A "Estudio de Inversores Multinivel para aplicaciones en Filtros Activos de Corriente Trifásicos".

CAPÍTULO I
Introducción

I.1 Planteamiento del problema

La energía eléctrica ha llegado a ser el corazón de la industria moderna. Actualmente la mayoría de los equipos de oficina e industriales dependen de la energía eléctrica de manera directa e indirecta, y las aplicaciones han tenido una constante evolución.

En los últimos años la preocupación por la calidad de la energía eléctrica ha aumentado de forma considerable debido a la proliferación de cargas no lineales en todos los niveles de potencia (doméstico, comercial e industrial). Tales cargas influyen en la degradación de la calidad de la energía eléctrica, generando perturbaciones y/o distorsiones de tensión y/o corriente.

Los rectificadores monofásicos con filtro capacitivo y los rectificadores trifásicos se comportan como cargas no lineales para la red eléctrica, originando problemas de distorsión en corriente y/o tensión, con un bajo factor de potencia. El beneficio obtenido con el uso de estas cargas no lineales es indiscutible desde el punto de vista de flexibilidad en el control de procesos y la viabilidad económica. Los rectificadores se emplean para controladores de velocidad de motores en corriente directa, procesos de galvanizado, variadores de velocidad de motores de corriente alterna con inversores alimentados en tensión, hornos de inducción, entre otros.

En aplicaciones de baja potencia (inferiores a 500 w) los problemas de distorsión armónica pueden ser reducidos con soluciones sencillas, confiables y ampliamente estudiadas. Sin embargo en aplicaciones de mayor potencia, los esquemas electrónicos tienen como entrada una etapa de rectificación trifásica lo que hace más complejas las soluciones. El problema ha sido abordado empleando esquemas externos para reducir la propagación de corrientes armónicas (filtros activos) o eliminar el problema en el esquema de rectificación (rectificadores PWM). Sin embargo, cada uno de los esquemas tiene ventajas y desventajas.

La figura I.1 muestra el diagrama de un Rectificador Trifásico PWM y una carga no lineal conectados a la red eléctrica, el rectificador PWM es utilizado para reducir la propagación de corrientes armónicas.

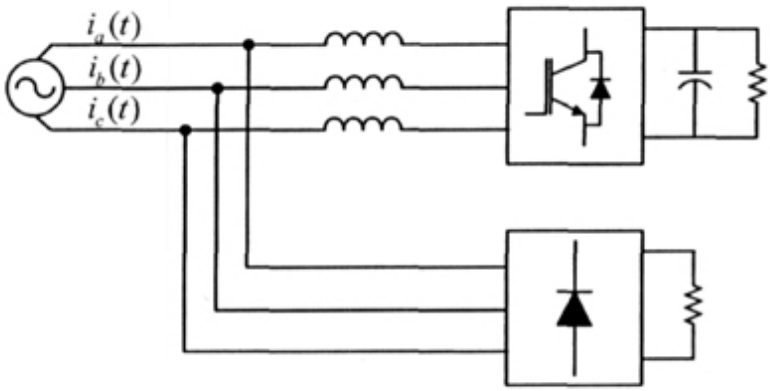

Figura I.1. Rectificador Trifásico PWM y una carga no lineal (rectificador trifásico de diodos).

I.2 Objetivos, metas y alcances

Objetivo general

El objetivo de este trabajo de tesis es estudiar una topología unificada que simultáneamente realice las funciones de rectificador PWM y filtro activo, manteniendo las capacidades de flujo de potencia activa y reactiva.

Objetivos particulares

- Realizar un análisis completo del rectificador PWM incluyendo un modelo matemático del mismo para lograr un mayor conocimiento de sus ventajas y desventajas.
- Realizar una síntesis del convertidor unificado.
- Desarrollo de un prototipo experimental que permita comprobar los resultados obtenidos por simulación.
- Uso de sistema de control digital (DSP's).

Metas

Como metas de esta investigación se tienen, demostrar la capacidad del rectificador trifásico PWM de trabajar como filtro activo y como rectificador simultáneamente, así como una

mayor comprensión del modelo matemático en los ejes coordenados *dq* para proponer controladores que cumplan con dicha función. Por último mejorar el desempeño del rectificador trifásico PWM de manera experimental.

Alcances

El alcance de esta investigación está orientado a encontrar estrategias para que se consiga un alto factor de potencia y una baja distorsión en la corriente de entrada, así como capacidad de cancelar corrientes armónicas externas al rectificador trifásico PWM, con una tensión en el bus de CD sin una elevación drástica en el voltaje en relación a estrategias de rectificación convencionales.

I.3 Calidad de la energía eléctrica

I.3.1 Características de la red eléctrica

La red eléctrica debe cumplir con ciertas condiciones para el adecuado funcionamiento de los equipos en todos los niveles (doméstico, comercial e industrial), especialmente las llamadas cargas críticas.

Se puede definir como una carga crítica aquella cuya característica de alimentación requiere:

- Excelente calidad de la forma de onda (sin variaciones de amplitud y/o frecuencia).
- Bajo contenido armónico.
- No interrupciones.

La calidad de la red eléctrica es afectada por muchos factores, que van desde fenómenos externos a la red eléctrica (fenómenos atmosféricos), el propio funcionamiento de la red eléctrica (generación y/o distribución de la red eléctrica) o al funcionamiento de los equipos consumidores. Actualmente existe una tendencia en la proliferación de equipos que exigen mayores niveles de calidad en el suministro eléctrico, y por otro, tiende a crecer el número de equipos cuyo funcionamiento normal genera perturbaciones en el sistema eléctrico.

En la figura I.2 se muestra el esquema simplificado de un sistema eléctrico de potencia; puede observarse como la tensión de suministro de la red de consumo, después del punto de conexión común (PCC) es afectada tanto por una perturbación en la propia instalación del usuario, como por una perturbación producida en la red eléctrica (alta y media tensión), debido a la existencia de una impedancia equivalente de la red eléctrica con valor diferente de cero.

Es posible realizar una clasificación de las perturbaciones de la red eléctrica de acuerdo al parámetro de onda afectado. Existen diferentes clasificaciones aceptadas por la comunidad internacional, y que están basadas en estudios particulares, normas y/o prácticas recomendadas [1]. En la Tabla I.1 se presenta una clasificación propuesta en [1].

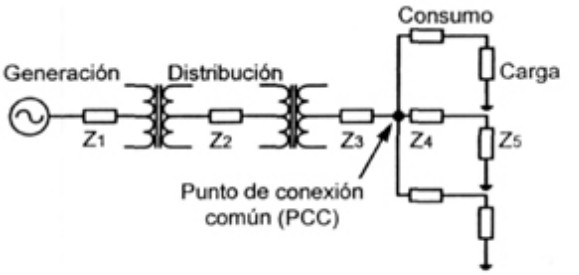

Figura I.2. Esquema simplificado de la red eléctrica.

Tabla I.1. Perturbaciones en la red eléctrica.

Parámetro afectado	Tipo de perturbación
Amplitud	Ruidos en modo diferencial y modo común Impulsos en modo diferencial y modo común Variaciones lentas de tensión Variaciones rápidas de tensión Parpadeo Microcortes Cortes largos
Forma de onda permanente	Armónicos (distorsión)
Frecuencia	Variaciones de frecuencia
Simetría	Desequilibrios (asimetría)

Las perturbaciones de amplitud son clasificadas en subcategorías para describir específicamente cada variación en la amplitud de la señal de alimentación y se pueden definir como alteraciones del valor instantáneo de la forma de tensión; en [2] se muestra los detalles de cada problema asociado a las variaciones en la amplitud. Entre las causas de estas variaciones se pueden mencionar:

- Operación de equipos de convertidores y rectificadores.
- Descargas atmosféricas cerca de instalaciones eléctricas.
- Funcionamiento de equipos que producen arcos eléctricos (motores con escobillas).
- Conexión y desconexión de equipos inductivos y/o capacitivos.

Las variaciones pueden ser mayores o menores al valor nominal de la tensión.

Las variaciones en la frecuencia de la tensión de alimentación son alteraciones del valor nominal de la frecuencia de red; debido a la interconexión de los centros de generación, no se presentan variaciones de frecuencia apreciables y permanentes bajo condiciones normales.

Los desequilibrios en la red eléctrica es la no existencia de igualdad entre las amplitudes y desfases de las tres tensiones de un sistema trifásico. Tienen su origen en las grandes cargas monofásicas repartidas de manera irregular entre las fases de red, tales como hornos de inducción, subestaciones de tracción y equipos de soldadura. Los rectificadores de media onda también pueden originar este tipo de problemas.

En lo que se refiere a las perturbaciones de forma de onda permanente, pueden definirse como una desviación de la onda de tensión respecto a una senoide pura. Un parámetro importante es la distorsión armónica total (THD_V, por sus siglas en inglés), definida como:

$$THD_V = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{\infty}(V_n)^2}}{V_1} \tag{1.1}$$

donde:

V_n es la magnitud del n-ésimo armónico.

V_1 magnitud de la componente fundamental.

En general, todos los convertidores electrónicos de potencia (incluyendo los utilizados para proteger cargas sensibles) pueden contribuir a aumentar el nivel de perturbaciones presentes en la red eléctrica distorsionando la forma de tensión.

En conclusión, la red eléctrica no debe de presentar ninguna de las perturbaciones anteriores para considerarse una red eléctrica de calidad, pero debido a que ésto es muy complicado, tales perturbaciones se deben de minimizar. En esta investigación se pretende minimizar los problemas generados por la distorsión armónica de corriente, los cuales se mencionan en el apartado siguiente.

I.3.2 Problemas generados por la distorsión armónica

En la actualidad existen diversos procesos en los cuales se emplean cargas críticas, como son computadoras, equipo médico en hospitales, aplicaciones militares, procesos de automatización industrial y equipos para manejo de datos financieros, entre otras. Este tipo de cargas son denominadas críticas ya que necesitan de una tensión de alimentación de alta calidad, libre de perturbaciones, con el fin de que no alteren o modifiquen su operación y permanezcan funcionando correcta e ininterrumpidamente [3].

La proliferación de cargas no lineales es un factor significativo que contribuye a la degradación en la calidad de la energía eléctrica en sistemas de transmisión y distribución de potencia [4,5]. Estas cargas no lineales pueden ser equipos electrónicos, los cuales tienen una etapa rectificadora: hornos de arco, cicloconvertidores, computadoras, balastros electrónicos, controladores de motores del rango de watts a megawatts, cargadores de baterías y controles de ángulo de disparo, por mencionar algunas.

Un solo rectificador de diodos de baja potencia produce bajos niveles de corrientes armónicas. Sin embargo, múltiples rectificadores de baja potencia en conjunto pueden inyectar un alto contenido armónico en los sistemas de distribución. De forma notable, los armónicos de corriente producidos por cargas no lineales se han vuelto un problema serio en muchos países, debido a la proliferación de cargas de baja potencia de uso residencial [6].

La distorsión armónica tiene además otros severos efectos, incluyendo el sobrecalentamiento de los componentes del sistema de distribución, con su consiguiente

acortamiento de vida útil; oscilaciones mecánicas en generadores y motores, incremento de ruido audible, defectos sobre el aislamiento, bajo desempeño de sistemas de comunicación y comportamiento impredecible de los sistemas de protección.

Otro problema generado por la distorsión armónica es el sobredimensionamiento de los sistemas eléctricos, para poder soportar los picos de corrientes provocados por dicha distorsión en la forma de onda, especialmente en las corrientes demandadas por los equipos electrónicos que no son puramente senoidales.

Al existir señales de corriente no senoidales, el factor de potencia total (PF, por sus siglas en inglés) se define como el producto del factor de desplazamiento por el factor de distorsión, es decir:

$$PF = \cos(\varphi)\frac{I_1}{I_{RMS}} \tag{1.2}$$

donde:

$\cos(\varphi)$ 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.

La anterior ecuación sólo es válida cuando el voltaje de entrada es senoidal. Cuando el voltaje de entrada no es puramente senoidal, la expresión para el factor de potencia se define como:

$$PF = \frac{P}{S} = \frac{\frac{1}{T}\int_0^T v(t)i(t)dt}{V_{RMS}I_{RMS}} \tag{1.3}$$

donde:

P Potencia activa del sistema (W).

S Potencia aparente del sistema (VA).

$v(t)$ voltaje instantáneo del sistema.

$i(t)$ corriente instantánea del sistema.

V_{RMS} valor eficaz de $v(t)$.

I_{RMS} valor eficaz de $i(t)$.

T periodo de las señales (seg).

Se puede apreciar que entre mayor sea la distorsión de corriente, menor será el factor de potencia.

I.3.3 Soluciones para mejorar la calidad de la energía eléctrica

El estándar 1100-1999 del IEEE incluye una serie de recomendaciones para "acondicionar" la calidad de la energía eléctrica para diversos tipos de cargas. Estas recomendaciones están basadas en la colocación de protecciones en puntos adecuados de la red de distribución hasta llegar a los equipos de interés.

Entre algunos de estos equipos se pueden mencionar los supresores de picos, transformadores de ultraaislamiento, reguladores de tensión, transformadores ferroresonantes, filtros pasivos, sistemas de alimentación ininterrumpibles y filtros activos.

A continuación se da una breve explicación de los diversos equipos empleados para incrementar la calidad de la red.

- Supresores

Los supresores son limitadores de picos de tensión basados en dispositivos llamados varistores, que presentan una alta resistencia en condiciones normales de operación y una baja resistencia en caso de un pico de tensión. Un problema es su pendiente característica V/I la cual no es lo suficientemente elevada, de manera que no presentan una buena amortiguación cuando el pico de tensión no sobrepasa demasiado la tensión normal de funcionamiento.

- Transformadores de ultraaislamiento

Son transformadores con un aislamiento muy superior al de los normales. Su capacitancia parásita primario-secundario es pequeña y poseen una inductancia de dispersión relativamente grande. Con un adecuado diseño e instalación son capaces de atenuar significativamente los ruidos en modo común y diferencial.

- Reguladores de tensión

El objetivo de estos equipos es regular una tensión de entrada que varía en un rango determinado, generando una salida regulada con un porcentaje mínimo de variación. Dependiendo de la estructura de regulación es posible realizar una subdivisión:

- Regulador lento con tiristores.
- Regulador rápido.
- Transformadores ferrorresonantes.

- Filtros pasivos

Son arreglos de filtros LC para atenuar señales de corriente o tensión. Mediante el arreglo de bobinas y condensadores se desarrollan filtros para radiofrecuencia, atenuando ruidos superiores a 1 MHz, fundamentalmente los de muy corta duración y de poca amplitud. Atenúan ruidos en modo diferencial y en modo común.

En aplicaciones de mayor potencia, los filtros LC se emplean para cancelar corrientes armónicas demandadas por cargas no lineales a la red eléctrica.

Los filtros pasivos se conectan en paralelo con la carga y proporcionan una trayectoria de baja impedancia para las corrientes armónicas. Estos filtros son adecuados en sistemas donde

las corrientes armónicas debido a las cargas se mantienen relativamente constantes. Los filtros pasivos presentan las siguientes desventajas:

- Pueden presentar problemas de resonancia con la red.
- Requieren de un filtro por cada armónico que se desea atenuar.
- Tamaño considerable y como consecuencia precio elevado.

Los filtros pasivos no son una opción viable para baja potencia ni para cargas con demanda variante en el tiempo debido a la sintonización y operación de carga reactiva constante que presentan.

El empleo de filtros activos es una de las soluciones más completas para la reducción de armónicos de voltaje o corriente generados por cargas no lineales.

Recientemente se le ha dado especial atención a los filtros activos ya que pueden proveer las siguientes funciones: compensación de potencia reactiva, compensación armónica, compensación de desbalances y cancelación de algunas variaciones de tensión, además de corregir el factor de potencia. En las siguientes secciones se consideran los tipos de filtros que existen [2,4,5,6,10].

I.4 Estado del arte

Al proceso de conversión de una tensión alterna (CA) a una tensión continua (CD) se le denomina rectificación. Dicho proceso se puede llevar a cabo a través de la utilización de diodos (rectificadores no controlados), también se puede llevar a cabo a través de la utilización de SCR's (rectificadores controlados).

Los rectificadores se emplean para controladores de velocidad de motores en corriente directa, procesos de galvanizado, variadores de velocidad de motores de corriente alterna con inversores alimentados en tensión, hornos de inducción, entre otros.

En forma global se puede hablar de rectificadores con salida en corriente o rectificadores con salida en tensión.

Los rectificadores con salida en corriente se emplean, entre otras aplicaciones, para controladores de velocidad de motores en corriente directa, procesos de galvanizado y separación de minerales por electrólisis, donde es necesario controlar la corriente circulando en un electrolito, también se utilizan en variadores de velocidad de motores de corriente alterna, con inversores alimentados en corriente.

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 SAI (Sistemas de Alimentación Ininterrumpible). En este tipo de aplicaciones es necesaria que la tensión del rectificador sea un nivel de CD con un rizo mínimo.

La mayoría de los rectificadores trifásicos usan un circuito de diodos y un capacitor de almacenaje en la salida (figura I.3); esta topología tiene sus ventajas tales como: sencillez, robustez y son de un costo muy reducido. Sin embargo, los rectificadores de diodos tienen las siguientes desventajas:

- Unidireccionales en el flujo de potencia.
- Bajo factor de potencia.
- Nivel alto en las corrientes armónicas.

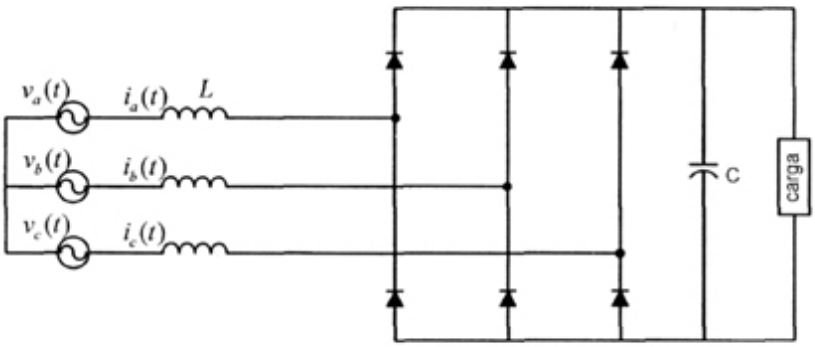

Figura I.3. Rectificador trifásico de diodos convencional.

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

I.4.1 Rectificadores Trifásicos PWM

Los rectificadores trifásicos PWM son una opción viable para eliminar o reducir el problema de generación de corrientes armónicas que degradan la calidad de la energía eléctrica ya que ofrecen ventajas con respecto a los rectificadores no controlados como son:

- Flujo de potencia bidireccional.
- Baja distorsión de la corriente de entrada (corrector de factor de potencia).
- Regulación del factor de potencia de entrada de cero a uno.
- Buena regulación del bus de CD.
- Tamaño del capacitor del bus de CD reducido.

Existen diferentes topologías de Rectificadores Trifásicos PWM; en la figuras I.4, I.5, I.6 y I.7 se muestran algunas de ellas.

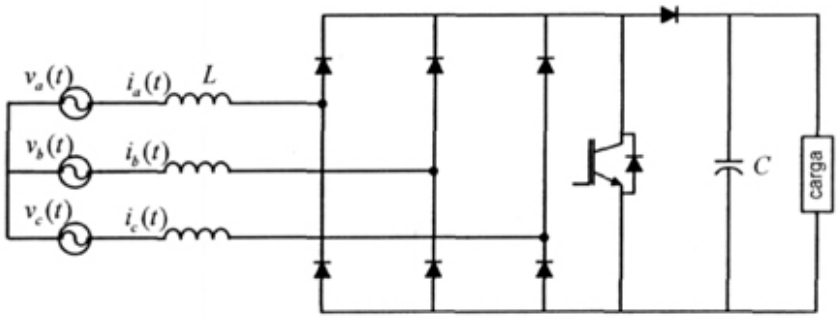

Figura I.4. Rectificador trifásico Boost

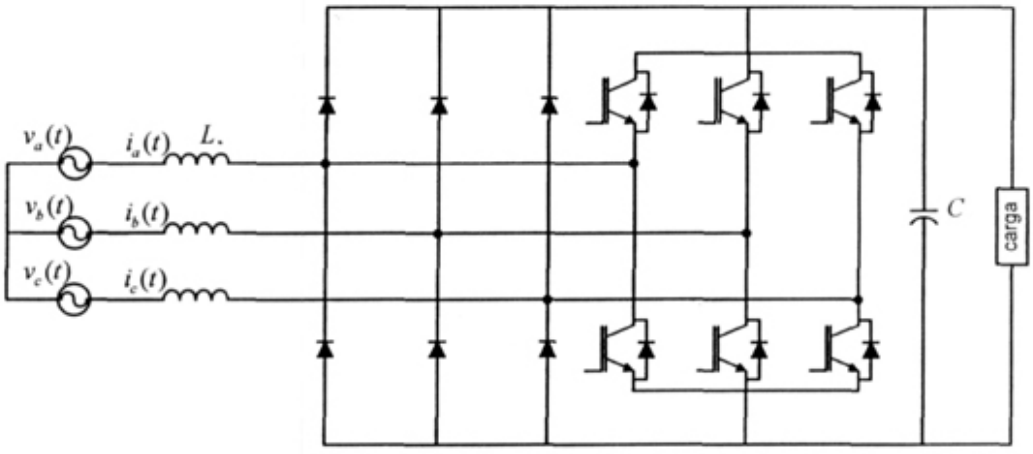

Figura I.5. Rectificador trifásico con rectificador PWM para frenado regenerativo

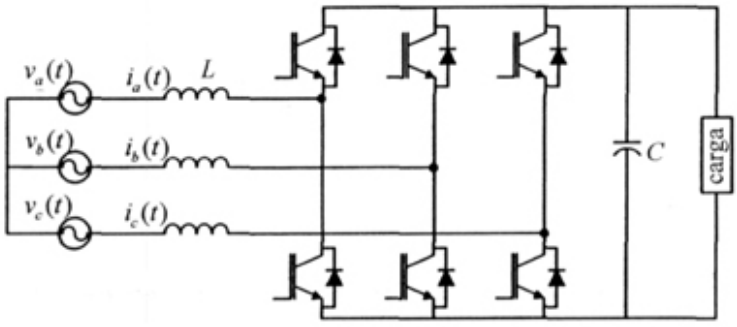

Figura I.6. Rectificador trifásico PWM

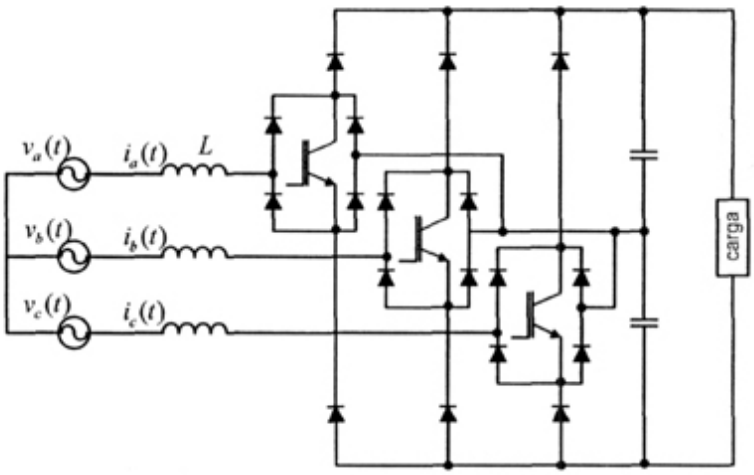

Figura I.7. Rectificador Vienna

La topología mostrada en la figura I.3 es el rectificador convencional trifásico de diodos; la topología de la figura I.4 es el Rectificador trifásico del tipo Boost, el cual permite incrementar el voltaje de salida; la principal desventaja de esta topología son los esfuerzos en los componentes principalmente en el interruptor de salida. La siguiente topología (figura I.5) usa un rectificador trifásico con un bajo rango de corrientes (20-25% del nivel de corriente *rms* con respecto a la topología mostrada en la figura I.6), por lo tanto sólo puede ocuparse en modo de frenado regenerativo. La topología representada en la figura I.6 es la más conocida, esta topología se utiliza para los filtros activos y recientemente como rectificador PWM. Esta topología universal tiene la ventaja de flujo de potencia bidireccional. Una de las principales desventajas de esta configuración pueden ser las altas pérdidas en conmutación. La figura I.7 es conocida como el Rectificador Vienna [8] de 3 niveles; la principal ventaja es un rizado pequeño en la salida, los interruptores que utiliza no son convencionales.

Las principales características de estas topologías son comparadas en la Tabla I.2 [9].

Tabla I.2 Características principales de los rectificadores trifásicos.

Característica / **Topología**	**Regulación del bus de CD**	**Baja distorsión armónica de las corrientes de fase**	**Corrientes senoidales**	**Flujo de potencia bidireccional**	**Corrector de factor de potencia**
Rectificador (Fig. I.3)	No	No	No	No	No
Rectificador (Fig. I.4)	Si	No	No	No	Si
Rectificador (Fig. I.5)	No	No	No	Si	No
Rectificador (Fig. I.6)	Si	Si	Si	Si	Si
Rectificador (Fig. I.7)	Si	Si	Si	No	Si

I.4.2 Filtros activos

Los filtros activos son esquemas basados en convertidores de electrónica de potencia en donde el objetivo es cancelar los armónicos (variaciones) de tensión y las corrientes armónicas,

además de otras funciones como corregir el factor de potencia y suministrar energía a una carga crítica durante breves intervalos de tiempo. Otros nombres con que los filtros activos suelen ser denominados en la literatura especializada son: acondicionadores de línea, acondicionadores de red o simplemente acondicionadores.

Estos equipos han sido estudiados desde que sus principios básicos fueron expuestos en la década de 1970. El tipo de estructuras propuestas responde a la necesidad de llevar a cabo la compensación de la variable eléctrica deseada en tiempos inferiores a un ciclo de tensión de la red, lo que unido al lógico requerimiento de no introducir armónicos adicionales, lleva a la consideración exclusiva de convertidores electrónicos conmutando en alta frecuencia y con control mediante Modulación de Anchura de Pulso (PWM por sus siglas en inglés). Existen diferentes tipos de estructuras, tanto para conexiones monofásicas como trifásicas.

Una primera aproximación para el análisis de los filtros activos es a partir de la variable eléctrica compensada: filtros activos de tensión, filtros activos de corriente y filtros activos universales. A continuación se proporcionan las características básicas de cada tipo [2].

- **Filtros activos de tensión**

El objetivo de estos sistemas es reducir las variaciones lentas y rápidas de tensión atenuando ruidos en modo común y modo diferencial. Por tanto, las únicas perturbaciones de forma de onda que no compensan son los cortes largos, de los cuales se encargan los Sistemas de Alimentación Ininterrumpibles. Un filtro activo de tensión puede ser relacionado con un regulador de tensión por la función que tienen en común. Sin embargo, el esquema de funcionamiento y la topología de potencia son completamente diferentes.

En la figura I.8 se muestra el circuito equivalente para un filtro activo de tensión. A los filtros activos de tensión también se les denomina como filtros serie. La topología muestra una fuente de tensión en serie con la red y la carga, proporcionando una tensión cuyo valor en todo instante es igual en magnitud y de signo opuesto a la perturbación presente en la tensión de la red eléctrica. El convertidor toma la energía de la red y la utiliza directamente para llevar a cabo la compensación.

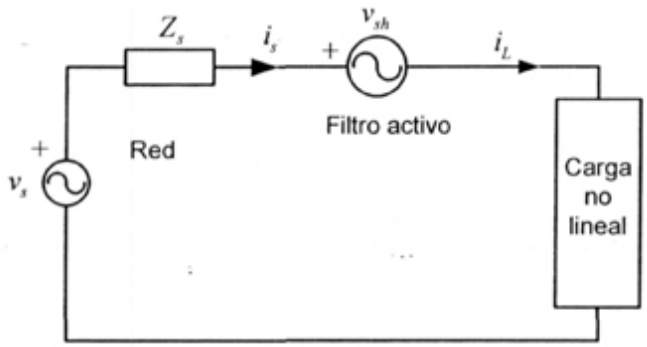

Figura I.8. Circuito equivalente de un filtro activo de tensión.

SISTEMA DE
BIBLIOTECAS
UNIVERSIDAD AUTONOMA

La implementación práctica del filtro activo de tensión se realiza a través de la inserción de un transformador serie con la carga; uno de los devanados se conecta a la red y el otro se conecta al convertidor de potencia. La estructura del convertidor depende de la aplicación y puede ser un inversor de puente completo monofásico o un puente completo trifásico, dependiendo de la aplicación.

- **Filtros activos de corriente**

Las corrientes armónicas demandadas por cargas no lineales producen una distorsión en la tensión en el punto de conexión común con otras cargas, debido a que la impedancia de cortocircuito de la red tiene un valor finito (Z_s). Una forma de solucionar el problema es colocar un equipo que genere las corrientes armónicas demandadas por la carga, evitando que éstas circulen por la red eléctrica. Como se vio anteriormente esto se puede llevar a cabo con la inserción de filtros pasivos en paralelo con la carga. Otra opción es emplear filtros activos de corriente basados en convertidores estáticos de potencia, de tal manera que la red vea al conjunto carga no lineal y acondicionador de corriente como una carga lineal.

El principio de funcionamiento expuesto se muestra en la figura I.9. El filtro activo se modela como una fuente de corriente en paralelo con la carga, suministrando las corrientes armónicas que ésta demanda, así, sólo la componente fundamental circula a través de la red. También es posible emplear configuraciones híbridas, combinando topologías de filtros activos de corriente con filtros pasivos LC sintonizados.

Existen diferentes formas de implantar en forma práctica la fuente de la figura I.9: esquemas trifásicos, esquemas monofásicos, inversores alimentados en tensión, inversores alimentados en corriente, etc.

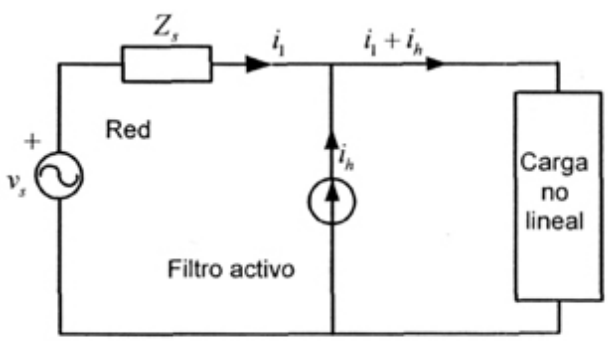

Figura I.9. Circuito equivalente de un filtro activo de corriente.

- **Filtros activos universales**

La combinación de filtros activos de corriente y tensión genera lo que se conoce como acondicionador universal o filtro activo universal. En la figura I.10 se muestra un circuito equivalente. Sin embargo, para optimizar las topologías de potencia y evitar la duplicidad de componentes con las mismas funciones, es interesante que el sistema cuente con una etapa común de alimentación de energía, tal como se muestra en la figura I.10. Bajo estas

condiciones, el filtro activo universal podría compensar potencia reactiva, cancelar algunas perturbaciones de tensión, inclusive cortes breves de red, y equilibrar las cargas entre fases.

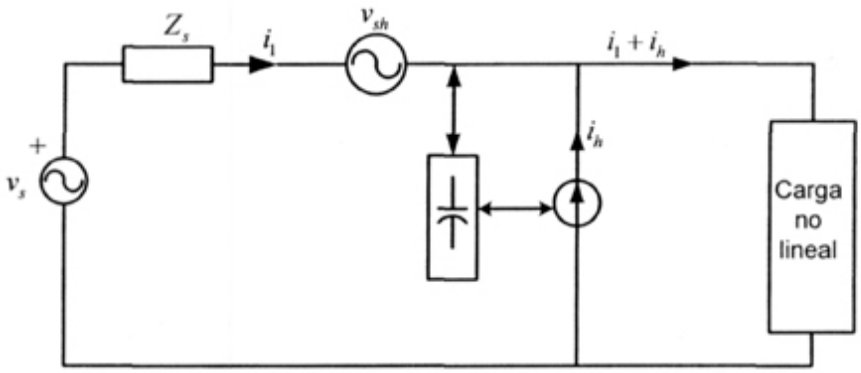

Figura I.10. Circuito equivalente de un filtro activo universal.

Las topologías para los filtros activos de corriente y tensión pueden tener diferentes estructuras, sin embargo, siempre será más conveniente el trabajar con estructuras que estén interconectadas compartiendo el elemento almacenador de energía.

El empleo de filtros activos es una de las soluciones más completas para la reducción de armónicos de voltaje o de corriente generados por cargas no lineales.

Se ha reportado que varios filtros activos en el rango de 50kVA-60MVA ya han sido instalados con éxito en Japón [6]. Incluso en varios países como en Estados Unidos ya se empiezan a vender estos equipos comercialmente. Principalmente han sido instalados por consumidores de alta potencia individuales y en las vecindades de una o más cargas generadoras de armónicos. A pesar de ser un tema de investigación relativamente nuevo, el uso de esta tecnología para el mejor aprovechamiento de la energía cobra cada vez más interés dentro de la comunidad científica y de algunos consumidores de energía eléctrica.

I.4.3 Funciones ampliadas

En la figura I.11 se muestra el rectificador trifásico PWM. Las características de operación del rectificador son:

- Corrientes de entrada puramente senoidales en fase con la tensión.
- Mantener el bus de CD regulado con un bajo rizo de voltaje.

Si se cumple con demandar corrientes puramente senoidales, la calidad de la red eléctrica en el punto de conexión común no se degrada, ya que no circularán corrientes armónicas demandadas por el rectificador PWM. Logrando esta característica de operación se disminuye el problema de propagación de corrientes armónicas en la red eléctrica. Como se mencionó anteriormente los rectificadores con salida en tensión, se ocupan para diversos procesos, por lo cual es importante mantener el bus de CD regulado con un rizo de voltaje de salida muy pequeño.

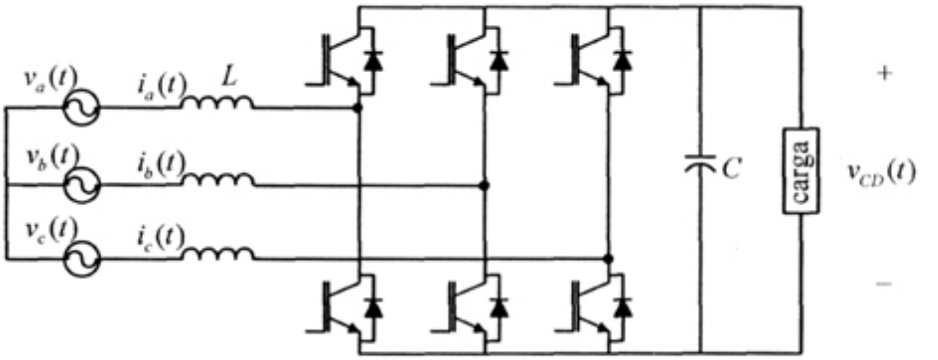

Figura I.11. Diagrama del Rectificador Trifásico PWM.

La figura I.12 muestra la interconexión de un filtro activo de corriente, de un rectificador trifásico PWM y una carga no lineal. Para disminuir el problema de propagación de corrientes armónicas en la red eléctrica, el filtro activo de corriente proporciona las corrientes armónicas demandadas por la carga no lineal. El rectificador trifásico PWM demanda a la red eléctrica corrientes puramente senoidales.

La desventaja de esta posible solución para disminuir la propagación de corrientes armónicas es que se tiene que controlar al filtro activo y al rectificador PWM. Lo anterior se traduce en tener dos lazos de control independientes.

La posible solución al problema anterior consiste en colocar un dispositivo externo (filtro activo de corriente) para minimizar el problema de propagación de corrientes armónicas. La solución que se propone en esta investigación es no colocar ningún dispositivo externo acondicionador de la calidad de la energía eléctrica. El rectificador PWM con un control adecuado puede proporcionar las corrientes armónicas demandadas por la carga no lineal y al mismo tiempo realizar las dos funciones características de esta topología.

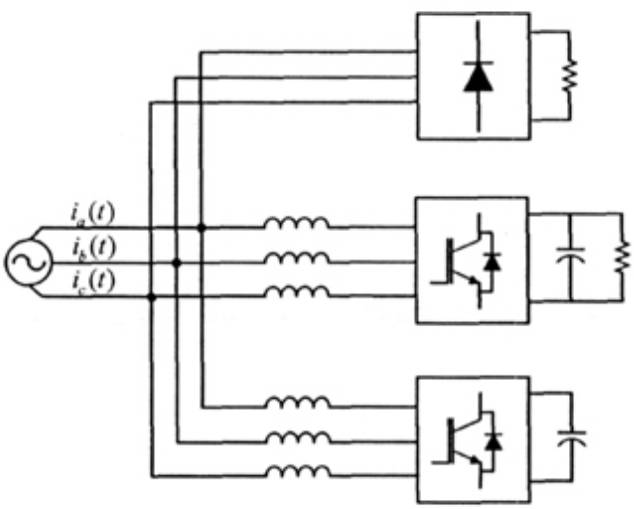

Figura I.12. Interconexion de una carga no lineal, rectificador PWM y filtro activo.

En la figura I.13 únicamente se muestra el rectificador PWM y la carga no lineal; para disminuir el problema de la propagación de corrientes armónicas el rectificador PWM ampliará sus funciones, es decir las funciones del rectificador serán ahora:

- Mantener el bus de CD regulado con un bajo rizo de voltaje.
- Proporcionar corrientes armónicas a la carga no lineal.
- Mantener un alto factor de potencia en el punto de conexión común.

De aquí surge el objetivo de estudiar al rectificador trifásico PWM para realizar simultáneamente las funciones de filtro activo y rectificador PWM, manteniendo las capacidades de flujo de potencia activa y reactiva.

Para cumplir con el objetivo anterior es necesario obtener un modelo matemático del rectificador PWM para visualizar las propiedades de éste.

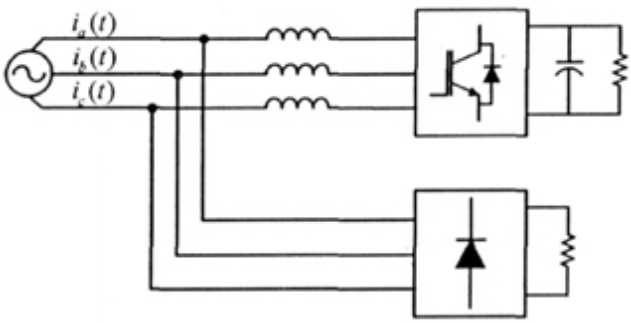

Figura I.13. Rectificador Trifásico PWM y un rectificador de diodos (carga no lineal).

Es claro que la potencia aparente del rectificador PWM se incrementa debido a la presencia de corrientes armónicas necesarias para realizar la compensación a la carga no lineal.

El dimensionamiento de los componentes del rectificador se ve modificado, ya que este se realizará en función de la potencia de salida del rectificador y de la potencia reactiva demandada por la carga no lineal; en el Capítulo III se analiza la modificación de la potencia aparente del sistema.

I.4.4 Transformacion *dq*

Los filtros activos deben de poseer un sistema de control para inyectar en tiempo real las referencias de compensación de armónicos en tiempo real ya que las referencias cambian constantemente. Por tanto la generación de las referencias es de suma importancia para realizar una compensación satisfactoria.

En la literatura especializada se han reportado gran cantidad de teorías enfocadas a aplicaciones de filtros activos. A pesar de existir un gran número de ellas, es la Transformación *dq* [11] con la se han reportado los mejores resultados y el mejor desempeño transitorio.

La teoría *dq*, también llamada marco de referencia síncrono se deriva de la Transformación de Park [12]. Entre las principales ventajas que tiene la teoría *dq* se pueden

mencionar que las componentes fundamentales de una variable se mapean como constantes [11]; pasa de un marco referencial fijo a un marco referencial síncrono y el sistema de tres coordenadas se reduce a un sistema de dos coordenadas, para el caso de sistemas balanceados.

En la ecuación (1.3) se define la matriz de transformación **K**, sincronizada con la red eléctrica. En [11] se muestra la deducción de la matriz de transformación **K**.

$$\mathbf{K} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} sen(\omega t) & sen(\omega t - \frac{2\pi}{3}) & sen(\omega t + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\omega t) & \cos(\omega t - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\omega t + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \tag{1.4}$$

donde:

ω es la frecuencia de la red eléctrica (rad/seg).

Una de las propiedades de la matriz de transformación es que su inversa es su transpuesta, es decir:

$$\mathbf{K}^{-1} = \mathbf{K}^{T} \tag{1.5}$$

La forma de aplicar esta matriz de transformación es de la siguiente manera:

$$\mathbf{X}_{dq0} = \mathbf{K}\mathbf{X}_{abc} \tag{1.6}$$

donde:

K es la matriz de transformación.

$\mathbf{X}_{abc}$ es el vector en las coordenadas (*abc*).

$\mathbf{X}_{dq0}$ es el vector en las coordenadas (*dq*).

De manera similar se aplica la transformada inversa para pasar de los ejes *dq* a los ejes *abc*:

$$\mathbf{X}_{abc} = \mathbf{K}^{T}\mathbf{X}_{dq0} \tag{1.7}$$

De manera general las componentes en el nuevo marco referencial están compuestas por señales en CD y señales en CA. La señal en CD proporciona información acerca de la componente fundamental, y la señal en CA proporciona información de los armónicos presentes en el sistema trifásico.

La ecuación (1.8) muestra como se descomponen las componentes en *d* y en *q*.

$$\mathbf{X}_{dq} = \begin{bmatrix} x_d(t) \\ x_q(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \overline{x}_d + \hat{x}_d \\ \overline{x}_q + \hat{x}_q \end{bmatrix} \tag{1.8}$$

donde:

$x_d(t)$ componente en d de la variable transformada.

$x_q(t)$ componente en q de la variable transformada.

$\overline{x}_d$ componente en CD de $x_d(t)$.

$\overline{x}_q$ componente en CD de $x_q(t)$.

$\hat{x}_d$ componente en CA de $x_d(t)$.

$\hat{x}_q$ componente en CA de $x_q(t)$.

En la ecuación (1.8) el término de secuencia cero se ha omitido ya que se considera un sistema eléctrico en conexión delta.

La señal $\overline{x}_d$ proporciona información de la potencia activa fundamental. EL término $\overline{x}_q$ proporciona información de la potencia reactiva fundamental. Los términos $\hat{x}_d$ y $\hat{x}_q$ proporcionan información de la potencia asociada a los armónicos.

Aplicando la transformación *dq* a las corrientes del rectificador PWM ($\mathbf{I}_{abc}$, corrientes de fase), se obtienen las corrientes en el nuevo marco referencial síncrono ($\mathbf{I}_{dq}$); si el rectificador PWM se opera para que únicamente demande a la red potencia activa, las componentes en CD y en CA deberán tender a los siguientes valores:

$$\overline{i}_d \rightarrow \text{constante} \qquad \hat{i}_d \rightarrow 0$$
$$\overline{i}_q \rightarrow 0 \qquad \hat{i}_q \rightarrow 0$$

Para el caso en que el rectificador PWM tiene que proporcionar corrientes armónicas se tiene:

$$\overline{i}_d \rightarrow \text{constante} \qquad \hat{i}_d \rightarrow \hat{i}_{dREF}$$
$$\overline{i}_q \rightarrow \overline{i}_{qREF} \qquad \hat{i}_q \rightarrow \hat{i}_{qREF}$$

Las señales de referencia ($\overline{i}_{qREF}$, $\hat{i}_{dREF}$ e $\hat{i}_{qREF}$) dependen de la carga no lineal, por tanto es necesario aplicar la transformación *dq* a las corrientes del rectificador PWM y a las corrientes de la carga no lineal para obtener el comportamiento de las corrientes a controlar y la obtención de las referencias respectivamente.

Para regular el bus de CD de salida del rectificador se requiere un lazo de voltaje que asegure un rizo de voltaje de salida pequeño.

I.5 Contenido general de la tesis

En el Capítulo II se analiza el rectificador trifásico PWM, presentando el principio de funcionamiento. Para mostrar las propiedades del rectificador PWM se obtiene el modelo del

sistema en los ejes coordenados *abc*. Analizando dicho modelo se encuentran varios resultados que permiten visualizar la capacidad del rectificador de extender sus funciones. Posteriormente en ese mismo Capítulo se obtiene el modelo del rectificador PWM en los ejes coordenados *dq*, que como se vio anteriormente ofrece una mayor visualización de las potencias activas y reactivas del sistema. Finalmente se validan las propiedades y limitaciones del rectificador PWM mediante simulaciones en MatLab.

En el Capítulo III se analiza la modificación de la potencia aparente del rectificador cuando este trabaja como filtro activo, para tener el conocimiento de que cargas no lineales se pueden compensar; el análisis se hace con referencia a la distorsión armónica de la carga no lineal. Se continua con el diseño de los componentes del rectificador PWM, ya que éstos determinan la dinámica del sistema, y se propone un método para seleccionar la inductancia de entrada, así como también la selección del capacitor del bus de CD, ya que a partir del tamaño de este componente se determina el rizo de voltaje en la salida del bus de CD. La selección de los interruptores se hace con base al análisis de la modificación de la potencia aparente del sistema. En este mismo capítulo se obtiene el modelo promedio del sistema en los ejes coordenados *dq* y se compara con el modelo conmutado. Asimismo se obtiene el modelo en pequeña señal en los ejes coordenados *dq* para el diseño de los controladores; cubierto este punto se realizan simulaciones en lazo cerrado del sistema operando como corrector de factor de potencia y como filtro activo.

En el Capítulo IV se da una descripción del prototipo experimental utilizado para validar lo obtenido en el análisis matemático que fue corroborado con simulaciones. La implementación en forma experimental de la transformación *dq*, el control y el PWM senoidal se realizan de manera digital en un procesador digital de señales (DSP por sus siglas en inglés). El rectificador PWM se opera primeramente como corrector de factor de potencia, posteriormente como filtro activo.

Finalmente en el Capitulo V se presentan las principales conclusiones obtenidas durante el desarrollo del trabajo de tesis. Además, con base en la experiencia adquirida y los resultados obtenidos se sugieren trabajos a futuro que pueden enriquecer y extender el trabajo realizado.

Asimismo en el Apéndice A se analiza el efecto de los sensores usados para medir las variables eléctricas de interés, ya que, al tener ganancias distintas y ser procesadas por un sistema digital se producen escalamientos que modifican la función de transferencia del sistema y cuya consideración es crítica para el correcto funcionamiento del mismo.

CAPÍTULO II

Análisis del Rectificador Trifásico PWM

II.1 Principio de funcionamiento

El principio de funcionamiento del rectificador trifásico PWM consiste en abrir y cerrar los interruptores de las ramas del rectificador, con la condición de que ambos interruptores no permanezcan cerrados simultáneamente para evitar un corto circuito. En la figura II.1 se muestra la rama correspondiente a una fase del rectificador PWM; las señales de disparo de los dispositivos son complementarias, es decir:

$$s_a + \overline{s}_a = 1 \ \forall t \tag{2.1}$$

donde:

s_a señal de disparo del IGBT superior.

$\overline{s}_a$ señal de disparo del IGBT inferior.

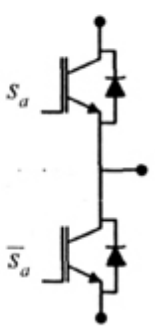

Figura II.1. Rama de una fase del rectificador trifásico PWM.

Para un inversor las señales de disparo pueden ser obtenidas a partir de la comparación de una onda portadora (señal triangular) con 3 señales moduladoras (modulación por anchura de pulso senoidal, *SPWM* por sus siglas en inglés). La secuencia de conmutación será la que determine el comportamiento del rectificador trifásico PWM. En la figura II.2 se muestra un diagrama simplificado de la modulación senoidal. Por ejemplo para el caso de la señal S_a, será 1 cuando la señal portadora sea mayor que la señal moduladora $i_a^*(t)$, y en caso contrario será 0. En la figura II.3 se muestra gráficamente la comparación, donde T_s es el periodo de conmutación y T es el periodo de la señal moduladora; el mismo principio aplica para las fases B y C.

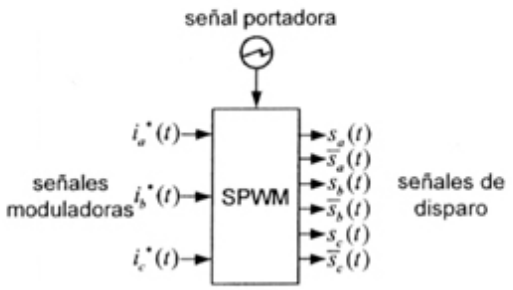

Figura II.2. Modulación PWM Senoidal.

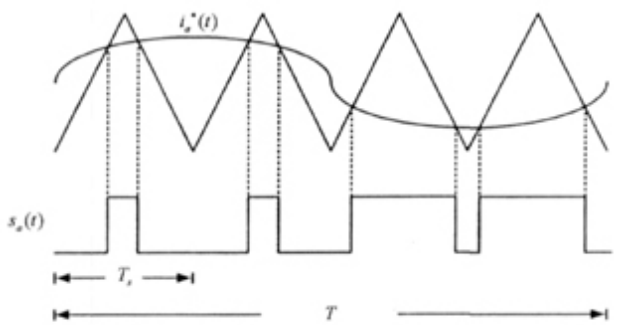

Figura II.3. Patrón PWM para la fase A.

De acuerdo a la combinación de los interruptores en un ciclo de red, el rectificador PWM demandará a la red corrientes puramente senoidales o corrientes con contenido armónico.

II.1.1 Corrector de factor de potencia

Para el caso de corrector de factor de potencia el rectificador PWM tiene que demandar a la red corrientes puramente senoidales y en fase con los voltajes de alimentación, para tener así el mejor aprovechamiento de la energía y no degradar la calidad de la energía eléctrica en el punto de conexión común. Las corrientes de fase para esta condición de operación están dadas por:

$$i_a(t) = I_m sen(\omega t) \tag{2.2.a}$$

$$i_b(t) = I_m sen(\omega t - \frac{2\pi}{3}) \tag{2.2.b}$$

$$i_c(t) = I_m sen(\omega t + \frac{2\pi}{3}) \tag{2.2.c}$$

donde:

$i_a(t)$, $i_b(t)$ e $i_c(t)$	corrientes instantáneas de fases.
I_m	amplitud pico de la corriente.
ω	frecuencia de la red (rad/seg.).

En esta forma de operación el flujo de potencia es de la red hacia la carga alimentada por el rectificador PWM.

En la figura II.4 se muestra la interconexión del rectificador PWM con la red eléctrica. En la figura II.5 se muestran las corrientes de fases deseadas operando como corrector de factor de potencia. Las corrientes están en fase con los voltajes de alimentación.

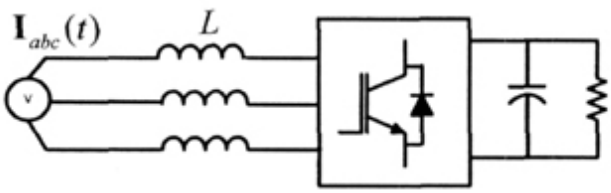

Figura II.4. Interconexion del rectificador PWM con la red eléctrica.

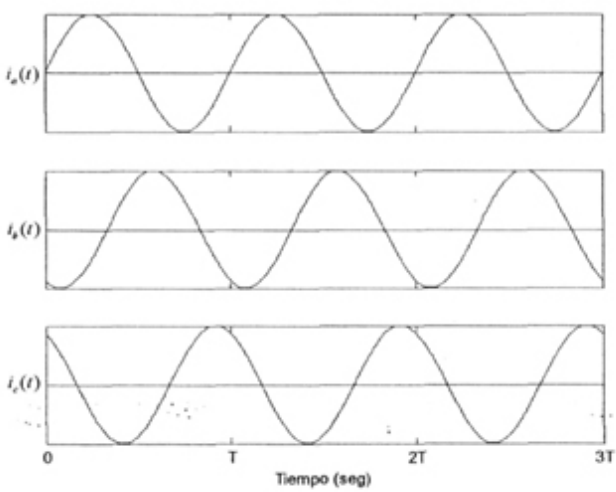

Figura II.5. Corrientes de fases.

II.1.2 Capacidad de filtro activo

En el caso de operación del rectificador como filtro activo, la corriente será la suma de las corrientes armónicas a compensar más la corriente fundamental para cada fase del rectificador PWM. Las corrientes tendrán la forma:

$$i_a(t) = I_m sen(\omega t) + \sum_{n=2}^{\infty} I_n \, sen(n\omega t + \phi_n) \tag{2.3.a}$$

$$i_b(t) = I_m sen(\omega t - \frac{2\pi}{3}) + \sum_{n=2}^{\infty} I_n \, sen[n(\omega t - \frac{2\pi}{3}) + \phi_n] \tag{2.3.b}$$

$$i_c(t) = I_m sen(\omega t + \frac{2\pi}{3}) + \sum_{n=2}^{\infty} I_n \, sen[n(\omega t + \frac{2\pi}{3}) + \phi_n] \tag{2.3.c}$$

donde:

I_n amplitud del n-ésimo armónico.

ϕ_n ángulo de desfasamiento del n-ésimo armónico.

En este modo de operación del rectificador PWM el flujo de potencia es en ambos sentidos; el flujo de potencia activa fundamental se transfiere de la red hacia la carga, mientras que el flujo de potencia reactiva se transfiere del rectificador PWM hacia la carga no lineal. En el punto de conexión común la calidad de la energía eléctrica no se degrada, y la red ve al conjunto de cargas no lineal y al rectificador PWM como una carga lineal.

En la figura II.6 se muestra la interconexión de una carga no lineal (rectificador de diodos trifásico con una carga altamente inductiva) y el rectificador PWM con la red eléctrica; la forma de onda de la corriente del rectificador de diodos, la forma de onda de la corriente del rectificador PWM funcionando como filtro activo y la forma de onda de la corriente de la red eléctrica para la fase A se muestran en la figura II.7.

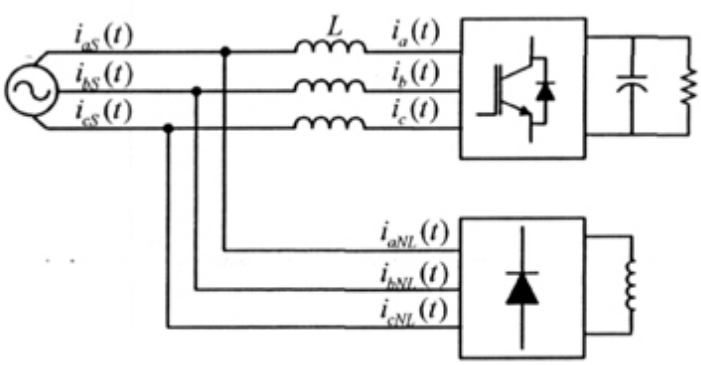

Figura II.6. Interconexión del rectificador PWM y una carga no lineal.

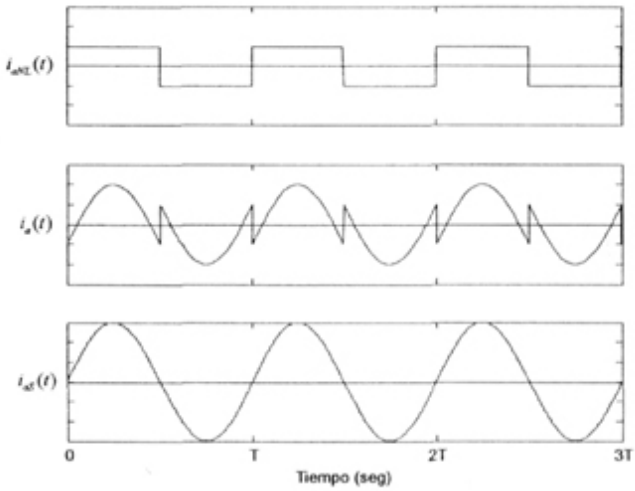

Figura II.7. Formas de onda de las corrientes.

Los parámetros del rectificador PWM como lo son la inductancia de entrada L y el capacitor de salida C, afectan la dinámica del sistema en la compensación de potencia reactiva.

La inductancia de entrada determina el rizo de corriente máximo en las corrientes de fase; asimismo determina la velocidad máxima de respuesta y por tanto existe un compromiso en la selección de su valor.

La ecuación (2.4) especifica el comportamiento de la corriente de un inductor al aplicar un voltaje entre sus terminales.

$$L\frac{di_L(t)}{dt} = V_L(t) \tag{2.4}$$

donde:

$i_L(t)$	corriente instantánea de la inductancia.
$V_L(t)$	voltaje instantáneo aplicado a la inductancia.
L	valor de la inductancia.

Supóngase que la ecuación (2.4) se aproxima por incrementos de la siguiente manera:

$$L\frac{\Delta I_L}{\Delta t} = \Delta V_L \tag{2.5}$$

donde:

ΔI_L	rizo de corriente del inductor.
ΔV_L	rizo del voltaje del inductor.

Δt tiempo de variación.

De la ecuación (2.5) se puede observar que el rizo de corriente del inductor ΔI_L, es inversamente proporcional al valor de inductancia; es decir, si el valor del inductor es grande el rizo de corriente es pequeño. Ahora, si el valor de inductancia es pequeño, el rizo de corriente es mayor. Por otro lado la velocidad de respuesta de la corriente del inductor es inversamente proporcional al valor de la inductancia. Como se mencionó anteriormente, la selección del valor de la inductancia del rectificador es un compromiso entre el rizo de corriente y la velocidad de respuesta de corriente ante transitorios. Por lo que la selección del valor del inductor debe hacerse con respecto a los cambios de corriente que exija la carga no lineal para optimizar la compensación de la potencia reactiva; más adelante se propone un método para elegir dicha inductancia manteniendo un rizado de corriente razonable con respecto a la corriente fundamental.

El capacitor de salida determina el rizo de voltaje en la en el bus de CD, pero éste a la vez se ve afectado por las corrientes armónicas presentes en el rectificador PWM; por lo tanto se debe seleccionar el valor del capacitor con base a la potencia reactiva que requiere la carga no lineal en el sistema eléctrico. Si se requiere un rizado muy pequeño para la carga conectada al rectificador PWM y además la potencia reactiva demandada por la carga no lineal es considerable, el valor del capacitor aumenta. En el siguiente capítulo se propone un criterio para seleccionar el valor del capacitor con base a la potencia reactiva demandada por la carga no lineal y el rizo de voltaje deseado en el bus de CD.

II.2 Modelo del Rectificador Trifásico PWM

En el apartado anterior se asumió que el rectificador trifásico PWM puede operar como filtro activo; en esta sección se obtiene el modelo del rectificador PWM para demostrar tal capacidad. Como primer paso se obtiene el modelo del rectificador en los ejes *abc*, donde las corrientes son variantes en el tiempo; posteriormente se obtiene el modelo del rectificador en el marco referencial síncrono *dq*.

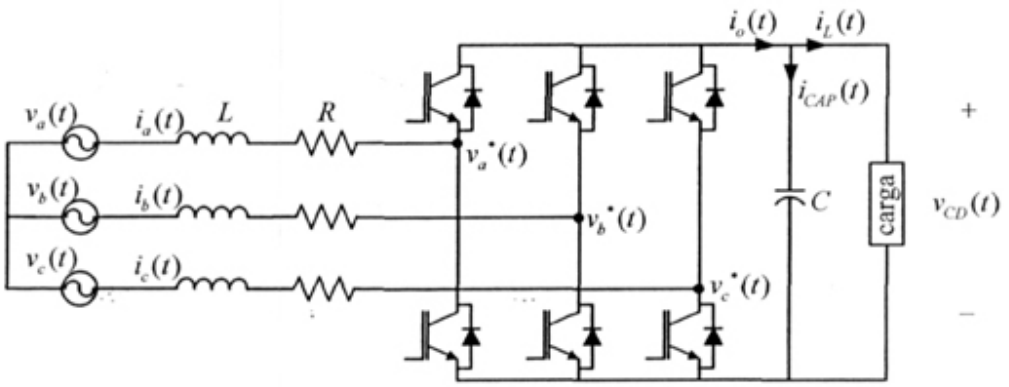

Figura II.8. Diagrama del Rectificador Trifásico PWM.

II.2.1 Modelo en los ejes *abc*

Del diagrama del rectificador trifásico PWM (figura II.8), se pueden obtener las ecuaciones que definen el comportamiento del rectificador en los ejes *abc*. Las ecuaciones se obtienen aplicando la Ley de Voltajes y de Corrientes de Kirchoff. La ecuación (2.6a) se refiere a la malla de entrada, mientras la ecuación (2.6e) representa el comportamiento de las corrientes en el nodo de salida del rectificador PWM. Las ecuaciones quedan de la siguiente manera:

$$L\frac{d\mathbf{I}_{abc}(t)}{dt} = -R\mathbf{I}_{abc}(t) + \mathbf{V}_{abc}(t) - \mathbf{V}^{*}_{abc}(t) \tag{2.6a}$$

$$\mathbf{I}_{abc}(t) = \begin{bmatrix} i_a(t) \\ i_b(t) \\ i_c(t) \end{bmatrix} \tag{2.6b}$$

$$\mathbf{V}_{abc}(t) = \begin{bmatrix} v_a(t) \\ v_b(t) \\ v_c(t) \end{bmatrix} \tag{2.6c}$$

$$\mathbf{V}^{*}_{abc}(t) = \begin{bmatrix} v^{*}_a(t) \\ v^{*}_b(t) \\ v^{*}_c(t) \end{bmatrix} \tag{2.6d}$$

$$C\frac{dv_{cd}(t)}{dt} = i_o(t) - i_L(t) \tag{2.6e}$$

donde:

C	valor del capacitor del bus de CD.
L	valor del inductor de entrada.
R	resistencia asociada al inductor de entrada.
$i_o(t)$	corriente de salida del rectificador PWM.
$i_L(t)$	corriente de carga.
$\mathbf{V}^{*}_{abc}(t)$	voltajes después del inductor de entrada.
$\mathbf{I}_{abc}(t)$	corrientes instantáneas de las fases de alimentación.
$\mathbf{V}_{abc}(t)$	voltajes de alimentación.

Los voltajes $\mathbf{V}^{*}_{abc}(t)$ están relacionados con el voltaje del bus de CD de acuerdo con la siguiente expresión:

$$\mathbf{V}^{*}_{abc}(t) = v_{cd}(t)\,\mathbf{S}_{abc}(t) \tag{2.7}$$

donde:

$v_{cd}(t)$ valor del voltaje del bus de CD.

$\mathbf{S}_{abc}(t)$ función de conmutación de las ramas del rectificador PWM.

Asimismo la corriente de salida del rectificador está relacionada con las corrientes de las fases, de la siguiente manera:

$$i_o(t) = \mathbf{S}_{abc}^T(t)\,\mathbf{I}_{abc}(t) \tag{2.8}$$

En las ecuaciones (2.7) y (2.8) la expresión para la función de conmutación está dada por la siguiente ecuación:

$$\mathbf{S}_{abc}(t) = \begin{bmatrix} s_a(t) \\ s_b(t) \\ s_c(t) \end{bmatrix} \tag{2.9}$$

donde:

$s_a(t)$ secuencia de conmutación para la rama de la fase A.

$s_b(t)$ secuencia de conmutación para la rama de la fase B.

$s_c(t)$ secuencia de conmutación para la rama de la fase C.

Sustituyendo (2.7) y (2.8) en la ecuación (2.6), se puede obtener el modelo del rectificador trifásico PWM. Las variables de estado son cuatro: las tres corrientes de fase y el voltaje del bus de CD. La entrada del sistema es la función de conmutación y por lo tanto el sistema queda de la siguiente forma para el caso de una carga resistiva constante:

$$L\frac{d\mathbf{I}_{abc}(t)}{dt} = -R\mathbf{I}_{abc}(t) + \mathbf{V}_{abc}(t) - v_{cd}(\mathrm{t})\,\mathbf{S}_{abc}(t) \tag{2.10a}$$

$$C\frac{dv_{cd}(t)}{dt} = \mathbf{S}_{abc}^T(t)\mathbf{I}_{abc}(t) - \frac{v_{cd}(t)}{R_L} \tag{2.10b}$$

La función de conmutación es la que determina la dirección del flujo de potencias activa y reactiva. Más adelante se muestra un análisis detallado del modelo para comprender como la función de conmutación hace dicha tarea.

II.2.2 Modelo en el marco referencial síncrono *dq*

En este apartado se omite escribir la dependencia del tiempo de las señales, ejemplo: se escribe $\mathbf{V}_{abc}$ en vez de $\mathbf{V}_{abc}(t)$.

El modelo en el marco referencial síncrono giratorio proporciona las siguientes ventajas:

- Pasar de un marco referencial fijo a un marco referencial giratorio síncrono.

- Pasar de un sistema de tres coordenadas (*abc*, corrientes de fase) a un sistema de dos coordenadas (*dq*).

El cambio de orden del sistema asume que los voltajes de alimentación son balanceados.

De manera general se definen las expresiones para la función de alimentación $\mathbf{V}_{abc}(t)$, la función de conmutación $\mathbf{S}_{abc}(t)$ y la matriz de transformación $\mathbf{K}$.

$$\mathbf{V}_{abc} = \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}}\, V_s \begin{bmatrix} sen(\omega t) \\ sen(\omega t - \frac{2\pi}{3}) \\ sen(\omega t + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \tag{2.11a}$$

$$\mathbf{S}_{abc} = \begin{bmatrix} s_a \\ s_b \\ s_c \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}}\, \mathrm{d_d} \begin{bmatrix} sen(\omega t + \phi) \\ sen(\omega t - \frac{2\pi}{3} + \phi) \\ sen(\omega t + \frac{2\pi}{3} + \phi) \end{bmatrix} \tag{2.11b}$$

$$\mathbf{K} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} sen(\omega t) & sen(\omega t - \frac{2\pi}{3}) & sen(\omega t + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\omega t) & \cos(\omega t - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\omega t + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \tag{2.11c}$$

donde:

V_s	valor pico de la función de alimentación en el marco referencial *dq*.
ω	frecuencia de la red (rad/seg).
d_d	índice de modulación en el marco referencial *dq*.
ϕ	ángulo de desfasamiento respecto a la tensión de la fase A de la red.

La matriz de transformación se aplica de la siguiente manera:

$$\mathbf{X}_{dqo} = \mathbf{K}\mathbf{X}_{abc} \tag{2.12a}$$

$$\mathbf{X}_{abc} = \mathbf{K}^{-1}\mathbf{X}_{dqo} = \mathbf{K}^{T}\mathbf{X}_{dqo} \tag{2.12b}$$

donde:

$\mathbf{X}_{abc}$ señales en los ejes *abc* (voltajes o corrientes).

$\mathbf{X}_{dqo}$ señales en los ejes *dqo* (voltajes o corrientes).

Para obtener el modelo del rectificador trifásico PWM en los ejes *dq* se manipula el modelo del sistema en los ejes *abc* dado por la ecuación (2.10). La ecuación (2.10a) se puede reescribir de la siguiente manera:

$$L\frac{d\mathbf{K}^T\mathbf{K}\mathbf{I}_{abc}}{dt} = -R\mathbf{I}_{abc} + \mathbf{V}_{abc} - v_{cd}\ \mathbf{S}_{abc} \tag{2.13}$$

Desarrollando el lado izquierdo se obtiene la expresión:

$$L\frac{d\mathbf{K}^T\mathbf{K}\mathbf{I}_{abc}}{dt} = L\frac{d\mathbf{K}^T}{dt}\mathbf{I}_{dqo} + L\mathbf{K}^T\frac{d\mathbf{I}_{dqo}}{dt} \tag{2.14}$$

Sustituyendo (2.14) en (2.13) se obtiene la siguiente expresión:

$$L\frac{d\mathbf{K}^T}{dt}\mathbf{I}_{dqo} + L\mathbf{K}^T\frac{d\mathbf{I}_{dqo}}{dt} = -R\mathbf{I}_{abc} + \mathbf{V}_{abc} - v_{cd}\ \mathbf{S}_{abc} \tag{2.15}$$

Multiplicando la ecuación (2.15) por la matriz de transformación por la izquierda, se obtiene la ecuación (2.16):

$$L\mathbf{K}\frac{d\mathbf{K}^T}{dt}\mathbf{I}_{dqo} + L\mathbf{K}\mathbf{K}^T\frac{d\mathbf{I}_{dqo}}{dt} = -R\mathbf{K}\mathbf{I}_{abc} + \mathbf{K}\mathbf{V}_{abc} - v_{cd}\mathbf{K}\ \mathbf{S}_{abc} \tag{2.16}$$

Aplicando la definición de la transformación se obtiene el modelo del rectificador trifásico PWM en los ejes *dq*, dado por la ecuación (2.17):

$$L\mathbf{K}\frac{d\dot{\mathbf{K}}^T}{dt}\mathbf{I}_{dqo} + L\frac{d\mathbf{I}_{dqo}}{dt} = -R\mathbf{I}_{dqo} + \mathbf{V}_{dqo} - \frac{1}{2}v_{cd}\ \mathbf{S}_{dqo} \tag{2.17}$$

Para la ecuación del voltaje de salida (2.10b), se aplica un procedimiento similar; se comienza reescribiendo la ecuación de la siguiente manera:

$$C\frac{dv_{cd}}{dt} = \mathbf{S}_{abc}^T\ \mathbf{K}^T\mathbf{K}\mathbf{I}_{abc} - \frac{v_{cd}}{R_L} \tag{2.18}$$

Aplicando la ecuación (2.12) a la ecuación (2.18) se obtienes la siguiente expresión:

$$C\frac{dv_{cd}}{dt} = \frac{1}{2}\mathbf{S}_{dqo}^T\ \mathbf{I}_{dqo} - \frac{v_{cd}}{R_L} \tag{2.19}$$

En todo el procedimiento anterior aparece la componente de secuencia cero, pero como se mencionó anteriormente, ésta puede eliminarse ya que se consideran voltajes de alimentación balanceados. La siguiente ecuación define el modelo del rectificador trifásico en los ejes *dq*:

$$L\mathbf{K}\frac{d\mathbf{K}^T}{dt}\mathbf{I}_{dq} + L\frac{d\mathbf{I}_{dq}}{dt} = -R\mathbf{I}_{dq} + \mathbf{V}_{dq} - \frac{1}{2}v_{cd}\mathbf{S}_{dq} \tag{2.20a}$$

$$C\frac{dv_{cd}}{dt} = \frac{1}{2}\mathbf{S}_{dq}^T\mathbf{I}_{dq} - \frac{v_{cd}}{R_L} \tag{2.20b}$$

donde:

$\mathbf{I}_{dq}$ corrientes en los ejes dq.

$\mathbf{S}_{dq}$ función de conmutación en los ejes dq.

Desarrollando la derivada que incluye la matriz de transformación se obtiene finalmente el modelo del rectificador trifásico PWM en los ejes dq:

$$L\frac{d\mathbf{I}_{dq}}{dt} = -R\mathbf{I}_{dq} + \omega L\begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -1 & 0 \end{bmatrix}\mathbf{I}_{dq} + \mathbf{V}_{dq} - \frac{1}{2}v_{cd}\mathbf{S}_{dq} \tag{2.20a}$$

$$C\frac{dv_{cd}}{dt} = \frac{1}{2}\mathbf{S}_{dq}^T\mathbf{I}_{dq} - \frac{v_{cd}}{R_L} \tag{2.20b}$$

II.3 Propiedades del Rectificador Trifásico PWM

En esta sección se analizan las propiedades del rectificador trifásico PWM en los ejes abc así como también en los ejes dq.

Las propiedades a analizar en ambos marcos referenciales serán la capacidad de controlar el flujo de potencia activa y reactiva. Los análisis se hacen en estado estable.

II.3.1 Marco referancial *abc*

Como primer punto se realiza un análisis en el marco referencial abc. La ecuación (2.21) define el comportamiento de la corriente de fase A:

$$L\frac{di_a(t)}{dt} = -Ri_a(t) + v_a(t) - v_a^*(t) \tag{2.21}$$

De manera general se definen los voltajes de la ecuación anterior de la siguiente manera:

$$v_a(t) = V_p sen(\omega t) \tag{2.22a}$$

$$v_a^*(t) = V_m sen(\omega t - \varphi) \tag{2.22b}$$

donde:

V_p amplitud del voltaje de alimentación de la fase A.

V_m amplitud del voltaje después del inductor de entrada de la fase A.

φ ángulo de desfasamiento entre $v_a(t)$ y $v_a^*(t)$.

En la ecuación (2.22b) el valor de V_m esta relacionado con el índice de modulación d; asimismo el ángulo φ depende del desfasamiento entre $v_a(t)$ y la función de conmutación $s_a(t)$. Sustituyendo la ecuación (2.22) en (2.21) y resolviendo para $i_a(t)$ en estado estable, se obtiene la siguiente expresión:

$$i_a(t) = I_m sen(\omega t - \varepsilon) \tag{2.23a}$$

$$I_m = \frac{1}{R^2 + \omega^2 L^2}\sqrt{\left[RV_p + V_m(\omega L sen\varphi - R\cos\varphi)\right]^2 + \left[\omega L V_p - V_m(R sen\varphi - \omega L\cos\varphi)\right]^2} \tag{2.23b}$$

$$\varepsilon = \tan^{-1}\left(\frac{\omega L V_p - V_m(R sen\varphi - \omega L\cos\varphi)}{RV_p + V_m(\omega L sen\varphi - R\cos\varphi)}\right) \tag{2.23c}$$

donde:

I_m amplitud de la corriente de la fase A en estado estable.

ε ángulo de desfasamiento entre $v_a(t)$ e $i_a(t)$.

Para este caso el voltaje de entrada $v_a(t)$ se considera senoidal, por tanto el factor de potencia de entrada se puede definir como:

$$PF = \cos\varepsilon \tag{2.24}$$

Manipulado la ecuación (2.23c), es posible encontrar una expresión para el factor de potencia en términos de los parámetros del sistema, la expresión queda de la siguiente forma:

$$PF = \frac{RV_p + V_m(\omega L sen\varphi - R\cos\varphi)}{\sqrt{\left[RV_p + V_m(\omega L sen\varphi - R\cos\varphi)\right]^2 + \left[\omega L V_p - V_m(R sen\varphi - \omega L\cos\varphi)\right]^2}} \tag{2.25}$$

La ecuación (2.25) proporciona información de la variación del factor de potencia con respecto a todos los parámetros del sistema, los parámetros que pueden variar durante la operación, son V_m y φ, por tanto es posible controlar el factor de potencia para ciertos valores de V_m y φ.

Los valores de V_m y φ están directamente relacionados con la función de conmutación. De manera general se define la función de conmutación para la fase A, de la siguiente manera:

$$s_a(t) = d sen(\omega t - \varphi) \tag{2.26}$$

donde:

d índice de modulación.

φ ángulo de desfasamiento entre $v_a(t)$ y $s_a(t)$.

Con (2.26) se puede encontrar la relación entre V_m y d en función del valor del voltaje del bus de CD:

$$V_m = \frac{v_{cd}(t)}{2} d \tag{2.27}$$

La ecuación (2.27) aplicada a (2.25) muestra que con el índice de modulación y el ángulo de desfasamiento φ, es posible controlar el factor de potencia del sistema.

El análisis anterior demuestra que es posible controlar el factor de potencia, pero no se ha indicado que valor debe de tener el voltaje del bus de CD en relación con el voltaje de alimentación, y de que parámetros del sistema depende. Para obtener dichas expresiones se analizará el caso de tener factor de potencia nulo y factor de potencia unitario, que son los casos extremos.

Para el caso de factor de potencia nulo, igualando la ecuación (2.25) a cero, se obtiene la siguiente condición:

$$RV_p + V_m(\omega L sen\varphi - R\cos\varphi) = 0 \tag{2.28}$$

Manipulado la ecuación se obtiene la siguiente solución:

$$sen\left[\tan^{-1}\left(\frac{R}{\omega L}\right) - \varphi\right] = \frac{V_p}{V_m}\frac{1}{\sqrt{1+\left(\frac{\omega L}{R}\right)^2}} \leq 1 \tag{2.29}$$

Para que la ecuación (2.29) tenga solución es necesario que se cumpla:

$$V_p \leq V_m\sqrt{1+\left(\frac{\omega L}{R}\right)^2} \tag{2.30}$$

Sustituyendo (2.27) en (2.29) se obtiene la condición:

$$V_p \leq d\frac{v_{cd}}{2}\sqrt{1+\left(\frac{\omega L}{R}\right)^2} \tag{2.31}$$

De la ecuación (2.31) es fácil observar las condiciones que se deben de cumplir para que el factor de potencia sea nulo.

Analizando el caso de factor de potencia unitario y aplicando el mismo razonamiento se obtiene la siguiente condición:

$$V_p \leq d\frac{v_{cd}}{2}\sqrt{1+\left(\frac{R}{\omega L}\right)^2} \tag{2.32}$$

II.3.2 Marco referencial *dq*

En el apartado anterior se encontraron condiciones para cumplir con el factor de potencia unitario y factor de potencia nulo. En esta sección, con ayuda del modelo *dq* del rectificador se encuentran expresiones para la potencia activa, reactiva y aparente del rectificador PWM. Por definición las expresiones para las potencias están dadas de la siguiente manera:

$$P = v_d(t)i_d(t) + v_q(t)i_q(t) \tag{2.33a}$$

$$Q = v_q(t)i_d(t) - v_d(t)i_q(t) \tag{2.33b}$$

$$S = \sqrt{P^2 + Q^2} \tag{2.33c}$$

donde:

P	potencia activa del rectificador PWM.
Q	potencia reactiva del rectificador PWM.
S	potencia aparente del rectificador PWM.
$v_d(t)$	voltaje en el eje *d* del rectificador PWM.
$v_q(t)$	voltaje en el eje *q* del rectificador PWM.
$i_d(t)$	corriente en el eje *d* del rectificador PWM.
$i_q(t)$	corriente en el eje *q* del rectificador PWM.

El modelo *dq* está definido como:

$$\frac{di_d(t)}{dt} = -\frac{R}{L}i_d(t) + \omega i_q(t) - \frac{1}{2L}s_d(t)v_{cd}(t) + \frac{v_d(t)}{L} \tag{2.34a}$$

$$\frac{di_q(t)}{dt} = \omega i_d(t) - \frac{R}{L}i_q(t) - \frac{1}{2L}s_q(t)v_{cd}(t) \tag{2.34b}$$

$$\frac{dv_{cd}(t)}{dt} = \frac{1}{2C}s_d(t)i_d(t) + \frac{1}{2C}s_q(t)i_q(t) - \frac{v_{cd}(t)}{R_L C} \tag{2.34c}$$

Para encontrar las expresiones se analiza el modelo del rectificador en estado estable, es decir:

$$\frac{di_d(t)}{dt} \to 0 \quad \frac{di_q(t)}{dt} \to 0 \quad \frac{dv_{cd}(t)}{dt} \to 0 \tag{2.35a}$$

$$i_d(t) \to i_D \quad i_q(t) \to i_Q \quad v_{cd}(t) \to v_{CD} \tag{2.35b}$$

$$s_d(t) \to s_D \qquad s_q(t) \to s_Q \tag{2.35c}$$

donde:

i_D	valor de $i_d(t)$ en estado estable.
i_Q	valor de $i_q(t)$ en estado estable.
v_{CD}	valor de $v_{cd}(t)$ en estado estable.
s_D	valor de $s_d(t)$ en estado estable.
s_Q	valor de $s_q(t)$ en estado estable.

Con las consideraciones dadas en la ecuación (2.35) se resuelve el conjunto de ecuaciones dadas en (2.34); otra condición que se asume es que la caída de tensión en la resistencia asociada del inductor es mucho menor que la tensión en el inductor, por tanto el valor de la resistencia se asume igual a cero. La solución se muestra en (2.36):

$$i_D = V_s \frac{4R + R_L s_Q^2}{4\omega^2 L^2 + 4R^2 + RR_L(s_D^2 + s_Q^2)} \tag{2.36a}$$

$$i_Q = -V_s \frac{4\omega L + R_L s_D s_Q}{4\omega^2 L^2 + 4R^2 + RR_L(s_D^2 + s_Q^2)} \tag{2.36b}$$

$$v_{CD} = V_s \frac{2R_L(Rs_D - \omega L s_Q)}{4\omega^2 L^2 + 4R^2 + RR_L(s_D^2 + s_Q^2)} \tag{2.36c}$$

Las expresiones para las potencias activa y reactiva en estado estable están dadas por:

$$P = V_s^2 \frac{4R + R_L s_Q^2}{4\omega^2 L^2 + 4R^2 + RR_L(s_D^2 + s_Q^2)} \tag{2.37a}$$

$$Q = V_s^2 \frac{4\omega L + R_L s_D s_Q}{4\omega^2 L^2 + 4R^2 + RR_L(s_D^2 + s_Q^2)} \tag{2.37b}$$

La ecuación (2.37) proporciona información de las variaciones de la potencia activa con respecto a las entradas del sistema s_d y s_q. Se observa que es posible tener potencia reactiva nula. La ecuación (2.37a) no puede ser cero, es decir la potencia activa del rectificador PWM no puede ser cero, esto es razonable ya que la resistencia asociada al inductor demanda potencia activa sin importar la forma de onda de la corriente.

Las ecuaciones (2.36) y (2.37) contienen los términos s_d y s_q, que son las entradas del sistema en el marco referencial *dq;* se observa que con estas dos señales es posible controlar la potencia activa y reactiva del sistema.

II.4 Validación de propiedades mediante simulaciones

Para validar algunas de las propiedades del rectificador PWM, se muestran simulaciones en MatLab. Los parámetros del sistema son:

$L = 2mH$	inductor de entrada.
$R = 0.2\Omega$	resistencia asociada al inductor L.
$C = 2400\mu F$	capacitor del bus de CD.
$V_s = 110V$	voltaje pico de alimentación (marco referencial dq).
$\omega = 120\pi$ rad/seg	frecuencia de la red (rad/seg).
$R_L = 80\Omega$	resistencia de carga.
$f_s = 10KHz$	frecuencia de conmutación del rectificador PWM.

El esquema a simular se muestra en la figura II.9, se realiza la simulación del sistema conmutado con la ayuda de los paquetes PLECS versión estudiantil y SIMULINK.

La primera prueba es a partir de valores específicos de s_D y s_Q; estos valores se sustituyen en la ecuación (2.36) y se comparan resultados.

Los valores de las entradas s_d y s_q son:

$s_D = 0.5$	valor de s_d en estado estable.
$s_Q = -0.5$	valor de s_q en estado estable.

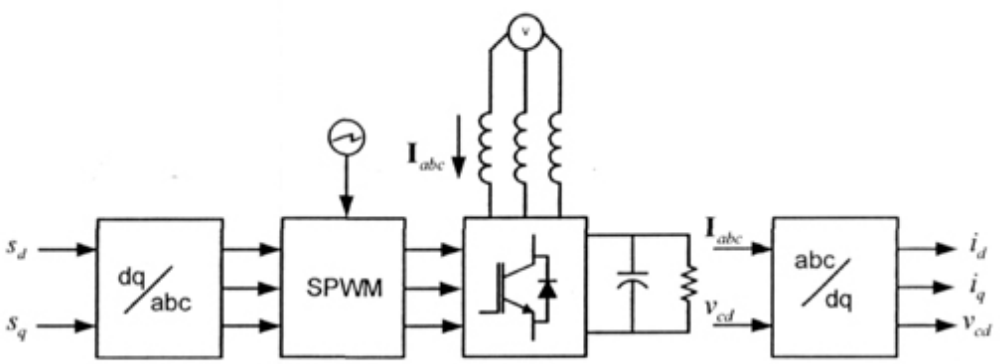

Figura II.9. Diagrama del esquema a simular.

Sustituyendo los valores de $s_D = 0.5$ y $s_Q = -0.5$, con los valores del sistema mencionados en la ecuación (2.36), se obtiene los valores en estado estable:

$$i_D = 219.28A \tag{2.38a}$$

$$i_Q = 179.05A \tag{2.38b}$$

$$v_{CD} = 804.59V \tag{2.38c}$$

La figura II.10 muestra el comportamiento de la corriente i_d en estado estable del sistema mostrado en la figura II.9, se observa que el valor promedio de i_d si corresponde con el valor dado por la ecuación (2.38a).

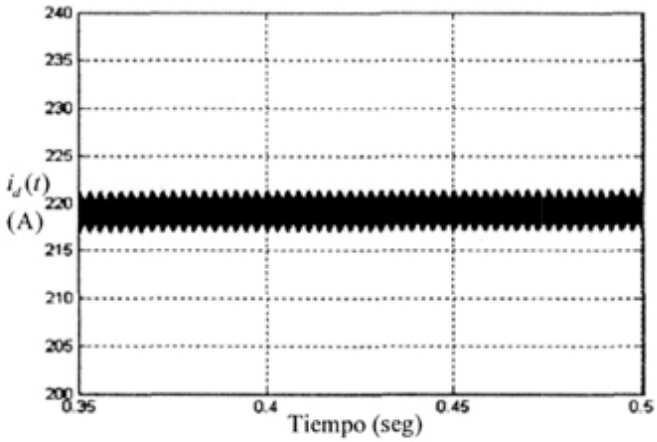

Figura II.10. Comportamiento de i_d en estado estable.

El valor de i_Q en estado estable se verifica en la figura II.11, y el valor de v_{CD} en la figura II.12. El rizo que presentan estas señales se debe a las conmutaciones del rectificador PWM.

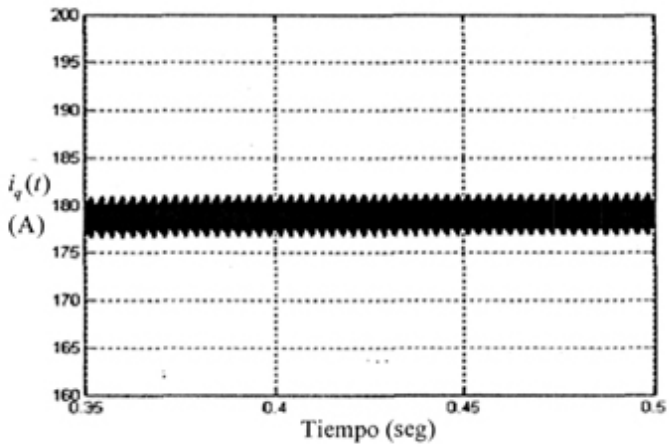

Figura II.11. Comportamiento de i_q en estado estable.

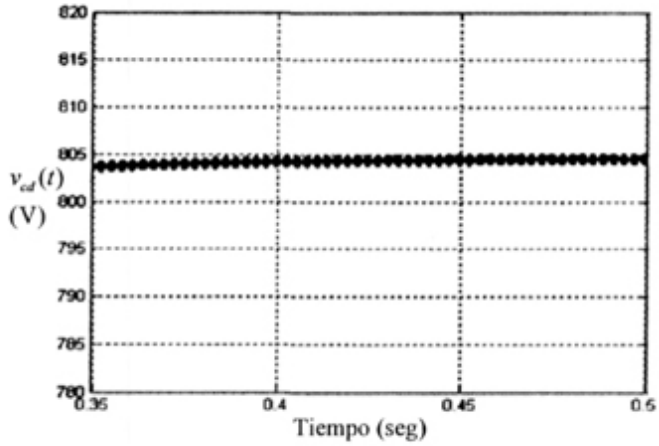

Figura II.12. Comportamiento de v_{cd} en estado estable.

La siguiente simulación presenta el caso de factor de potencia unitario, para un voltaje en el bus de CD de 200V y una potencia de salida de 500W. Para cumplir con las condiciones anteriores es necesario que la corriente i_q sea cero.

En la figura II.13 se muestra el comportamiento para i_d, que es diferente de cero ya que el rectificador demanda a la red solo potencia activa.

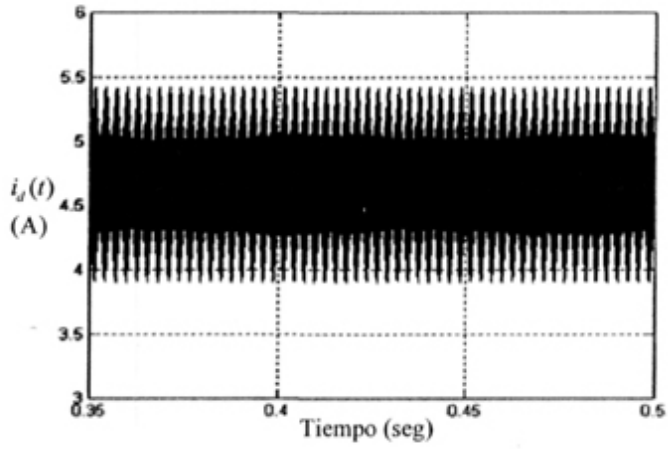

Figura II.13. Comportamiento de i_d en estado estable.

En la figura II.14 se muestra el comportamiento de i_q, la cual tiene un valor promedio de cero.

El rizo de corriente esta determinado por el valor de la inductancia, el esquema de simulación que se utiliza en el sistema conmutado lo cual se puede observar en el rizo de corriente y de voltaje.

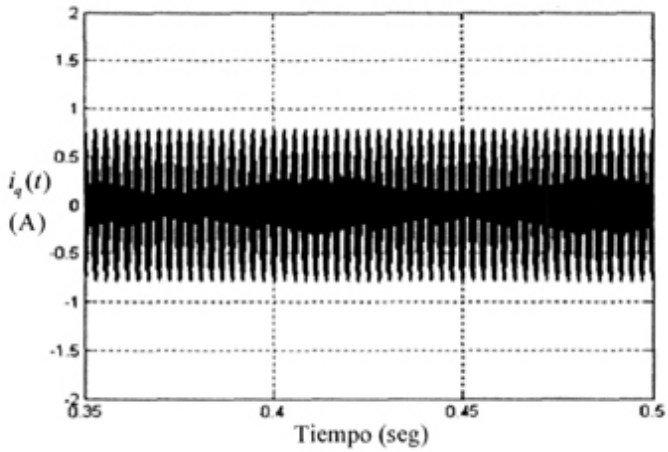

Figura II.14. Comportamiento de i_q en estado estable.

El comportamiento del bus de CD en estado estable, se muestra en la figura II.15 el cual tiene un rizo de voltaje menor al 1% al voltaje nominal.

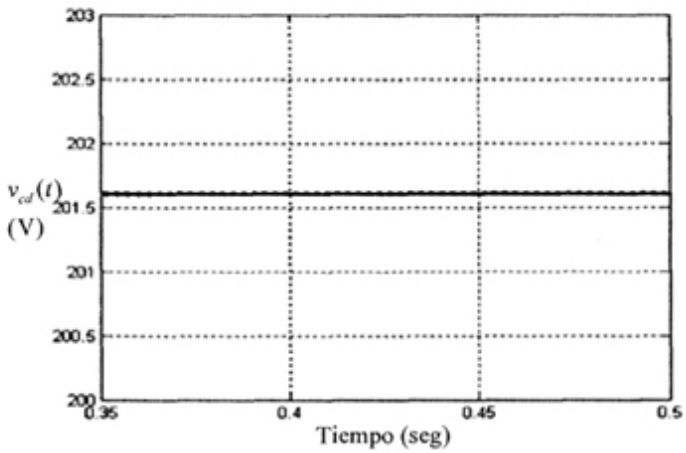

Figura II.15. Comportamiento de v_{cd}.

En conclusión se tiene que el modelo del rectificador PWM en los ejes *dq* es validado, además se demostró con simulaciones que es posible controlar la potencia reactiva y activa del sistema. Por tanto es posible el objetivo de este trabajo, el cual es extender las funciones del rectificador PWM, principalmente para compensar potencia reactiva en el punto de conexión común del sistema eléctrico.

El problema se convierte en determinar los controladores para el correcto funcionamiento del rectificador PWM; éstos deben de ser capaces de responder ante transitorios de carga del rectificador PWM, así como ante transitorios de potencia reactiva por parte de la carga no lineal a compensar.

En el siguiente capítulo se realiza un análisis detallado para proponer tales controladores así como también el esquema que se utilizará para controlar el rectificador PWM.

CAPÍTULO III

Operación del Rectificador PWM como filtro activo

El flujo de potencia bidireccional del rectificador PWM es una de las características a las que la comunidad científica le ha dado énfasis en los últimos años. Dicha ventaja de operación ha permitido que el rectificador PWM opere como filtro activo.

Cuando el rectificador PWM opera como filtro activo la potencia aparente del sistema se modifica, por tanto es necesario considerar este punto para la selección de los elementos que conforman el rectificador PWM: interruptores, inductores y capacitor de salida.

III.1 Modificacion de la potencia aparente del sistema

La potencia aparente de un sistema trifásico se define como:

$$S = \mathbf{V}_{ABC}{}^{T}\mathbf{I}_{ABC} \tag{3.1.a}$$

$$\mathbf{I}_{ABC} = \begin{bmatrix} I_A \\ I_B \\ I_C \end{bmatrix} \tag{3.1.b}$$

$$\mathbf{V}_{ABC} = \begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \end{bmatrix} \tag{3.1.c}$$

donde:

$\mathbf{I}_{ABC}$ valor eficaz de las corrientes de fase.

$\mathbf{V}_{ABC}$ valor eficaz de los voltajes de fase.

S potencia aparente del sistema.

Para el caso de un sistema trifásico balanceado la ecuación (3.1a) se reescribe de la siguiente manera:

$$S = 3V_A I_A \tag{3.2}$$

La distorsión armónica de corriente esta dada por:

$$THD_I = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{\infty}(I_n)^2}}{I_1} \tag{3.3}$$

donde:

I_n es la magnitud del n-ésimo armónico de corriente.

I_1 magnitud de la componente fundamental de corriente.

La definición del valor eficaz de una señal con respecto a los armónicos se muestra en la ecuación (3.4):

$$X = \sqrt{X_1^2 + \sum_{n=2}^{\infty} X_n^2} \tag{3.4}$$

donde:

X valor eficaz de la señal x(t).

X_1 valor eficaz fundamental de la señal x(t).

X_n valor eficaz del n-ésimo armónico de la señal x(t).

Suponiendo que los voltajes de alimentación $\mathbf{V}_{abc}(t)$ son balanceados y con una distorsión armónica de voltaje igual a cero; la ecuación (3.2) se reescribe como:

$$S = 3V_A\sqrt{I_{A1}^2 + \sum_{n=2}^{\infty} I_{An}^2} \tag{3.5}$$

donde:

I_{A1} valor eficaz fundamental de la corriente de la fase A.

I_{An} valor eficaz del n-ésimo armónico de corriente de la fase A.

Examinando la ecuación (3.5) se observa que si las corrientes de fase contienen armónicos la potencia aparente del sistema aumenta.

El rectificador PWM funcionando como filtro activo contiene armónicos de corriente (necesarios para compensar la potencia reactiva) por tanto su potencia aparente se modifica.

Otra forma alternativa de la definición de la potencia aparente se muestra en (3.6) en términos de la potencia activa y reactiva presentes en el sistema.

$$S = \sqrt{P^2 + Q^2} \tag{3.6}$$

donde:

P potencia activa del sistema.

Q potencia reactiva del sistema.

La potencia activa esta relacionada con la componente fundamental de corriente en fase con la tensión, mientras que la potencia reactiva se relaciona con los armónicos de corriente:

$$P = 3V_A I_{A1} \tag{3.7}$$

$$Q = 3V_A \sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} I_{An}^{\ 2}} \tag{3.8}$$

Reescribiendo las ecuaciones (3.7) y (3.8) en términos de la distorsión armónica total de corriente (THD_I) y de la potencia activa (P):

$$Q = P\ \mathrm{THD_I} \tag{3.9}$$

$$S = P\sqrt{1 + THD_I^{\ 2}} \tag{3.10}$$

Las expresiones (3.7), (3.8), (3.9) y (3.10) son validas cuando no hay desfasamiento entre corriente y voltaje de entrada. De (3.9) y (3.10) se observa que la potencia aparente se incrementa si la distorsión armónica aumenta.

Las expresiones de las potencias activa y reactiva de una carga no lineal trifásica con respecto a la distorsión armónica total; los voltajes de alimentación trifasica se consideran balanceados y sin distorsión armónica.

Con las consideraciones anteriores se tiene:

$$P_{NL} = 3V_A I_{A1NL} \tag{3.11}$$

$$Q_{NL} = P_{NL} THD_{INL} \tag{3.12}$$

donde:

P_{NL} potencia activa de la carga no lineal.

Q_{NL} potencia reactiva de la carga no lineal.

I_{A1NL} valor eficaz de la corriente fundamental de la carga no lineal.

THD_{INL} distorsión armónica total de la corriente de la carga no lineal.

La ecuación (3.12) muestra que la potencia reactiva depende tanto de la potencia activa y de la distorsión armónica de la corriente de la carga no lineal.

Cuando el rectificador PWM funciona como filtro activo, la potencia reactiva que compensa depende de la potencia activa y de la distorsión armónica de la carga no lineal, en (3.13) se muestra la relación:

$$Q_{PWM} = -P_{NL} THD_{INL} \tag{3.13}$$

donde:

Q_{PWM} potencia reactiva del rectificador trifásico PWM.

Expresando la potencia activa de la carga no lineal en términos de la potencia activa del rectificador PWM:

$$P_{NL} = k\ P_{PWM} \tag{3.14}$$

donde:

P_{PWM} potencia activa nominal del rectificador trifásico PWM.

k constante numérica positiva.

La expresión de la potencia aparente del rectificador PWM esta dada por:

$$S_{PWM} = P_{PWM}\sqrt{1 + k^2 THD_{INL}{}^2} \tag{3.15}$$

Ejemplo numérico.

A manera de ejemplo se analiza el caso que se pretende implementar de manera experimental en este trabajo de tesis. Los parámetros del prototipo son:

P_{PWM} = 2.5kW	Potencia activa nominal del rectificador trifásico PWM.
P_{NL} = 2.5kW	Potencia activa nominal de la carga no lineal.
THD_{INL} =27%	Distorsión armónica total de la carga no lineal.

El valor THD_{INL} corresponde a un rectificador trifásico de diodos sin filtro capacitivo. La potencia aparente se incrementa a $S_{PWM} = 2589.5\ VA$.

Si la potencia activa del rectificador de diodos se incrementa al doble, la potencia aparente del rectificador se incrementa a $S_{PWM} = 2841.2\ VA$.

III.2 Diseño de componentes

La selección y cálculo del capacitor, inductores y de los interruptores de potencia depende de diversos factores; entre otros: los niveles de corriente y de tensión a manejar, la potencia nominal y la distorsión armónica total en corriente.

III.2.1 Selección de la inductancia

Para establecer el valor de la inductancia L, se debe partir de las características de compensación deseadas en el rectificador PWM. Para esto, también es necesario considerar la forma de onda de corriente a generar, pues se debe conocer la máxima razón de crecimiento en corriente que debe de proveer el rectificador PWM, ya que L limita directamente dicho valor.

El rizado de corriente generado por la técnica de modulación del rectificador PWM está determinado directamente por el valor del inductor, la frecuencia de conmutación f_c, y las tensiones de red y las generadas después del inductor.

Realizando la siguiente aproximación:

$$v_{L\min} = L_{\min}\frac{di_L}{dt} \approx L_{\min}\frac{\Delta i_L}{\Delta t} \tag{3.16}$$

Δt es el inverso de la frecuencia de conmutación de los interruptores; determinado el valor mínimo $v_{L\min}(t)$ y proponiendo un rizo de corriente máximo se puede encontrar un cota para el valor del inductor mínimo:

$$L_{\min} > v_{L\min}\frac{\Delta t}{\Delta i_{L\max}} \tag{3.17}$$

El rizo de corriente se propone de acuerdo a la potencia nominal del sistema. El valor que se obtiene con el procedimiento anterior garantiza un rizo de corriente menor al propuesto.

En la figura III.1 se muestra el rectificador PWM con dos capacitores de salida; si el neutro de los dos capacitores (nodo NC) y el neutro de las fuentes de alimentación (nodo NFA) se unen, el voltaje en las terminales del inductor de la fase A esta dado por:

$$v_L(t) = v_a(t) - \frac{2s_a - 1}{2}v_{cd}(t) \tag{3.18}$$

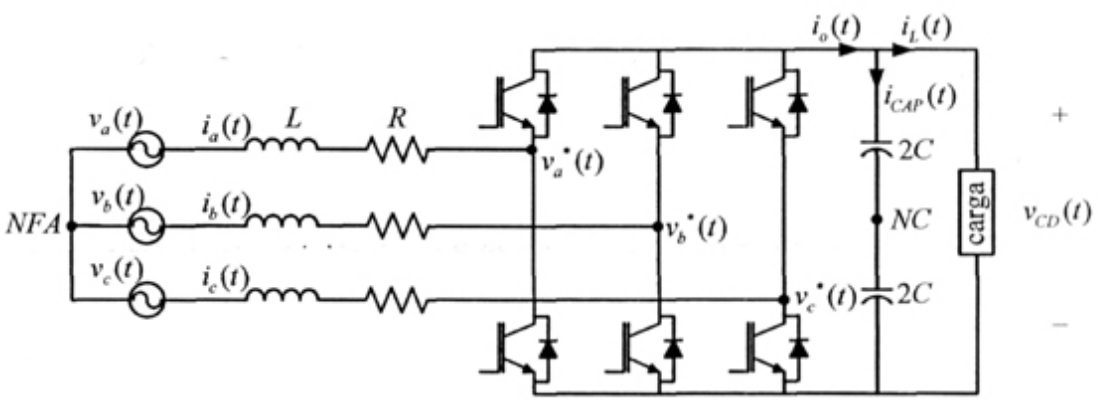

Figura III.1. Diagrama del Rectificador Trifásico PWM con dos capacitores de salida.

A partir de la ecuación (3.18) se puede obtener el valor del voltaje mínimo $v_{L\min}$ dado por:

$$v_{L\min} = \left| \frac{v_{cd}(t)}{2} - V_p \right| \tag{3.19}$$

donde:

$v_{cd}(t)$ voltaje nominal del bus de CD.

V_p valor pico del voltaje de la fase A.

Así la cota para el valor del inductor esta dada por:

$$L_{\min} > \left| \frac{v_{cd}(t)}{2} - V_p \right| \frac{\Delta t}{\Delta i_{L\max}} \tag{3.20}$$

Ejemplo numérico.

Se calcula el valor del inductor necesario para mantener el rizo de corriente menor a 1 A con un voltaje de alimentación de 63.5 V_{RMS} trifásico. El voltaje nominal de salida del rectificador PWM es de 200V. La frecuencia de conmutación de los interruptores es de 10 KHz.

Aplicando los datos anteriores a la ecuación (3.20) se obtiene:

$$L_{\min} > 1.02mH$$

III.2.2 Selección del capacitor del bus de CD

La ecuación (3.21) determina el comportamiento del voltaje del capacitor en relación con la corriente que fluye a través de él.

$$v_{cd}(t) = \frac{1}{C}\int_{t_0}^{t} i_C(t)dt + v_{cd}(t_0) \tag{3.21}$$

donde:

$i_C(t)$ corriente del bus de CD.

C valor del capacitor del bus CD.

Definiendo un incremento o decremento máximo de la tensión del bus de CD en un intervalo de tiempo $(t_1 - t_0)$:

$$\Delta V_{CD} = \frac{1}{C}\int_{t_0}^{t_1} i_C(t)dt \tag{3.22}$$

donde:

ΔV_{CD} rizo de voltaje del bus de CD.

El siguiente punto es establecer el valor de la corriente fluyendo hacia el capacitor. Este valor puede ser determinado directamente a partir de la forma de corriente armónica compensada por el rectificador PWM.

La corriente eficaz a ser compensada por el rectificador PWM puede ser determinada a partir de los armónicos de corriente que compensará, es decir:

$$I_H = I_{A1NL} THD_{INL} \tag{3.23}$$

donde:

I_H valor eficaz de la corriente a compensar.

A partir de la corriente armónica eficaz a ser compensada, se asume el siguiente criterio: es posible definir una corriente senoidal con una frecuencia seis veces la frecuencia fundamental (debido al efecto de los diodos en antiparalelo en baja frecuencia) cuyo valor rms sea igual a $I_H = I_{A1NL} THD_{INL}$. Esta corriente definida se puede igualar a $i_C(t)$. En términos de ecuaciones, se puede escribir como:

$$i_C(t) = \sqrt{2} I_H sin(6\omega t) \tag{3.24}$$

Sustituyendo la expresión (3.24) en (3.22) se obtiene:

$$\Delta V_{CD} = \frac{1}{C} \int_0^{\pi/n} \sqrt{2} I_H sin(6\omega t) d(\omega t) \tag{3.25}$$

La cual puede ser reescrita como:

$$\Delta V_{CD} = \frac{1}{C} \frac{\sqrt{2}}{3\omega} \frac{P_{NL}}{3V_A} THD_{INL} \tag{3.26}$$

A partir de esta expresión se puede proponer un valor de rizo y calcular un valor de capacitor en términos de la distorsión armónica total de corriente y de la potencia activa de la carga no lineal.

Ejemplo numérico.

Se calcula el valor del capacitor necesario para mantener el rizo de voltaje menor al 3% del voltaje nominal del bus de CD, para compensar las corrientes generadas por un rectificador trifásico de diodos sin filtro capacitivo de salida, con una potencia de salida de 2.5kW y un voltaje de alimentación de 63.5 V_{RMS} trifásico. El voltaje nominal de salida del rectificador PWM es de 200V.

La distorsión armónica total de corriente de un rectificador de diodos sin filtro capacitivo de salida es de aproximadamente 30.13%.

La corriente fundamental eficaz se relaciona con la potencia activa y el voltaje alimentación por:

$$I_{A1NL} = \frac{P_{NL}}{3V_A}$$

Con los anteriores parámetros el valor del capacitor para mantener el rizo de voltaje es de:

$$C = 988.88\mu F$$

Con los mismos parámetros anteriores un capacitor de valor de $2400\mu F$ garantiza un rizo de voltaje menor a 2.5 V. Para la construcción del prototipo experimental se utilizará este valor.

III.2.3 Selección de interruptores

A partir de la figura III.2 es posible obtener la tensión máxima que soporta cada uno de los interruptores de la etapa de potencia. Se aprecia que cuando cualquier interruptor de las ramas del rectificador PWM está cerrado, el otro está abierto con una tensión en sus terminales igual al bus de CD. Considerando un margen de seguridad de tensión del 25%, la tensión nominal de los dispositivos de potencia debe de ser:

$$V_{CEMAX} = 1.25V_{CD} \tag{3.27}$$

donde:

V_{CEMAX} tensión nominal de los interruptores.

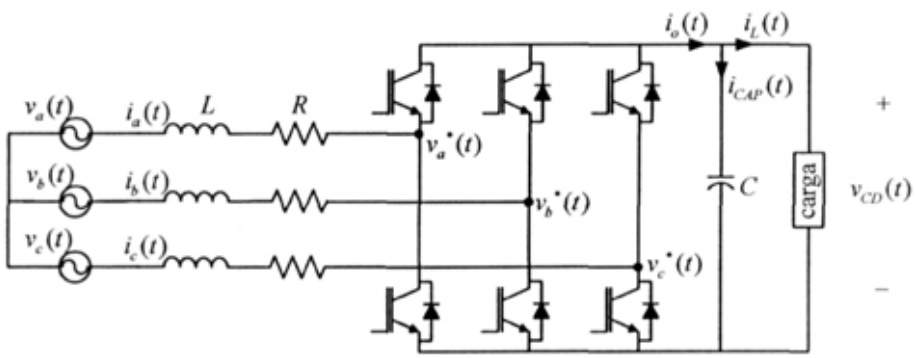

Figura III.2. Diagrama del Rectificador Trifásico PWM.

La corriente circulando a través de los interruptores de potencia está determinada por los niveles de compensación y la potencia de salida del rectificador PWM. Para fines experimentales es conveniente suponer el peor caso, de manera que el dispositivo de potencia sea capaz de manejar tal condición en caso de presentarse.

Como primer paso se analiza que el rectificador PWM sólo maneja potencia activa, es decir funciona como corrector de factor de potencia. En éste modo de operación la potencia reactiva es igual a cero, por tanto la potencia aparente y activa son iguales. Con esta consideración se puede encontrar una expresión para la corriente pico nominal:

$$I_{Pnom} = \frac{\sqrt{2}P_{PWM}}{3V_A} \tag{3.28}$$

donde:

I_{Pnom} corriente pico nominal del rectificador PWM.

El peor caso a considerar es que las crestas de los armónicos de corriente (indispensables para compensar la potencia reactiva de la carga no lineal) coinciden con la cresta del pico de corriente nominal. Con esta consideración se tiene que el pico de corriente máximo de los interruptores está dado por:

$$I_{P\max} = I_{Pnom} + \sqrt{2}\sum_{n=2}^{\infty} I_{AnNL} \tag{3.29}$$

donde:

I_{AnNL} valor rms del n-ésimo armónico de corriente de la carga no lineal.

$I_{P\max}$ corriente pico máxima del rectificador PWM.

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

$$I_{CSm\max} = 1.25 I_{P\max} \tag{3.30}$$

donde:

I_{CSMAX} corriente nominal de los interruptores.

Ejemplo numérico.

Se pretende construir un rectificador PWM con capacidad de filtro activo, para compensar un rectificador trifásico de diodos sin filtro capacitivo de salida con una potencia de salida de 2.5kW; la potencia de salida del rectificador PWM es de 2.5kW con un alimentación trifásica de 63.5 V_{RMS}.

El voltaje nominal del bus de CD es de 200V, determinar la tensión nominal y la corriente pico de los interruptores.

Solución:

La corriente fundamental eficaz del rectificador de diodos esta dada por:

$$I_{A1NL} = \frac{P_{NL}}{3V_A}$$

Para este tipo de rectificador los armónicos mas significativos son el 5°,7°,11°,13°. Los valores eficaces de los armónicos se pueden aproximar por:

$$I_{AnNL} = \frac{I_{A1NL}}{n}$$

Con las anteriores consideraciones los parámetros de los interruptores son:

$$V_{CEMAX} = 250V$$

$$I_{CSm\max} = 35A$$

III.3 Diseño del algoritmo de control

Los tres aspectos relacionados con el cálculo, selección e implementación del rectificador trifásico PWM son el desarrollo de la etapa de potencia, la generación de la referencia de la corriente y el lazo de control.

En el apartado anterior se proponen criterios para calcular los elementos de la etapa de potencia; la generación de la referencia de corriente se analiza en el primer capítulo con la transformación *dq*.

Una vez generada la referencia de corriente es necesario fijar el patrón de conmutación para el rectificador PWM. En este punto es donde interactúa la referencia de regulación de tensión en el bus de CD de la etapa de potencia y la referencia de corriente. Así mismo, éste es el punto donde se debe de llevar a cabo la compensación del sistema para lograr la máxima estabilidad.

Para establecer los criterios del lazo de control se deben de tomar en cuenta que en realidad son tres variables las que se desean controlar: el seguimiento de las corrientes $i_d(t)$ e $i_q(t)$ y la regulación de la tensión en el bus de CD.

Las estructuras de control suelen estar directamente ligadas al generador PWM para la etapa de potencia, pues la estabilidad del sistema es controlada directamente con la forma del patrón de conmutación.

Los esquemas más comunes de control están basados en esquemas de control lineal, y para facilitar el análisis e implementación del esquema, se desacopla la regulación de la tensión del bus de CD y el seguimiento de la referencia de corriente. En estos esquemas de control se suele linealizar la estructura de la etapa de potencia, o en su defecto, trabajar con un modelo de variables promediadas.

En los esquemas de control lineal se linealiza el sistema alrededor de un punto de operación, y a partir de este sistema linealizado se sintonizan los controladores; esta sintonización garantiza un control óptimo en el punto de operación seleccionado.

El diseño de los controladores en este trabajo de tesis no es un estudio exhaustivo pues no es el objetivo principal.

III.3.1 Modelo promedio del sistema

Como primer paso se obtiene el modelo promedio del rectificador PWM. Para obtener el modelo promedio del modelo no lineal, se toman los promedios de las entradas del sistema $s_d(t)$ y $s_q(t)$.

$$s_d \rightarrow s_D \qquad s_q \rightarrow s_Q \tag{3.31}$$

donde:

s_D valor promedio de s_d.

s_Q valor promedio de s_q.

El modelo promedio esta determinado por:

$$\frac{di_d}{dt} = -\frac{R}{L}i_d + \omega i_d - \frac{1}{2L}s_D v_{cd} + \frac{v_d}{L} \tag{3.32a}$$

$$\frac{di_d}{dt} = -\omega i_d - \frac{R}{L}i_d - \frac{1}{2L}s_Q v_{cd} \tag{3.32b}$$

$$\frac{dv_{cd}}{dt} = \frac{1}{2C}s_D i_d + \frac{1}{2C}s_Q i_q - \frac{v_{cd}}{R_L C} \tag{3.32c}$$

III.3.2 Modelo en pequeña señal del sistema

A partir del modelo promedio es posible obtener un modelo del sistema en pequeña señal, indispensable para sintonizar los controladores.

El modelo en pequeña señal del sistema se obtiene al considerar lo siguiente:

$$i_d = \bar{i}_d + \hat{i}_d \quad i_q = \bar{i}_q + \hat{i}_q \quad v_{cd} = \bar{v}_{cd} + \hat{v}_{cd} \tag{3.33}$$

$$s_D = \bar{s}_D + \hat{s}_D \qquad s_q = \bar{s}_Q + \hat{s}_Q \tag{3.34}$$

donde:

$\bar{i}_d, \bar{i}_q, \bar{v}_{cd}$	punto de operación deseado del rectificador PWM.
$\bar{s}_D, \bar{s}_Q$	valor en CD de las entradas del sistema.
$\hat{i}_d, \hat{i}_q, \hat{v}_{cd}$	variaciones alrededor del punto de operación.
$\hat{s}_D, \hat{s}_Q$	variaciones de las entradas del sistema.

Con las anteriores consideraciones y teniendo en cuenta que $\hat{x}.\hat{y} \approx 0$, donde x, y son dos señales en CA cualesquiera, se obtiene el modelo en pequeña señal dado por:

$$\dot{\mathbf{X}} = \mathbf{AX} + \mathbf{BU} + \begin{bmatrix} \frac{v_d}{L} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \tag{3.35}$$

$$\mathbf{X} = \begin{bmatrix} \hat{i}_d \\ \hat{i}_q \\ \hat{v}_{cd} \end{bmatrix}, \qquad \mathbf{U} = \begin{bmatrix} \hat{s}_d \\ \hat{s}_q \end{bmatrix} \tag{3.33}$$

$$\mathbf{A}=\begin{bmatrix} -\frac{R}{L} & \omega & -\frac{1}{2L}\bar{s}_D \\ -\omega & -\frac{R}{L} & -\frac{1}{2L}\bar{s}_Q \\ \frac{1}{2C}\bar{s}_D & \frac{1}{2C}\bar{s}_Q & \frac{1}{R_L C} \end{bmatrix},\quad \mathbf{B}=\begin{bmatrix} -\frac{1}{2L}\bar{v}_{cd} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{2L}\bar{v}_{cd} \\ \frac{1}{2C}\bar{i}_d & \frac{1}{2C}\bar{i}_q \end{bmatrix} \tag{3.36}$$

De las anteriores expresiones se observa que el problema de control es multivariable, ya que son tres salidas a controlar y existen dos entradas.

De (3.35) se pueden obtener las siguientes funciones de transferencia:

$$\frac{\hat{i}_d(s)}{\hat{s}_d(s)},\frac{\hat{i}_q(s)}{\hat{s}_d(s)},\frac{\hat{v}_{cd}(s)}{\hat{s}_d(s)},\frac{\hat{i}_d(s)}{\hat{s}_q(s)},\frac{\hat{i}_q(s)}{\hat{s}_q(s)},\frac{\hat{v}_{cd}(s)}{\hat{s}_q(s)} \tag{3.37}$$

Para cada variable de estado existen dos funciones de transferencia, una correspondiente a la entrada $s_d(t)$ y otra con respecto a $s_q(t)$. Para saber que entrada tiene más peso se dibuja el esquema de control a utilizar y ver que condiciones hay que tomar en cuenta para el correcto diseño de los controladores.

Si se asegura la estabilidad de las funciones de transferencia en lazo cerrado dadas en (3.37) el sistema completo también será estable; por tanto los controladores se sintonizan con estas funciones de transferencia.

$$\frac{i_{dCA}(s)}{\hat{s}_d(s)},\frac{\hat{v}_{cd}(s)}{\hat{s}_d(s)},\frac{\hat{i}_q(s)}{\hat{s}_q(s)} \tag{3.38}$$

En la figura III.3 se muestra el esquema de control a utilizar; se emplea un controlador para cada variable de estado.

El filtro pasabalas (FPB) presente en el esquema de control afecta la dinámica del sistema; por tanto es necesario incluir su efecto, el filtro que se implementa en forma experimental es de primer orden con ganancia unitaria, la relación entre $i_{dCD}(s)$ y $i_d(s)$ se muestra en (3.39).

$$\frac{i_{dCD}(s)}{i_d(s)}=\frac{\tau}{s+\tau} \tag{3.39}$$

donde:

τ frecuencia de corte (rad/s).

La expresión (3.39) se puede representar en variables de estado, tomando como estado $i_{dCD}(t)$, es decir:

$$\frac{di_{dCD}(t)}{dt}=\tau i_d(t)-\tau i_{dCD}(t) \tag{3.40}$$

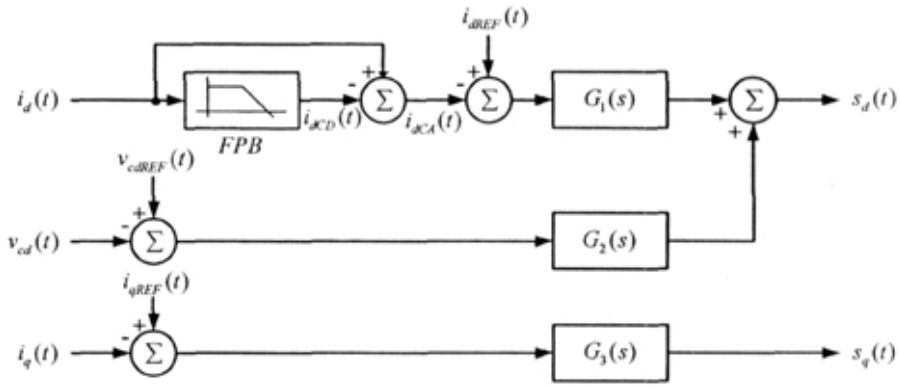

Figura III.3. Esquema de control.

De la figura III.3 se obtiene:

$$i_{dCA}(t) = i_d(t) - i_{dCD}(t) \tag{3.41}$$

Derivando ambos términos de la expresión anterior se obtiene otro nuevo estado, definido por:

$$\frac{di_{dCA}(t)}{dt} = \frac{di_d(t)}{dt} - \frac{di_{dCD}(t)}{dt} \tag{3.42}$$

El modelo en pequeña señal agregando estos dos nuevos estados esta definido por:

$$\dot{\mathbf{X}}_f = \mathbf{A}_f \mathbf{X}_f + \mathbf{B}_f \mathbf{U} + \begin{bmatrix} \frac{v_d}{L} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \tag{3.43}$$

$$\mathbf{X}_f = \begin{bmatrix} \hat{i}_d \\ \hat{i}_q \\ \hat{v}_{cd} \\ i_{dCA} \\ i_{dCD} \end{bmatrix}, \qquad \mathbf{U} = \begin{bmatrix} \hat{s}_d \\ \hat{s}_q \end{bmatrix} \tag{3.44}$$

$$\mathbf{A}_f = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L} & \omega & -\frac{1}{2L}\bar{s}_D & 0 & 0 \\ -\omega & -\frac{R}{L} & -\frac{1}{2L}\bar{s}_Q & 0 & 0 \\ \frac{1}{2C}\bar{s}_D & \frac{1}{2C}\bar{s}_Q & \frac{1}{R_L C} & 0 & 0 \\ -\frac{R}{L}-\tau & \omega & -\frac{1}{2L}\bar{s}_D & 0 & -\tau \\ \tau & 0 & 0 & 0 & -\tau \end{bmatrix}, \quad \mathbf{B}_f = \begin{bmatrix} -\frac{1}{2L}\bar{v}_{cd} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{2L}\bar{v}_{cd} \\ \frac{1}{2C}\bar{i}_d & \frac{1}{2C}\bar{i}_q \\ -\frac{1}{2L}\bar{v}_{cd} & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \tag{3.45}$$

A partir de las ecuación (3.43) se obtienen las funciones de transferencia de (3.39) para proponer los controladores que pueden ser compensadores de atraso y/o adelanto o controladores del tipo proporcional-integral (PI's).

Los valores de los parámetros del rectificador se muestran en la Tabla III.1.

La potencia de salida del rectificador PWM es:

$$P_{PWM} = 2.5kW$$

Tabla III.1. Parámetros del rectificador PWM.

Valor	**Parámetro**
$R = 0.2\Omega$	Resistencia asociada al inductor.
$L = 2mH$	Valor de inductancia.
$\omega = 120\pi$ rad/s	Frecuencia fundamental de la red eléctrica.
$C = 2400\mu F$	Valor del capacitor del bus de CD.
$\tau = 400\pi$ rad/s	Frecuencia de corte del FBP
$v_d = 110V$	Valor del voltaje en el marco *dq*.

El punto de operación está dado por:

$\bar{i}_d = 21.82A$ valor de la corriente $i_d(t)$ en estado estable.

$\bar{i}_q = 0A$ valor de la corriente $i_q(t)$ en estado estable.

$\bar{v}_{cd} = 200V$ valor del bus de CD en estado estable.

Las entradas en estado estable para el punto de operación deseado son:

$\bar{s}_D = 1.1$ valor de la entrada $s_d(t)$ en estado estable.

$\bar{s}_Q = -0.17136$ valor de la entrada $s_q(t)$ en estado estable.

Con los parámetros del rectificador PWM se encuentran las funciones de transferencia:

$$\frac{i_{dCA}(s)}{\hat{s}_d(s)} = \frac{-48020s^4 - 7302000s^3 - 250100000s^2 - 0.01932s - 0.8729}{s^5 + 603s^4 + 307100s^3 + 94070000s^2 + 3927000000s} \tag{3.46}$$

$$\frac{\hat{i}_q(s)}{\hat{s}_q(s)} = \frac{-48020s^2 - 6052000s - 3151000000}{s^3 + 226s^2 + 221900s + 10420000} \tag{3.47}$$

$$\frac{\hat{v}_{cd}(s)}{\hat{s}_d(s)} = \frac{4547s^2 - 10090000s - 1005000000}{s^3 + 226s^2 + 221900s + 10420000} \tag{3.48}$$

La figura III.4 muestra el diagrama de Bode de de la función de transferencia de las variaciones de $\hat{i}_{dCA}(s)$ con respecto a $\hat{s}_d(s)$.

La figura III.5 muestra el diagrama de Bode de la función de transferencia de las variaciones de $\hat{v}_{cd}(s)$ con respecto a $\hat{s}_d(s)$.

Por último la figura III.6 muestra el diagrama de Bode de la función de transferencia de las variaciones de $\hat{i}_q(s)$ con respecto a $\hat{s}_q(s)$.

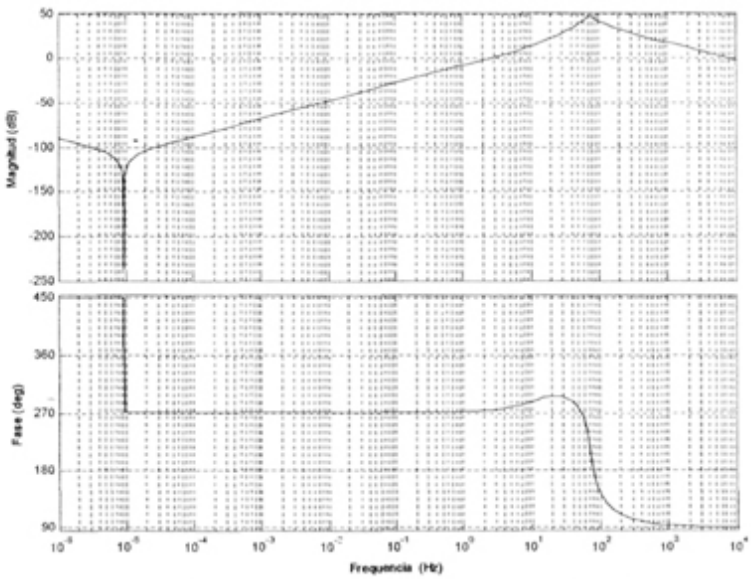

Figura III.4. Diagrama de bode de la función de transferencia de las variaciones de $i_{dCA}(s)$ con respecto a $\hat{s}_d(s)$.

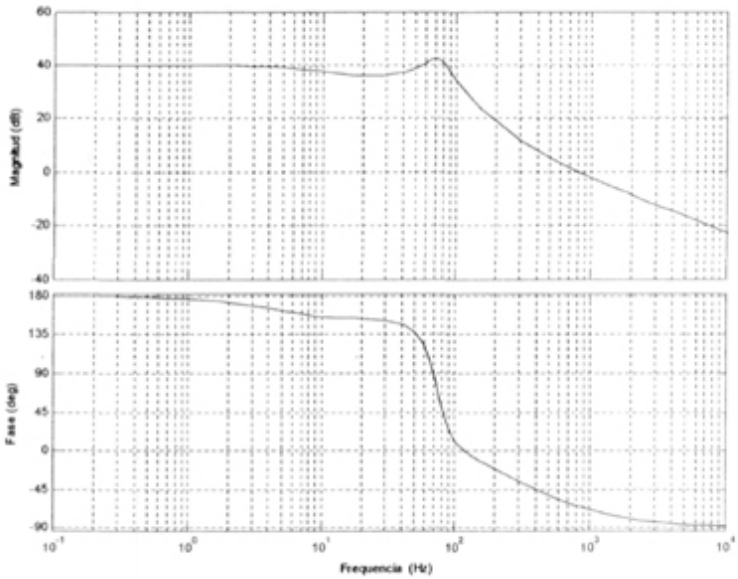

Figura III.5. Diagrama de bode de la función de transferencia de las variaciones de $\hat{v}_{cd}(s)$ con respecto a $\hat{s}_d(s)$.

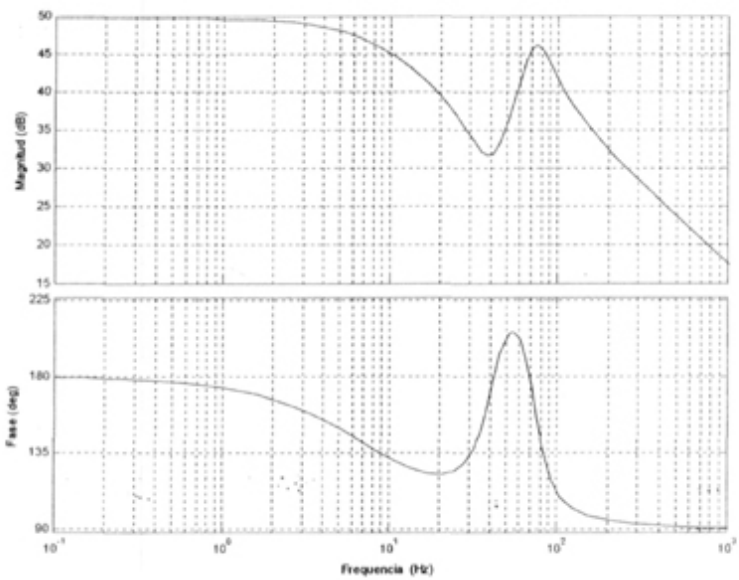

Figura III.6. Diagrama de bode de la función de transferencia de las variaciones de $\hat{i}_q(s)$ con respecto a $\hat{s}_q(s)$.

La función de transferencia dada por la expresión (3.46) es del Tipo 1; si se utiliza un controlador del tipo PI, el error en estado estable ante referencias tipo rampa será cero; las 2 funciones de transferencia restantes son del Tipo 0, por lo que un controlador PI garantiza un error igual a cero en estado estable ante referencias tipo escalón.

Utilizando controladores del tipo Proporcional-Integral se obtienen los siguientes diagramas de Bode compensados asegurando la estabilidad del sistema en lazo cerrado.

La sintonización de los controladores se efectúa con base a la localización de los polos del sistema en lazo cerrado, asegurando que los polos se encuentren en el semiplano izquierdo del plano del lugar de las raíces.

La figura III.7 muestra el lugar de las raíces de la función de transferencia dada en (3.46) compensada por un controlador PI; como se observa el sistema es estable ya que los polos se encuentran del lado izquierdo; la figura también muestra el diagrama de Bode de la función de la misma función de transferencia en lazo abierto.

El controlador obtenido está dado por:

$$G_1(s) = \frac{-(0.68s+1)}{s} \tag{3.49}$$

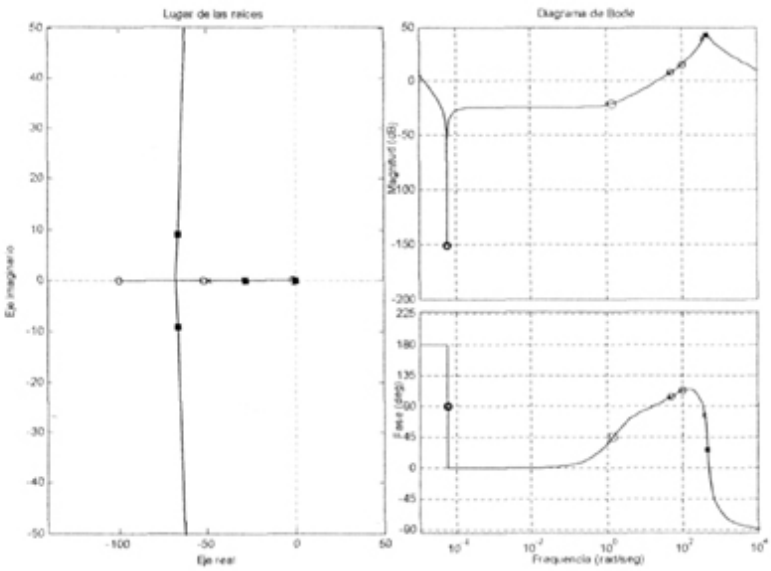

Fig III.7. Izquierda: Lugar de la raíces en lazo cerrado. Derecha: Diagrama de Bode del sistema compensado en lazo abierto.

La figura III.8 muestra el lugar de las raíces de la función de transferencia dada en (3.47) compensada por un controlador PI, como se observa el sistema es estable ya que los polos se encuentran del lado izquierdo; la figura también muestra el diagrama de Bode en lazo abierto.

El controlador está dado por:

$$G_2(s) = \frac{-(0.019s+1)}{s} \tag{3.50}$$

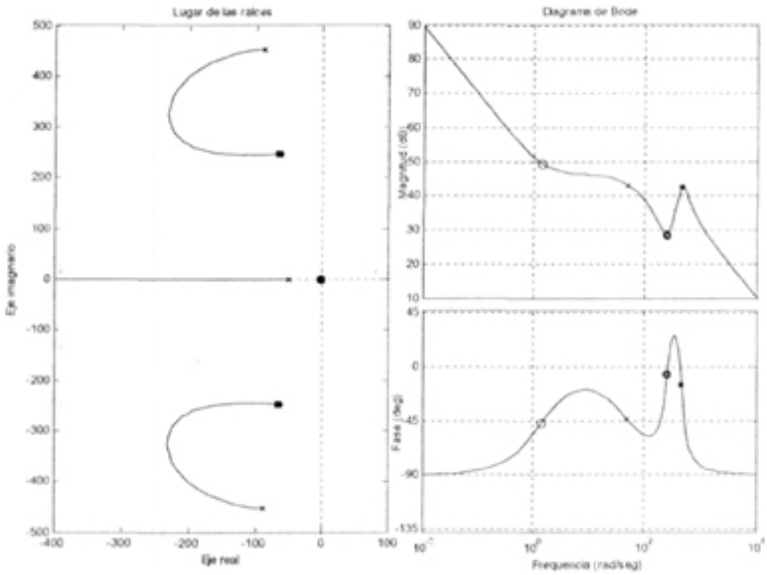

Fig III.8. Izquierda: Lugar de la raíces en lazo cerrado. Derecha: Diagrama de Bode del sistema compensado en lazo abierto.

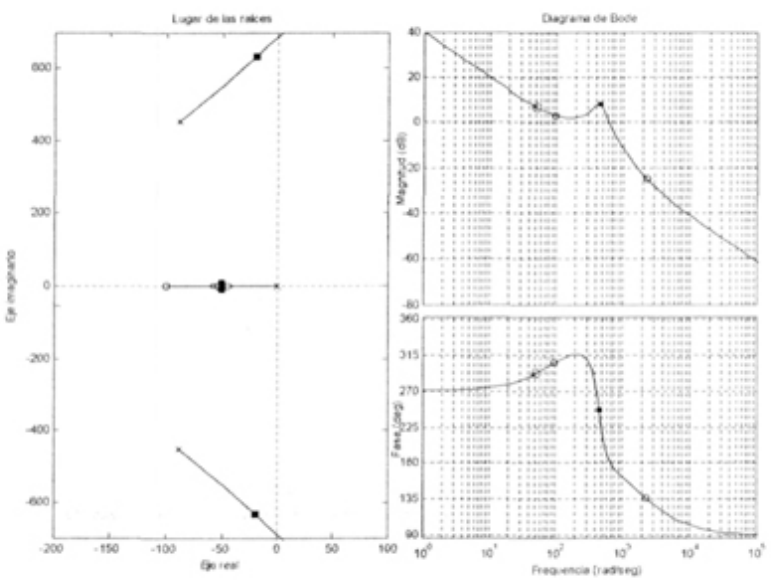

Fig III.9. Izquierda: Lugar de la raíces en lazo cerrado. Derecha: Diagrama de Bode del sistema compensado en lazo abierto.

La figura III.9 muestra el lugar de las raíces de la función de transferencia dada en (3.48) compensada por un controlador PI, como se observa el sistema es estable ya que los polos se encuentran del lado izquierdo; la figura también muestra el diagrama de Bode de la función de la misma función de transferencia en lazo abierto.

El controlador obtenido para esta función de transferencia está dado por:

$$G_3(s) = \frac{-(0.68s+1)}{s} \tag{3.51}$$

III.4 Resultados de simulación en lazo cerrado

Para corroborar los controladores obtenidos en la sección anterior se realizaron simulaciones del rectificador PWM en lazo cerrado. El esquema de simulación se muestra en la figura III.10.

Los parámetros del rectificador corresponden a los datos de la Tabla III.1.

Las simulaciones se dividen en dos partes, la primera parte simula el sistema funcionando como corrector de factor de potencia, donde las referencias de corriente son cero ($i_{dCAREF} = 0$ e $i_{qREF} = 0$); la segunda parte consiste en simular al rectificador PWM funcionando como filtro activo; las referencias de corriente se obtienen con la transformación *dq*. Las simulaciones se realizan en el paquete de Simulink de Matlab.

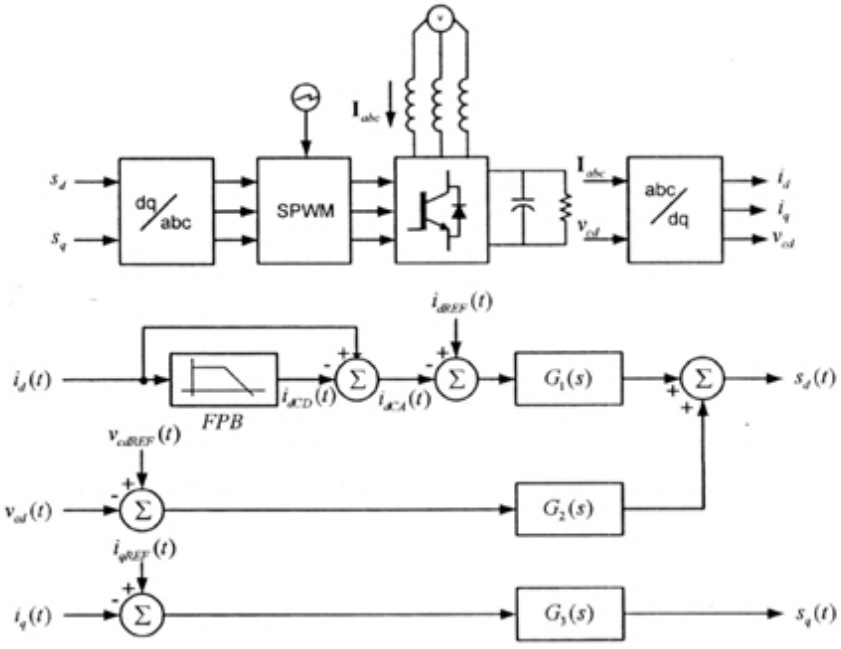

Figura III.10. Diagrama del esquema a simular.

III.4.1 Corrector de factor de potencia

En esta sección se presenta los resultados de la simulación del rectificador PWM funcionando como corrector de factor de potencia; la potencia de salida del rectificador PWM es 2.5 kW. El voltaje de salida es de 200 V, por tanto la resistencia de carga R_L tiene un valor de 16Ω.

Las señales a analizar son: las corrientes en el marco de referencia, la tensión del bus de CD, la corriente de la fase A y el voltaje de alimentación.

La figura III.11 muestra la regulación del bus de CD en estado estable, como se observa la regulación se realiza de manera satisfactoria; el rizo de voltaje es menor a 2.5V.

La figura III.12 muestra el voltaje y la corriente de la fase A; como se observa en la figura ambos están en fase, y la corriente es prácticamente senoidal, la distorsión armónica total de corriente es igual a 3%. Las tres corrientes de fase son iguales en amplitud únicamente desfasadas 120° eléctricos; el factor de potencia es muy cercano a la unidad.

La figura III.13 muestra las corrientes en el marco de referencia *dq*, se observa que $i_q(t)$ es prácticamente cero; mientras que $i_d(t)$ es diferente de cero, tal como se espera en esta forma de operación del rectificador PWM.

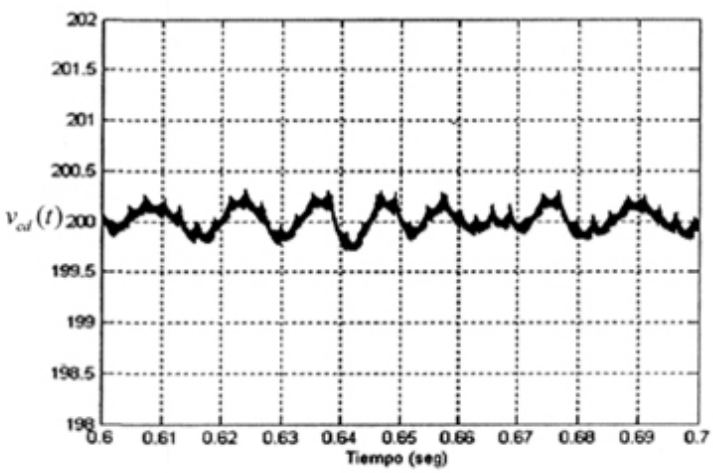

Figura III.11. Tensión del bus de CD.

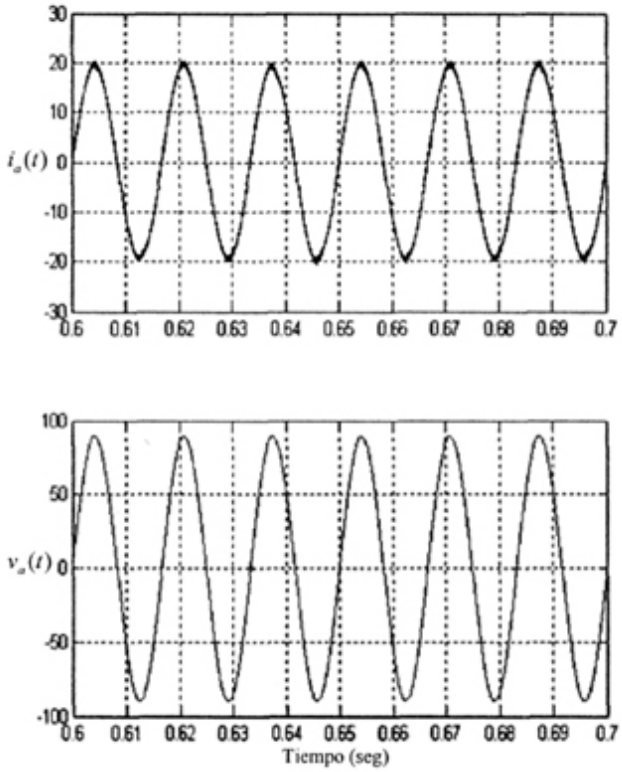

Figura III.12. Corriente y tensión de la fase A.

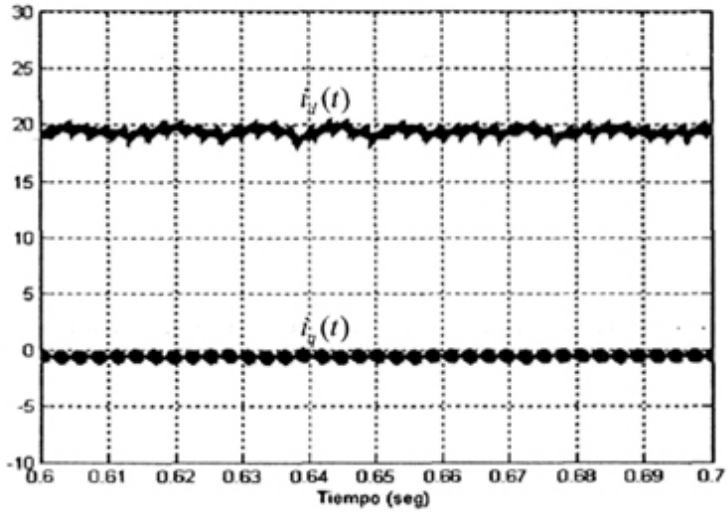

Figura III.13. Corrientes en el marco de referencia *dq*.

III.4.2 Operación como filtro activo

En este modo de operación del rectificador PWM las corrientes de referencia se generan como se muestra en la figura III.14, el filtro pasa-bajas (FPB) se sintoniza a 200Hz. Las corrientes $i_{aNL}(t)$, $i_{bNL}(t)$, $i_{cNL}(t)$ corresponden a las corrientes de fase de la carga no lineal.

La carga no lineal es un rectificador trifásico de diodos sin filtro capacitivo de salida, con una potencia de salida nominal de 2.5kW.

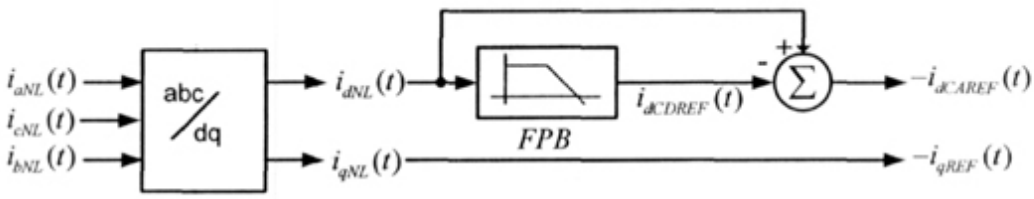

Figura III.14. Diagrama de generación de referencias.

Las señales a analizar son: las corrientes en el marco de referencia, la tensión del bus de CD del rectificador PWM, la corriente de la fase A y el voltaje de alimentación.

La figura III.15 muestra la regulación del bus de CD en estado estable; como se observa la regulación se realiza de manera satisfactoria; el rizo de voltaje es menor a 2.5V.

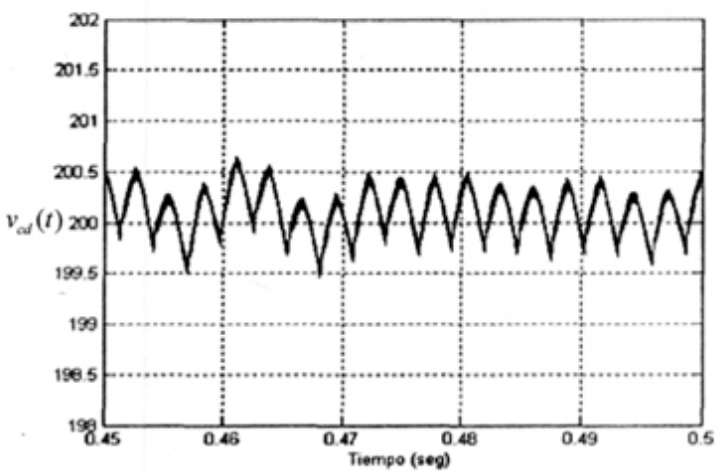

Figura III.15. Tensión del bus de CD.

En la figura III.16 se muestra la corriente del rectificador de la fase A $i_a(t)$, la corriente de la carga no lineal $i_{aNL}(t)$ y la corriente de la fase A en el punto de conexión común $i_{aS}(t)$; la corriente del rectificador PWM contiene los armónicos de corriente necesarios para que la suma instantánea de ambas sea lo más cercano a una senoide.

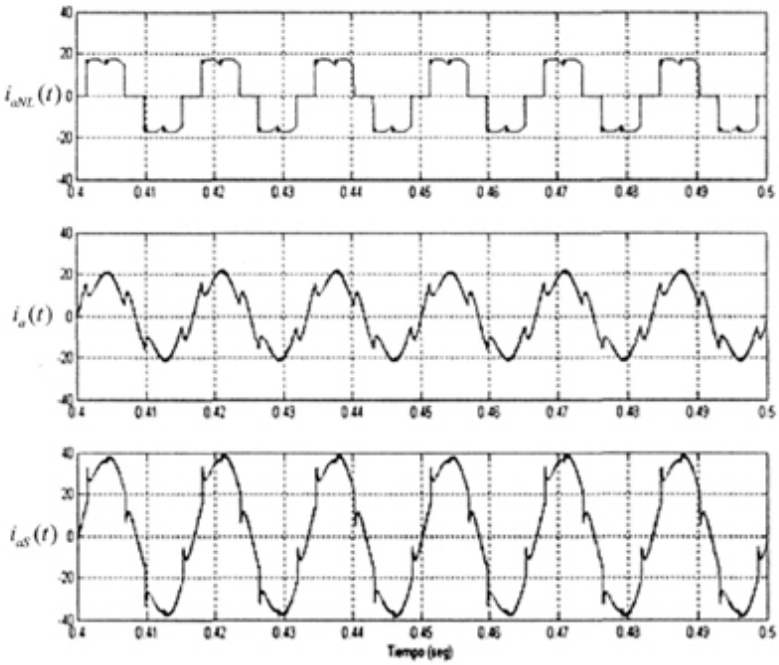

Figura III.16. Corriente del rectificador PWM, corriente de la carga no lineal y la corriente en el punto de conexión común de la fase A.

La distorsión armónica total de la corriente de la fuente de alimentación en el punto de conexión común es de 10%. Las corrientes de las otras fases son iguales a la corriente de la fase A con la diferencia que están desfasadas.

En este modo de operación se aplican dos escalones de carga: el primero se aplica a los 0.5 seg, reduciendo la potencia de salida del rectificador PWM a 1.25kW; el segundo se aplica a los 0.75 seg. aumentando la potencia de salida a 2.5kW.

La figura III.17 muestra el comportamiento del bus de CD ante la presencia del primer escalón de carga, se observa que el sobretiro del bus de CD es menor al 4% del voltaje nominal de tensión cuando ocurre el escalón de carga, posteriormente cuando se estabiliza el sistema el rizo del voltaje es menor al 1% del voltaje nominal de tensión.

El comportamiento del bus de CD ante el segundo escalón de carga se muestra en la figura III.18; cuando ocurre el escalón de carga el sobretiro del bus de CD es menor al 4.25% del voltaje nominal de tensión, posteriormente el rizo de voltaje es menor al 1% del voltaje de tensión nominal.

El tiempo de respuesta de los transitorios es de aproximadamente 3 ciclos de red; quizás este tiempo de recuperación se pueda considerar crítico, sin embargo el sobretiro que se presenta es muy pequeño, por tanto la carga alimentada con el bus de CD no tendrá problemas de funcionamiento.

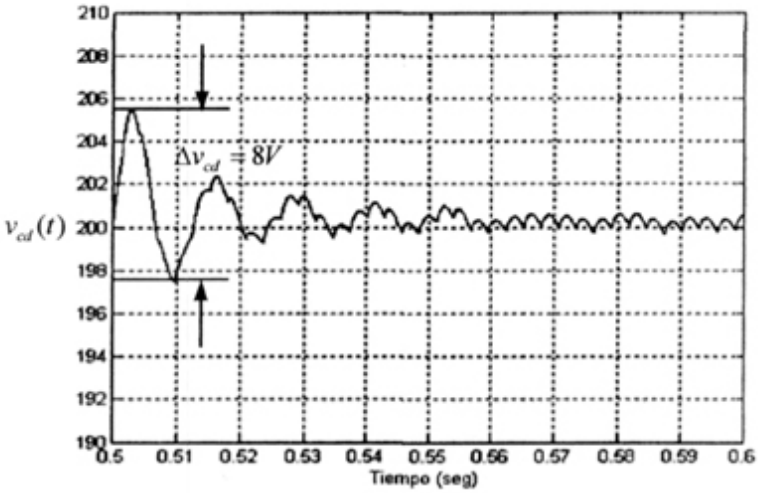

Figura III.17. Volteje del bus de CD ante el primer escalón de carga.

Con una optimización de los controladores el problema podría reducirse, y comparar los resultados con esta manera de sintonizar los controladores.

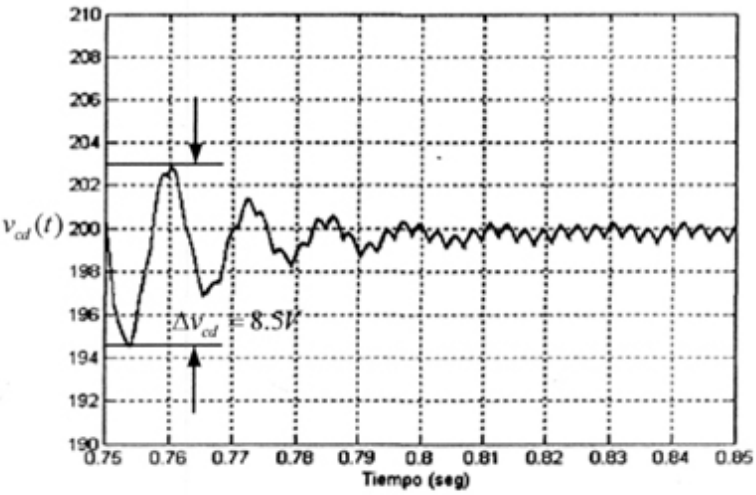

Figura III.18. Voltaje del dus de CD ante el segundo escalón de carga.

En las figuras III.19 y III.20 se muestra la corriente de la fase A en el punto de conexión común cuando ocurren los escalones de carga, al igual que en el voltaje del bus de CD el tiempo de recuperación es de 3 ciclos de red. Las formas de onda de la corriente no presentan sobretiros, por tanto la compensación se realiza de manera satisfactoria.

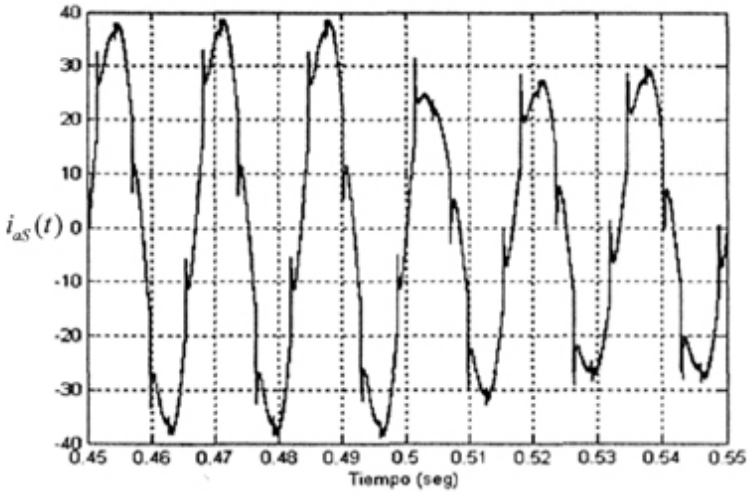

Figura III.19. Corriente de la fase A en el punto de acoplamiento común.

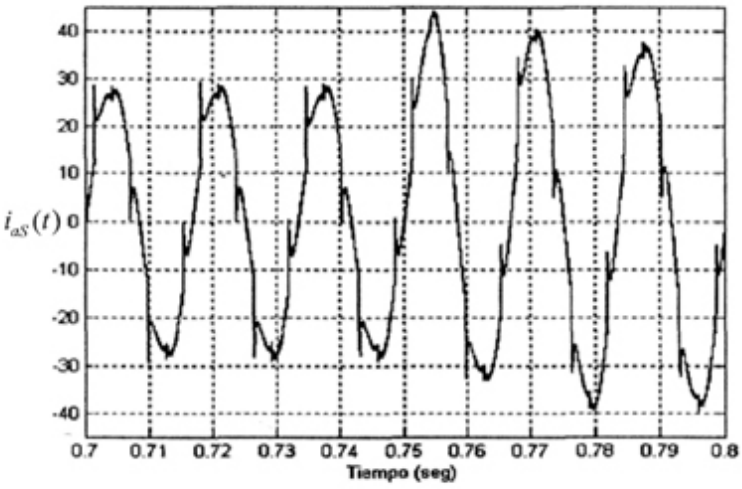

Figura III.20. Corriente de la fase A en el punto de acoplamiento común.

CAPÍTULO IV

Resultados Experimentales

En este capítulo se muestran los resultados experimentales obtenidos así como una descripción del prototipo experimental.

El prototipo experimental que se utilizó en este trabajo de tesis fue implementado en una tesis anterior; las únicas variantes fueron un ajuste en las ganancias de los sensores y el acople de la carga no lineal. Para más detalles de la construcción del prototipo ver [12].

IV.1 Características del prototipo experimental

Para propósitos de descripción de las características del prototipo experimental, éste se divide en las siguientes etapas: la etapa de potencia, la etapa auxiliar de control y la etapa de control.

Los parámetros de la pruebas de experimentación se muestran a continuación; en la Tabla IV.1 se muestran los parámetros del rectificador PWM y en la Tabla IV.2 se muestran los parámetros de la carga no lineal.

Tabla IV.1. Parámetros del rectificador PWM.

Parámetro	Valor
Resistencia asociada al inductor.	$R = 0.2\Omega$
Valor de inductancia.	$L = 2mH$
Valor del capacitor del bus de CD.	$C = 2400\mu F$
Potencia activa de salida.	$P_{PWM} = 2.5kW$
Voltaje del bus de CD.	$v_{cd}(t) = 250V$
Voltaje de alimentación (trifásica).	$70V_{RMS}, 60Hz$

La carga no lineal es un rectificador trifásico de diodos y su conexión se muestra en la figura IV.1.

Tabla IV.2. Parámetros del rectificador trifásico de diodos.

Parámetro	Valor
Potencia activa de salida.	$P_{NL} = 2.0kW$
Distorsión armónica de corriente de la carga no lineal.	$THD_{INL} = 26.42\%$
Voltaje de alimentación (trifásica).	$70V_{RMS}, 60Hz$

IV.1.1 Etapa de potencia

La etapa de potencia consiste en el rectificador trifásico PWM y el rectificador trifásico de diodos (carga no lineal).

El rectificador PWM se implementó con el modulo CM50MD-12H de POWEREX el cual tiene las siguientes características:

Corriente en CD de salida: $I_O = 50A$

Voltaje colector-emisor: $V_{CES} = 600V_{\max}$

Corriente de colector: $I_C = 50A$

Corriente de emisor: $I_E = 50A$

Máxima frecuencia de operación: $f = 25KHz$

El rectificador trifásico de diodos esta formado por tres módulos CD611616 de POWEREX, con las siguientes características:

Voltaje ánodo-cátodo: $V_{CE} = 1600V_{\max}$

Corriente máxima de conducción: $I_E = 160A_{\max}$

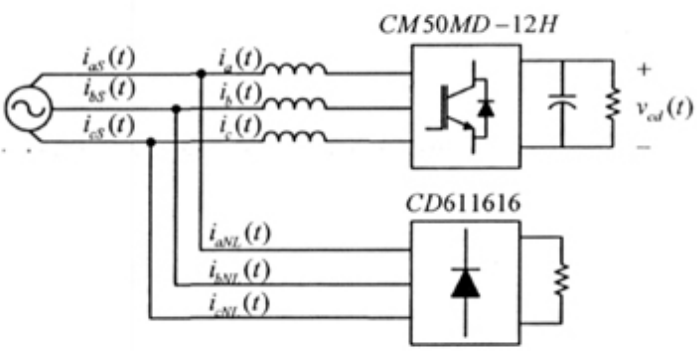

Figura IV.1. Etapa de potencia.

IV.1.2 Etapa de control

La etapa de control del rectificador PWM se basa en un circuito digital, en este trabajo de tesis se utiliza un Procesador Digital de Señales (DSP, por sus siglas en inglés). La elección de un DSP se justifica por la facilidad que se tiene para implementar subrutinas que en forma analógica se complicaría la implantación; una de ellas es la transformación *dq*.

El tipo de DSP que se utiliza en este trabajo de tesis es el ADSP-2101 de Analog Devices, el cual tiene las siguientes características:

- Permite trabajar con un ciclo de máquina de 50 ns.
- Longitud de palabra de 16 bits.
- Cuenta con dos puertos seriales, cada uno de los puertos genera un reloj interno.
- Posee un timer que se programa a través de tres registros.

El ADSP-2101 opera con varios formatos numéricos que permiten manejar cantidades binarias en representación fraccional. En este trabajo de tesis se utiliza el formato 1.15, el cual maneja un bit de signo (el bit más significativo) y 15 bits para la representación fraccional de números comprendidos entre 1 y -1.

Otra característica del ADSP-2101 es que se pueden emular subrutinas de punto flotante con el único inconveniente que consumen más ciclos de máquina. En este trabajo de tesis se utilizan dichas subrutinas para los controladores.

La frecuencia de conmutación máxima que se obtuvo con el ADSP-2101 es de 10 kHz, por tanto el tiempo disponible para realizar todos los cálculos necesarios es de 100 μs.

En la figura IV.2 se muestra la etapa de control que incluye la tarjeta de adquisición de señales, la sincronización de ambas tarjetas la realiza el DSP a través de un Arreglo Lógico Programable (PAL, por sus siglas en inglés). La programación del DSP se realiza a través de la interfase con la PC.

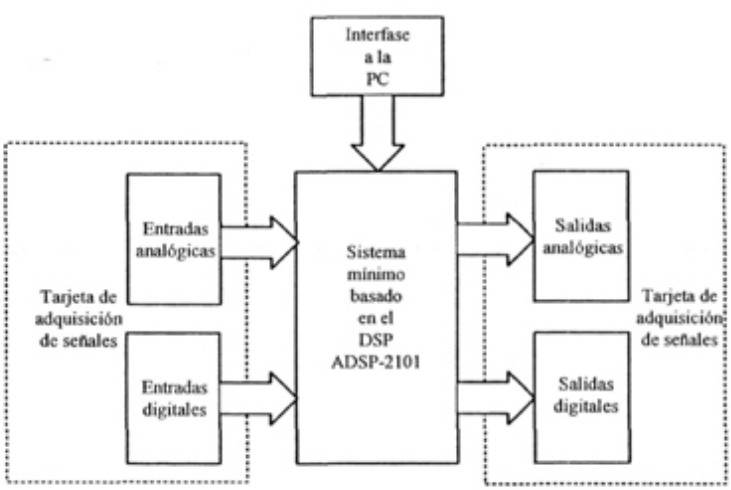

Figura IV.2. Etapa de control.

La función que desempeña la tarjeta de adquisición de señales es recibir y emitir las señales necesarias para controlar el rectificador PWM.

La tarjeta de adquisición de señales tiene las siguientes características:

- 8 canales de adquisición analógica.
- Rango de conversión de entrada: -2.5 V hasta 2.5 V.
- Convertidor analógico-digital con 8 entradas multiplexadas.
- Palabra de conversión de 12 bits.
- Se realiza una interconexión paralela con el DSP.
- Canal de entrada seleccionado por programación.
- Un Arreglo Lógico Programable para sincronizar los convertidores y el DSP.
- 4 canales de salidas analógicas de 12 bits.
- 4 canales de salidas digitales de 16 bits
- 1 canal de entrada digital de 16 bits.

IV.1.3 Etapa auxiliar de control

La etapa auxiliar está formada por los impulsores, generación de tiempos muertos, sensores de corrientes y voltajes.

Impulsores.

Los impulsores son los encargados de encender y apagar los IGBT's del modulo de potencia; otra función que cumplen es aislar la etapa de control de la etapa de potencia.

En la figura IV.3 se muestra el esquema del impulsor para el IGBT superior de la rama de la fase A del rectificador PWM; para aislar la señal de control de la etapa de potencia se utiliza el acoplador óptico PC923 de SHARP.

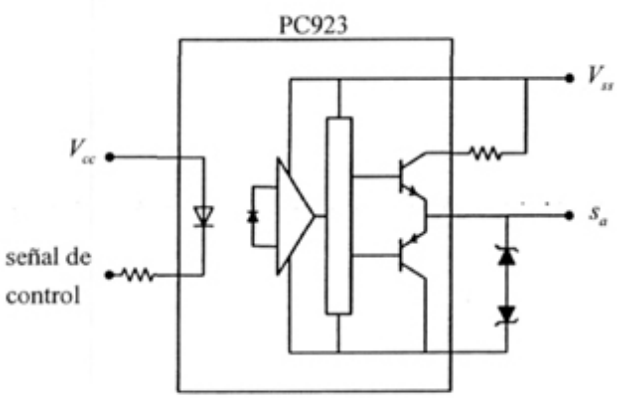

Figura IV.3. Ejemplo de impulsor.

Generación de tiempos muertos.

Además de los impulsores para encender y apagar los IGBT's del módulo de potencia, es necesario generar tiempos que permitan el apagado y encendido del otro IGBT perteneciente a la misma rama para evitar cortocircuitos. A este tiempo en la literatura especializada se le conoce como tiempo muerto.

El tiempo muerto que se genera para el modulo de potencia es de 4 μs.

Sensores de corriente

Para medir la corriente se utilizan sensores de corriente de efecto Hall con un rango de operación de 0-100 KHz. Se utilizan dos sensores de corriente por cada carga, es decir 2 sensores para el rectificador PWM y dos sensores de corriente para la carga no lineal. La tercera corriente de cada carga se calcula por medio de las dos corrientes asumiendo que la suma instantánea de las tres corrientes de fase es cero en todo momento.

La salida de los sensores son voltajes proporcionales a las corrientes que circulan a través del sensor. La ecuación (4.1) muestra la relación del voltaje de salida de los sensores con respecto a la corriente que circula a través de cada sensor. En el apéndice A se muestra el efecto de los escalamientos de los sensores en el sistema.

$$v_{sal}(t) = K_I i(t) \tag{4.1}$$

donde:

K_I	ganancia del sensor de corriente.
$i(t)$	corriente que circula a través del sensor de corriente.
$v_{sal}(t)$	voltaje de salida del sensor de corriente.

Se utilizaron cuatro sensores SHR-100 los cuales tienen un escalamiento con valor de $K_I = 1/20$ (50mv/1A).

Sensores de voltaje

Se utiliza el circuito HCPL-7800A para medir el voltaje del bus de CD; la salida del sensor de voltaje se procesa en el convertidor analógico-digital para su procesamiento en el DSP.

Algunas de las características tomadas de la hoja de datos del circuito HCPL-7800A se muestran a continuación (condiciones de operación recomendadas por el fabricante):

- Voltaje de alimentación: $V_{DD1}, V_{DD2} : 4.5V_{\min}, 5.5V_{\max}$.
- Voltaje de entrada: $V_{IN+}, V_{IN-} : -2V_{\min}, 5.5V_{\max}$.
- Voltaje de salida: $V_{OUT} : -0.5V_{\min}, 6V_{\max}$.
- Ganancia interna: $G = 8$.
- Ancho de banda: $BW = 100kHz$.

El voltaje de línea de la fase A se utiliza para sincronizar la transformación *dq* con la red eléctrica; para medir dicho voltaje se utiliza un transformador reductor.

IV.2 Rectificador Trifásico PWM operando como corrector de factor de potencia

En este apartado se muestran los resultados cuando el rectificador PWM opera como corrector de factor de potencia. Las pruebas se realizan a una potencia de salida nominal de $P_{PWM} = 2.5kW$.

La presentación de los resultados se divide en dos partes: respuestas en estado estable y respuesta ante transitorios.

Los parámetros del rectificador PWM se muestran en la Tabla IV.1.

IV.2.1 Respuesta en estado estable

En la figura IV.4 se muestra el esquema de prueba con las variables que son medidas y mostradas más adelante.

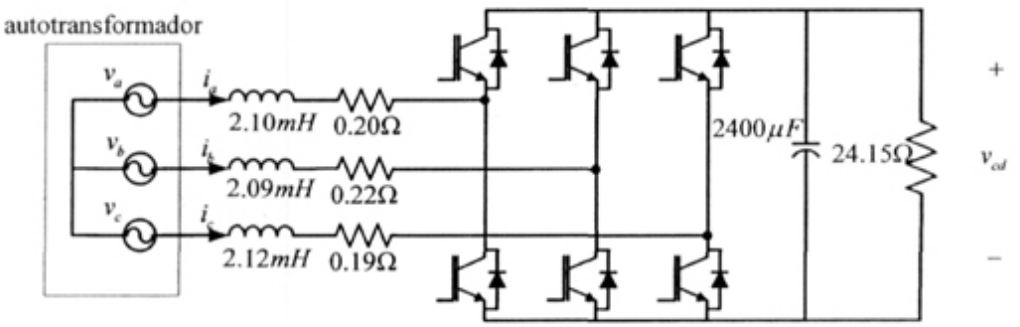

Figura IV.4. Esquema de prueba y variables medidas.

Para corroborar lo dicho en el capítulo II con respecto a las formas de onda cuando el rectificador PWM opera como corrector de factor de potencia, en la figura IV.5 se muestra el voltaje y la corriente de la fase A del rectificador PWM. Se puede verificar que la corriente es prácticamente senoidal y en fase con el voltaje de alimentación, tal como se espera en este modo de operación.

En la figura IV.5 se observa que el voltaje de fase tiene un rizo de alta frecuencia; este rizo de voltaje es ocasionado por las conmutaciones de los IGBT's, las cuales producen corrientes en alta frecuencia y una caída de potencial debido a la inductancia de las fases del autotransformador.

Las características del autotransformador se mencionan a continuación:

- Corriente máxima de salida: $I_{oRMS} = 25A\ por\ fase$.

- Voltaje de salida: $V_{oRMS} = 0 - 127V \ por \ fase$.
- Voltaje de entrada: $V_{inRMS} = 127V \ por \ fase$.

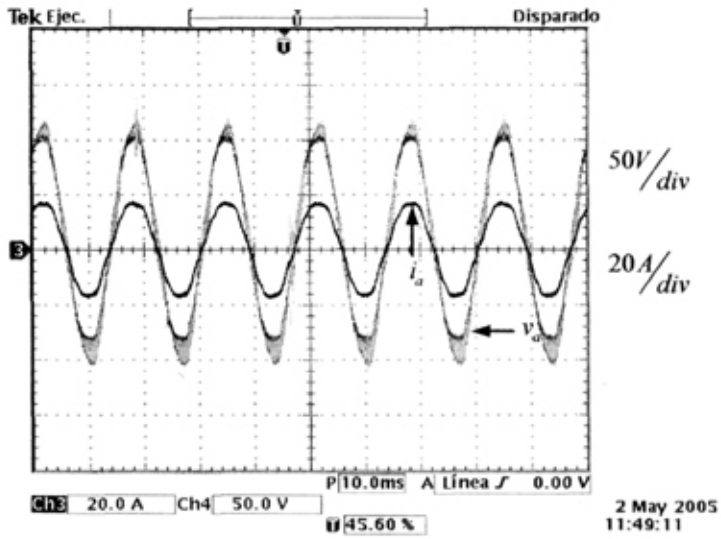

Figura IV.5. Voltaje y corriente de la fase A del rectificador PWM.

En la figura IV.6 se muestran las tres corrientes de fase del rectificador PWM, las tres son prácticamente senoidales.

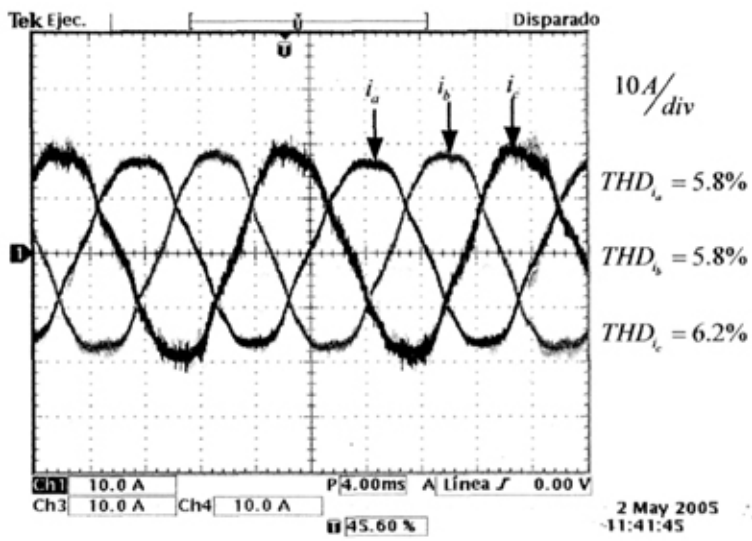

Figura IV.6. Corrientes del rectificador PWM.

Las tres corrientes de fase se encuentran un poco desbalanceadas debido a que el autotransformador no entrega voltajes de fase iguales y el valor de las inductancias no son iguales; sin embargo la compensación del factor de potencia se realiza satisfactoriamente.

En la figura IV.7 se muestra el voltaje del bus de CD y su rizo asociado. El voltaje del bus de CD se regula a una tensión de 250 V; el rizo es de aproximadamente de 5 V, lo que representa un 2% con respecto al voltaje nominal.

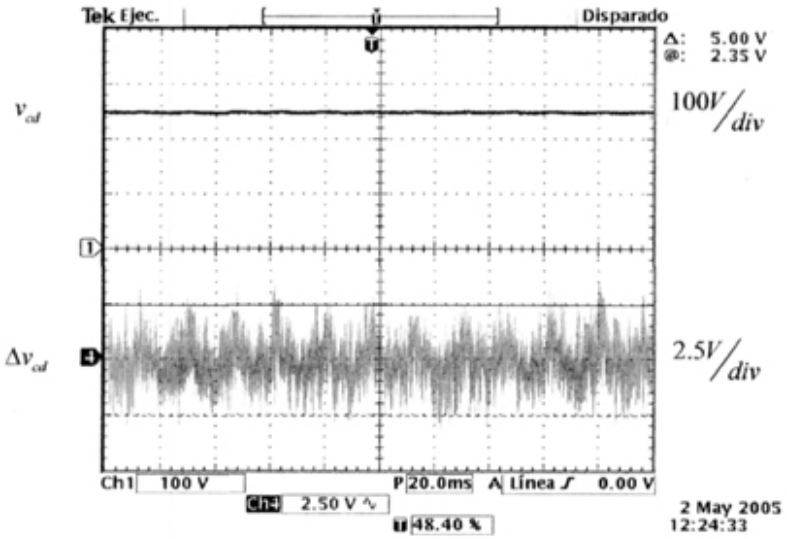

Figura IV.7. Voltaje y rizo del bus de CD.

En la figura IV.8 se muestran las corrientes en el marco de referencia *dq*; la corriente $i_d(t)$ es diferente de cero y la corriente $i_q(t)$ se aproxima a cero, por tanto la potencia reactiva del sistema también se aproxima a cero.

Las corrientes presentan un rizo de corriente; el rizo de corriente depende del valor de inductancia tal como se menciona en el capítulo III.

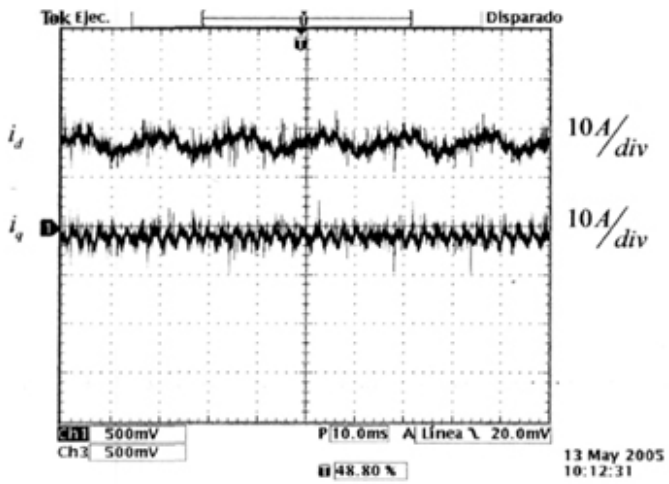

Figura IV.8. Corrientes en el marco de referencia *dq* del rectificador PWM.

En la figura IV.9 se muestra el espectro de frecuencias para la corriente de la fase A, los valores son eficaces (*rms*). Se observa de la figura que el armónico correspondiente a 120 Hz aparece en el espectro de frecuencias, esto se debe a que el sistema no esta perfectamente balanceado, como se menciono anteriormente existe un pequeño desbalance en las fuentes de alimentación y en los valores de las inductancias.

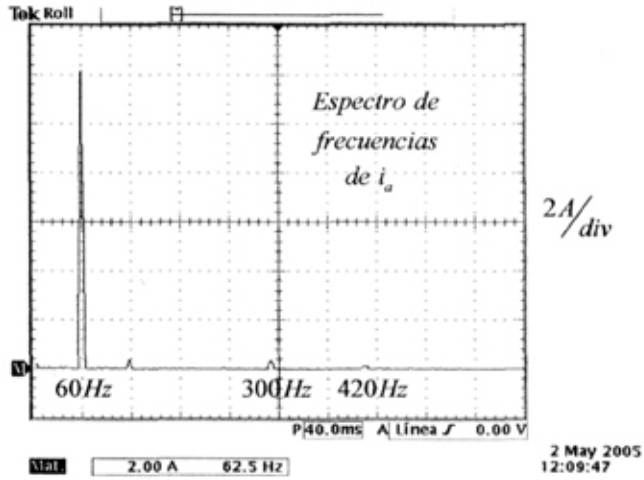

Figura IV.9. Espectro de frecuencias de la corriente de la fase A del rectificador PWM.

En la Tabla IV.3 se muestra la corriente fundamental y los armónicos de corriente. Calculando la distorsión armónica de corriente con los datos en la tabla 4.3 se tiene un valor de $THD_I = 5.8\%$.

Tabla IV.3. Corriente fundamental y armónicos de corriente.

Número de armónico	**Valor eficaz**
n=1 (corriente fundamental)	12.38 A
n=2	0.48 A
n=3	0.01 A
n=5	0.46 A
n=7	0.23 A
n=9	0.01 A
n=11	0.07 A
n=13	0.06 A
n=15	0.01 A
THD_I	**5.8%**

Para el caso de voltaje senoidal y corriente con distorsión armónica el factor de potencia se puede calcular de la siguiente manera:

$$PF = \frac{1}{\sqrt{1+THD_I^2}}\cos(\alpha) \tag{4.1}$$

donde:

α ángulo de desfasamiento entre la corriente y el voltaje de la fase A.

THD_I valor de la distorsión armónica de corriente de la fase A.

Con ayuda de la ecuación 4.1 se calcula el factor de potencia de entrada del rectificador PWM, el valor del ángulo α se obtiene de la figura IV.5 igual a $\alpha = 5°$ eléctricos, por tanto:

$$PF = 0.99$$

IV.2.2 Respuesta ante transitorios

Ahora se evalúa el desempeño del rectificador PWM ante transitorios. Los transitorios a medir son dos escalones de carga; el primero consiste en reducir la potencia de salida nominal a la mitad y el segundo es regresar a la potencia nominal.

En la figura IV.10 se muestra el esquema de prueba que se utiliza para ocasionar los transitorios de carga, se utiliza un interruptor manual que se abre o cierra en $t = t_0$.

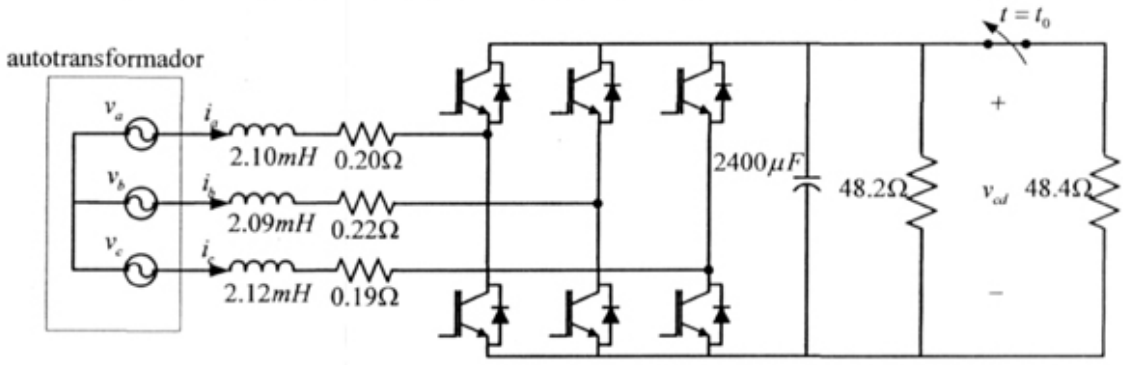

Figura IV.10. Esquema de prueba de transitorios de carga en el rectificador PWM.

Primer escalón de carga.

La potencia activa de salida se reduce a la mitad, es decir $P_{PWM} = 1.25kW$, el escalón se aplica abriendo el interruptor manual de la figura 4.10.

En la figura IV.11 se muestra el sobretiro del voltaje del bus de CD, se observa que es menor al 3.5% del voltaje nominal. El voltaje del bus de CD se recupera en aproximadamente 50 ms (3 ciclos de red); posteriormente el rizo del bus de CD se mantiene por debajo del 2% del voltaje nominal.

El rizo del bus de CD en estado estable es menor cuando la potencia de salida es menor.

Aun cuando el diseño de los controladores no se realizó de manera exhaustiva el desempeño que se tiene es aceptable; por tanto resulta interesante diseñar los controladores de manera exhaustiva y comparar los resultados.

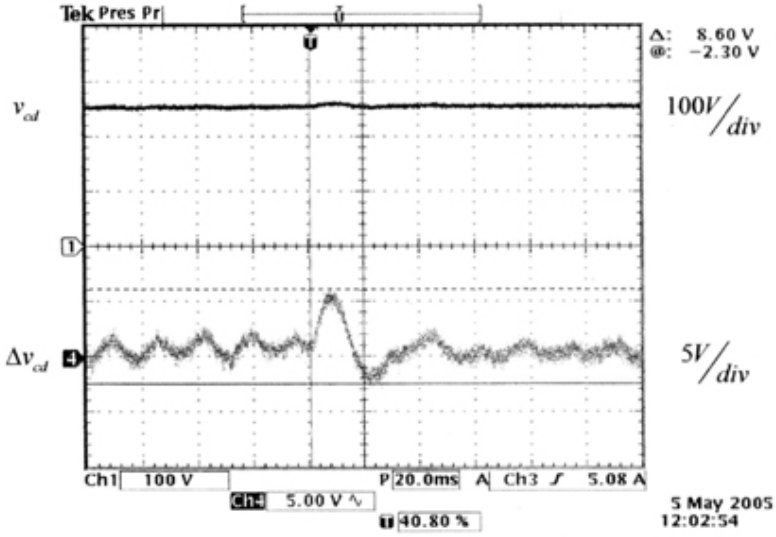

Figura IV.11. Voltaje y sobretiro del bus de CD ante el primer escalon.

En la figura IV.12 se muestra como evoluciona la corriente de la fase A ante el escalón de carga, lo mismo sucede para las dos corrientes de fase restantes solo con la diferencia que están desfasadas 120° eléctricos. El sistema tarda en recuperarse del escalón de carga aproximadamente 3 ciclos de red. La corriente mantiene su forma senoidal en todo momento.

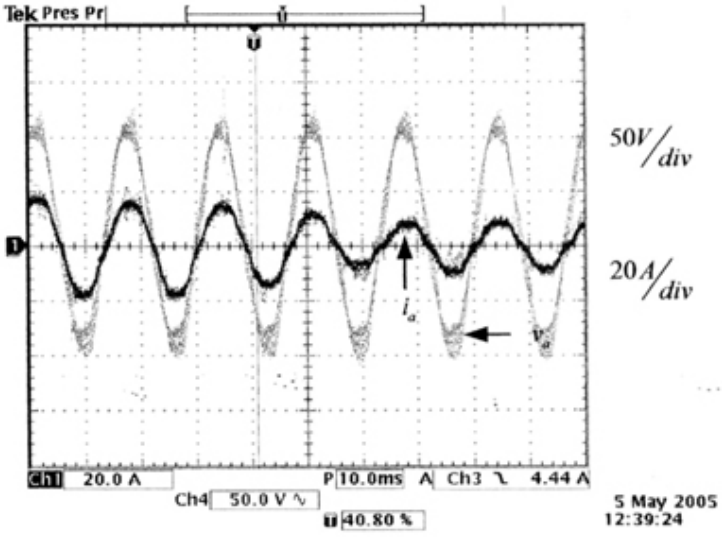

Figura IV.12. Corrientes de la fase A del rectificador PWM ante el primer escalón.

El rizo de voltaje en la fuente de alimentación se sigue presentando debido a la baja potencia de cortocircuito del autotransformador, sin embargo la compensación del factor de potencia se realiza de manera aceptable.

Segundo escalón de carga.

La potencia activa de salida pasa de $P_{PWM} = 1.25kW$ a $P_{PWM} = 2.5kW$. Para realizar el escalón se cierra el interruptor manual del circuito de prueba.

En la figura IV.13 se muestra el sobretiro del bus de CD, el cual es menor a 5.15% del voltaje nominal. En estado estable el rizo del voltaje del bus de CD se mantiene por debajo del 2% del voltaje nominal. El tiempo de recuperación es de 50 ms (aproximadamente 3 ciclos de red), la regulación del bus de CD se considera aceptable.

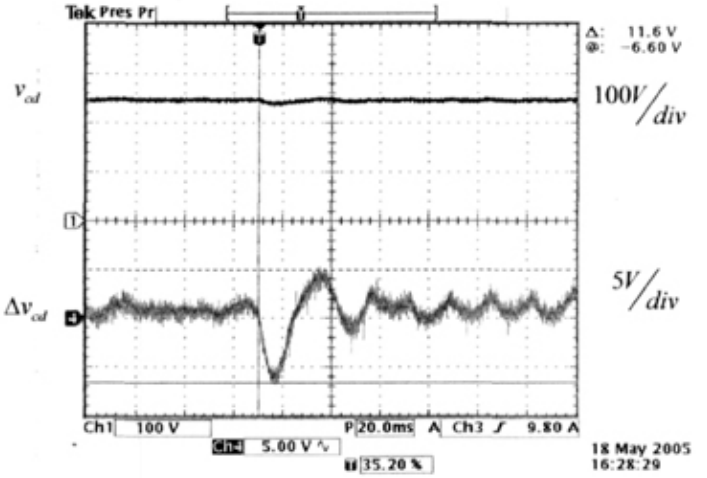

Figura IV.13. Voltaje y sobretiro del bus de CD ante el segundo escalon.

En la figura IV.14 se muestra la corriente de la fase A del rectificador PWM junto con el voltaje de la misma fase; el tiempo de recuperación es de aproximadamente 3 ciclos de red. Al igual que en el anterior escalón de carga la corriente es senoidal en todo momento.

La función del rectificador trifásico PWM operando como corrector de factor de potencia se ha demostrado mediante pruebas experimentales.

La regulación de las corrientes de fase se realiza de manera satisfactoria, respondiendo en 3 ciclos de red aproximadamente; las corrientes no presentas sobretiros de corrientes que puedan ocasionar la falla de los interruptores de potencia.

Por otro lado, la regulación del voltaje del bus de CD también se realiza de manera aceptable. El voltaje del bus de CD no presenta sobretiros elevados que puedan ocasionar un mal funcionamiento en la carga de salida del rectificador PWM. El rizo se mantiene por debajo del 2% del voltaje nominal (en estado estable). El tiempo de recuperación es aceptable considerando que no se presentan variaciones drásticas en el voltaje del bus de CD.

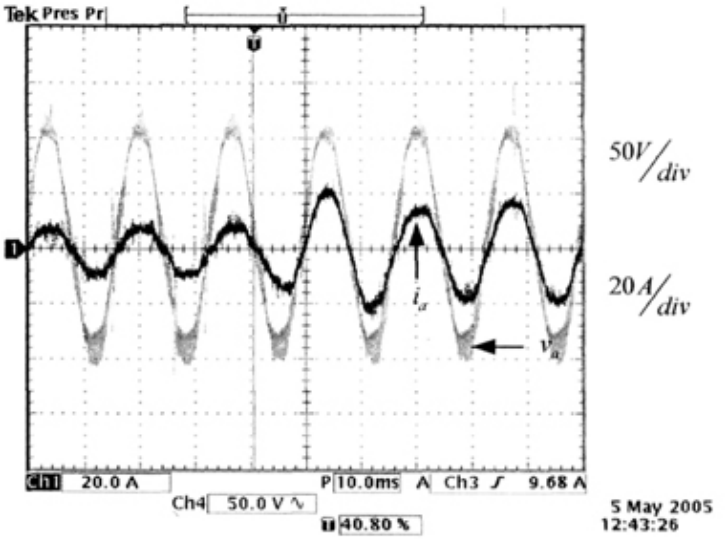

Figura IV.14. Voltaje y corriente de la fase A del rectificador PWM ante el segundo escalon.

IV.3 Rectificador Trifásico PWM con capacidad de filtro activo

En esta sección se exponen los resultados del rectificador PWM operando como filtro activo. La carga no lineal a compensar es un rectificador trifásico de diodos con los parámetros expuestos en la Tabla IV.2.

Para este modo de operación la potencia del rectificador es $P_{PWM} = 2.0kW$ con una tensión de salida igual a $v_{cd}(t) = 220V$. Lo anterior se realiza para no pasar los límites del autotransformador utilizado para alimentar a la carga no lineal y el rectificador PWM.

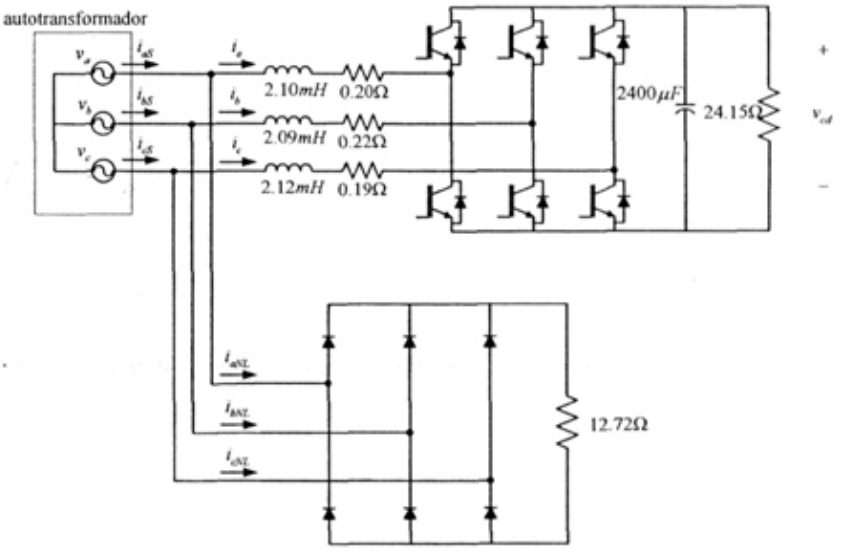

Figura IV.15. Circuito de prueba del rectificador PWM funcionando como filtro activo.

IV.3.1 Respuesta en estado estable

En la figura IV.15 se muestra el esquema del circuito de prueba indicándose los nombres de las variables que se muestran posteriormente:

La figura IV.16 muestra la corriente del rectificador PWM, la corriente de la carga no lineal y la corriente de la fuente de alimentación en el punto de conexión común, las tres son las correspondientes a la fase A. La corriente en el punto de conexión común presenta unos picos de corriente debido al valor de inductancias que no permite cambios abruptos en la forma de corriente, estos picos aparecen cuando la carga no lineal tiene una pendiente máxima.

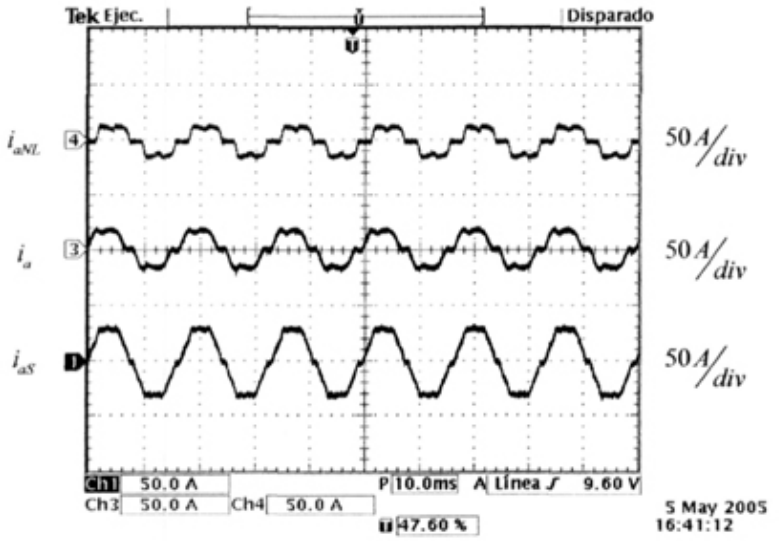

Figura IV.16. Corriente del rectificador PWM, corriente de la carga no lineal y corriente de la fuente de alimentacion en el punto de conexión común.

Un detalle de funcionamiento que se presenta en este modo de operación es la deformación del voltaje de alimentación, el voltaje y la corriente de la fase A en el punto de conexión común se muestra en la figura IV.17. Como se puede observar el voltaje presenta una distorsión de voltaje considerable debido a la baja potencia de cortocircuito del autotransformador.

La distorsión armónica que se presenta en el voltaje de alimentación es de aproximadamente 10%; la distorsión armónica de voltaje aumenta debido a las corrientes armónicas que debe proporcionar el rectificador PWM en este modo de operación.

En la Tabla IV.4 se muestran los valores eficaces de la corriente fundamental y de los armónicos de las corrientes de la figura IV.16:

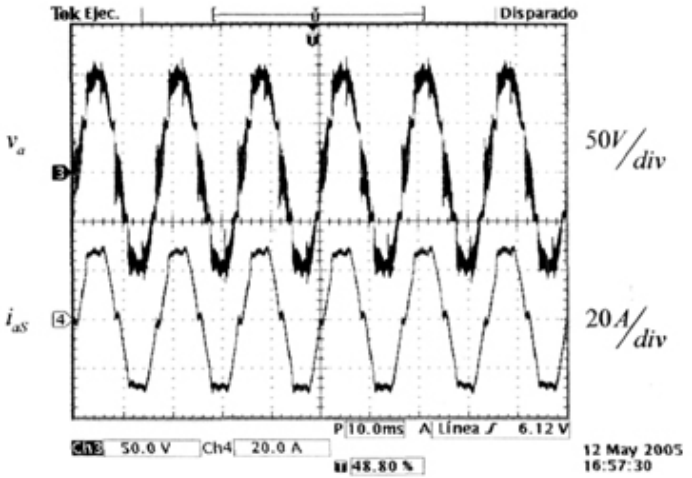

Figura IV.17. Voltaje y corriente de la fase A en el punto de conexión común.

Tabla IV.4. Corriente fundamental y armónicos de corriente.

Número de armónico	$i_{aNL}(t)$	$i_a(t)$	$i_{aS}(t)$
n=1 (corriente fundamental)	11.79 A	9.82 A	21.99 A
n=2	0.38 A	0.13 A	0.37 A
n=3	0.01 A	0.01 A	0.01 A
n=4	0.07 A	0.08 A	0.06 A
n=5	2.21 A	2.31 A	1.76 A
n=6	0.19 A	0.18 A	0.09 A
n=7	1.42 A	1.89 A	0.32 A
n=8	0.08 A	0.06 A	0.04 A
n=9	0.06 A	0.06 A	0.02 A
n=10	0.06 A	0.08 A	0.01 A
n=11	0.99 A	0.67 A	0.58 A
n=12	0.08 A	0.16 A	0.02 A
n=13	0.46 A	0.23 A	0.28 A
n=14	0.02 A	0.06 A	0.01 A
n=15	0.03 A	0.02 A	0.01 A
n=16	0.03 A	0.01 A	0.02 A
n=17	0.31 A	0.22 A	0.11 A
THD	**24.57%**	**31.48%**	**8.85%**
PF	**0.97**	**0.95**	**0.99**

En la Tabla IV.4 también se muestran la distorsión armónica de las tres corrientes así como el factor de potencia; se puede ver que el factor de potencia en el punto de conexión común es muy cercano a la unidad.

En la figura IV.18 se muestran las corrientes $i_d(t)$ e $i_q(t)$ del rectificador PWM. Las corrientes $i_d(t)$ e $i_q(t)$ tienen componentes en CA necesarias para la compensación de las corrientes armónicas de la carga no lineal.

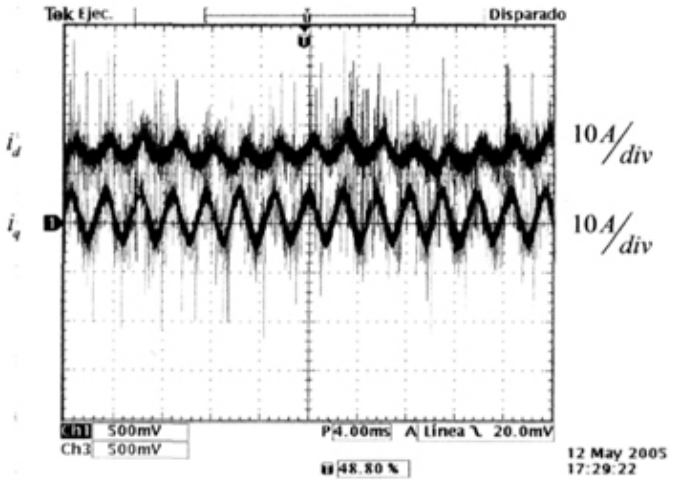

Figura IV.18. Corrientes $i_d(t)$ e $i_q(t)$ del rectificador PWM.

En la figura IV.19 se muestran las corrientes $i_{dNL}(t)$ e $i_{qNL}(t)$ de la carga no lineal. Las corrientes en el marco referencial *dq* de la carga no lineal tiene una componente en CA, por tal razón las corrientes del rectificador PWM también tengan esa componente en CA.

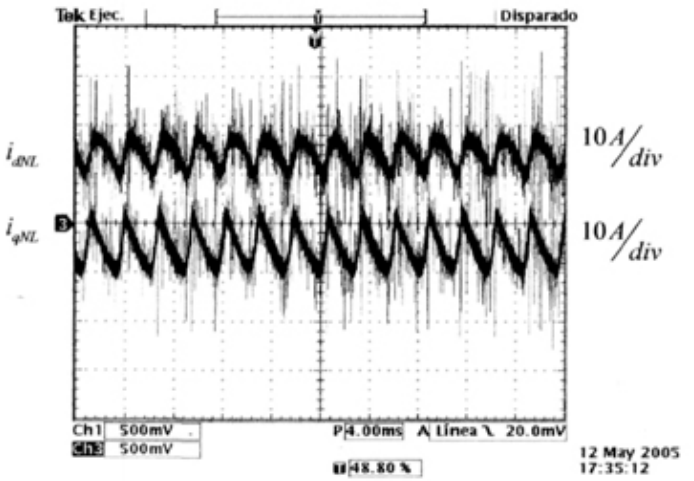

Figura IV.19. Corrientes $i_{dNL}(t)$ e $i_{qNL}(t)$ de la carga no lineal.

En la figura IV.20 se muestran las corrientes $-i_q(t)$ e $i_{qNL}(t)$, la corriente $i_q(t)$ del rectificador PWM se invierte para observar el seguimiento de la corriente de la carga no lineal debido a la definición de las direcciones de las corrientes; se puede observar en la figura que existe un error.

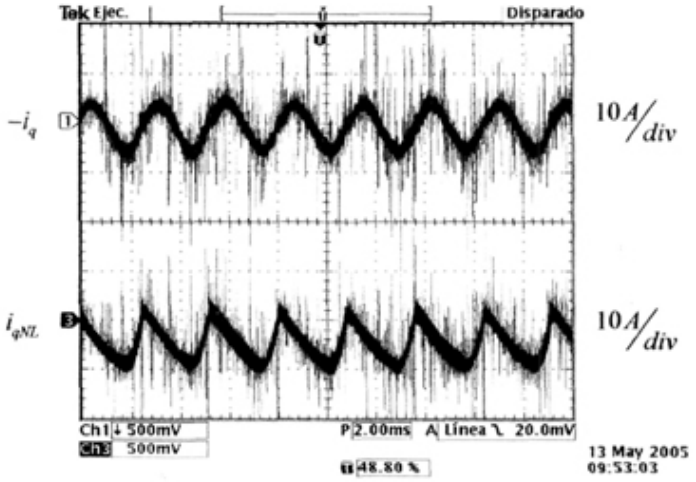

Figura IV.20. Corrientes $-i_q(t)$ e $i_{qNL}(t)$.

La figura IV.21 muestra el voltaje del bus de CD, y el rizo de voltaje que presenta; el rizo de voltaje es menor al 2% del voltaje por lo tanto la regulación se realiza de manera aceptable. El rizo de voltaje se debe a la potencia reactiva del rectificador PWM necesaria para la compensación.

Como conclusión de los resultados obtenidos en estado estable se tiene que la compensación que efectúa el rectificador PWM es aceptable, y vale la pena comparar los resultados con una optimización en el diseño de los controladores.

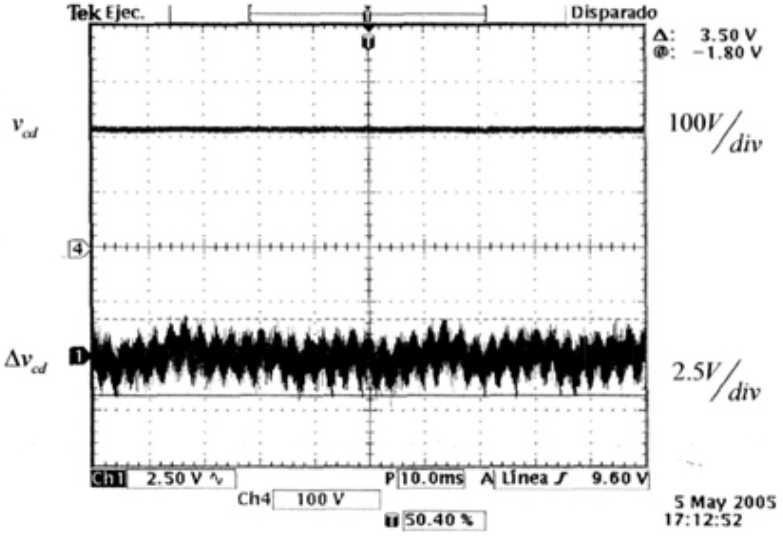

Figura IV.21. Voltaje del bus de CD y el rizo.

IV.3.2 Respuesta ante transitorios

El transitorio para este modo de operación, consiste en aplicar escalones de carga a la salida del rectificador trifásico de diodos, es decir, se modifica la potencia reactiva a compensar por el rectificador PWM.

La potencia activa de salida del rectificador se reduce de $P_{NL} = 2.0kW$ a $P_{NL} = 0.954kW$ en el primer escalón de carga. El segundo escalón de carga la potencia varia de $P_{NL} = 0.954kW$ a $P_{NL} = 2.0kW$.

El esquema del circuito que se utiliza para analizar la respuesta del sistema ante transitorios de potencia reactiva se muestra en la figura IV.22, se utiliza un interruptor manual.

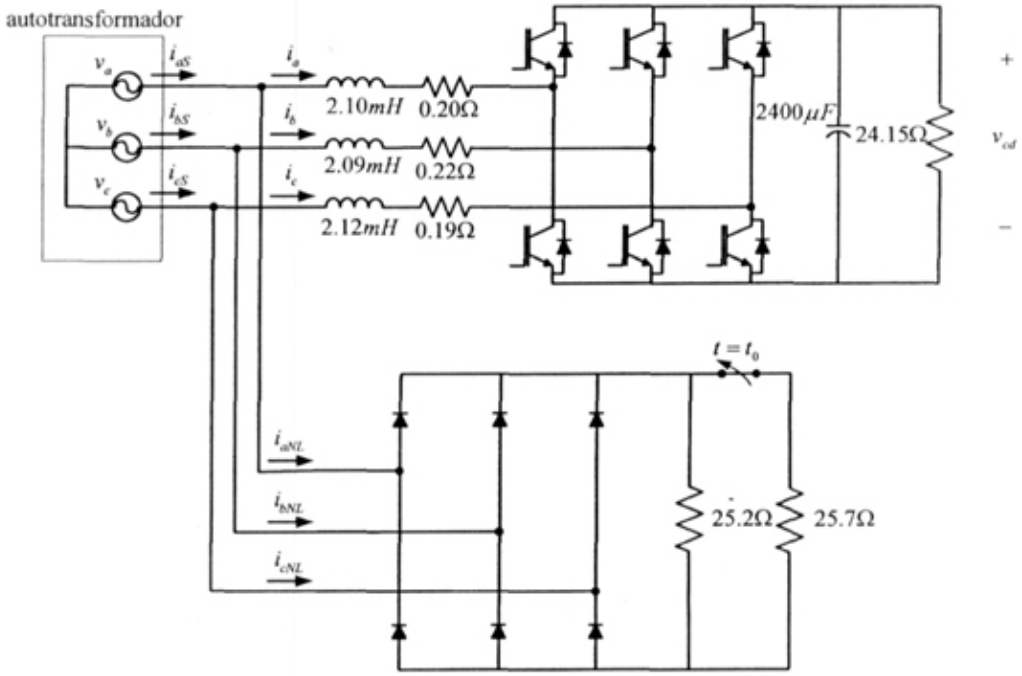

Figura IV.22. Circuito de prueba de transitorios de potencia reactiva.

Primer escalón de carga.

En la figura IV.23 se muestra el voltaje del bus de CD y el sobretiro que presenta ante el primer escalón de carga. El sobretiro que presenta el bus de CD es menor al 3% del voltaje nominal. El tiempo de recuperación es de aproximadamente 4 ciclos de red. El rizo del voltaje en estado estable es menor al 2% del voltaje nominal de salida.

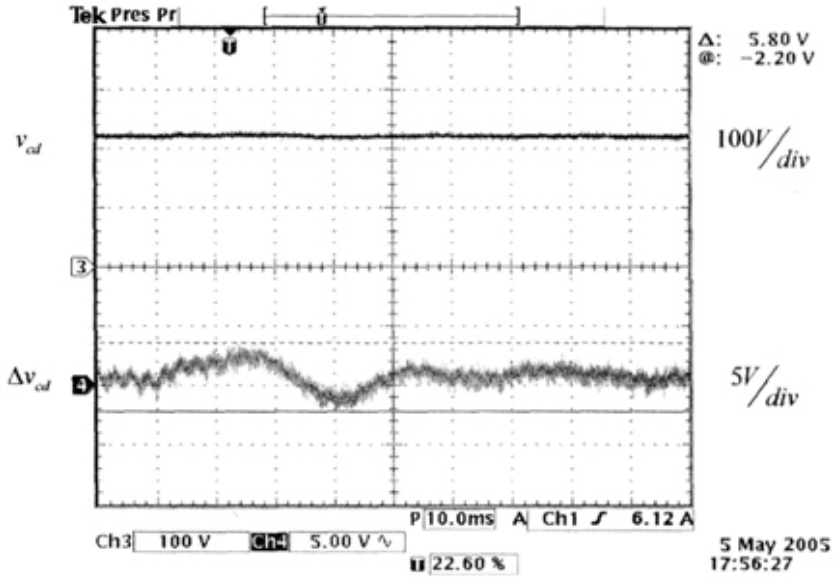

Figura IV.23. Voltaje y sobretiro del bus de CD ante el primer ascalón.

En la figura IV.24 se muestra la corriente del rectificador PWM y la corriente de la fuente de alimentación en el punto de conexión común, las dos corrientes son las correspondientes a la fase A. El rectificador PWM responde satisfactoriamente, recuperándose aproximadamente en 3 ciclos de red.

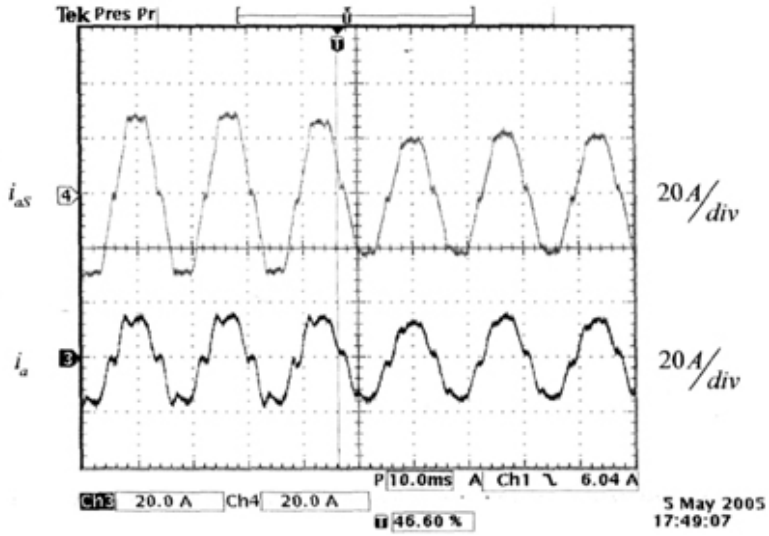

Figura IV.24. Corrientes $i_{aS}(t)$ e $i_a(t)$ ante el primer escalón.

Como se puede observar la magnitud de la corriente del rectificador PWM no se modifica demasiado ya que se redujo la potencia activa del rectificador de diodos por tanto la potencia aparente del rectificador PWM también se reduce.

Después del escalón de carga la corriente del rectificador PWM no presenta un sobretiro significativo, por lo tanto la regulación es satisfactoria.

Segundo escalón de carga.

En la figura IV.25 se muestra el voltaje del bus de CD y el rizo que presenta ante el segundo escalón de carga. El sobretiro que presenta el voltaje en el bus de CD es menor al 3.5% del valor del voltaje nominal. En estado estable el rizo del voltaje del bus de CD es menor al 2% del voltaje nominal del bus de CD. El tiempo de recuperación del sistema es de aproximadamente 3 ciclos de red.

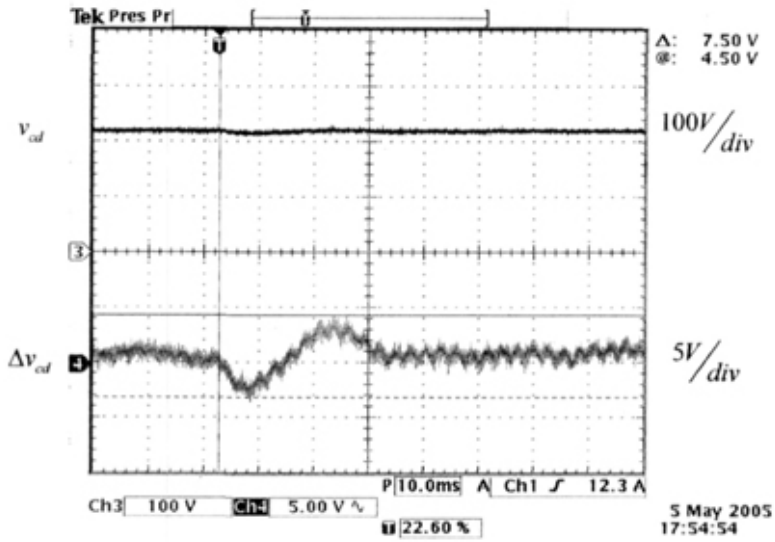

Figura IV.25. Voltaje y sobretiro del bus de CD ante el segundo escalón.

La corriente del rectificador PWM y la corriente de la fuente de alimentación en el punto de conexión común correspondientes a la fase A se muestran en la figura IV.26. El tiempo de recuperación es de 3 ciclos de red.

En este escalón de carga la potencia aparente del rectificador PWM aumenta lo cual se observa en la forma de onda de la corriente del rectificador, la magnitud fundamental no se ve modificada pero si los armónicos presentes.

Como conclusión final de este modo de operación se tienen:

- El rectificador PWM puede operar como filtro activo.
- La regulación del bus de CD es satisfactoria tanto en estado estable como ante transitorios de carga en la carga no lineal y en el mismo rectificador PWM.
- El desempeño de los controladores es aceptable ante la presencia de transitorios de carga y en estado estable.

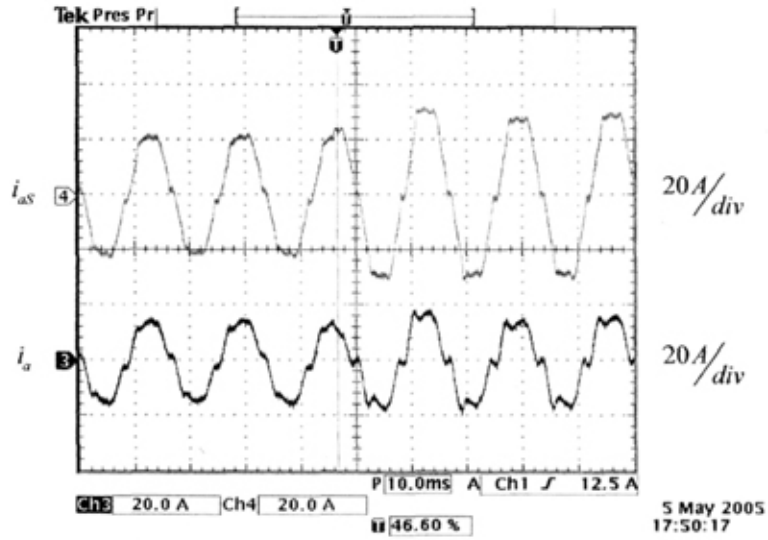

Figura IV.26. Corrientes $i_{aS}(t)$ e $i_a(t)$ ante el segundo escalón.

IV.4 Comentarios acerca de la eficiencia del sistema

En este apartado se realizan comentarios acerca de la eficiencia global del sistema en los dos modos de operación: corrector de factor de potencia y funcionando como filtro activo.

La eficiencia del rectificador PWM es afectada principalmente por la resistencia asociada a los inductores, a las resistencias originadas por el cableado, las pérdidas por conmutación y conducción de los interruptores de potencia.

Eficiencia del sistema como corrector de factor de potencia

Para estimar como se comporta la eficiencia del rectificador PWM se realizaron mediciones a diferentes valores de potencia. El valor eficaz de la fuente de alimentación y el valor del voltaje del bus de CD se mantienen en un mismo valor, únicamente se varía la resistencia de salida del rectificador PWM.

La figura IV.27 muestra los puntos donde se realizan mediciones de potencia.

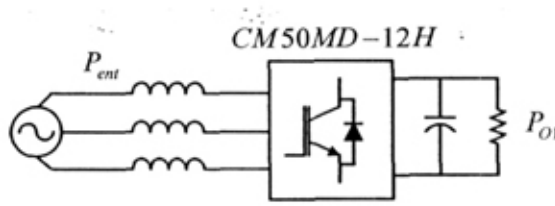

Figura IV.27. Esquema para medir efieciencia.

A partir de la figura IV.27 se define la eficiencia del rectificador PWM como:

$$\eta_{PWM} = \frac{P_{O1}}{P_{ent}} \tag{4.1}$$

donde:

η_{PWM} eficiencia del rectificador PWM.

P_{O1} potencia activa de salida del rectificador PWM.

P_{ent} potencia activa de entrada del rectificador PWM.

La figura IV.28 muestra como varia la eficiencia del rectificador PWM en el rango se 500W a 2500W, que fue el rango de mediciones que se realizaron experimentalmente.

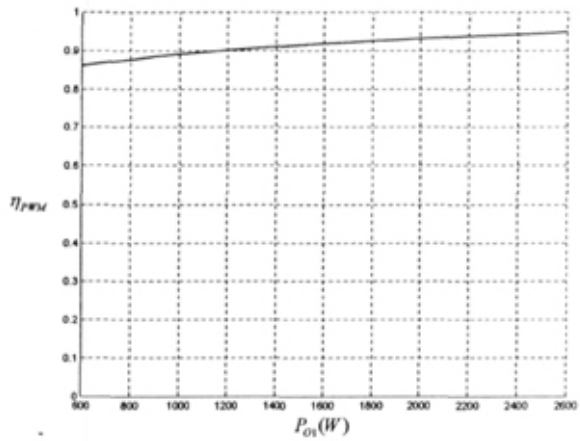

Figura IV.28. Comportamiento de la eficiencia del rectificador PWM.

La eficiencia se incrementa cuando la potencia activa de salida es mayor.

Eficiencia del sistema como filtro activo

Para estimar como se comporta la eficiencia global se realizaron mediciones a diferentes valores de potencia. El valor eficaz de la fuente de alimentación y el valor del voltaje del bus de CD se mantienen en un mismo valor, únicamente se varían las resistencias de salida del rectificador PWM y del rectificador de diodos.

La figura IV.29 muestra donde se realizan mediciones de las potencias del sistema.

A partir de la figura IV.29 se define la eficiencia global, eficiencia del rectificador PWM y la eficiencia del rectificador de diodos.

$$\eta_{total} = \frac{P_{O1} + P_{O2}}{P_{total}} \tag{4.1}$$

$$\eta_{NL} = \frac{P_{O2}}{P_{entNL}} \tag{4.1}$$

donde:

η_{total}	eficiencia total del rectificador PWM y del rectificador de diodos.
η_{NL}	eficiencia del rectificador de diodos.
P_{O2}	potencia activa de salida del rectificador de diodos.
P_{total}	potencia activa de entrada .
P_{entNL}	potencia activa de entrada del rectificador de diodos.

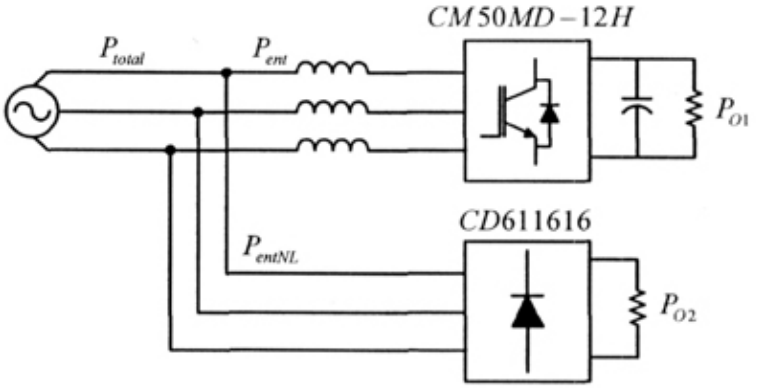

Figura IV.29. Esquema de mediciones para calcular las eficiencias.

La figura IV.30 muestra como varia la eficiencia del sistema en el rango de 500W a 4000W que fue el rango de operación de la potencia activa total de salida.

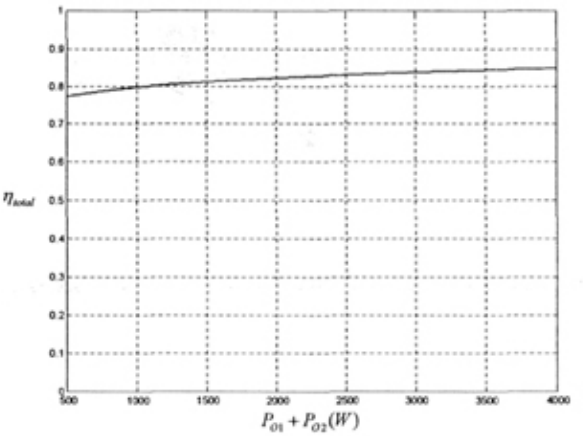

Figura IV.30. Comportamiento de la eficiencia total del sistema.

La eficiencia se incrementa cuando la potencia de salida aumenta.

En la figura IV.31 se muestra el comportamiento de la eficiencia del rectificador de diodos.

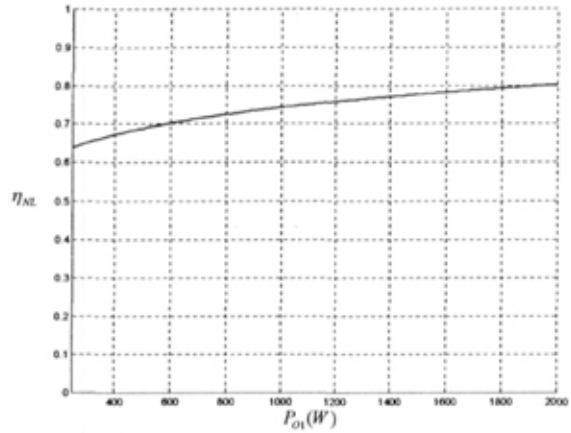

Figura IV.31. Comportamiento de la eficiencia del rectificador de diodos.

IV.5 Fotografias del prototipo experimental

A continuación se muestran fotografías del prototipo experimental.

En la figura IV.32 se muestra el prototipo completo.

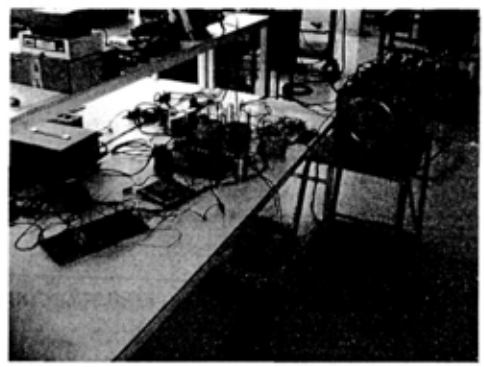

Figura IV.32. Prototipo experimental.

La carga no lineal se muestra en la figura IV.33. La carga no lineal es un rectificador trifásico de diodos.

Figura IV.33. Carga no lineal.

El rectificador trifásico PWM se muestra en la figura IV.34.

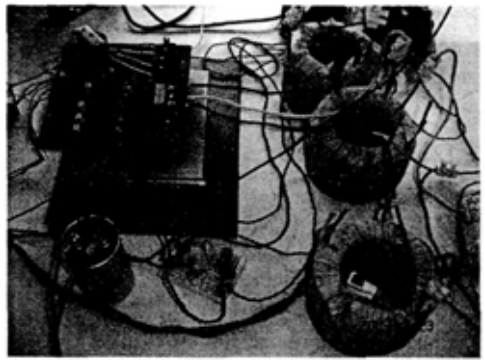

Figura IV.34. Rectificador trifásico PWM.

Los sensores de corriente y voltaje se muestran en la figura IV.35 y en la figura IV.36.

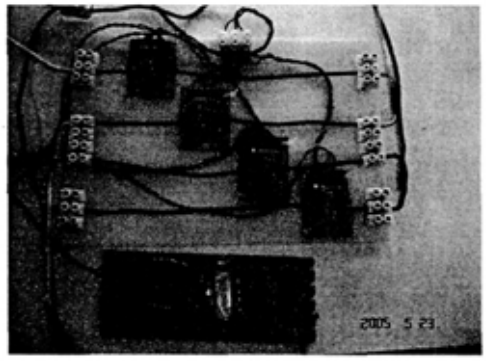

Figura IV.35. Sensores de efecto Hall y sensor de voltaje para sincronizar con el voltaje de red.

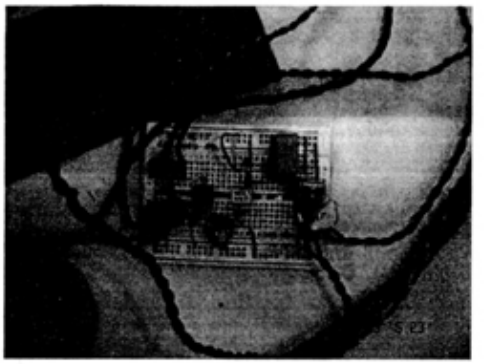

Figura IV.36. Sensor del voltaje del bus de CD.

Por ultimo en la figura IV.37 se muestra la etapa digital que consiste en el sistema mínimo del DSP, la tarjeta de adquisición de señales y la tarjeta de los tiempos muertos.

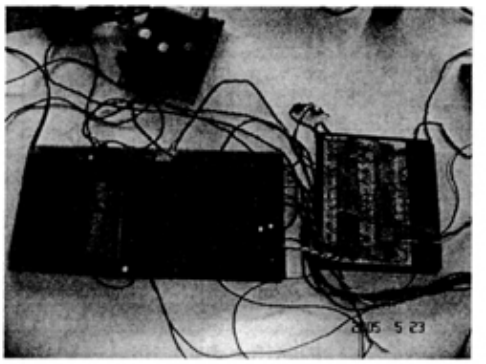

Figura IV.37. Etapa digital del prototipo experimental.

CAPÍTULO V
Conclusiones

En este capítulo se presenta los resultados obtenidos en el trabajo de tesis, así como algunas sugerencias para trabajos futuros.

V.1 Conclusiones y aportaciones de la tesis

Esta tesis representa una contribución a la mejora y desarrollo de sistemas acondicionadores de la energía; en esta investigación se propuso un esquema para reducir el problema de propagación de corrientes armónicas en el sistema eléctrico, sin incluir acondicionadores de energía externos tales como filtros activos.

Se aprovecha la capacidad de flujo de potencia bidireccional del rectificador PWM para compensar potencia reactiva; se realizó un análisis detallado de las propiedades del rectificador PWM, simulaciones en MATLAB y por último se verificaron los resultados por medio de pruebas experimentales.

Las señales de referencia y el control del rectificador PWM se realizaron en el marco de referencia *dq*, por tal razón se utilizó un Procesador Digital de Señales (DSP) para su implementación, el patrón de pulsos PWM se genero internamente en el DSP.

En los resultados obtenidos de manera experimental trabajando el rectificador PWM como corrector de factor de potencia se obtiene un factor de potencia igual a 0.99 y una distorsión armónica de corriente igual a 5.73%; operando como filtro activo se logra reducir la distorsión armónica de la carga no lineal de un 24.57% a un valor de 8.85% con un factor de potencia de entrada igual a 0.99.

Otro resultado que se obtuvo es una buena regulación del bus de CD tanto en estado estable ante la presencia de transitorios de carga en el mismo rectificador PWM y ante transitorios de carga en la carga no lineal. El sobretiro máximo que se obtuvo fue del 5.15% del voltaje nominal ante transitorios de carga; el rizo de voltaje máximo que se presentó en estado estable fue del 2% del voltaje nominal.

Considerando los resultados anteriores se concluye que los objetivos de este trabajo de tesis se realizaron de manera satisfactoria.

Como aportaciones realizadas en este trabajo se pueden mencionar:

- Realización de un análisis completo del rectificador PWM incluyendo un modelo matemático del mismo para lograr un mayor conocimiento de sus ventajas y desventajas.
- Realización de una síntesis del convertidor unificado que permite conocer cómo se modifica la potencia aparente del rectificador PWM.
- Desarrollo de un prototipo experimental que permitió comprobar los resultados obtenidos por simulación.
- Uso de sistema de control digital (DSP's) para la generación de referencias y la etapa de control en el prototipo construido.
- Consideraciones para proponer el valor de la inductancia en base al rizo de corriente y el voltaje del bus de CD.
- Consideraciones para proponer el valor del capacitor de salida del rectificador PWM en función de la potencia reactiva de la carga no lineal y el rizo de voltaje que se desea en el voltaje del bus de CD.
- Se propuso un método de selección de controladores considerando el efecto del filtro pasa-bajas de la señal $i_d(t)$.

En el prototipo experimental se observaron algunos detalles de operación que a continuación se mencionan:

- El voltaje que proporciona el autotransformador no esta balanceado, existe un pequeño desbalance que provoca que las corrientes compensadas se encuentren ligeramente desbalanceadas.
- Debido al valor de la inductancia del autotransformador el voltaje no es puramente senoidal por la circulación de corrientes armónicas necesarias para la compensación de potencia reactiva, ocasionando una distorsión armónica de voltaje de aproximadamente 10%.
- El sistema se arranca suavemente para evitar sobrecorrientes en el rectificador PWM debido al capacitor de salida, el arranque es manual.

V.2 Sugerencias para trabajos futuros

Como sugerencias para trabajos futuros derivados de éste, se propone lo siguiente:

- Un arranque automático del sistema que permita conectarse directamente a la red eléctrica sin necesidad de utilizar un *variac* para dicha función.
- Incluir un análisis de robustez ante variación de parámetros.

- Diseño de controladores de forma exhaustiva para comparar los resultados, y evaluar si conviene una técnica de control no lineal.
- Estudiar los desbalances para evitar que circulen corrientes en el neutro para sistemas trifásicos en estrella.
- Reducir el número de sensores de corriente para aumentar la confiabilidad del sistema y reducir costos.

APÉNDICE A

Escalamientos

Para controlar una planta en lazo cerrado es necesario retroalimentar las variables de salida de la planta; por lo tanto se requiere de sensores para realizar dicha función. Los sensores generalmente entregan una señal proporcional a la variable medida.

En este apéndice se muestra como afectan los escalamientos de los sensores de las señales retroalimentadas en este trabajo de tesis.

A.1 Escalamientos de los sensores

Los sensores que se utilizan en este trabajo de tesis son:

- 4 sensores de corriente.
- 2 sensores de voltaje.

Los sensores de corriente se utilizan para medir las corrientes de fase del rectificador PWM y del rectificador de diodos.

Se utiliza un sensor de voltaje para medir el voltaje del bus de CD y el otro sensor se utiliza para medir el voltaje de red para la sincronización de la transformación *dq*.

La señal que se procesa en el DSP es escalada por el sensor de corriente como por el convertidor analógico-digital (CAD por sus siglas en inglés), el efecto del convertidor analógico-digital se puede representar como un ganancia (K_{CAD}). En la figura A.1 se muestra el escalamiento de la corriente $i_a(t)$, lo mismo sucede para las otras tres corrientes censadas.

La ganancia K_{CAD} esta determinada por el número de bits del convertidor analógico-digital y el número de bits del DSP. En [13] se muestra el proceso detallado para la obtención del valor de la ganancia K_{CAD}, el mismo número de bits se utiliza en este trabajo de tesis, por tanto:

$$K_{CAD} = \frac{1}{40} \tag{A.1}$$

El valor de la ganancia K_{IS} es:

$$K_{IS} = \frac{1}{20} \tag{A.2}$$

La ganancia total K_I es:

$$K_I = K_{CAD} K_{IS} = \frac{1}{800} \tag{A.3}$$

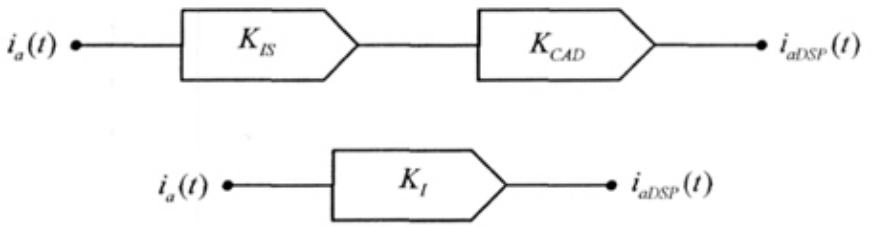

Figura A.1. Escalamiento de la corriente ia(t).

En la figura A.2 se muestra el escalamiento del voltaje censado del bus de CD, la ganancia K_{VS} es:

$$K_{VS} = \frac{40}{1137} \tag{A.4}$$

La ganancia K_V esta dada por:

$$K_I = K_{CAD} K_{IS} = \frac{1}{1137} \tag{A.5}$$

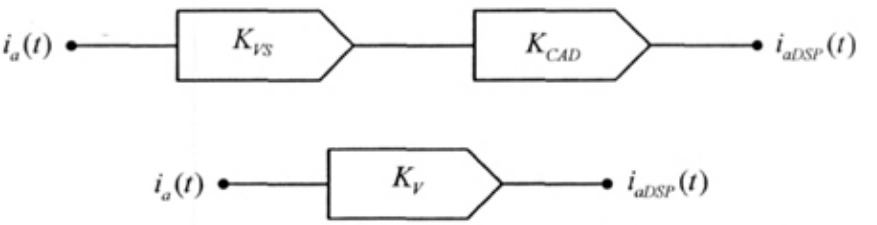

Figura A.2. Escalamiento del voltaje del bus de CD.

A.2 Efecto de los sensores

El modelo del rectificador PWM en el marco referencial *dq* esta dado por:

$$\frac{di_d}{dt} = -\frac{R}{L}i_d + \omega i_q - \frac{1}{2L}s_d v_{cd} + \frac{v_d}{L} \tag{A.6a}$$

$$\frac{di_q}{dt} = \omega i_d - \frac{R}{L}i_q - \frac{1}{2L}s_q v_{cd} \tag{A.6b}$$

$$\frac{dv_{cd}}{dt} = \frac{1}{2C}s_d i_d + \frac{1}{2C}s_q i_q - \frac{v_{cd}}{R_L C} \tag{A.6c}$$

Si redefinen nuevos estados de acuerdo a las siguientes expresiones afectadas por las ganancias de los sensores:

$$i_{dDSP} = K_I i_d \tag{A.7a}$$

$$i_{qDSP} = K_I i_q \tag{A.7b}$$

$$V_{cdDSP} = K_V v_{cd} \tag{A.7c}$$

Realizando el cambio de variables se obtiene el modelo del rectificador PWM afectado por los sensores de voltaje y corriente:

$$\frac{di_{dDSP}}{dt} = -\frac{R}{L}i_{dDSP} + \omega i_{qDSP} - \frac{K_I}{K_V}\frac{1}{2L}s_d v_{cdDSP} + K_I\frac{v_d}{L} \tag{A.8a}$$

$$\frac{di_{qDSP}}{dt} = \omega i_{dDSP} - \frac{R}{L}i_{qDSP} - \frac{K_I}{K_V}\frac{1}{2L}s_q v_{cdDSP} \tag{A.8b}$$

$$\frac{dv_{cdDSP}}{dt} = \frac{K_V}{K_I}\frac{1}{2C}s_d i_{dDSP} + \frac{K_V}{K_I}\frac{1}{2C}s_q i_{qDSP} - \frac{v_{cdDSP}}{R_L C} \tag{A.8c}$$

El modelo en pequeña señal del sistema dado en (A.8) esta dado por:

$$\dot{\mathbf{X}}_{DSP} = \mathbf{A}_{DSP}\mathbf{X}_{DSP} + \mathbf{B}_{DSP}\mathbf{U} + \begin{bmatrix} K_I\frac{v_d}{L} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \tag{A.9a}$$

$$\mathbf{X}_{DSP} = \begin{bmatrix} \hat{i}_{dDSP} \\ \hat{i}_{qDSP} \\ \hat{v}_{cdDSP} \end{bmatrix}, \qquad \mathbf{U} = \begin{bmatrix} \hat{s}_d \\ \hat{s}_q \end{bmatrix} \tag{A.9b}$$

$$\mathbf{A}_{DSP}=\begin{bmatrix} -\frac{R}{L} & \omega & -\frac{K_I}{K_V}\frac{1}{2L}\overline{s}_D \\ -\omega & -\frac{R}{L} & -\frac{K_I}{K_V}\frac{1}{2L}\overline{s}_Q \\ \frac{K_V}{K_I}\frac{1}{2C}\overline{s}_D & \frac{K_V}{K_I}\frac{1}{2C}\overline{s}_Q & \frac{1}{R_L C} \end{bmatrix},\quad \mathbf{B}_{DSP}=\begin{bmatrix} -\frac{K_I}{K_V}\frac{1}{2L}\overline{v}_{cd} & 0 \\ 0 & -\frac{K_I}{K_V}\frac{1}{2L}\overline{v}_{cd} \\ \frac{K_V}{K_I}\frac{1}{2C}\overline{i}_d & \frac{K_V}{K_I}\frac{1}{2C}\overline{i}_q \end{bmatrix} \tag{A.9c}$$

Para la obtención de los controladores se procede igual que en el Capítulo III con el sistema de ecuaciones dado por (A.9).

El efecto de los sensores de corriente en las funciones de transferencia que se obtienen a partir de (A.4) comparándolas con las originales (sin considerar el efecto de los sensores) es la modificación del ancho de banda del sistema.

La modificación del ancho de banda se explica por los valores diferentes que se tienen de los sensores de corriente y voltaje.

A continuación se mencionan algunas posibles soluciones para reducir o eliminar el efecto de los sensores en el sistema del rectificador PWM:

- Aumentar la ganancia de los sensores dentro del DSP.
- Controladores con ganancias mayores a 1 (subrutinas en punto flotante).

En este trabajo de tesis se emplearon las dos soluciones posibles, la primera opción se aplicó para asegurar que no hay pérdida de información para valores de corrientes y voltajes pequeños; la última opción se aplicó para reducir el efecto de la modificación del ancho de banda del sistema.

Las subrutinas en punto flotante se utilizaron para darle más ganancia a los controladores, el inconveniente de dichas subrutinas es el consumo considerable de más ciclos de máquina.

El efecto de los sensores en el sistema se debe de tomar en cuenta para el diseño de los controladores del sistema.

APÉNDICE B

Lista de símbolos y términos

A	Amperes.
C	Capacitancia.
CA	Componente alterna.
CD	Componente directa.
d	Componente d.
dq	Marco de referencia síncrono de la teoría DQ sin componente de secuencia cero.
$dq0$	Marco de referencia síncrono de la teoría DQ con componente de secuencia cero.
DSP	Procesador digital de señales.
f	Frecuencia.
f_s	Frecuencia de conmutación del rectificador PWM.
FPB	Filtro pasabajas.
i_a	Corriente de la fase a.
i_b	Corriente de la fase b.
i_c	Corriente de la fase c.
i_d	Corriente en el eje d.
i_q	Corriente en el eje q.
K	Matriz de transformación dq
L	Inductancia.
n	Orden de armónico entero.

PI	Controlador proporcional integral.
PAL	Arreglo Lógico Programable.
PF	Factor de potencia.
P	Potencia activa (W).
Q	Potencia Reactiva (VAR).
S	Potencia aparente (VA).
V_{RMS}	Valor eficaz de $v(t)$.
I_{RMS}	Valor eficaz de $i(t)$.
v_{sh}	valor instantáneo del voltaje armónico.
i_h	valor instantáneo de la corriente armónica.
PWM	Modulación por ancho de pulso (por sus siglas en inglés).
q	Componente q.
R	Resistencia.
rms	Valor eficaz.
T	Período.
THD	Distorsión armónica total.
v_a	Tensión de la fase a.
v_b	Tensión de la fase b.
v_c	Tensión de la fase c.
v_d	Tensión en el eje d.
v_q	Tensión en el eje q.
v_{cd}	Tensión del bus de CD.
V	Volts.
VA	Voltampere.
VAR	Voltampere reactivo.
ω	Frecuencia angular (rad/seg).
W	Watt.
Z	Impedancia.
Z_s	Impedancia asociada a la red eléctrica.

Referencias Bibliográficas

[1] IEEE Emerald Book, "IEEE Recommended Practice for Powering and Grounding Sensitive Electronic Equipment", The Institute of Electrical and Electronics Engineers, Inc. 1995.

[2] Cárdenas Víctor, "Filtros Activos Híbridos para Compensación Armónica de Corriente y Corrección de Factor de Potencia en Sistemas Trifásicos", Tesis doctoral, Centro Nacional de Investigación y Desarrollo Tecnológico, CENIDET, Cuernavaca, Morelos, Mayo 1999.

[3] Alarcón I., "Filtro Activo Serie Trifásico para Compensación de Armónicos de Tensión", Tesis de Maestría, Centro Nacional de Investigación y Desarrollo Tecnológico, CENIDET, Cuernavaca, Morelos, Julio 2000.

[4] Valentín Macho Stadler, "Estudio bibliográfico sobre distorsión armónica producida por convertidores estáticos", Iberdrola, Primera Edición, marzo de 1997.

[5] Redl R., Tenti P., Van Wyk, "Power Electronics, Polluting Effects", IEEE Spectrum, Vol. 34, Issue 5, May 1997, pp. 32-39.

[6] Akagi H. "New Trends in Active Filters for Power Conditioning", IEEE Trans. Ind. Applications, Vol. 32, No. 6, Nov/Dec 1996, pp. 1312-1322.

[7] Martínez Salvador, "Alimentación de Equipos Informáticos y otras Cargas Críticas", Mc. Graw Hill, 1992.

[8] J. W. Kolar, F. Stogerer, J. Minibock, and H. Ertl, "A New Concept for Reconstruction of the Input Phase Currents of a Three-Phase /Switch/level PWM (Vienna) Rectifier Based on Neutral Point Current Measurement", Proc. ZEEE-PESC Conf., pp. 139-146, 2000.

[9] M. P. Kazmierkowski, R. Krishnan, and F. Blaabjerg, "Control in Power Electronics: Selected Problems", Academic Press, pp. 419-482, 2004.

[10] Jorge Alberto Pérez Ladrón de Guevara "Desarrollo de un filtro activo serie monofásico para compensación de armónicos de tensión en sistemas eléctricos de baja tensión", Tesis de maestría, San Luis Potosí, S.L.P., CIEP, Facultad de ingeniería, UASLP, 2001.

[11] Mario Arturo González García, "Estudio de la transformación DQ para el cálculo de potencia activa y reactiva en filtros activos de corriente para cancelación armónica", Tesis de maestría, San Luis Potosí, S.L.P., CIEP, Facultad de ingeniería, UASLP, Enero 2004.

[12] José de Jesús Lira Pérez, "Corrección del factor de potencia en sistemas de rectificación trifásica", Tesis de maestría, San Luis Potosí, S.L.P., CIEP, Facultad de ingeniería, UASLP, Marzo 2004.

[13] Luis Humberto Díaz Saldierna, "Estudio del filtro activo para la cancelación de corrientes de neutro en sistemas trifásicos", Tesis de maestría, San Luis Potosí, S.L.P., CIEP, Facultad de ingeniería, UASLP, Mayo 2004.

[14] Leon M. Tolbert, Thomas G. Habetler, "Comparison of Time-Based Non-Active Power Definitions for Active Filtering", IEEE International Power Electronics Congress, Acapulco México, 2000, pp. 73-79.

[15] Fang Z. Peng, "Harmonic Sources and Filtering Approaches", IEEE Industry Applications Magazine, July/August, 2001, pp. 18-25.

[16] Hirofumi Akagi, Satoshi Ogasawara, Hyosung Kim, "The Theory of Instantaneous Power in Three-Phase Four-Wire Systems: A Comprehensive Approach", IEEE Industry Applications Conference, Conference Record of the Thirty-Forth IAS Annual Meeting, Vol. 1, 3-7 Oct. 1999, pp. 431-439.

[17] F. Z. Peng, J. S. Lai, "Generalized Instantaneous Reactive Power Theory for Three Phase Power Systems", IEEE Trans. Inst. Meas., vol. 45, no.1, Feb 1996, pp 293-297.

[18] A. Nabae, T. Tanaka, "A New Definition of Instantaneous Active-Reactive Current and Power Based on Instantaneous Space Vectors on Polar Coordinates in Three-Phase Circuits", Conference Record – IEEE/PES 1996 Winter Meeting, Baltimore, Md., pp 1238-1243.

EX LIBRIS

SISTEMA DE
BIBLIOTECAS
U.A.S.L.P.

No. DE REG.
FH11455 2