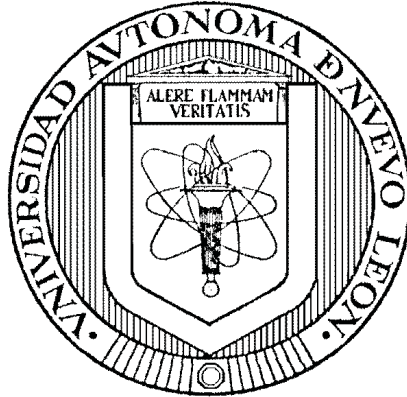


UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE NUEVO LEÓN  
FACULTAD DE INGENIERÍA MECÁNICA Y ELÉCTRICA  
DIVISIÓN DE ESTUDIOS DE POSGRADO



ESTUDIO COMPARATIVO DE ALGORITMOS DE CONTROL PARA  
FILTROS DE POTENCIA ACTIVOS

POR

NESTOR PRAXEDIS MALDONADO GÓMEZ

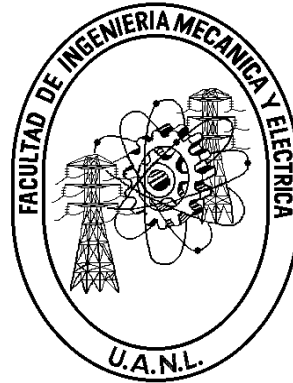
TESIS

EN OPCIÓN AL GRADO DE MAESTRO EN CIENCIAS DE LA  
INGENIERÍA ELÉCTRICA CON ORIENTACIÓN  
EN SISTEMAS ELÉCTRICOS DE POTENCIA

CD. UNIVERSITARIA

ENERO DEL 2009

UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE NUEVO LEÓN  
FACULTAD DE INGENIERÍA MECÁNICA Y ELÉCTRICA  
DIVISIÓN DE ESTUDIOS DE POSGRADO



ESTUDIO COMPARATIVO DE ALGORITMOS DE CONTROL PARA  
FILTROS DE POTENCIA ACTIVOS

POR

NESTOR PRAXEDIS MALDONADO GÓMEZ

TESIS

EN OPCIÓN AL GRADO DE MAESTRO EN CIENCIAS DE LA  
INGENIERÍA ELÉCTRICA CON ORIENTACIÓN  
EN SISTEMAS ELÉCTRICOS DE POTENCIA

CD. UNIVERSITARIA

ENERO DEL 2009

UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE NUEVO LEÓN  
FACULTAD DE INGENIERÍA MECÁNICA Y ELÉCTRICA  
DIVISIÓN DE ESTUDIOS DE POSGRADO

Los miembros del comité de tesis recomendamos que la tesis “**ESTUDIO COMPARATIVO DE ALGORITMOS DE CONTROL PARA FILTROS DE POTENCIA ACTIVOS**” realizada por el alumno **Ing. Nestor Praxedis Maldonado Gómez**, matrícula número 1103216 sea aceptada para su defensa como opción al grado de **Maestro en Ciencias** de la Ingeniería Eléctrica con Orientación en Sistemas Eléctricos de Potencia.

El Comité de Tesis

---

Asesor  
Dr. Marco Tulio Mata Jiménez

---

Coasesor:  
Dr. Miguel Francisco Escalante Gutiérrez

---

Coasesor:  
Dr. Alberto Cavazos González

---

Vo. Bo.  
Dr. Moisés Hinojosa Rivera  
División de Estudios de Posgrado

Cd. Universitaria, a Enero del 2009

*Este trabajo está dedicado a mis padres  
Praxedis Maldonado Quiñones y Ma. de Jesus Gómez García,  
por sus enseñanzas y porque a ellos les debo lo que soy ahora,  
a mis hermanos César Daniel y Lizette Enidh  
por estar siempre conmigo,  
a mis abuelitas María de los Ángeles García e Isabel Quiñones,  
a mis abuelitos que en paz descansen Guadalupe Gómez Balderas y  
Pedro Maldonado García.*

*Una dedicación especial a mi querida novia Karla Violeta  
por su gran amor, apoyo, paciencia y motivación que me ha dado.*

# Agradecimientos

Primeramente quiero agradecerle a Dios por permitirme vivir esta experiencia y dejarme concluir mis estudios de maestría.

Al Dr. Marco Tulio Mata Jiménez por aceptar ser mi asesor de tesis, por su apoyo, paciencia, sugerencias y dedicarle su valioso tiempo al desarrollo de este trabajo.

Al Dr. Miguel F. Escalante y al Dr. Alberto Cavazos González por formar parte del comité de tesis, por sus sugerencias, comentarios e interés sobre este trabajo.

Al programa de *Doctorado de Ingeniería Eléctrica* (DIE) por el apoyo y aceptación para ingresar a dicho programa.

A la Facultad de Ingeniería Mecánica y Eléctrica, a la Universidad Autónoma de Nuevo León por permitirme estudiar mi carrera de licenciatura y maestría por 7 años de mi vida.

Al Consejo Nacional de Ciencia y Tecnología (*CONACyT*) por la beca económica otorgada durante mis estudios de maestría.

Un agradecimiento especial a los profesores de maestría que me impartieron clases, por haberme transmitido sus conocimientos y permitirme vivir esta experiencia maravillosa.

A mis compañeros, amigos y casi hermanos, los ingenieros Luis A. Trujillo, Mario A. González, Roberto Salinas, Ricardo Rosas, Félix E. Zamarrón, Juan A. Lara, Leo Carrasco, Christian H. Ortega y Miguel A. Platas, quienes vivieron conmigo esta etapa de mi vida y con los que viví experiencias inolvidables que recordaré por siempre, como la vez que lidiamos con un gato montéz, dos viajes en autobús de 24hrs. cada uno, entre muchas otras anécdotas que nos pasaron en el transcurso de los estudios de maestría.

A mis demás compañeros y amigos del DIE: Alfredo, Juan Pineda, René (gracias por

prestarme tu impresora), Alejandro Torres, la chicas DIE Gabriela, Karen y Nancy, al administrador de la impresora del DIE Aarón, y quienes estuvieron en el DIE en mi estancia ahí.

A las "*Chikas PISIS*" Herizeth, Anel, Enidh y Xochitl por ser muy grandes amigas de Karla y por que se han ganado mi respeto y admiración.

Quiero agradecer principalmente a mi familia, por seguirme apoyando incondicionalmente en todo y sobre todo en mis estudios profesionales, por su paciencia en los momentos que me ausente de las reuniones familiares, por el cariño y amor que me tienen, por la educación que me han dado que me han valido para lograr esto y más. Gracias a mis padres Praxedis Maldonado Quiñones, Ma. de Jesus Gómez García, a mis hermanos César Daniel y Lizette Enidh por ser una familia unida.

A mis abuelitas María de los Ángeles García e Isabel Quiñones por su amor a sus hijos y a sus nietos que las quieren mucho, a mis abuelitos, que en paz descansen, Guadalupe Gómez Balderas y Pedro Maldonado García por sus consejos y enseñanzas que nos dejaron, y a todos mis tíos y primos que tengo.

Agradezco también a una persona muy especial en mi vida, que me ha demostrado su amor y cariño de muchas maneras, una persona a la que le tengo mucho cariño y amor, que me ha apoyado en las buenas y en las malas y ha estado ahí cuando la necesito desde el momento en que la conocí y a quien confiaría mi vida si se diera dicha situación, gracias a mi querida novia Karla Violeta.

Muchas gracias a todas las personas que de una u otra forma contribuyeron con este trabajo.

Enero, 2009

Nestor Praxedis Maldonado Gómez

# RESUMEN

Publicación No. \_\_\_\_\_

Nestor Praxedis Maldonado Gómez,

M. C. en Ingeniería Eléctrica

Universidad Autónoma de Nuevo León, 2008

**Profesor Asesor: Marco Tulio Mata Jiménez**

Se presenta un estudio comparativo del desempeño de algoritmos de control empleados en dispositivos de compensación de redes eléctricas basados en convertidores estáticos.

El control por *asignación de polos*, el controlador *deadbeat* y el controlador *Proporcional-Integral* (PI) son considerados en este trabajo, los cuales se sintetizan utilizando un modelo continuo del sistema para la compensación de corrientes reactivas y armónicas de la red eléctrica.

Se propone un criterio apropiado para la comparación de los controladores utilizados, basado en tres índices de desempeño: el *error medio cuadrático* (EMC), el *porcentaje de distorsión armónica total* (%THD) y el *esfuerzo de control cuadrático* (ECC). Mediante una función de costo se ponderan los índices de desempeño mencionados y se obtiene un índice general de desempeño, donde el controlador que obtenga el valor mínimo en la función de costo, entre los controladores considerados, es el que presenta el mejor desempeño.

Mediante simulaciones numéricas, utilizando el modelo completo, se investiga las diferencias en el desempeño de los tres controladores, así como sus ventajas y desventajas dependiendo de la aplicación considerada.

# Índice General

Agradecimientos	iv
Resumen	vi
Índice General	vii
Índice de Tablas	xi
Índice de Figuras	xiii
<b>1 Introducción</b>	<b>1</b>
1.1 Antecedentes . . . . .	3
1.2 Planteamiento del problema . . . . .	4
1.3 Revisión de trabajos previos . . . . .	4
1.3.1 Trabajos relacionados con técnicas de control y modelado . . . . .	5
1.3.2 Trabajos relacionados con estudios comparativos de técnicas de control . . . . .	6
1.4 Objetivos de la tesis . . . . .	7
1.5 Estructura de la tesis . . . . .	7
<b>2 Modelo de un inversor trifásico acoplado a la red eléctrica</b>	<b>9</b>
2.1 Introducción . . . . .	9
2.1.1 Transformada de Park o transformación de coordenadas $a-b-c$ a $d-q-\theta$ . . . . .	11
2.1.2 Variables trifásicas instantáneas en representación vectorial . . . . .	14
2.2 Modelo del inversor trifásico acoplado a la red eléctrica . . . . .	17
2.3 Conclusiones . . . . .	20



<b>3</b>	<b>Control del filtro activo</b>	<b>21</b>
3.1	Introducción . . . . .	21
3.2	Diagrama por bloques para el control de la corriente en un convertidor estático acoplado a una red eléctrica . . . . .	22
3.3	Problema de control . . . . .	23
3.4	Control por asignación de polos . . . . .	25
3.5	Control digital deadbeat . . . . .	27
3.6	Control Proporcional-Integral (PI) . . . . .	29
3.6.1	Algoritmo del controlador PI . . . . .	29
3.6.2	Sintonización del controlador PI . . . . .	32
3.6.3	Algoritmo del controlador PI aplicado al modelo del convertidor trifásico acoplado a la red eléctrica . . . . .	34
3.7	Conclusiones del capítulo . . . . .	36
<b>4</b>	<b>Criterio de desempeño para la comparación de controladores utilizados en filtros activos</b>	<b>37</b>
4.1	Introducción . . . . .	37
4.2	Distorsión total de armónicos ( <i>%THD</i> ) . . . . .	38
4.3	Error medio cuadrático ( <i>EMC</i> ) . . . . .	39
4.4	Esfuerzo de control cuadrático ( <i>ECC</i> ) . . . . .	40
4.5	Metodología para la evaluación de los algoritmos de control en los filtros activos	41
4.6	Conclusiones del capítulo . . . . .	45
<b>5</b>	<b>Resultados de la evaluación y comparación de diferentes estrategias de control para un filtro activo</b>	<b>46</b>
5.1	Introducción . . . . .	46
5.2	Validación del modelo de un filtro activo de potencia acoplado a la red eléctrica	47
5.3	Aplicación del filtro activo como compensador estático de reactivos (STATCOM)	51
5.3.1	Introducción . . . . .	51
5.3.2	Principio de funcionamiento . . . . .	52
5.3.3	Configuración del sistema para la compensación de reactivos en la red eléctrica . . . . .	53

5.3.4	Resultados de la evaluación de los controladores en un filtro activo utilizado como compensador de reactivos . . . . .	55
5.4	Aplicación del filtro activo como compensador de armónicos . . . . .	67
5.4.1	Introducción . . . . .	67
5.4.2	Principio de funcionamiento del filtro activo . . . . .	68
5.4.3	Configuración del sistema para la compensación de armónicos en la red eléctrica . . . . .	69
5.4.4	Resultados de la evaluación de los controladores en un filtro activo utilizado como compensador de armónicos . . . . .	69
5.5	Conclusiones del capítulo . . . . .	76
<b>6</b>	<b>Conclusiones</b>	<b>78</b>
6.1	Introducción . . . . .	78
6.2	Conclusiones generales . . . . .	78
6.3	Contribuciones del trabajo de tesis . . . . .	79
6.4	Recomendaciones para trabajos futuros . . . . .	80
	<b>Bibliografía</b>	<b>81</b>
<b>A</b>	<b>Modulación de anchos de pulsos (PWM) del tipo vectorial para convertidores multinivel</b>	<b>84</b>
A.1	Método de modulación multinivel basado en vectores espaciales . . . . .	84
A.1.1	Síntesis del vector de referencia a partir de los vectores básicos . . . . .	87
A.1.2	Proceso de modulación de ancho de pulso . . . . .	89
A.1.3	Parte discreta del vector de referencia . . . . .	89
A.1.4	Parte no discreta del vector de referencia . . . . .	90
A.1.5	Modulación PWM de la parte no discreta . . . . .	90
A.1.6	El patrón de conmutación PWM . . . . .	91
A.1.7	El proceso y los estados de conmutación . . . . .	92
<b>B</b>	<b>Sistema de prueba y archivos de los circuitos de simulación</b>	<b>94</b>
B.1	Sistema eléctrico de prueba en programa <i>PSIM</i> . . . . .	94
B.1.1	Convertidor trifásico . . . . .	96

B.1.2	Sincronización para el cambio de coordenadas de $a-b-c$ a $d-q-\theta$ en un marco de referencia síncrono . . . . .	97
B.1.3	Cambio de coordenadas de $a-b-c$ a $d-q-\theta$ en un marco de referencia síncrono	98
B.1.4	Carga conectada al sistema de prueba . . . . .	99
B.1.5	Controles del sistema eléctrico de prueba y del modelo . . . . .	100
B.1.6	Modelo del sistema eléctrico . . . . .	101
B.2	Cálculo de índices de desempeño . . . . .	101
B.3	Envío de datos a <i>SIMULINK</i> . . . . .	102
B.4	Modulación PWM tipo vectorial implementada en el programa <i>SIMULINK</i> . . .	104
B.5	Archivos utilizados en las simulaciones . . . . .	105
<b>C</b>	<b>Autobiografía del autor</b>	<b>109</b>

# Índice de Tablas

3.1	Reglas para la sintonización del controlador PI . . . . .	34
4.1	Formato de tabla para los índices de desempeño . . . . .	43
5.1	Datos utilizados para la validación del modelo . . . . .	49
5.2	Parámetros del sistema para la evaluación de los controladores del filtro activo aplicado como compensador de reactivos. . . . .	55
5.3	Porcentajes de THD en las corrientes de la fuente principal utilizando diferentes controladores. . . . .	64
5.4	Índices de desempeño para el estudio comparativo de los controladores del filtro activo utilizado como compensador de reactivos. . . . .	65
5.5	Índices de desempeño normalizados para el estudio comparativo de los controladores del filtro activo utilizado como compensador de reactivos. . . . .	66
5.6	Valores de la función de costo para cada uno de los controladores del filtro activo utilizado para compensar reactivos. . . . .	66
5.7	Parámetros del sistema para la evaluación de los controladores del filtro activo aplicado como compensador de armónicos. . . . .	69
5.8	Índices de desempeño para el estudio comparativo de los controladores del filtro activo utilizado como compensador de armónicos. . . . .	74
5.9	Porcentajes de THD en las corrientes de la fuente principal utilizando diferentes controladores. . . . .	74
5.10	Índices de desempeño normalizados para el estudio comparativo de los controladores del filtro activo utilizado como compensador de armónicos. . . . .	75
5.11	Valores de la función de costo para cada uno de los controladores del filtro activo utilizado para compensar armónicos. . . . .	76

A.1	Papel de cada fase como una función de la posición angular $\theta$ . . . . .	87
B.1	Archivos necesarios para la simulación de la validación del sistema de prueba. . .	105
B.2	Archivos para el control de Asignación de Polos para compensar reactivos. . . .	105
B.3	Archivos para el control Proporcional - Integral (PI) para compensar reactivos. .	106
B.4	Archivos para el control Deadbeat para compensar reactivos. . . . .	106
B.5	Archivos para el control de Asignación de Polos para compensar armónicos. . . .	107
B.6	Archivos para el control Proporcional - Integral (PI) para compensar armónicos.	107
B.7	Archivos para el control Deadbeat para compensar armónicos. . . . .	108

# Índice de Figuras

1.1	Estructura básica del SEP . . . . .	2
2.1	Principio de funcionamiento de un filtro activo . . . . .	10
2.2	Representación vectorial de variables en un sistema ortogonal . . . . .	11
2.3	Representación vectorial de variables en un sistema ortogonal síncrono . . . . .	14
2.4	Representación vectorial de variables . . . . .	15
2.5	Inversor trifásico convencional . . . . .	17
2.6	Modelo del inversor acoplado a la red eléctrica . . . . .	18
3.1	Diagrama por bloques para regular la corriente en un convertidor trifásico . . . . .	22
3.2	Esquema de un control proporcional-integral para un proceso . . . . .	30
3.3	Esquema de un control proporcional puro . . . . .	31
3.4	Esquema de un control integral puro . . . . .	32
3.5	Respuesta a un escalón de una planta . . . . .	33
3.6	Respuesta en forma de $S$ a un escalón de una planta . . . . .	33
3.7	Esquema ilustrativo del funcionamiento de los controladores PI . . . . .	35
5.1	Esquema utilizado para la validación del modelo . . . . .	47
5.2	Representación de bloques del modelo del sistema estudiado . . . . .	48
5.3	Comparación de las corrientes obtenidas por el modelo y por el sistema real . . . . .	50
5.4	Tensiones a la salida del inversor trifásico de dos niveles . . . . .	50
5.5	Principio de funcionamiento del STATCOM . . . . .	52
5.6	Esquema con la configuración del sistema para aplicación del filtro activo como STATCOM . . . . .	54

5.7	Corrientes del filtro activo con el control por <i>asignación de polos</i> ante cambios de referencia. . . . .	56
5.8	Corrientes del filtro activo con el control PI ante cambios de referencia . . . . .	57
5.9	Corrientes del filtro activo con el control <i>deadbeat</i> ante cambios de referencia. . . . .	57
5.10	Detalle de las corrientes del filtro activo con el control por <i>asignación de polos</i> ante cambios de referencia. . . . .	58
5.11	Detalle de las corrientes del filtro activo con el control PI ante cambios de referencia	59
5.12	Detalle de las corrientes del filtro activo con el control <i>deadbeat</i> ante cambios de referencia. . . . .	59
5.13	Potencia activa y reactiva al utilizar el controlador por <i>asignación de polos</i> . . . . .	60
5.14	Potencia activa y reactiva al utilizar el controlador PI. . . . .	61
5.15	Potencia activa y reactiva al utilizar el controlador <i>deadbeat</i> . . . . .	61
5.16	Espectro de corrientes de la red eléctrica al utilizar el controlador por <i>asignación de polos</i> . . . . .	62
5.17	Espectro de corrientes de la red eléctrica al utilizar el controlador PI. . . . .	63
5.18	Espectro de corrientes de la red eléctrica al utilizar el controlador <i>deadbeat</i> . . . . .	63
5.19	Principio de funcionamiento del filtro activo . . . . .	68
5.20	Respuesta del control de <i>asignación de polos</i> para compensación de armónicos. . . . .	70
5.21	Detalle de la respuesta del control de <i>asignación de polos</i> para compensación de armónicos. . . . .	71
5.22	Respuesta con control Proporcional-Integral (PI) para compensación de armónicos. . . . .	71
5.23	Detalle de la respuesta con control Proporcional-Integral (PI) para compensación de armónicos. . . . .	72
5.24	Respuesta con control <i>deadbeat</i> para compensación de armónicos . . . . .	72
5.25	Detalle de la respuesta con control <i>deadbeat</i> para compensación de armónicos . . . . .	73
A.1	Vectores espaciales para un inversor de 5 niveles. . . . .	85
A.2	Fasor de referencia en el plano $(\alpha, \beta)$ . . . . .	86
A.3	Vectores básicos en un inversor multinivel de N-niveles. . . . .	88
A.4	Patrón de conmutación PWM. . . . .	91
A.5	Proceso y estados de conmutación. . . . .	92

B.1	Sistema eléctrico de prueba implementado el programa <i>PSIM</i> . . . . .	95
B.2	Subcircuitos de los Bloques 1-2 del sistema de prueba en programa <i>PSIM</i> . . . . .	97
B.3	Subcircuitos del <i>Bloque 4</i> del sistema de prueba en programa <i>PSIM</i> . . . . .	98
B.4	Subcircuitos del <i>Bloque 5</i> del sistema de prueba en programa <i>PSIM</i> . . . . .	98
B.5	Subcircuitos del <i>Bloque 6</i> del sistema de prueba en programa <i>PSIM</i> . . . . .	99
B.6	Subcircuitos de los bloques 7 y 8 del sistema de prueba en programa <i>PSIM</i> . . . . .	100
B.7	Subcircuitos de los <i>Bloque 9</i> del sistema de prueba en programa <i>PSIM</i> . . . . .	101
B.8	Cálculo del índice de <i>ECC</i> en el programa <i>PSIM</i> . . . . .	102
B.9	Cálculo del índice de <i>EMC</i> en el programa <i>PSIM</i> . . . . .	102
B.10	Circuito para el cálculo de la magnitud y ángulo del vector de la señal de control en el programa <i>PSIM</i> para enviarse a <i>SIMULINK</i> . . . . .	103
B.11	Envío y recepción de datos entre el el programa <i>PSIM</i> y el programa <i>SIMULINK</i> . . . . .	103
B.12	Implementación de la modulación PWM vectorial en el programa <i>SIMULINK</i> . . . . .	104



# Capítulo 1

## Introducción

Las principales funciones de un sistema eléctrico de potencia (SEP) son la generación y transmisión de energía eléctrica para satisfacer la demanda de los centros de consumo de energía, de manera ininterrumpida, eficiente y al menor costo posible.

Un SEP está compuesto principalmente de generadores (elementos que transforman la energía mecánica en energía eléctrica), líneas de transmisión (medio para transportar la energía eléctrica del lugar de generación al lugar donde se encuentran las cargas), turbinas (transmite energía mecánica a los generadores) y transformadores (acondicionan la energía eléctrica para la transmisión y distribución de la misma).

Los elementos que conforman el SEP se pueden agrupar en la industria eléctrica en tres importantes sectores: generación, transmisión y distribución. Cada sector del SEP se distingue principalmente por el nivel de tensión utilizado [1].

La estructura básica de un SEP se muestra en la Figura 1.1.

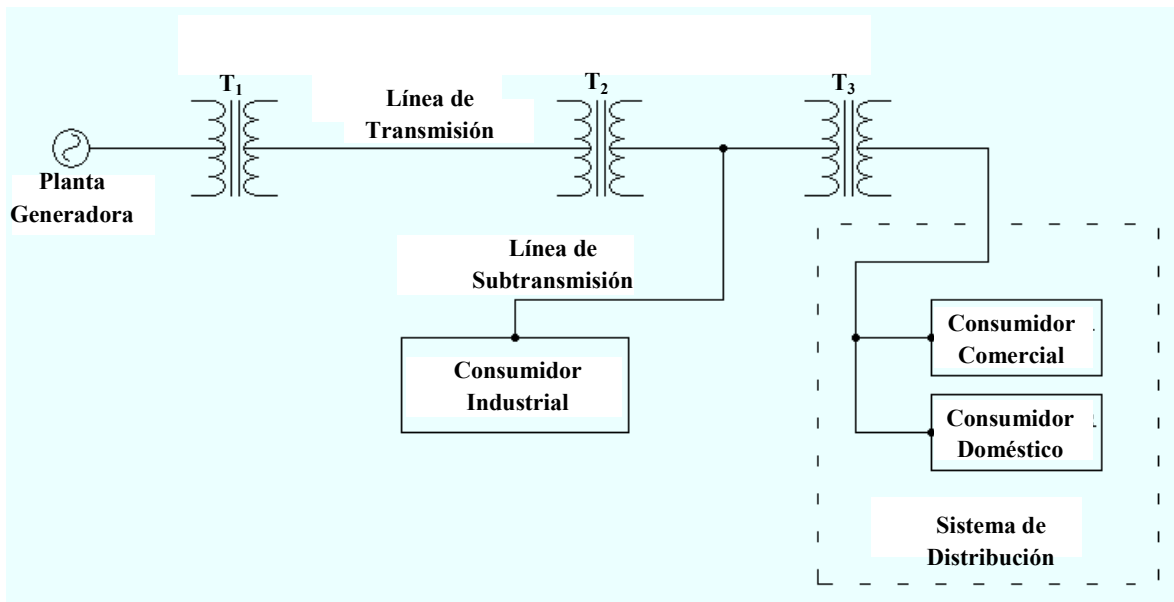


Figura 1.1: Estructura básica del sistema eléctrico de potencia (SEP).

En la Figura 1.1 se observa que el sistema eléctrico de potencia está conformado por una planta generadora, un sistema de líneas de transmisión, un sistema de líneas de subtransmisión, y un sistema de líneas de distribución. Los tres sistemas están interconectados por medio de transformadores, representados por  $T_1$ ,  $T_2$  y  $T_3$ , que modifican el nivel de tensión para reducir el material utilizado en las estructuras del SEP y las pérdidas de energía. En la parte final del SEP se encuentran los consumidores que se clasifican, de acuerdo a la cantidad de energía demandada, en industriales, comerciales y domésticos.

Actualmente, los sistemas eléctricos de potencia están siendo rebasados por la creciente demanda de energía eléctrica y algunos de ellos están operando con cargas cercanas a su máxima capacidad, al límite de su estabilidad y en condiciones de estrés [2]. Las dificultades para construir nueva infraestructura, por problemas económicos o ecológicos, han motivado a la búsqueda de soluciones que permitan optimizar el uso de la infraestructura disponible [3, 4].

Por otra parte, un problema importante en la calidad de la energía eléctrica, que cobra relevancia, es el aumento de cargas con características no lineales conectadas al sistema eléctrico; estas provocan corrientes armónicas y reactivas circulantes en la red eléctrica [3]. Dichas corrientes son indeseables ya que son fuentes de distorsión de las formas de onda de tensión y corriente fundamentales ocasionando sobrecalentamiento en equipo eléctrico, funcionamiento incorrecto del equipo eléctrico, pérdidas mayores de energía, problemas de regulación de tensión, inestabilidad del SEP, saturación en la capacidad de transmisión, entre otros problemas [3].

## 1.1 Antecedentes

Una de las soluciones propuestas para hacer más eficiente el SEP es la compensación de las corrientes reactivas y armónicas en la red eléctrica [3].

Tradicionalmente la compensación se ha implementado ya sea utilizando filtros pasivos, que son sintonizados a las frecuencias armónicas que se desean eliminar o bancos de condensadores y reactores fijos para la compensación de reactivos, pero debido a la dinámica que presenta el SEP estos métodos convencionales presentan algunos inconvenientes [3].

Recientemente las ventajas que ofrece la Electrónica de Potencia han hecho posible la concepción de dispositivos que responden a los cambios dinámicos de la red eléctrica. Dispositivos como los convertidores estáticos pueden ser utilizados como filtros activos de potencia para eliminar corrientes armónicas, balancear las fases y compensar las corrientes reactivas de la red eléctrica, de manera simultánea. El uso de estos dispositivos en el tratamiento de la energía eléctrica tiene como ventajas otorgar mayor flexibilidad al sistema y tener alta eficiencia en el acondicionamiento de grandes cantidades de energía [4] - [6].

## 1.2 Planteamiento del problema

En la comunidad científica e industrial existe un gran interés en la aplicación de dispositivos basados en electrónica de potencia para la compensación de redes eléctricas. Dentro de los dispositivos estudiados está el filtro activo de potencia, también conocidos como compensadores estáticos.

Los filtros activos de potencia son controlados mediante algoritmos de control, de los cuales existen varios enfoques y pocos estudios comparativos que determinen las ventajas y desventajas entre ellos.

En este proyecto de tesis se desarrollarán estudios comparativos de diferentes algoritmos de control aplicados a un filtro activo de potencia utilizado para la compensación de corrientes armónicas y reactivas, con la finalidad de desarrollar un criterio de desempeño para los algoritmos. Dicho criterio de desempeño servirá para evaluar cada uno de los algoritmos estudiados.

El criterio de desempeño desarrollado se aplicará a los esquemas de control más comunes y a algunas leyes de control recientes poco estudiadas. Se usarán simulaciones numéricas y se estudiará el desempeño de los controladores utilizados.

## 1.3 Revisión de trabajos previos

Para el control de los compensadores estáticos se han desarrollado diferentes tipos de algoritmos basados en técnicas lineales y no lineales, en donde se utiliza un modelo del sistema eléctrico y del filtro activo para su análisis en tiempo continuo y discreto. A continuación se presentan algunos de los trabajos examinados para el desarrollo de esta tesis.

### 1.3.1 Trabajos relacionados con técnicas de control y modelado

Los trabajos revisados en la literatura tratan del desarrollo de diferentes algoritmos de control utilizados en convertidores estáticos para su aplicación como compensadores estáticos de VARs (STATCOM), filtros activos, fuentes de tensión, entre otras aplicaciones.

El trabajo de tesis desarrollado en [7] presenta diferentes modelos con el que se puede representar a los convertidores estáticos para su análisis. Destacan el uso de técnicas no lineales para el diseño de algoritmos de control para convertidores estáticos, como el control híbrido donde se utiliza la *técnica de control por pasividad* en combinación con la *técnica de control de modos deslizantes*, aplicándola a un modelo aproximado del sistema del tipo lagrangiano para diferentes clases de convertidores, haciendo lo mismo con un modelo utilizando un formalismo hamiltoniano.

En [8] se desarrolló un controlador de corriente deadbeat de tipo digital para un convertidor, donde se elaboró un esquema de implementación del algoritmo digital, compensando los retrasos producidos en señales debido al uso de un modulador de ancho de pulsos (PWM). Se implementó un estimador de estado de las variables más importantes, diseñando el controlador en base a un modelo al sistema en tiempo discreto.

En el trabajo revisado en [9] fueron utilizados controladores del tipo proporcional-integral (PI) para su aplicación en convertidores trifásicos y monofásicos. Se describen diferentes configuraciones y esquemas de control para mejorar el algoritmo y solucionar problemas relacionados con los convertidores.

La investigación desarrollada en [10] realiza un estudio de compensación de reactivos y armónicos utilizando convertidores del tipo multinivel. Se empleó un modelo promediado de un convertidor trifásico acoplado a la red eléctrica, se usó algoritmos del tipo PI y adicionalmente se aplicó una técnica de modulación PWM del tipo vectorial desarrollada por el autor.

En general, de los trabajos descritos anteriormente se tomaron algunos puntos importantes de cada uno para realizar la estructura esta tesis.

### 1.3.2 Trabajos relacionados con estudios comparativos de técnicas de control

Se ha encontrado en la literatura pocos estudios comparativos de algoritmos y estrategias de control para filtros activos, los más importantes se describen a continuación.

En [11] se presenta un método de comparación de tres tipos de algoritmos: el controlador PI, el controlador deadbeat y un controlador por histéresis. El criterio de desempeño utilizado se basó en medir la distorsión armónica total ( $\%THD$ ) en las corrientes de línea del sistema de prueba, el error de seguimiento de señales de referencia y se analizó el espectro de la corriente de línea del sistema. Comparando los resultados obtenidos en cada uno de los índices de desempeño se identificaron algunas ventajas y desventajas de cada controlador.

El trabajo presentado en [12] realiza un estudio comparativo entre técnicas para calcular las señales de referencia para el filtro activo. Se presentan 4 técnicas para el cálculo de las señales de referencia que son aplicadas a un filtro activo de tipo paralelo. Como índices de desempeño se utilizaron el índice de distorsión total armónica (THD), mediciones de la potencias activa y aparente, y el factor de potencia del sistema.

Una comparación de diferentes esquemas de control para un convertidor estático con modulación PWM se presenta en [13]. El criterio de desempeño utilizado se basa en la medición *RMS* de las corrientes armónicas en la red eléctrica cuando se emplea el convertidor, la medición del error medio cuadrático RMS entre la corriente de referencia y la corriente suministrada por el convertidor y el número de conmutaciones con que trabaja el convertidor. Se consideró

en la investigación controladores lineales y no lineales, de donde se presentan formas de onda de corriente para cada controlador y las señales de error.

De cada aportación bibliográfica revisada se obtuvo información útil que colaboró en el desarrollo de este trabajo. A continuación se presentan los objetivos de esta tesis.

## 1.4 Objetivos de la tesis

Este trabajo de tesis está enfocado a los controladores utilizados en dispositivos para compensar redes eléctricas, especialmente filtros activos de potencia.

Los objetivos que persigue esta tesis son los siguientes:

- Establecer criterios de desempeño para la evaluación del desempeño de los algoritmos de control utilizados en filtros activos.
- Realizar el estudio de algoritmos de control mediante simulaciones numéricas evaluándolos con los criterios de desempeño propuestos.

## 1.5 Estructura de la tesis

La tesis está organizada en 6 capítulos. En el Capítulo 1 se presenta una introducción general del desarrollo de este trabajo, en donde se expone la problemática a tratar, los trabajos más importantes realizados relacionados con estudios comparativos de estrategias de control para filtros activos y los objetivos que persigue esta tesis.

Las herramientas y conceptos necesarios para el desarrollo de esta investigación se resumen

en el Capítulo 2, donde se obtiene el modelo del sistema eléctrico utilizado para la síntesis de los algoritmos de control.

En el Capítulo 3 se describen los controladores estudiados, el controlador *proporcional-integral* (PI), el controlador *deadbeat* y el controlador por *asignación de polos*. Se muestra la configuración que tiene el sistema completo, incluyendo la red eléctrica, el compensador y los lazos de control.

Los índices de desempeño que son tomados en cuenta para el estudio comparativo de los algoritmos de control se exponen en el Capítulo 4, justificándolos y describiendo un procedimiento para utilizarlos adecuadamente y así evaluar los controladores del filtro activo.

En el Capítulo 5 se describen dos aplicaciones del filtro activo, como compensador de reactivos y como compensador de armónicos, donde los controladores se evalúan mediante el criterio desarrollado.

En el Capítulo 6 se presentan las conclusiones generales del trabajo de tesis, donde se hacen algunas aclaraciones del proceso de evaluación de los controladores del filtro activo. Finalmente se dan las aportaciones y contribuciones logradas en este trabajo.



## Capítulo 2

# Modelo de un inversor trifásico acoplado a la red eléctrica

En este capítulo se desarrolla el modelo de un convertidor trifásico acoplado a una red eléctrica, el cual es utilizado para sintetizar los controladores estudiados.

Un modelo es utilizado para estudiar el comportamiento de un fenómeno físico, químico y/o biológico. En este capítulo se presenta el modelo de un convertidor trifásico, que se obtiene a partir del uso de conceptos de sistemas eléctricos de potencia y algunas herramientas matemáticas que se describen a continuación.

### 2.1 Introducción

En el desarrollo de diversos trabajos de investigación se propone que el acoplamiento de filtros activos al sistema eléctrico de potencia como una solución efectiva para compensar potencia reactiva y corrientes armónicas [3].

La función de los filtros activos es suministrar a la red eléctrica una corriente o una tensión, con la misma magnitud y en sentido opuesto de la corriente o tensión a compensar, con el fin

de que las fuentes de tensión principales únicamente entreguen señales sinusoidales de tensión y corriente, y de esta manera entregar al sistema eléctrico energía de mayor calidad, disminuir pérdidas y hacer el sistema más eficiente.



Figura 2.1: Principio de funcionamiento de un filtro activo.

El principio de funcionamiento de un filtro activo se ilustra en la Figura 2.1, donde se muestra que la señal suministrada por el filtro es la parte de distorsión de la señal demandada por la carga, logrando que la fuente principal del sistema suministre señales con formas de onda sinusoidales definidas (parte fundamental).

Los convertidores estáticos de potencia pueden ser utilizados como filtros activos. Basados en electrónica de potencia, este tipo de dispositivos pueden transformar energía de corriente directa (*dc*) a energía de corriente alterna (*ac*). Mediante un control apropiado de los elementos de conmutación que los conforman, se obtiene a la salida señales discontinuas de tensión y corriente, que en promedio son iguales a las deseadas.

Algunas herramientas empleadas para el diseño y análisis de compensadores de corrientes armónicas y reactivas, como la transformación de coordenadas *a-b-c* a coordenadas *d-q-0* [14] y la teoría de potencia instantánea [10, 15] se resumen a continuación.

### 2.1.1 Transformada de Park o transformación de coordenadas $a-b-c$ a $d-q-0$

La transformada de Park o transformación de coordenadas  $a-b-c$  a  $d-q-0$  es una herramienta muy utilizada en el estudio de sistemas eléctricos.

Esta herramienta realiza una proyección de las variables instantáneas del sistema representadas por vectores, de tensión o corriente, sobre un marco de referencia de dos ejes ortogonales,  $d$  sobre el eje de las abscisas y  $q$  sobre el eje de las ordenadas.

Dicho marco de referencia puede ser estático o puede girar a la velocidad angular  $\omega$ , misma que tienen las variables eléctricas del sistema.

Una ventaja del nuevo sistema de coordenadas ( $d-q-0$ ) respecto al sistema de coordenadas original ( $a-b-c$ ), es que las variables instantáneas de tensión y corriente se pueden representar como vectores estáticos.

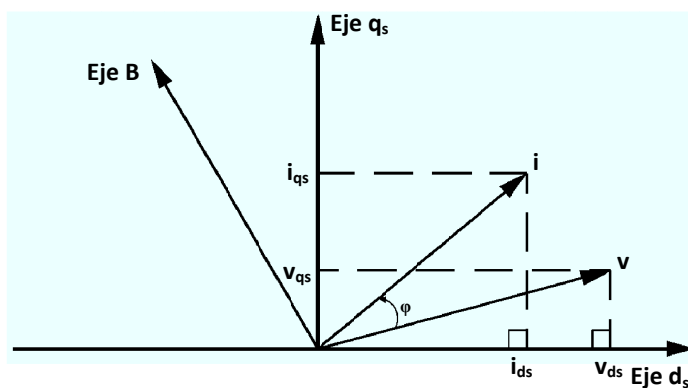


Figura 2.2: Representación de las variables instantáneas trifásicas en forma vectorial y en un sistema de coordenadas ortogonal.

En la Figura 2.2 se muestra la representación vectorial del cambio de coordenadas mencionado en esta sección, donde los vectores instantáneos de tensión ( $v$ ) y corriente ( $i$ ) se proyectan sobre los ejes directo ( $d_s$ ) y de cuadratura ( $q_s$ ), cuyos subíndice "s" indica que los ejes pertenecen a un marco de referencia estático.

El cambio de coordenadas  $a$ - $b$ - $c$  a coordenadas  $d_s$ - $q_s$ - $0$  se realiza mediante la siguiente transformación lineal:

$$\begin{bmatrix} x_{ds} \\ x_{qs} \\ x_0 \end{bmatrix} = [C] \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} \quad (2.1.1)$$

donde:

- $\mathbf{x}_{ds}$  proyección del vector  $x$  en el eje directo ( $d_s$ ) del marco de referencia estático.
- $\mathbf{x}_{qs}$  proyección del vector  $x$  en el eje de cuadratura ( $q_s$ ) del marco de referencia estático.
- $\mathbf{x}_0$  proyección del vector  $x$  en el eje cero ( $d_0$ ) del marco de referencia estático.
- $\mathbf{x}_a$  es la componente en la fase  $a$  del vector instantáneo  $x$ .
- $\mathbf{x}_b$  es la componente en la fase  $b$  del vector instantáneo  $x$ .
- $\mathbf{x}_c$  es la componente en la fase  $c$  del vector instantáneo  $x$ .

La matriz de transformación  $C$  está dada por:

$$[C] = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & \frac{-1}{2} & \frac{-1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{-\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix}$$

la cual es una matriz ortogonal con la siguiente propiedad:

$$[C]^{-1} = \frac{3}{2} [C]^T$$

Las variables instantáneas de tensión y corriente se pueden representar en un sistema de coordenadas con marco de referencia giratorio con ejes directo ( $d$ ) y de cuadratura ( $q$ ), donde el eje directo ( $d$ ) coincide siempre con el vector instantáneo de tensión.

El nuevo sistema de coordenadas con marco de referencia giratorio está dado por una transformación variable en el tiempo definida por:

$$\begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} = [C_1(\theta)]^{-1} \begin{bmatrix} x_d \\ x_q \\ x_0 \end{bmatrix} \quad (2.1.2)$$

donde:

- $\mathbf{x}_d$  proyección del vector  $x$  en el eje directo ( $d$ ) del marco de referencia giratorio.
- $\mathbf{x}_q$  proyección del vector  $x$  en el eje de cuadratura ( $q_s$ ) del marco de referencia giratorio.
- $\mathbf{x}_0$  proyección del vector  $x$  en el eje cero ( $d_0$ ) del marco de referencia giratorio.

La matriz de transformación  $C_1(\theta)$ , también llamada transformada de Park, está dada por:

$$[C_1(\theta)] = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix};$$

donde  $C_1(\theta)$  es una matriz de transformación ortogonal variable en el tiempo.

El ángulo  $\theta$  utilizado en (2.1.2) se expresa como:

$$\theta = \tan^{-1} \left( \frac{v_{qs}}{v_{ds}} \right)$$

donde  $v_{ds}$  y  $v_{qs}$  son las componentes del vector de tensión de la red eléctrica en un marco de referencia estacionario, las cuales se obtienen aplicando la transformación (2.1.1) a las tensiones de fase de la red eléctrica.

En la Figura 2.3 se muestra gráficamente la transformación de coordenadas descrita anteriormente. La representación vectorial del cambio de coordenadas con marco de referencia giratorio ilustrado en la Figura 2.3 muestra que el vector instantáneo de tensión ( $v$ ) coincide siempre con el eje directo ( $d$ ) y el vector instantáneo de corriente ( $i$ ) se proyecta sobre los ejes directo ( $d$ ) y de cuadratura ( $q$ ). En el nuevo sistema de coordenadas los vectores de las variables del sistema permanecen estáticos en estado estable, simplificando su análisis.

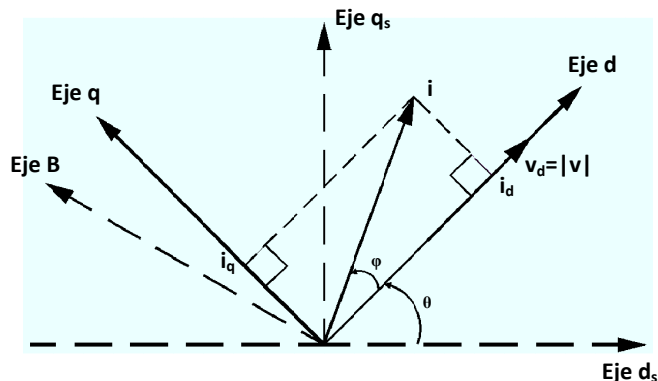


Figura 2.3: Representación de las variables instantáneas trifásicas en forma vectorial y en un marco de referencia giratorio.

La sección siguiente aborda el concepto de potencia instantánea, utilizado en el cálculo de señales de referencia para el filtro activo de potencia.

### 2.1.2 Variables trifásicas instantáneas en representación vectorial

La potencia real instantánea trifásica  $p$  en un sistema eléctrico trifásico balanceado se puede expresar como:

$$p = v_a i_a + v_b i_b + v_c i_c \quad (2.1.3)$$

donde las variables  $v_a$ ,  $v_b$  y  $v_c$  representan los valores instantáneos de tensión de fase a neutro, y las variables  $i_a$ ,  $i_b$  e  $i_c$  representan los valores instantáneos de corrientes de fase.

Las variables instantáneas del sistema eléctrico trifásico pueden representarse por medio de un vector equivalente en el espacio vectorial trifásico, como se muestra en la Figura 2.4

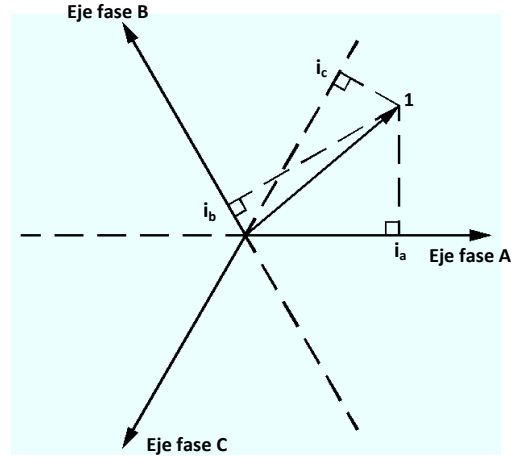


Figura 2.4: Representación de las variables instantáneas trifásicas en forma vectorial.

En la Figura 2.4 se representa a las corrientes instantáneas de fase de un sistema eléctrico trifásico por medio de un vector unitario equivalente, cuya proyección sobre los ejes de fase, representa el valor instantáneo de corriente asociado a dicha fase [10].

La representación vectorial de las variables se puede realizar al introducir un nuevo sistema de coordenadas ortogonal, donde el vector equivalente se descompone en sus componentes  $d_s$  y  $q_s$  como se ilustra en la Figura 2.2.

Definiendo los vectores de tensión y corriente como:

$$v = \begin{bmatrix} v_a & v_b & v_c \end{bmatrix}^T \quad (2.1.4)$$

$$i = \begin{bmatrix} i_a & i_b & i_c \end{bmatrix}^T \quad (2.1.5)$$

y al aplicar la transformación lineal (2.1.1) en (2.1.4) y (2.1.5) se obtienen los vectores de tensión y corriente proyectados sobre los ejes  $d_s$  y  $q_s$  de un marco de referencia estático:

$$v_{dq} = \begin{bmatrix} v_{ds} & v_{qs} & v_0 \end{bmatrix}^T \quad (2.1.6)$$

$$i_{dq} = \begin{bmatrix} i_{ds} & i_{qs} & i_0 \end{bmatrix}^T \quad (2.1.7)$$

La potencia activa instantánea  $p$  y la potencia reactiva instantánea  $q$  en términos de las variables en coordenadas  $d-q-\theta$  se definen como:

$$p \triangleq v \cdot i = v_a i_a + v_b i_b + v_c i_c = \frac{3}{2} (v_0 i_0 + v_{ds} i_{ds} + v_{qs} i_{qs}) \quad (2.1.8)$$

$$q \triangleq |v \times i| = \left| \begin{bmatrix} q_a \\ q_b \\ q_c \end{bmatrix} \right| = \left| \begin{bmatrix} \left| \begin{array}{cc} v_a & v_b \\ i_a & i_b \end{array} \right| \\ \left| \begin{array}{cc} v_b & v_c \\ i_b & i_c \end{array} \right| \\ \left| \begin{array}{cc} v_c & v_a \\ i_c & i_a \end{array} \right| \end{bmatrix} \right| = \sqrt{q_a^2 + q_b^2 + q_c^2}$$

$$q = \sqrt{q_a^2 + q_b^2 + q_c^2} = \frac{3}{2} \sqrt{q_{ds}^2 + q_{qs}^2 + q_0^2} \quad (2.1.9)$$

donde  $q_{ds} = v_{ds} i_{qs} - v_{qs} i_{ds}$ ,  $q_{qs} = v_{qs} i_0 - v_0 i_{qs}$  y  $q_0 = v_0 i_{ds} - v_{ds} i_0$ .

En un sistema trifásico balanceado no existen componentes en el eje ortogonal al plano  $d-q$ , al utilizar la transformación (2.1.1) [16] - [17], considerándose que el sistema es balanceado, las expresiones (2.1.8)-(2.1.9) se pueden simplificar como:

$$p = \frac{3}{2} (v_{ds} i_{ds} + v_{qs} i_{qs}) = \frac{3}{2} |v| |i| \cos(\phi) \quad (2.1.10)$$

$$q = \frac{3}{2} (v_{ds} i_{qs} - v_{qs} i_{ds}) = \frac{3}{2} |v| |i| \sin(\phi) \quad (2.1.11)$$

donde  $\phi$  es el ángulo entre los vectores instantáneos de tensión y corriente.

Al utilizar (2.1.2) para la transformación de coordenadas de  $a-b-c$  a un marco de coordenadas  $d-q-\theta$ , girando a una velocidad angular  $\omega$  en sincronía con el vector instantáneo de tensión, las expresiones de potencia instantánea activa y reactiva se simplifican como:

$$p = \frac{3}{2} |v| i_d \quad (2.1.12)$$

$$q = \frac{3}{2} |v| i_q \quad (2.1.13)$$

donde se concluye, que la representación de un sistema eléctrico trifásico balanceado en un marco de referencia giratorio  $d-q-\theta$  da como resultado que la potencia activa instantánea sea



proporcional a la magnitud del vector de tensión y la componente de directa de la corriente ( $i_d$ ), mientras la potencia reactiva instantánea es directamente proporcional a la magnitud del vector de tensión y la componente del eje de cuadratura del vector de corriente ( $i_q$ ).

## 2.2 Modelo del inversor trifásico acoplado a la red eléctrica

El diagrama básico de un convertidor trifásico se muestra en la Figura 2.5. Este presenta la configuración típica del inversor trifásico de dos niveles, donde  $U_e$  es la alimentación del lado de  $dc$  del inversor.

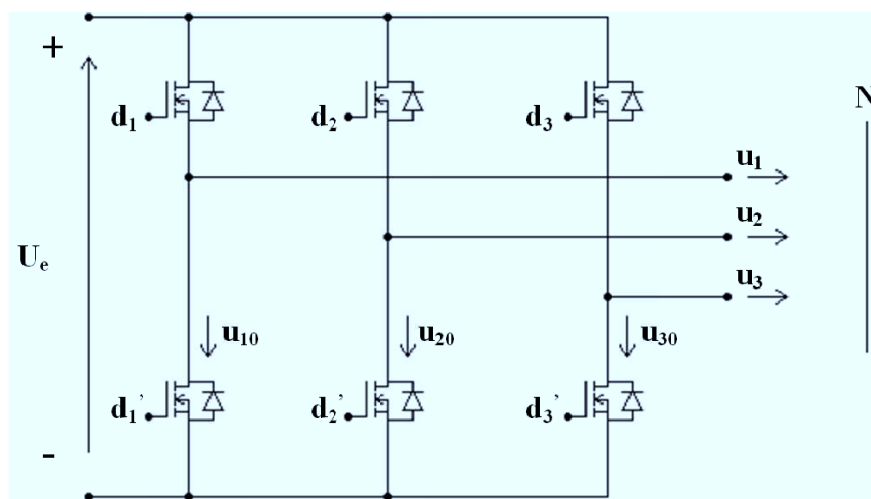


Figura 2.5: Inversor trifásico convencional.

Los interruptores o dispositivos de conmutación  $d_1$ ,  $d_2$ ,  $d_3$ ,  $d'_1$ ,  $d'_2$  y  $d'_3$  observados en la Figura 2.5, se controlan en pares de manera complementaria, donde los pares complementarios son  $(d_1, d'_1)$ ,  $(d_2, d'_2)$  y  $(d_3, d'_3)$ . Por control complementario se entiende que sólo un elemento del par puede estar conduciendo. Estos interruptores son controlados mediante señales que pueden

representarse por pulsos con magnitud de  $0$  ó  $1$ , donde la magnitud de la señal es cero cuando el interruptor permanece apagado, y la magnitud de la señal es  $1$  cuando el interruptor se enciende. De esto último se desprende que el sistema del convertidor presenta discontinuidades en la salida sobre las señales de tensión y corriente debido a las características de los elementos de conmutación, por lo tanto, se utilizan valores promedio de las señales para representar el comportamiento del sistema y simplificar su análisis.

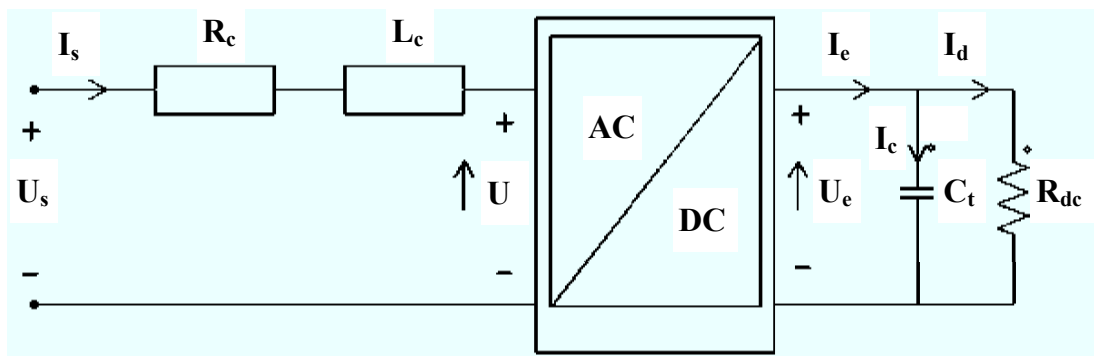


Figura 2.6: Circuito equivalente del inversor trifásico acoplado a la red eléctrica a compensar.

En la Figura 2.6 se muestra el circuito equivalente del convertidor trifásico acoplado a la red eléctrica. El transformador de acoplamiento y la red eléctrica se representan mediante la resistencia y la inductancia de cortocircuito equivalentes,  $R_c$  y  $L_c$ , respectivamente. El vector de tensión de fase a neutro referido al secundario del transformador es  $U_s$ ,  $U$  es el vector de la tensión a la salida de inversor trifásico y  $U_e$  representa la tensión de alimentación del lado de  $cd$  del compensador. La capacitancia del condensador es  $C_t$  e  $I_d$  es la corriente que alimenta a una carga en el lado de  $dc$  del convertidor.

Mediante un análisis de corrientes y tensiones de malla del lado izquierdo de la Figura 2.6, se obtiene una expresión que relaciona las variables instantáneas del modelo describiendo el

comportamiento del sistema:

$$R_c \cdot I + L_c \cdot \frac{dI}{dt} = U_s - U \quad (2.2.1)$$

Al realizar un análisis de potencias en el lado de  $ac$  y en el de  $dc$  se obtiene la siguiente igualdad:

$$P = \frac{3}{2} \text{Re}\{U^* I\} = U_e I_e \quad (2.2.2)$$

que representa la conservación de la potencia en el sistema del lado de  $ca$  y en el lado de  $cd$  del convertidor trifásico, donde  $U^*$  es el complejo conjugado del vector de tensión a la salida del convertidor, representada por:

$$U^* = U_{cm}^* U_e$$

donde el complejo conjugado del vector tensión de referencia del convertidor es  $U_{cm}^*$ .

Mediante un análisis de las corrientes en el lado de  $cd$  del convertidor, donde se alimenta a una carga resistiva  $R_{dc}$ , se obtiene:

$$I_e = I_c + I_d = C_t \frac{dU_e}{dt} + \frac{U_e}{R_{dc}} \quad (2.2.3)$$

donde  $I_e$  es la corriente total que fluye en el lado de  $dc$  e  $I_c$  es la corriente suministrada por el condensador.

Al relacionar (2.2.2)-(2.2.3) se desarrolla una expresión que modela la dinámica de la tensión del condensador, dada por:

$$\frac{dU_e}{dt} = \frac{1}{C_t} \left[ \frac{3}{2} \text{Re}\{U_{cm}^* I\} - \frac{U_e}{R_{dc}} \right] \quad (2.2.4)$$

donde (2.2.1) y (2.2.4) representan la dinámica de todo el sistema en notación vectorial.

El sistema se puede expresar en sus componentes  $d-q-0$  sobre un marco de referencia síncrono, girando a la velocidad angular  $\omega$  del sistema, al multiplicarse (2.2.1) y (2.2.4) por  $e^{j\omega t}$  y

separando las partes reales e imaginarias, obteniendo el siguiente sistema de ecuaciones:

$$\frac{dI_\alpha}{dt} = -\frac{R_c}{L_c}I_\alpha + \omega I_\beta - \frac{U_e U_{cm_\alpha}}{L_c} + \frac{U_n}{L_c} \quad (2.2.5)$$

$$\frac{dI_\beta}{dt} = -\frac{R_c}{L_c}I_\beta - \omega I_\alpha - \frac{U_e U_{cm_\beta}}{L_c} \quad (2.2.6)$$

$$\frac{dU_e}{dt} = \frac{1}{C_t} \left[ \frac{3}{2} (U_{cm_\alpha} I_\alpha + U_{cm_\beta} I_\beta) - \frac{U_e}{R_{dc}} \right] \quad (2.2.7)$$

donde los subíndices  $\alpha$  y  $\beta$  representan las componentes en los ejes directo y de cuadratura respectivamente, del marco de referencia síncrono.

Las expresiones (2.2.5)-(2.2.7) modelan el comportamiento dinámico del sistema analizado, donde son utilizados valores promedios y modelan un sistema discontinuo con un sistema continuo, suave y simplificado. En general, la dinámica del condensador en (2.2.7), es considerada muy lenta respecto a la dinámica del resto del sistema, por lo tanto, la tensión  $U_e$  en ocasiones se toma como constante para simplificar el modelo y su consiguiente análisis.

## 2.3 Conclusiones

El modelo de un convertidor trifásico acoplado a una red eléctrica, descrito en este capítulo, se representa a un sistema con discontinuidades (convertidor trifásico) por medio de un modelo continuo promediado, será útil para diseñar controladores para un filtro activo, donde se utiliza un sistema de coordenadas con marco de referencia síncrono giratorio para simplificar su diseño.

En el capítulo siguiente se describen diferentes esquemas de control empleados en filtros activos de potencia, los cuales serán sintetizados a partir del modelo del sistema.

# Capítulo 3

## Control del filtro activo

### 3.1 Introducción

Existen diversos enfoques para diseñar un controlador para un convertidor trifásico, técnicas lineales y no lineales, que tienen como finalidad coordinar a los elementos de conmutación que conforman al convertidor, para obtener a la salida un valor deseado de corriente o tensión. En este capítulo se presenta una breve descripción de las técnicas de control consideradas en este estudio.

En la literatura se describen varios controladores aplicados a convertidores trifásicos, donde los más comunes son el control Proporcional-Integral (PI), el controlador digital *deadbeat* y el controlador por histéresis [11].

En este trabajo se consideran los controladores *Proporcional-Integral* (PI) [18] - [19], el controlador digital *deadbeat* [8] y un control propuesto del tipo *asignación de polos* [20] - [22], para realizar un estudio comparativo entre ellos.

A continuación, se presenta el diagrama a bloques general de un compensador estático y sus respectivos bloques de control.

## 3.2 Diagrama por bloques para el control de la corriente en un convertidor estático acoplado a una red eléctrica

En la Figura 3.1 se presenta un diagrama por bloques para la regulación de la corriente en un convertidor estático acoplado a una red eléctrica.

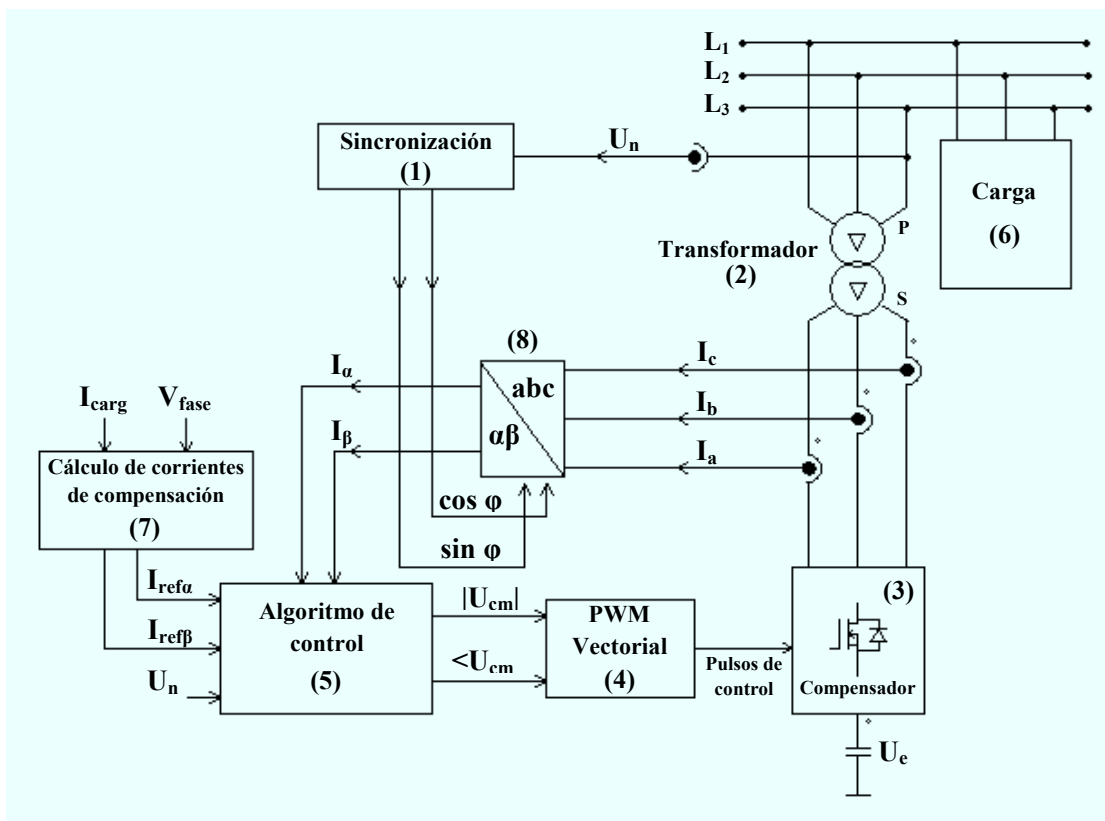


Figura 3.1: Diagrama por bloques para regular la corriente en un convertidor trifásico acoplado en la red eléctrica.

El sistema mostrado en la Figura 3.1 está compuesto por un convertidor trifásico de 2 niveles (*Bloque 3*), acoplado a la red eléctrica mediante un transformador (*Bloque 2*). El compensador se controla por una secuencia de pulsos generada por un modulador PWM (Pulse Width Modulation) de tipo vectorial (*Bloque 4*) [23], [24]. La tensión de *dc* del compensador

se asegura mediante un condensador previamente cargado a un nivel de tensión  $U_e$ . El bloque de control (*Bloque 5*) suministra al modulador PWM el vector de tensión de referencia, ( $U_{cm}$ ), necesario para su función. Este bloque se alimenta con corrientes de referencia en coordenadas  $d-q-\theta$  sobre un marco de referencia síncrono, calculadas por el *Bloque 7* utilizando los conceptos de potencia instantánea [15], las cuales son las corrientes que se desean que suministre el convertidor a la red eléctrica para su compensación. El *Bloque 6* representa la carga conectada al sistema eléctrico. La transformación de coordenadas  $a-b-c$  a  $d-q-\theta$  descrita por (2.1.2) se produce en el *Bloque 8*, donde se aplica a corrientes y tensiones del sistema, sincronizándose con la red eléctrica por medio del *Bloque 1*.

En las siguientes secciones se presenta una breve descripción de los controladores tomados en cuenta en esta tesis (*Bloque 5*).

### 3.3 Problema de control

El convertidor trifásico debe cumplir con el objetivo de suministrar a la red eléctrica las corrientes necesarias para su compensación. Estas últimas deberán ser reguladas por un algoritmo de control. Para lograr este fin es necesario diseñar una ley de control por retroalimentación (continua o discreta) que establezca el sistema en los valores deseados.

El problema de estabilización para el sistema:

$$\dot{x} = f(x, u)$$

es el problema de diseñar una ley de control por retroalimentación:

$$u = \gamma(x)$$

tal que el origen sea un punto de equilibrio uniforme asintóticamente estable del sistema en

lazo cerrado:

$$\dot{x} = f(x, \gamma(x))$$

resolviendo este problema se puede estabilizar el sistema con respecto a cualquier punto arbitrario  $p$  (digamos, los valores deseados) al trasladar el origen a dicho punto.

En el caso particular del convertidor el sistema esta dado por:

$$x = \begin{bmatrix} I_\alpha \\ I_\beta \\ U_e \end{bmatrix} \quad f = \begin{bmatrix} f_1 \\ f_2 \\ f_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_c}{L_c} I_\alpha + \omega I_\beta - \frac{U_e}{L_c} U_{cm\alpha} + \frac{U_N}{L_c} \\ -\frac{R_c}{L_c} I_\beta - \omega I_\alpha - \frac{U_e}{L_c} U_{cm\beta} \\ \frac{3}{2C_t} U_{cm\alpha} I_\alpha + \frac{3}{2C_t} U_{cm\beta} I_\beta - \frac{2}{3C_t R_{dc}} U_e \end{bmatrix} \quad (3.3.1)$$

El sistema representado por (3.3.1) es un sistema multientrada multisalida con dos entradas y tres salidas. El sistema es acoplado y no lineal dado que contiene multiplicación de estados y variables de entrada.

A fin de simplificar el diseño de los controladores se hace la suposición de que la dinámica del condensador que alimenta al convertidor es muy lenta con respecto a las otras variables, así la tensión del condensador  $U_e$  se considera constante. Con la consideración anterior, la expresión  $f_3$  en (3.3.1) se desprecia en el proceso de diseño del controlador y el sistema se reduce a:

$$\begin{aligned} \dot{x} &= Ax + Bu \\ y &= Cx \end{aligned} \quad (3.3.2)$$

donde:

$$\begin{aligned} x &= \begin{bmatrix} I_\alpha & I_\beta \end{bmatrix}^T ; \quad A = \begin{bmatrix} -\frac{R_c}{L_c} & \omega \\ -\omega & -\frac{R_c}{L_c} \end{bmatrix} ; \quad B = \begin{bmatrix} -\frac{U_e}{L_c} & 0 \\ 0 & -\frac{U_e}{L_c} \end{bmatrix} ; \quad C = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \\ u &= [v - v_s] \quad ; \quad v = \begin{bmatrix} U_{cm\alpha} & U_{cm\beta} \end{bmatrix}^T \quad ; \quad v_s = \begin{bmatrix} \frac{U_N}{U_e} & 0 \end{bmatrix}^T \end{aligned}$$

Notemos que el modelo reducido es lineal e invariante en el tiempo.

Para el diseño del controlador se consideran tres técnicas de control: la *asignación de polos*, la técnica *deadbeat* y el control *PI*. En las secciones siguientes se sintetizarán los controladores basados en el modelo reducido anterior.



### 3.4 Control por asignación de polos

Para el diseño del controlador por asignación de polos se utilizó el modelo reducido obtenido en la sección anterior. Para el caso lineal e invariante en el tiempo, el problema de regulación por asignación de polos se reduce a diseñar una  $u = kx$  (conservando la linealidad del sistema) tal que  $(A + Bk)$  sea Hurwitz, i.e. sus valores propios tengan parte real negativa.

Dado que se desea estabilizar el sistema en la corriente de referencia, i.e.  $I_\alpha = \hat{I}_\alpha$  e  $I_\beta = \hat{I}_\beta$ , se realiza el siguiente cambio de variables:

$$x_1 = I_\alpha - \hat{I}_\alpha \quad x_2 = I_\beta - \hat{I}_\beta$$

tal que el punto de equilibrio deseado esté localizado en el origen. La ecuación de estado es:

$$\dot{x}_1 = -\frac{R_c}{L_c}x_1 - \frac{R_c}{L_c}\hat{I}_\alpha + \omega x_2 + \omega\hat{I}_\beta - \frac{U_e U_{cm_\alpha}}{L_c} + \frac{U_N}{L_c} \quad (3.4.1)$$

$$\dot{x}_2 = -\omega x_1 - \omega\hat{I}_\alpha - \frac{R_c}{L_c}x_2 - \frac{R_c}{L_c}\hat{I}_\beta - \frac{U_e U_{cm_\beta}}{L_c} \quad (3.4.2)$$

Para que el sistema mantenga el equilibrio en el origen, la entrada tiene un componente de estado estacionario  $\hat{U} = \begin{bmatrix} \hat{U}_{cm_\alpha} & \hat{U}_{cm_\beta} \end{bmatrix}^T$  que satisfaga:

$$\begin{aligned} -\frac{R_c}{L_c}\hat{I}_\alpha + \omega\hat{I}_\beta - \frac{U_e \hat{U}_{cm_\alpha}}{L_c} + \frac{U_N}{L_c} = 0 &\Rightarrow \hat{U}_{cm_\alpha} = -\frac{R_c}{U_e}\hat{I}_\alpha + \frac{\omega L_c}{U_e}\hat{I}_\beta + \frac{U_N}{U_e} \\ -\omega\hat{I}_\alpha - \frac{R_c}{L_c}\hat{I}_\beta - \frac{U_e \hat{U}_{cm_\beta}}{L_c} = 0 &\Rightarrow \hat{U}_{cm_\beta} = -\frac{\omega L_c}{U_e}\hat{I}_\alpha - \frac{R_c}{U_e}\hat{I}_\beta \end{aligned}$$

Definiendo las variables de control como:

$$U_1 = U_{cm_\alpha} - \hat{U}_{cm_\alpha}$$

$$U_2 = U_{cm_\beta} - \hat{U}_{cm_\beta}$$

la ecuación de estado resulta:

$$\begin{aligned} \dot{x}_1 &= -\frac{R_c}{L_c}x_1 + \omega x_2 - \frac{U_e}{L_c}U_1 \\ \dot{x}_2 &= -\omega x_1 - \frac{R_c}{L_c}x_2 - \frac{U_e}{L_c}U_2 \end{aligned}$$

las cuales se pueden expresar en forma matricial como:

$$\dot{x} = Ax + Bu \quad (3.4.3)$$

donde:

$$\dot{x} = \begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \end{bmatrix}; \quad A = \begin{bmatrix} -\frac{R_c}{L_c} & \omega \\ -\omega & -\frac{R_c}{L_c} \end{bmatrix}; \quad x = \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix}; \quad B = \begin{bmatrix} -\frac{U_e}{L_c} & 0 \\ 0 & -\frac{U_e}{L_c} \end{bmatrix}; \quad u = \begin{bmatrix} U_1 \\ U_2 \end{bmatrix}$$

El par  $(A, B)$  es controlable. Se propone una ley de control:

$$u = \begin{bmatrix} U_1 \\ U_2 \end{bmatrix} = kx \quad (3.4.4)$$

donde:

$$k = \begin{bmatrix} \frac{L_c}{U_e} \left( -\frac{R_c}{L_c} + \psi \right) & \frac{L_c}{U_e} (\omega + \zeta) \\ \frac{L_c}{U_e} (-\omega + \gamma) & \frac{L_c}{U_e} \left( -\frac{R_c}{L_c} + \delta \right) \end{bmatrix}; \quad x = \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix}$$

donde  $\psi$ ,  $\delta$ ,  $\zeta$  y  $\gamma$  son los parámetros del controlador. En lazo cerrado el sistema resulta en:

$$\dot{x} = (A + Bk)x$$

donde la matriz  $(A + Bk)$  esta dada por:

$$(A + Bk) = \begin{bmatrix} -\psi & -\zeta \\ -\gamma & -\delta \end{bmatrix}$$

donde de acuerdo al criterio de estabilidad de Routh [25], el sistema es estable si se cumplen las siguientes condiciones: que  $\psi > -\delta$  y que  $\psi > \frac{\zeta\gamma}{\delta}$ .

La expresión (3.4.4) en términos de  $U_{cm_\alpha}$  y  $U_{cm_\beta}$  para obtener las leyes de control en coordenadas originales se muestra a continuación:

$$U_{cm_\alpha} = -\frac{R_c}{U_e}I_\alpha + \frac{L_c\psi}{U_e}(I_\alpha - \hat{I}_\alpha) + \frac{L_c\omega}{U_e}I_\beta + \frac{U_N}{U_e} \quad (3.4.5)$$

$$U_{cm_\beta} = -\frac{L_c\omega}{U_e}I_\alpha - \frac{U_h}{U_e}I_\beta + \frac{L_c\delta}{U_e}(I_\beta - \hat{I}_\beta) \quad (3.4.6)$$

donde se considera por simplicidad del diseño del controlador que los parámetros  $\zeta$  y  $\gamma$  tienen un valor de cero, con esto los parámetros  $\psi$  y  $\delta$  rigen el comportamiento de las corrientes del eje directo ( $\alpha$ ) y de cuadratura ( $\beta$ ) de manera independiente respectivamente en un marco de referencia síncrono.

El comportamiento de las corrientes suministradas por el convertidor estático en coordenadas  $d-q-0$  con marco de referencia síncrono,  $I_\alpha$  e  $I_\beta$ , al aplicar las señales de entrada (3.4.5) y (3.4.6) se describe por las siguientes expresiones:

$$I_\alpha(t) = \left[ I_\alpha(0) - \hat{I}_\alpha \right] e^{-\psi t} + \hat{I}_\alpha \quad (3.4.7)$$

$$I_\beta(t) = \left[ I_\beta(0) - \hat{I}_\beta \right] e^{-\delta t} + \hat{I}_\beta \quad (3.4.8)$$

donde  $I_\alpha(0)$  e  $I_\beta(0)$  representan el valor de las corrientes medidas a la salida del convertidor trifásico en el tiempo que el controlador es puesto en operación.

El control discreto deadbeat se describe brevemente en la siguiente sección, donde el modelo del sistema y la ley de control aplicada son del tipo discreto.

### 3.5 Control digital deadbeat

En la actualidad existe la tendencia a utilizar técnicas de control digital para convertidores estáticos como del tipo *deadbeat*, el cual ofrece el potencial de lograr una respuesta transitoria rápida, control de corriente más preciso y error en estado estable casi nulo. La técnica de control *deadbeat* utilizada se propone en [8] y se describe brevemente a continuación.

Cuando se combina la técnica de control *deadbeat* con una técnica de modulación de vectores espaciales [5] se logra un esquema de control que provee la más baja distorsión y el más bajo rizo de corriente [8].

Para implementar el control *deadbeat* el modelo (3.3.2) se discretiza mediante la aproximación de Euler, obteniéndose:

$$i(k+1) = A_D i(k) + B_D v(k) - e(k) \quad (3.5.1)$$

donde:

$$\begin{aligned} i(k) &= \begin{bmatrix} i_\alpha(k) & i_\beta(k) \end{bmatrix}^T ; \quad v(k) = \begin{bmatrix} U_{cm_\alpha}(k) & U_{cm_\beta}(k) \end{bmatrix}^T \\ e(k) &= \begin{bmatrix} \frac{U_n(k)}{U_e} + \frac{\omega L_c i_\beta(k)}{U_e} & -\frac{\omega L_c i_\alpha(k)}{U_e} \end{bmatrix}^T \\ A_D &= \begin{bmatrix} 1 - \frac{TR_c}{L_c} & 0 \\ 0 & 1 - \frac{TR_c}{L_c} \end{bmatrix} ; \quad B_D = \begin{bmatrix} -\frac{U_e T}{L_c} & 0 \\ 0 & -\frac{U_e T}{L_c} \end{bmatrix} \end{aligned}$$

donde  $i(k)$  es el valor equivalente del vector de corriente que inyecta el convertidor a la red eléctrica de manera discreta muestreada en el  $k$ -ésimo periodo ( $kT$ ,  $k = 0, 1, 2, \dots, n$ ), y  $T$  es el periodo de muestreo. La variable  $i(k+1)$  es el valor esperado del vector de corriente en un periodo posterior al muestreo. Las matrices  $A_D$  y  $B_D$  son las matrices obtenidas a partir de la aproximación de Euler aplicada a la parte simétrica de la matriz  $A$  y  $B$  en (3.3.2).

La ley de control utilizada, basada en la dinámica en tiempo discreto de (3.5.1), es un controlador de corriente convencional del tipo *deadbeat* [26]:

$$v^*(k) = B_D^{-1} \{i^*(k+1) - A_D i(k)\} + e(k) \quad (3.5.2)$$

donde el superíndice  $*$  denota las señales de referencia del controlador, donde el sistema debe de tender a los valores de referencia.

El comportamiento de la corriente suministrada a la red eléctrica, en el sistema discreto, al utilizar la señal de entrada (3.5.2) es:

$$i(k+1) = i^*(k+1) \quad (3.5.3)$$

donde la corriente en el periodo  $(k+1)$  es igual a la corriente de referencia o la deseada en el periodo  $(k+1)$ .

## 3.6 Control Proporcional-Integral (PI)

El controlador *proporcional-integral* (PI) se describe a continuación, del cual se han desarrollado diversos estudios y es uno de los más utilizados en la industria.

Tradicionalmente, el controlador más utilizado y estudiado para el control de corriente en convertidores estáticos es el controlador *Proporcional-Integral* (PI) [18].

Los controladores PI tienen importantes funciones, pues proveen una retroalimentación del sistema y tienen la capacidad de eliminar desfases en estado estable a través de la acción integral del mismo, además de otras cualidades.

Los controladores PI pueden ser implementados de diversas maneras, en sistemas de control basados únicamente con este tipo de controlador o como auxiliar de controladores más complejos y lograr una mejor eficiencia en el control de un sistema.

### 3.6.1 Algoritmo del controlador PI

El algoritmo básico del controlador Proporcional-Integral (PI) tiene la siguiente forma:

$$U(t) = K \left[ e(t) + \frac{1}{T_i} \int e(s) ds \right] \quad (3.6.1)$$

donde  $U$  es la variable de control y  $e$  es el error de control dado por  $e = y^* - y$ , el cual es la diferencia entre un valor de referencia ( $y^*$ ) y el valor medido en la salida del sistema controlado ( $y$ ).

La variable de control  $U$  en (3.6.1) es la suma de dos términos: El término que corresponde a la parte proporcional al error de control ( $Ke(t)$ ), y el término integral que corresponde a la parte integral del error de control  $\left( K \frac{1}{T_i} \int e(s) ds \right)$ .

La Figura 3.2 se muestra el esquema básico del controlador proporcional-integral.

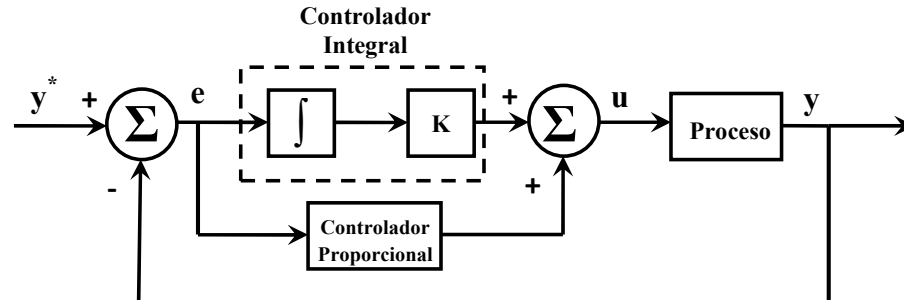


Figura 3.2: Esquema de un control proporcional-integral para un proceso.

En la Figura 3.2 se observa un sistema donde la salida de un proceso se retroalimenta a la entrada del sistema, la señal de retroalimentación ( $y$ ) es sustraída a una señal de referencia ( $y^*$ ) para formar una señal de error ( $e$ ). La señal de error ( $e$ ) alimenta al controlador proporcional-integral y se crea la señal  $u$ , que es la ley de control que modifica el comportamiento del proceso para obtener la regulación de la variable  $y$ .

A continuación se describen cada una de las partes que conforman el controlador *Proporcional-Integral* (PI) y su función en la respuesta de un proceso.

### Parte Proporcional del controlador PI

La parte proporcional del controlador PI es la encargada de modificar la dinámica del sistema para obtener un valor deseado a su salida, donde dicha dinámica cambia proporcionalmente al error obtenido entre la salida deseada y la obtenida.

Cuando se requiere usar al controlador PI sólo con su parte proporcional, el algoritmo de

control en (3.6.1) se reduce a la siguiente expresión:

$$U(t) = Ke(t) \quad (3.6.2)$$

donde la ley de control es simplemente proporcional al error de control.

Un esquema básico donde se puede mostrar la función del controlador proporcional se muestra en la Figura 3.3.

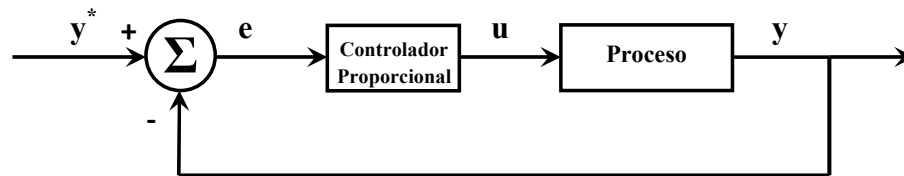


Figura 3.3: Esquema de un control proporcional puro.

En la Figura 3.3 se observa que la ley de control  $u$  es proporcionalmente a la señal de error,  $e$ , que alimenta al bloque del controlador.

### Parte Integral del controlador PI

Una de las principales funciones de la parte Integral del controlador PI es asegurar que la señal de salida del proceso se ajuste lo mejor posible a la señal de referencia en estado estable, ante una entrada escalón, cuando la planta cuenta con integradores.

El algoritmo de control cuando sólo se usa la parte Integral del PI es:

$$U(t) = K \frac{1}{T_i} \int e(s) ds \quad (3.6.3)$$

donde la ley de control es simplemente proporcional a la integral del error.

La representación esquemática del controlador Integral se muestra en la Figura 3.4.

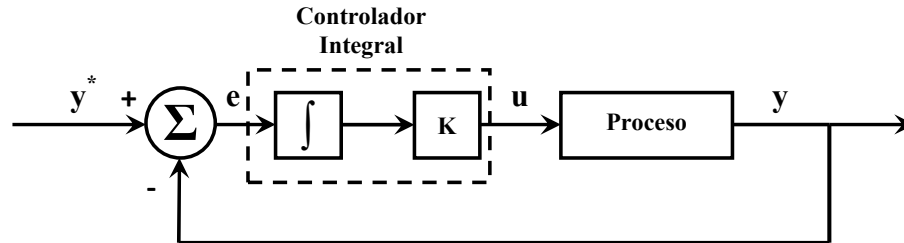


Figura 3.4: Esquema de un control integral puro.

En la Figura 3.4 se presenta el esquema de un sistema, donde su señal de control  $u$  se crea a partir del error que existe entre la salida del proceso y la salida deseada,  $(y^* - y)$ , y  $u$  es proporcional a la integral del error.

Entonces, el diseño del controlador PI se reduce a encontrar las ganancias que sintonizan al controlador, de tal manera que se obtenga una respuesta óptima de las variables controladas.

En la sección siguiente se da una breve descripción del método de sintonización utilizado para encontrar los valores de los parámetros del controlador PI.

### 3.6.2 Sintonización del controlador PI

Para la sintonización del controlador PI se siguió el procedimiento denominado Ziegler-Nichols, basado en la respuesta al escalón del sistema o proceso a controlar. Los valores de los parámetros a determinar por este método de sintonización son las ganancias  $K_p$  y el valor de la ganancia  $K_i$  dada por:  $K_i = \frac{K_p}{T_i}$ .



Existen dos métodos de Ziegler- Nichols, pero para el cálculo de los parámetros del controlador se utilizó el primer método, en el cual el sistema o proceso a controlar se le suministra a la entrada una señal escalón unitaria como se muestra en la Figura 3.5.

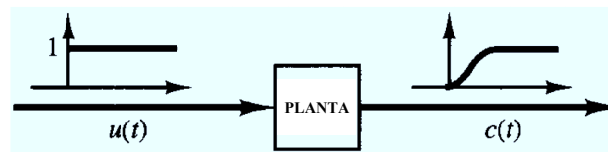


Figura 3.5: Respuesta a un escalón de una planta.

El método se basa principalmente en la forma de la señal de salida del proceso, donde, según el método, si el proceso no contiene integradores ni polos dominantes complejos conjugados la curva que la respuesta puede tener forma de  $S$ , tal y como se muestra en la Figura 3.6.

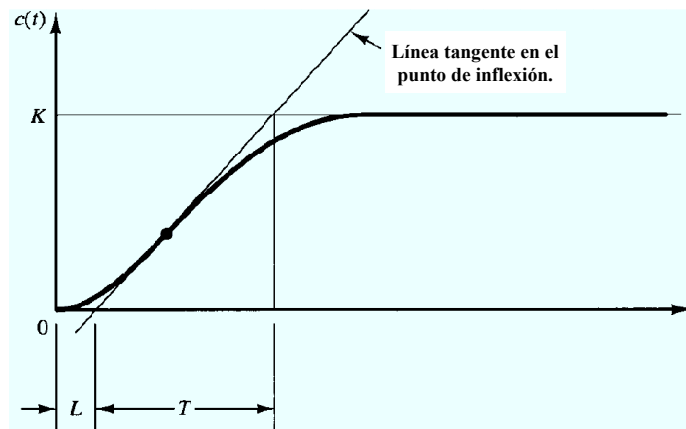


Figura 3.6: Respuesta en forma de "S" a un escalón de una planta.

La respuesta con forma de  $S$  en la Figura 3.6 se pueden obtener experimentalmente o a partir de una simulación dinámica del proceso, en este trabajo de tesis se genera partir de

simulaciones numéricas.

De la curva en forma de  $S$  se obtienen dos parámetros para la sintonización de un PI, los cuales son el tiempo de retardo,  $L$ , y la constante de tiempo,  $T$ , que se muestran en la Figura 3.6, en donde los parámetros se obtienen dibujando una línea tangente en el punto de inflexión de la curva en forma de  $S$ , y se determina la intersección con los ejes de las abscisas y las ordenadas.

Una vez encontrado los valores de los parámetros  $T$  y  $L$  se utiliza la Tabla 3.1 para encontrar los valores de los parámetros del controlador.

Tabla 3.1: Reglas para la sintonización del controlador PI.

Tipo de controlador	$K_p$	$T_i$	$T_d$
<b>P</b>	$\frac{T}{L}$	$\infty$	0
<b>PI</b>	$0.9\frac{T}{L}$	$\frac{L}{0.3}$	0
<b>PID</b>	$1.2\frac{T}{L}$	$2L$	$0.5L$

Como se muestra en la Tabla 3.1, con los valores obtenidos de la curva de la respuesta del sistema a una entrada escalón,  $T$  y  $L$ , se obtienen los valores de los parámetros  $K_d$  y  $T_i$  del controlador PI, pero también se pueden obtener los parámetros de los controladores proporcional puro y el controlador Proporcional-Integral-Derivativo (PID).

### 3.6.3 Algoritmo del controlador PI aplicado al modelo del convertidor trifásico acoplado a la red eléctrica

En el caso del convertidor trifásico se necesitan dos algoritmos de control PI, uno para controlar la corriente en el eje directo ( $I_\alpha$ ) y otro para controlar la corriente en el eje de

cuadratura ( $I_\beta$ ); ambas corrientes se controlan bajo un sistema de coordenadas  $d-q-0$  con marco de referencia síncrono.

Los algoritmos de control utilizados en el convertidor trifásico son las siguientes:

$$U_{cm_\alpha}(t) = K_\alpha \left[ e_\alpha(t) + \frac{1}{T_{i\alpha}} \int e_\alpha(\tau) d\tau \right] \quad (3.6.4)$$

$$U_{cm_\beta}(t) = K_\beta \left[ e_\beta(t) + \frac{1}{T_{i\beta}} \int e_\beta(\sigma) d\sigma \right] \quad (3.6.5)$$

donde  $K_\alpha$  y  $T_{i\alpha}$  son los parámetros del PI utilizado para controlar la corriente en el eje directo ( $I_\alpha$ ),  $K_\beta$  y  $T_{i\beta}$  son los parámetros del PI utilizado para controlar la corriente en el eje de cuadratura y las variables  $\tau$  y  $\sigma$  son constantes de integración.

En la Figura 3.7 se muestra un esquema donde se observa como serán utilizados los controladores PI en el sistema modelado.

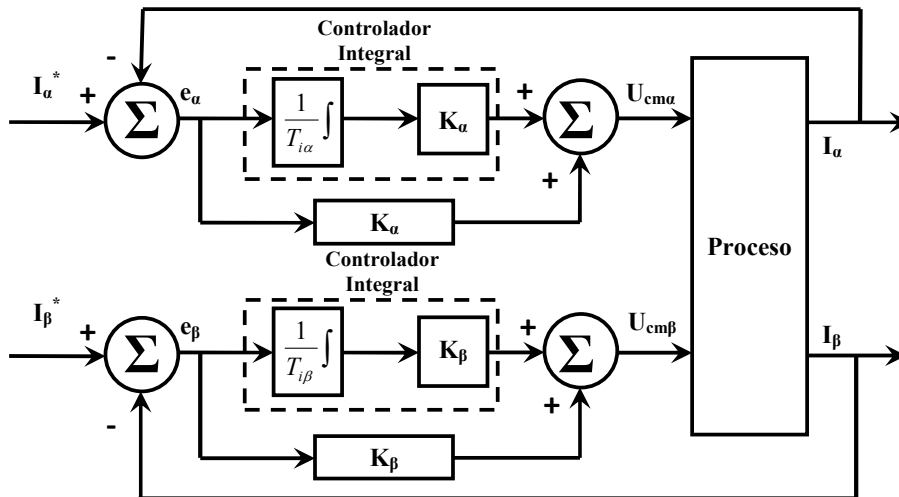


Figura 3.7: Esquema ilustrativo del funcionamiento de los controladores PI.

Como se muestra en la Figura 3.7, se comparan las corrientes inyectadas por el convertidor

trifásico a la red eléctrica con las señales de referencia. Los errores resultantes de las comparaciones de corrientes,  $e_\alpha$  y  $e_\beta$ , son las entradas de los controladores PI, obteniéndose a la salida de los controladores las señales de control  $U_{cm_\alpha}$  y  $U_{cm_\beta}$ , necesarias para mantener reguladas las variables inyectadas a la red eléctrica.

### 3.7 Conclusiones del capítulo

En este capítulo se presentó un diagrama por bloques para la regulación de la corriente en un convertidor estático acoplado a una red eléctrica, el cual nos introduce a una idea general de la función que realizan los controladores y su interacción con el sistema completo.

Se presentó la aplicación de los controladores de *asignación de polos*, el controlador PI y el controlador *deadbeat* en el modelo de un convertidor trifásico acoplado a la red eléctrica.

Dichos controladores serán usados para controlar el convertidor en un sistema de coordenadas  $d-q-0$  con un marco de referencia síncrono, el cual simplifica el análisis del sistema y el diseño de los controladores.

# Capítulo 4

## Criterio de desempeño para la comparación de controladores utilizados en filtros activos

### 4.1 Introducción

En este capítulo se describe el criterio propuesto para evaluar el desempeño de los controladores utilizados para el control de filtros activos de potencia.

Uno de los objetivos de este trabajo de tesis es la elaboración de un criterio de desempeño para los algoritmos de control empleados en filtros activos, que permita evaluarlos y así decidir cual controlador tiene un mejor comportamiento.

Un punto clave para la evaluación comparativa de diferentes esquemas de control es la definición de un criterio apropiado para evaluar el nivel de desempeño ofrecido por cada una de las estrategias propuestas.

El criterio de desempeño propuesto en este estudio se basa en la medición de índices de desempeño de los controladores, tal como la distorsión total de armónicos ( $\%THD$ , por sus

siglas en inglés), el error medio cuadrático ( $EMC$ ) y el esfuerzo de control cuadrático ( $ECC$ ). Además, se incluye una función de costo que pondera a cada índice de desempeño otorgando a cada algoritmo de control una evaluación de su nivel de desempeño global.

Los tres índices de desempeño y la función de costo aplicada se describen detalladamente a continuación.

## 4.2 Distorsión total de armónicos ( $\%THD$ )

Dentro de las principales funciones de un filtro activo está la compensación de corrientes o tensiones armónicas en la red eléctrica. Al utilizar convertidores estáticos como filtros activos, estos generan armónicos porque están contruidos a base de dispositivos de electrónica de potencia, además de que la cancelación de los armónicos de la red eléctrica dependen del desempeño del control utilizado.

El porcentaje de la *distorsión total de armónicos* ( $\%THD$ ) es un índice muy utilizado en temas relacionados con la calidad de la energía [3, 4]. El *estándar 519-1992* en [27] elaborado por el *Institute of Electrical and Electronics Engineers* ( $IEEE$ , por sus siglas en inglés), establece límites para la distorsión armónica total presentada en los puntos de conexión común (PCC) para los usuarios finales en la red eléctrica. Dichos límites se basan en la medición del índice de *distorsión de total de demanda* ( $\%TDD$ , por sus siglas en inglés), el cual es una variante del  $\%THD$ , sólo que el  $\%TDD$  obtiene un porcentaje en base a la corriente máxima demandada por la carga conectada al PCC, en vez de la máxima corriente fundamental demandada por la carga.

Para el desarrollo del criterio de desempeño de los controladores del filtro activo, el cálculo del índice de  $\%THD$  se realiza en la corriente suministrada por parte de una fuente principal

del sistema eléctrico.

El índice de  $\%THD$  se obtiene mediante la siguiente expresión:

$$\%THD_i = \frac{\sqrt{\sum_{h=2}^n I_h^2}}{I_1} * (100) \quad (4.2.1)$$

donde  $\%THD_i$  representa el porcentaje de la distorsión total de armónicos en las señales de corriente con respecto a la señal fundamental  $I_1$  y el subíndice  $i$  indica que el índice se aplica a señales de corriente. La magnitud máxima de cada armónico considerado se representa por  $I_h$ , donde el subíndice  $h$  indica el orden del armónico medido,  $h = 2, 3, \dots, n$ , siendo  $n$  el orden máximo de armónicos considerado en el análisis.

La magnitud de cada armónica existente en las señales medidas del convertidor trifásico, de la fuente principal del sistema y de la demandada por la carga, son obtenidas mediante un estudio espectral de las señales.

### 4.3 Error medio cuadrático ( $EMC$ )

El *error medio cuadrático* ( $EMC$ ) es un índice que entrega una referencia de la exactitud de un proceso, donde se indica el promedio del grado de correspondencia entre pares individuales de valores deseados y valores observados.

En el caso del sistema analizado en esta tesis, el  $EMC$  representa una referencia de la precisión del control puesto a prueba, que indica el grado de correspondencia existente entre la corriente deseada que se requiere que suministre el convertidor trifásico y la que realmente suministra al sistema eléctrico.

En un intervalo  $[t_0, t_f]$  el *error medio cuadrático* (*EMC*) está dado por la siguiente expresión:

$$EMC = \sqrt{\frac{1}{T} \int_{t_0}^{t_f} \|\hat{x}(t) - x(t)\|^2 dt} \quad (4.3.1)$$

donde:

$\hat{\mathbf{x}}(\mathbf{t})$  es el valor deseado del estado  $x$  en el tiempo  $t$  de un sistema.

$\mathbf{x}(\mathbf{t})$  es el valor medido del estado  $x$  en el tiempo  $t$  del sistema analizado.

$\mathbf{T}$  es el intervalo de tiempo donde se evalúa el controlador, dado por:  $T = t_f - t_0$ .

El índice del *EMC* aplicado al sistema estudiado en esta tesis, representado por (3.1), está dado por:

$$EMC_a = \sqrt{\frac{1}{T} \int_{t_0}^{t_f} \|\hat{I}_a(t) - I_a(t)\|^2 dt} \quad (4.3.2)$$

$$EMC_b = \sqrt{\frac{1}{T} \int_{t_0}^{t_f} \|\hat{I}_b(t) - I_b(t)\|^2 dt} \quad (4.3.3)$$

$$EMC_c = \sqrt{\frac{1}{T} \int_{t_0}^{t_f} \|\hat{I}_c(t) - I_c(t)\|^2 dt} \quad (4.3.4)$$

donde  $EMC_a$ ,  $EMC_b$  y  $EMC_c$  son los valores del *error medio cuadrático* para las corrientes trifásicas del sistema en coordenadas *a-b-c*. Los términos  $\hat{I}_a(t)$ ,  $\hat{I}_b(t)$  e  $\hat{I}_c(t)$  son los valores de las corrientes de referencia para cada una de las fases del sistema, los cuales son calculados mediante la teoría de *potencia instantánea* y la teoría de *transformación de Clark* descritas en [15]. Los valores observados de las corrientes suministradas por el convertidor trifásico se representan por  $I_a(t)$ ,  $I_b(t)$  e  $I_c(t)$ . La constante  $T$ , es el periodo total en el que se evalúan las muestras de cada variable.

## 4.4 Esfuerzo de control cuadrático (*ECC*)

El *esfuerzo de control cuadrático* (*ECC*) es un índice de desempeño que se relaciona con la cantidad de energía demandada al convertidor trifásico por parte del control utilizado.



El término de *esfuerzo de control* es ampliamente empleado en temas relacionados con control óptimo [28], donde se busca minimizar, bajo ciertas condiciones, la energía utilizada por una ley de control en un proceso.

El índice del *ECC* en este trabajo se toma como la magnitud cuadrada promedio de la señal obtenida a la salida del controlador utilizado, como se define en las siguientes expresiones:

$$ECC_a \triangleq \frac{U_e^2}{T} \int_0^T \|U_{cm_a}(t)\|^2 dt \quad (4.4.1)$$

$$ECC_b \triangleq \frac{U_e^2}{T} \int_0^T \|U_{cm_b}(t)\|^2 dt \quad (4.4.2)$$

$$ECC_c \triangleq \frac{U_e^2}{T} \int_0^T \|U_{cm_c}(t)\|^2 dt \quad (4.4.3)$$

donde  $U_{cm_a}(t)$ ,  $U_{cm_b}(t)$  y  $U_{cm_c}(t)$  representan la magnitud de las señales en la salida de los controles utilizados en sistema en coordenadas *a-b-c* obtenidas a partir de la salida de los algoritmos de control utilizados en coordenadas *d-q-0* mediante la *transformada inversa de Park* en (2.1.2) y  $U_e$  es la tensión de alimentación de *dc* del convertidor.

En la sección siguiente se presenta el procedimiento para aplicar el criterio de desempeño en la comparación de los controladores descritos en el Capítulo 3.

## 4.5 Metodología para la evaluación de los algoritmos de control en los filtros activos

En esta sección se presenta el procedimiento utilizado en la aplicación de los índices de desempeño y se describe el criterio de desempeño propuesto para comparar los algoritmos de control empleados en filtros activos.

Inicialmente se miden las corrientes en coordenadas *a-b-c*, en cada fase del sistema, y en el

punto de conexión del convertidor trifásico y la red eléctrica. Con las mediciones se obtienen la magnitud de la corriente suministrada del convertidor a la red eléctrica, la corriente entregada por la fuente principal y la corriente demandada por la carga conectada a la red.

Se realiza un análisis espectral de los datos medidos mediante el paquete computacional PSIM, obteniéndose la magnitud máxima de cada armónico presente en las señales analizadas, utilizadas en cálculo del índice del  $\%THD$ .

El cálculo del índice del  $EMC$  necesita los datos de las corrientes trifásicas suministradas por el convertidor a la red eléctrica y las corrientes de referencia calculadas por el Bloque 7 de la Figura 3.1. El cálculo del índice del  $EMC$  en las mediciones de corriente se describe en (4.3.2)-(4.3.4).

En el índice del *esfuerzo de control cuadrático (ECC)* se utilizan las señales de control medidas a la salida de los controladores en coordenadas  $a-b-c$   $U_{cm_a}$ ,  $U_{cm_b}$  y  $U_{cm_c}$  las cuales se obtienen a partir de sus coordenadas  $d-q-\theta$  mediante la *transformada inversa de Park* en (2.1.2) como se menciono anteriormente. Dichas señales de control están sujetas a la restricción de que la magnitud del vector principal  $U_{cm}$ , resultante de la suma vectorial de sus componentes en coordenadas  $d-q-\theta$ ,  $U_{cm_\alpha}$  y  $U_{cm_\beta}$ , sea menor en magnitud que el vector de tensión  $U_e$  de la alimentación de  $dc$  del convertidor trifásico, para que exista una adecuada modulación PWM (ver apéndice A). El cálculo para obtener el índice del  $ECC$  se realiza mediante (4.4.1)-(4.4.3).

Los resultados obtenidos para cada índice de desempeño son presentados en tablas con el formato que se indica en la Tabla 4.1. Los resultados de todos los parámetros serán presentados en el sistema de coordenadas  $a-b-c$ . En dicha tabla se obtiene un valor promedio para cada índice de desempeño por simplicidad del análisis.

Tabla 4.1: Formato de tabla para mostrar los resultados obtenidos en el calculo de los índices de desempeño.

Algoritmo \ Índice	%THD <sub>i</sub> en la Fuente principal		Error Medio Cuadrático (EMC)		Esfuerzo de Control Cuadrático (ECC)	
ASIGNACIÓN DE POLOS	$THD_i(a)$		$I_a - I_{ref_a}$		$U_{cm}(a)$	
	$THD_i(b)$		$I_b - I_{ref_b}$		$U_{cm}(b)$	
	$THD_i(c)$		$I_c - I_{ref_c}$		$U_{cm}(c)$	
	<b>Promedio</b>		<b>Promedio</b>		<b>Promedio</b>	
PI	$THD_i(a)$		$I_a - I_{ref_a}$		$U_{cm}(a)$	
	$THD_i(b)$		$I_b - I_{ref_b}$		$U_{cm}(b)$	
	$THD_i(c)$		$I_c - I_{ref_c}$		$U_{cm}(c)$	
	<b>Promedio</b>		<b>Promedio</b>		<b>Promedio</b>	
DEADBEAT	$THD_i(a)$		$I_a - I_{ref_a}$		$U_{cm}(a)$	
	$THD_i(b)$		$I_b - I_{ref_b}$		$U_{cm}(b)$	
	$THD_i(c)$		$I_c - I_{ref_c}$		$U_{cm}(c)$	
	<b>Promedio</b>		<b>Promedio</b>		<b>Promedio</b>	

En un buen desempeño del controlador de un filtro activo se espera obtener un mínimo error de seguimiento de las señales de referencia, mínima distorsión armónica en las señales de corriente y tensión de la fuente principal y con la mínima cantidad de energía utilizada. Es difícil encontrar un controlador que satisfaga completamente estas características, por ejemplo, un controlador puede obtener el mínimo error de seguimiento pero demanda al mismo tiempo mucha energía o viceversa. Por la problemática anterior debe existir un compromiso entre los índices de desempeño tomados en cuenta, de esta manera se propone el uso de una función de costo, que pondera los índices de desempeño según la importancia otorgada en el proceso donde se emplea el filtro activo.

El criterio de desempeño propuesto se basa en los resultados obtenidos de los tres índices descritos anteriormente, donde los datos se normalizan y se aplica una función de costo, de donde se obtiene un valor de costo para cada controlador analizado.

El proceso de normalización de los índices de desempeño se presenta en los incisos siguientes:

- a) La normalización del índice de  $\%THD$  se obtiene al comparar los resultados obtenidos de cada controlador analizado, donde el índice de  $\%THD$  de mayor valor se toma como base. Así la normalización de este índice se realiza mediante la siguiente expresión:

$$\%THD_N = \frac{\%THD_{ctrl}}{\%THD_{max}}$$

donde  $\%THD_N$  es el índice de  $\%THD$  normalizado,  $\%THD_{ctrl}$  es el índice de  $\%THD$  del controlador analizado, y  $\%THD_{max}$  es el índice máximo de  $\%THD$  entre los controladores considerados en el análisis.

- b) En el caso de la normalización del índice del  $EMC$  se realiza el mismo procedimiento que en el índice de  $\%THD$ . Como base se toma el índice mayor de  $EMC$  entre los controladores comparados y se calcula con la siguiente expresión:

$$EMC_N = \frac{EMC_{ctrl}}{EMC_{max}}$$

donde  $EMC_N$  es el índice de  $EMC$  normalizado,  $EMC_{ctrl}$  es el índice de  $EMC$  del controlador analizado, y  $EMC_{max}$  es el índice máximo de  $EMC$  entre los controladores comparados.

- c) La base para la normalización del índice de  $ECC$  es el índice mayor de  $ECC$  y está dada por:

$$ECC_N = \frac{ECC_{ctrl}}{ECC_{max}}$$

donde  $ECC_N$  es el índice de  $ECC$  normalizado,  $ECC_{ctrl}$  es el índice de  $ECC$  del controlador analizado, y  $ECC_{max}$  es el índice máximo de  $EMC$  entre los controladores comparados.

La función de costo que pondera los índices de desempeño, donde se penaliza con una ponderación alta al índice considerado de mayor importancia, una ponderación baja al índice

considerado de menor importancia y así sucesivamente, se expresa como:

$$Costo = k_1(\%THD_N) + k_2(EMC_N) + k_3(ECC_N) \quad (4.5.1)$$

donde  $k_1$ ,  $k_2$  y  $k_3$  son las ponderaciones dadas a cada los índices de desempeño normalizados, las cuales están condicionadas a que la suma de ellas sea 1. Las ponderaciones tomadas en este trabajo son  $k_1 = 0.5$ ,  $k_2 = 0.35$  y  $k_3 = 0.15$ . Se decidió otorgarle un mayor peso al índice de  $\%THD_N$  con un valor de  $k_1 = 0.5$ , porque se considera a la compensación de la distorsión de armónicos en la red eléctrica al función principal de un filtro activo, después del índice del  $\%THD_N$  se le otorgo mayor peso al índice del  $EMC$  con un valor de  $k_2 = 0.35$ , por que indica que eficiencia tiene el controlador para realizar su tarea de seguimiento a una señal de referencia. El valor de  $k_3 = 0.15$  es el complementario de los otros dos para completar la unidad, y le corresponde al índice de  $ECC$ . Los valores de  $k_1$ ,  $k_2$  y  $k_3$  pueden cambiar dependiendo de la experiencia de la persona que las utilice y la aplicación específica del filtro activo, los cuales quedan a consideración del criterio de dicha persona.

El criterio de desempeño utilizado en la comparación de los controladores de filtros activos, indica que el controlador con menor valor en (4.5.1) es el de mejor desempeño.

## 4.6 Conclusiones del capítulo

El criterio propuesto en este capítulo es muy útil en la comparación de controladores de filtros activos, el cual se basa en la obtención de tres índices de desempeño tomados en cuenta en la evaluación del comportamiento de dichos controladores.

La metodología para utilizada en la aplicación de los índices de desempeño describe una función de costo que los pondera y es el indicador principal para tomar la decisión sobre que controlador tiene el mejor desempeño.

# Capítulo 5

## Resultados de la evaluación y comparación de diferentes estrategias de control para un filtro activo

Dos aplicaciones de un filtro activo se presentan en este capítulo, como compensador de corrientes reactivas en la red eléctrica y como compensador de corrientes armónicas en un sistema eléctrico. En ambas aplicaciones se utilizan los controladores descritos en el Capítulo 3 y se evalúan con la metodología presentada en el Capítulo 4.

### 5.1 Introducción

En este capítulo se aplica el filtro activo para la compensación de corrientes reactivas y armónicas en la red eléctrica. El comportamiento del filtro activo en ambas aplicaciones se analiza mediante un simulador de circuitos eléctricos donde los resultados obtenidos son muy aproximados a los de un sistema real.

## 5.2 Validación del modelo de un filtro activo de potencia acoplado a la red eléctrica

En esta sección se presenta la validación del modelo descrito en el Capítulo 2 de un convertidor trifásico acoplado a la red eléctrica. El modelo se compara con un sistema real simulado en un programa numérico de circuitos eléctricos para comprobar que el modelo utilizado describe adecuadamente el comportamiento del sistema estudiado.

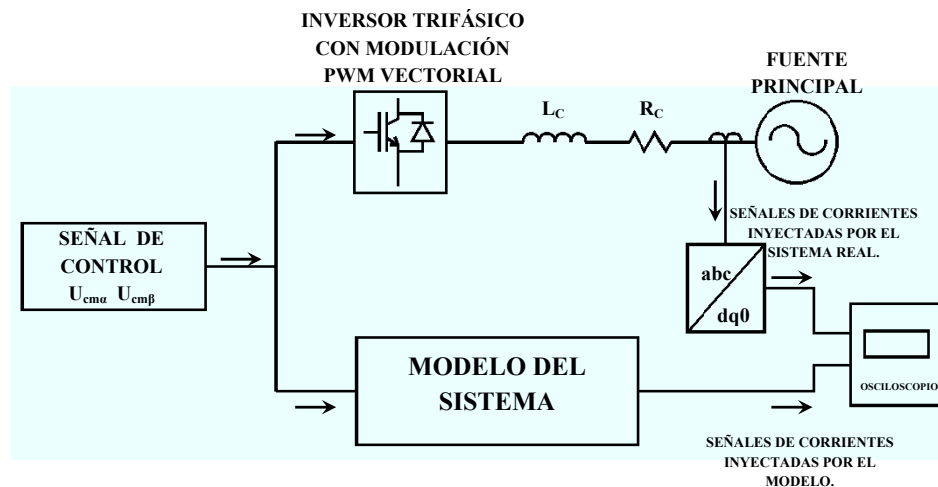


Figura 5.1: Esquema utilizado para la validación del modelo.

En la Figura 5.1 se muestra el esquema que es utilizado para validar el modelo del convertidor trifásico acoplado a la red eléctrica con el sistema real representado en un simulador numérico de circuitos eléctricos. En el esquema de la Figura 5.1, una señal de control trifásica es descompuesta en sus componentes  $d-q-0$  de un sistema de coordenadas con marco de referencia síncrono que se suministra simultáneamente al modelo y al sistema del simulador numérico.

En el simulador numérico de circuitos eléctricos, el convertidor trifásico se construyó con

interruptores MOSFETs, como se mostró en la Figura 2.5 del Capítulo 2.

El modelo del convertidor trifásico se representó por medio de diagramas de bloques que equivalen a las expresiones (2.2.5)-(2.2.6), como se muestra en la Figura 5.2.

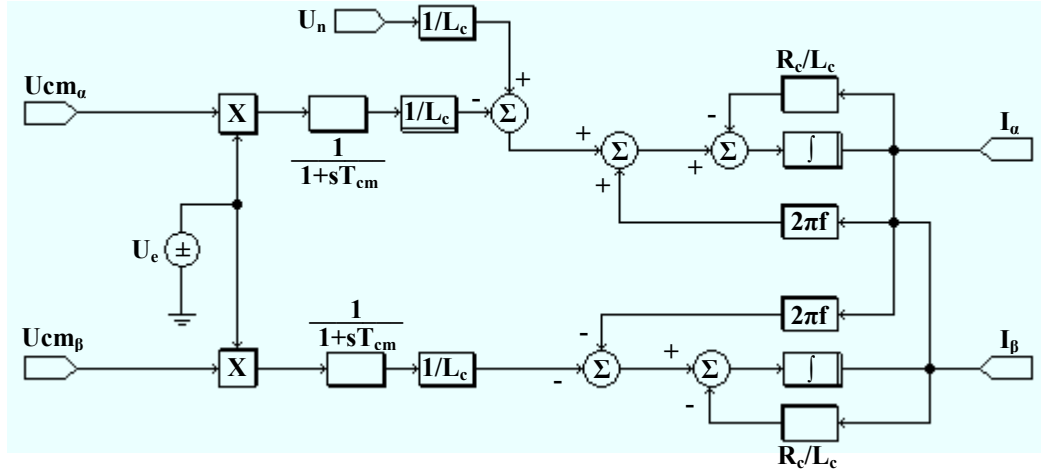


Figura 5.2: Representación de bloques del modelo del sistema estudiado.

En el diagrama de bloques mostrado en en la Figura 5.2 se representa a la modulación PWM vectorial del convertidor como un retraso en la señal, aproximado como:

$$Rtr = \frac{1}{1 + sT_{cm}} \quad (5.2.1)$$

donde  $T_{cm}$  tiene un valor aproximado a  $\frac{1}{3f_{con}}$ , donde  $f_{con}$  es la frecuencia de conmutación de los interruptores del convertidor trifásico [10].

Los datos de las variables y dimensionamiento de los dispositivos utilizados para la validación del modelo se muestran en la Tabla 5.1.



Tabla 5.1: Datos utilizados para la validación del modelo.

Parámetros de la red eléctrica	Parámetros del convertidor
$V_{LLrms} = 220V$	$U_e = 700V_{dc}$
$L_c = 1mH$	$f_{con} = 5KHz$
$R_c = 0.1\Omega$	$U_{cm} = 0.5 \sin(\omega t + \theta)V$
$f=60Hz$	
$U_n = 180V$	

Como se muestra en la Tabla 5.1, el convertidor trifásico se alimenta con una fuente de tensión  $dc$  de  $700V_{dc}$ . Un generador eléctrico se representa por una fuente de tensión trifásica con tensión de línea a línea de  $220V_{LL}$ . Las líneas de transmisión y transformadores se sustituyen por medio de sus elementos equivalentes en cortocircuito con una resistencia en serie con un inductor, con valores de  $0.1\Omega$  y  $1mH$  respectivamente. Las señales de control son generadas mediante tres señales sinusoidales con amplitud de  $0.5V$  y una frecuencia de  $60Hz$ , las cuales están desfasadas  $120^\circ$  entre ellas.

Los resultados de la validación se presentan en la Figura 5.3, donde se muestran las corrientes medidas a la salida del convertidor trifásico del sistema en el simulador numérico y las obtenidas por el modelo, en un sistema de coordenadas  $d-q-\theta$  con marco de referencia síncrono, donde se observa una concordancia entre las corrientes suministradas por parte del modelo y las corrientes suministradas por el sistema del circuito elaborado en el simulador numérico.

En la Figura 5.4 se muestra el comportamiento de las tensiones de fase suministradas del inversor trifásico en el sistema real, donde se observa el buen comportamiento de la modulación PWM, donde las tensiones de las fases a, b y c del convertidor tienen la forma de un tren de pulsos con dos niveles de tensión, el cual es característico de una modulación PWM de dos niveles.

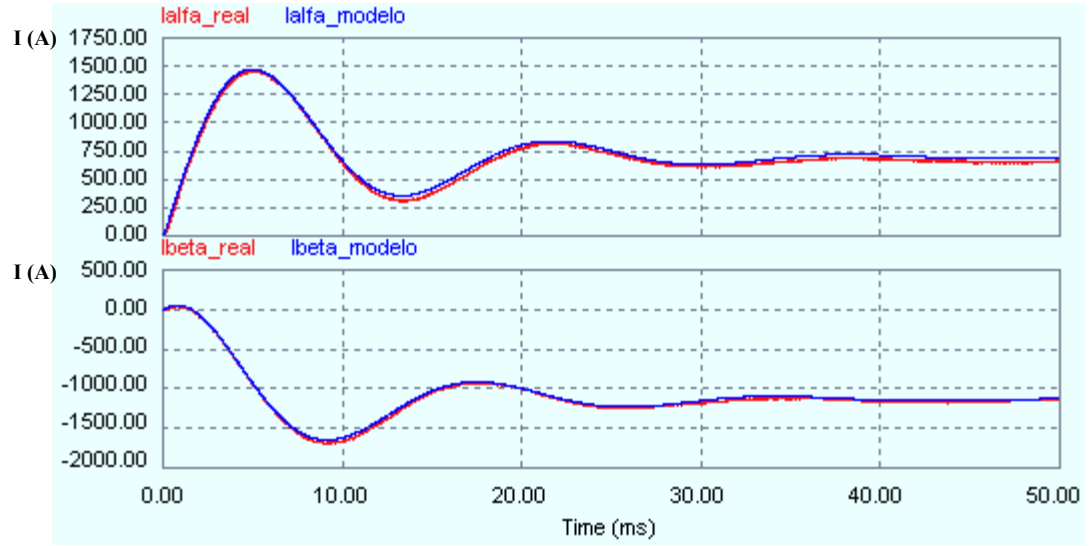


Figura 5.3: Comparación de las corrientes obtenidas por el modelo y por el sistema real.

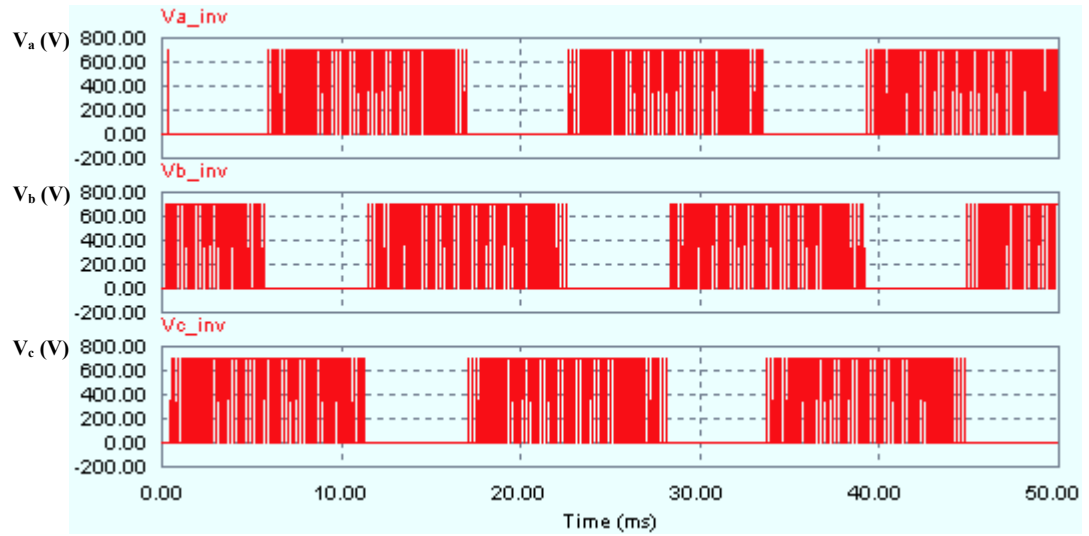


Figura 5.4: Tensiones a la salida del inversor trifásico de dos niveles.

Cabe mencionar que la modulación PWM vectorial utilizada en este trabajo de tesis, es una

nueva técnica desarrollada descrita en [23].

En base a los resultados obtenidos, se da por validado el modelo, que muestra un comportamiento aceptable con respecto al sistema elaborado en el simulador numérico de circuitos eléctricos, representando al sistema real.

En la sección siguiente se presenta la aplicación del filtro activo como compensador estático de VARs, donde se prueba el criterio de desempeño propuesto en el Capítulo 4.

## **5.3 Aplicación del filtro activo como compensador estático de reactivos (STATCOM)**

En esta sección se presenta una aplicación de compensación de corrientes reactivas en una red eléctrica y se comparan los controladores presentados en el Capítulo 3 al aplicar el criterio de desempeño propuesto.

### **5.3.1 Introducción**

La compensación de las corrientes reactivas circulantes en la red eléctrica es necesaria debido a que la transmisión de reactivos por las líneas de transmisión o distribución en un sistema eléctrico es causa de saturación en las mismas. La energía reactiva no es útil para realizar algún trabajo, y al transportar energía reactiva por la red eléctrica se disminuye la capacidad de transmisión de energía activa.

Los reactivos están directamente relacionados con los problemas de regulación de tensión en las líneas de transmisión o distribución, las pérdidas, la inestabilidad del sistema eléctrico y

la saturación en la capacidad de transmisión en los sistemas eléctricos [29]. Por lo anterior, se han desarrollado diversos métodos para lograr la compensación de los reactivos en las redes eléctricas. Tradicionalmente se han utilizado métodos de compensación de reactivos basados en bancos de condensadores y reactores conectados en paralelo.

Las limitaciones de los métodos tradicionales motivaron el desarrollo de métodos dinámicos de compensación basados en electrónica de potencia [30], buscando dispositivos con características dinámicas para responder a los cambios dinámicos del SEP.

Actualmente los convertidores estáticos se utilizan como compensadores de reactivos, los cuales tienen la capacidad de compensar dinámicamente los reactivos existentes en una red eléctrica.

### 5.3.2 Principio de funcionamiento

El principio de compensación basado en un compensador estático de reactivos se muestra en la Figura 5.5.

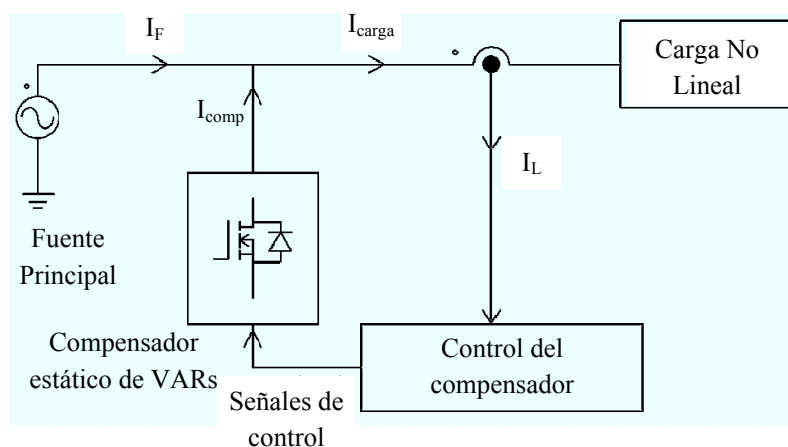


Figura 5.5: Principio de funcionamiento del STATCOM.

En la Figura 5.5 se muestra un compensador de tipo paralelo, por su forma de conexión con la red eléctrica, el cual proporciona al SEP la parte reactiva de la corriente demandada por la carga, de esta forma, la fuente principal suministra sólo la parte de corriente activa y así trabaja de forma eficiente. Existe una relación de corrientes de cada uno de los dispositivos en la red eléctrica, dada por:

$$I_{carga} = I_F + I_{comp} \quad (5.3.1)$$

donde  $I_{carga}$  es la corriente demandada de la carga,  $I_F$  es la corriente suministrada por la fuente al sistema eléctrico e  $I_{comp}$  es la corriente suministrada por el compensador estático a la red eléctrica.

Para lograr lo anterior, el filtro activo debe de contar con un sistema de control que asegure la regulación de las corrientes inyectadas a la red.

En esta aplicación del filtro activo se evalúan las tres técnicas de control presentadas en el Capítulo 3 con el criterio de desempeño descrito en el Capítulo 4.

### 5.3.3 Configuración del sistema para la compensación de reactivos en la red eléctrica

La configuración del sistema que se utilizará para el análisis de los controladores del compensador estático de VARs es la mostrada en la Figura 5.6.

El sistema de compensación mostrado en la Figura 5.6 está compuesto por un convertidor trifásico representado por el *Bloque 3*, acoplado a la red eléctrica por un transformador, mostrado en el *Bloque 2*.

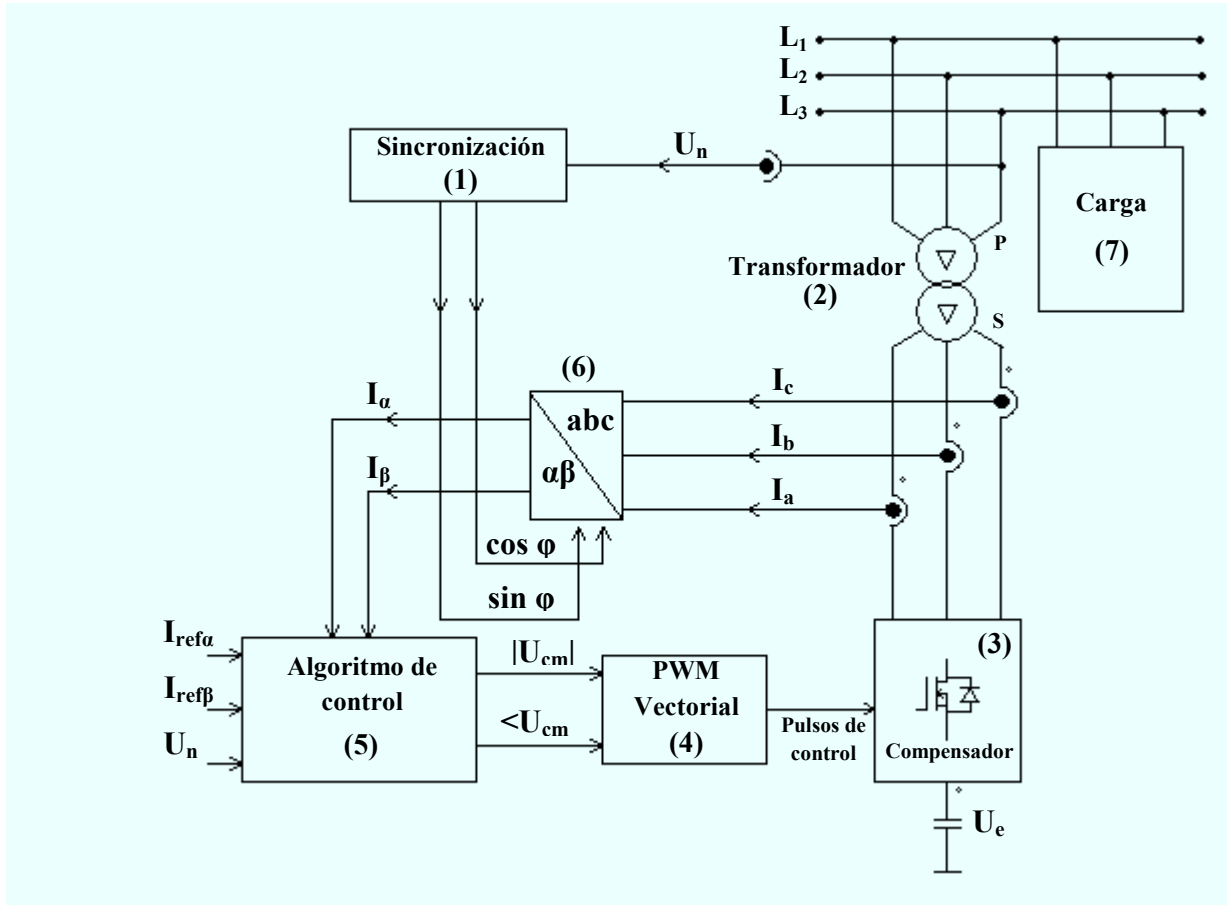


Figura 5.6: Esquema con la configuración del sistema para aplicación del filtro activo como STAT-COM.

El convertidor se controla por una secuencia de pulsos generada por el modulador PWM vectorial del *Bloque 4*. El lado de *dc* del convertidor se asegura por medio de un condensador con tensión  $U_e$ . El vector de tensión de referencia,  $U_{cm}$ , se proporciona al modulador PWM por el controlador, *Bloque 5*, el cual realiza la regulación de la corriente en un sistema de coordenadas con marco de referencia síncrono. El bloque de control se alimenta por los valores de referencia y los valores de las corrientes instantáneas inyectadas por el compensador estático al sistema, ambos en un marco de referencia síncrono. El Bloque 6, transforma las corrientes de coordenadas *a-b-c* a coordenadas *d-q-0* ( $\alpha\text{-}\beta\text{-}0$ ) sincronizado con la red a través del *Bloque*

1. El *Bloque 7* representa la carga conectada al sistema.

Las corrientes de referencia que ingresan al *Bloque 5*, de acuerdo a la *teoría de potencia instantánea* en un sistema de coordenadas con marco de referencia giratorio, deben ser: cero para la corriente en el eje directo ( $I_{ref\alpha} = 0$ ) y la corriente de referencia en el eje de cuadratura debe coincidir con la componente de la corriente demandada por la carga en el eje de cuadratura ( $I_{ref\beta} = I_{carga\beta}$ ). Logrando lo anterior, el convertidor trifásico inyectará al sistema eléctrico sólo potencia reactiva, compensando la demanda de la carga conectada a la red eléctrica.

### 5.3.4 Resultados de la evaluación de los controladores en un filtro activo utilizado como compensador de reactivos

Los parámetros del sistema utilizados para la evaluación de los controladores de *asignación de polos*, el controlador *proporcional-integral* (PI) y el controlador digital *deadbeat* se muestran en la Tabla 5.2 en forma resumida.

Tabla 5.2: Parámetros del sistema para la evaluación de los controladores del filtro activo aplicado como compensador de reactivos.

Asignación de polos	PI	Deadbeat	Red eléctrica	Convertidor estático	Carga	
$\psi = 5000$ $\delta = 5000$	$K_1 = 0.055$ $T_{i1} = 0.61875ms$ $K_2 = 0.078$ $T_{i2} = 6.5ms$	$f_{sample} = 5Khz$	$V_{LL} = 220V$ $L_c = 8mH$ $R_c = 0.1\Omega$ $f = 60Hz$	$U_e = 1000V_{dc}$ $f_{con} = 5Khz$	$R_{ch1} = 3.4843\Omega$ $L_{ch1} = 12.32mH$ $P_1 = 5Kw, f.p.1 = 0.60$ $R_{ch2} = 3.4843\Omega$ $L_{ch2} = 12.32mH$ $P_2 = 5Kw, f.p.2 = 0.60$	$R_{ch3} = 3.4843\Omega$ $L_{ch3} = 12.32mH$ $P_3 = 5Kw, f.p.3 = 0.60$ $R_{ch4} = 3.4843\omega$ $L_{ch4} = 12.32mH$ $P_4 = 5Kw, f.p.4 = 0.60$

Al sistema mostrado en la Figura 5.6 se le conectaron cuatro cargas trifásicas balanceadas con un factor de potencia de 0.6 cada una, conectadas en los tiempos  $t_1 = 2.5ms$ ,  $t_2 = 40ms$ ,  $t_3 = 80ms$  y  $t_4 = 120ms$  respectivamente, desconectándose por pasos en los tiempos  $t_{d1} =$

$370ms$ ,  $t_{d2} = 3715ms$ ,  $t_{d3} = 373ms$  y  $t_{d4} = 3745ms$  con el fin de probar a los controladores ante un cambio de referencia suave y cuando es abrupto.

El sistema de prueba, mostrado en la Figura 5.6, se implementó en el simulador numérico de circuitos eléctricos *PSIM* en cooperación del programa *SIMULINK* de *MATLAB* con los parámetros presentados en la Tabla 5.2. En tal sistema de prueba, se evaluaron en igualdad de condiciones y circunstancias los tres controladores considerados en esta tesis, de donde se obtuvieron los datos necesarios para aplicar el criterio de desempeño propuesto del Capítulo 4.

En las figuras 5.7 - 5.18 se presenta el desempeño del filtro activo en la compensación de la red eléctrica al emplear los tres tipos de controladores. Para hacer notar el comportamiento del filtro activo se muestran las corrientes suministradas por el filtro activo, las señales de potencia activa y reactiva, así como el espectro en frecuencia de las corrientes de la fuente principal de la red eléctrica, del filtro activo y de la carga conectada al sistema.

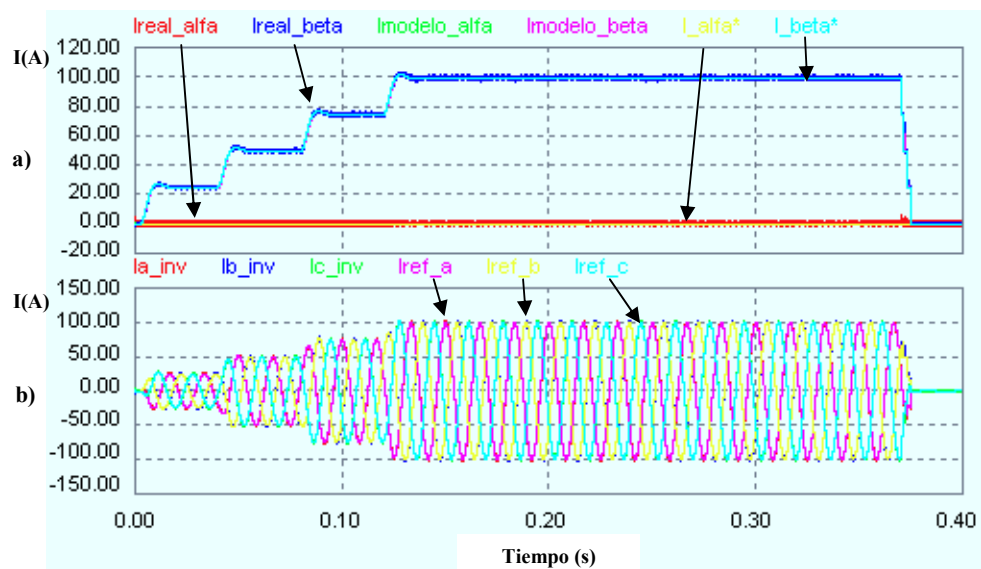


Figura 5.7: Corrientes del filtro activo con el control de *asignación de polos* ante cambios de referencia. (a) Coordenadas  $d-q$  y (b) coordenadas  $a-b-c$ .



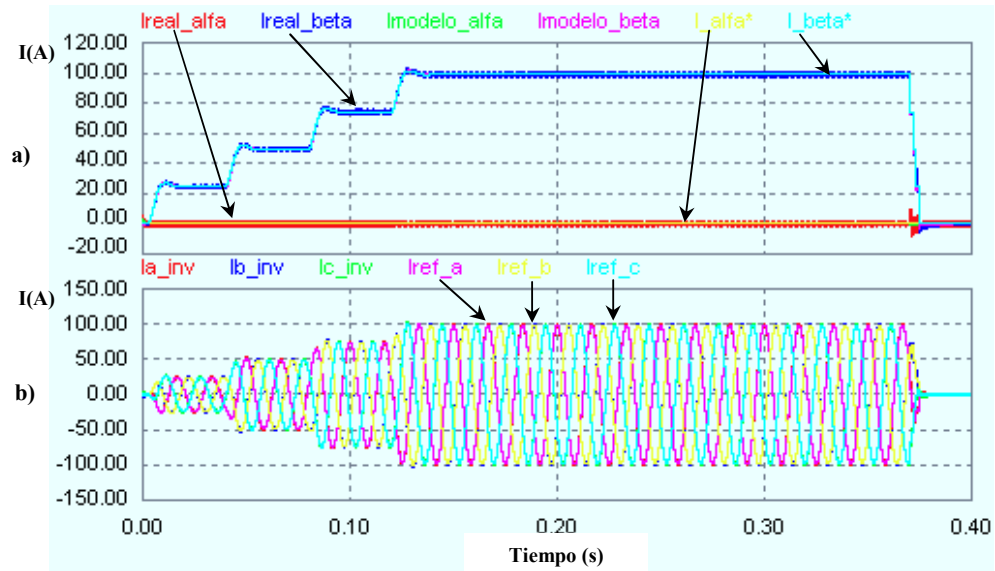


Figura 5.8: Corrientes del filtro activo con el control PI ante cambios de referencia. (a) Coordenadas  $d-q-0$  y (b) coordenadas  $a-b-c$ .

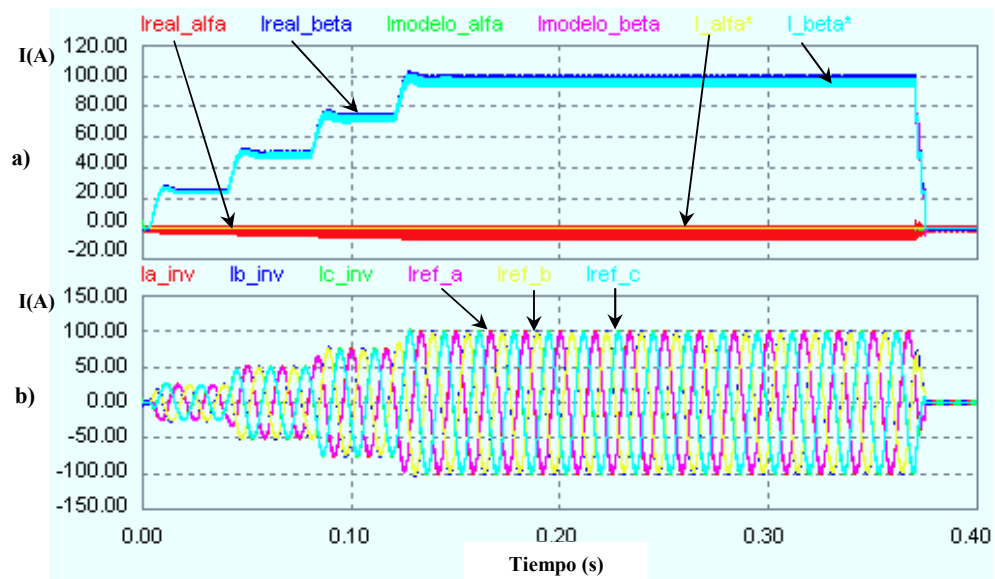


Figura 5.9: Corrientes del filtro activo con el control *deadbeat* ante cambios de referencia. (a) Coordenadas  $d-q-0$  y (b) coordenadas  $a-b-c$ .

En las figuras 5.7 - 5.9 se observa el comportamiento de las corrientes suministradas por el filtro activo al utilizar los controladores de *asignación de polos*, *Proporcional-Integral* y *deadbeat* respectivamente. En dichas figuras, para los tres casos analizados, la medición de las corrientes se realizó en el sistema de coordenadas  $a-b-c$  y en el sistema de coordenadas  $d-q-0$  con marco de referencia síncrono. Los tres controladores analizados en las figuras anteriores muestran un comportamiento muy similar y siguen correctamente a las señales de referencia, cabe mencionar que las corrientes del controlador deadbeat muestran un mayor rizo de corriente respecto a los otros dos controladores. Las corrientes del controlador PI presentan un ligero sobreimpulso al momento de desconectar la carga que sobresale con respecto a los demás controladores. Una vista a detalle del comportamiento de las corrientes se muestra en las figuras 5.10 - 5.12, donde se presenta un acercamiento en el momento en el que es desconectada la carga del sistema, observándose el seguimiento de las corrientes del filtro activo a las corrientes requeridas de referencia.

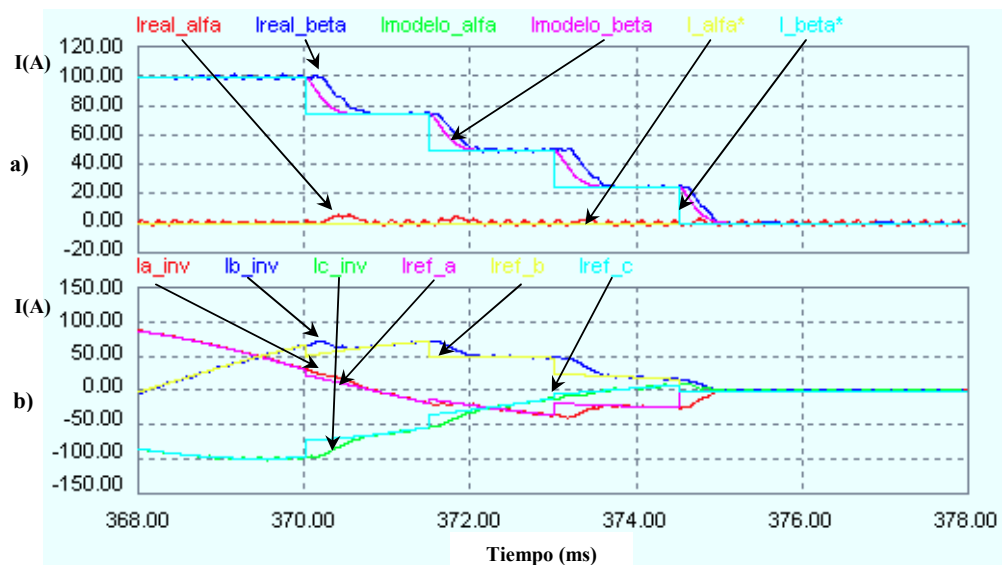


Figura 5.10: Detalle de las corrientes del filtro activo con el control de retroalimentación de estado ante cambios de referencia abruptos. (a) Coordenadas  $d-q-0$  y (b) coordenadas  $a-b-c$ .

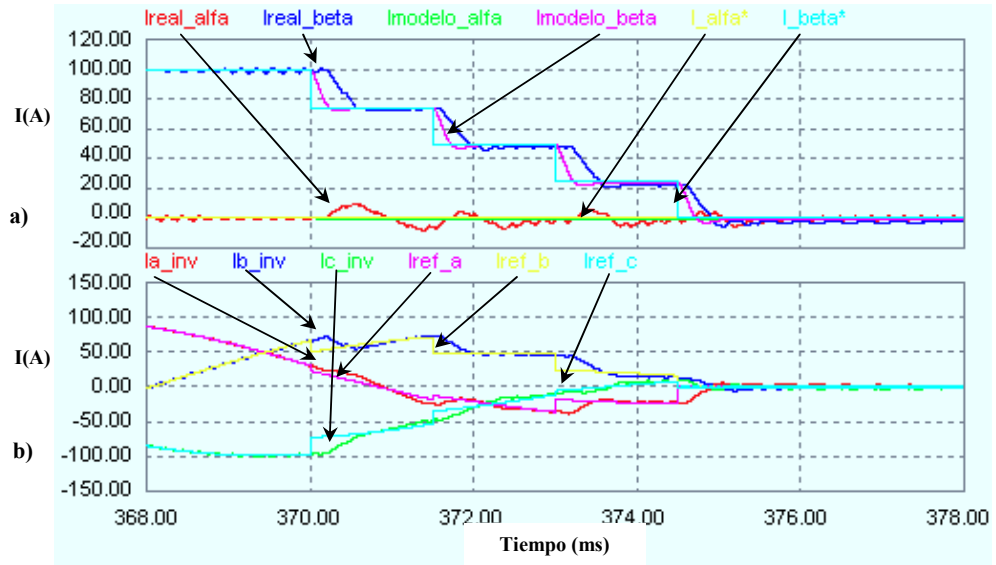


Figura 5.11: Detalle de las corrientes del filtro activo con el control PI ante cambios de referencia abruptos. (a) Coordenadas  $d-q-0$  y (b) coordenadas  $a-b-c$ .

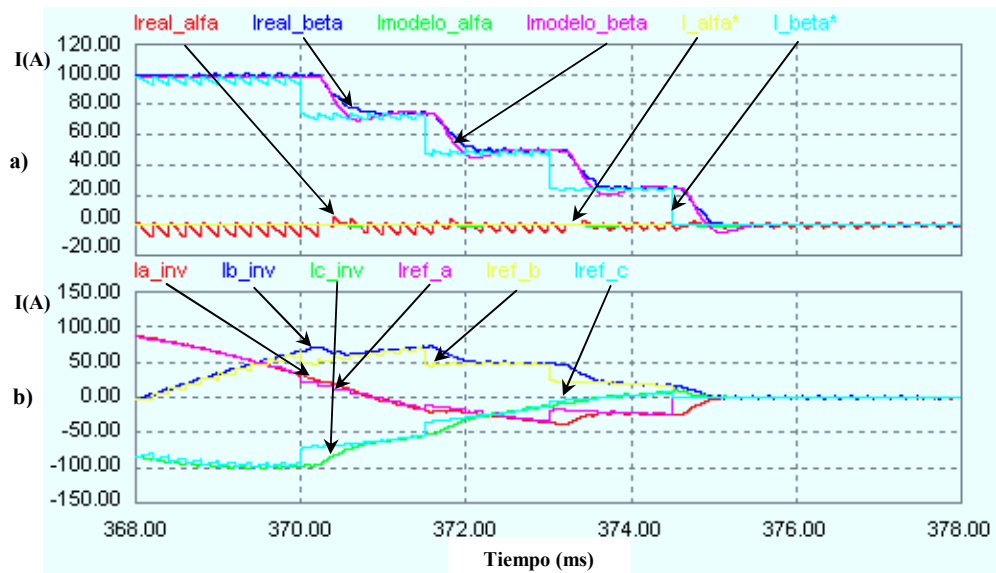


Figura 5.12: Detalle de las corrientes del filtro activo con el control *deadbeat* ante cambios de referencia abruptos. (a) Coordenadas  $d-q-0$  y (b) coordenadas  $a-b-c$ .

Como se muestra en la figuras 5.10 - 5.12 el seguimiento de las señales de referencia, cuando estas cambian bruscamente al momento de quitar carga, es complicado de asegurar.

Las señales a la salida de los controladores se saturan al momento de quitar carga, debido a que en ese instante existe un mayor error en el seguimiento de las señales, y los controladores se basan en la magnitud del error de seguimiento para demandarle energía al filtro activo. Esta saturación le afectó más al controlador PI, el cual presenta mayores sobreimpulsos al instante de liberar la carga del sistema. En el caso del controlador *deadbeat* muestra una mayor magnitud en el rizo de corriente debido a la gran demanda de energía al filtro activo.

A continuación, en la figuras 5.13 - 5.15 se presentan las señales de potencias trifásicas activas y reactivas suministradas por la fuente principal y el filtro activo, y las demandadas por la carga conectada a la red eléctrica. También se ilustran las señales de tensión y corriente suministradas por la fuente y la señal de corriente demandada por la carga, donde dichas señales corresponden a la fase *a* del sistema.

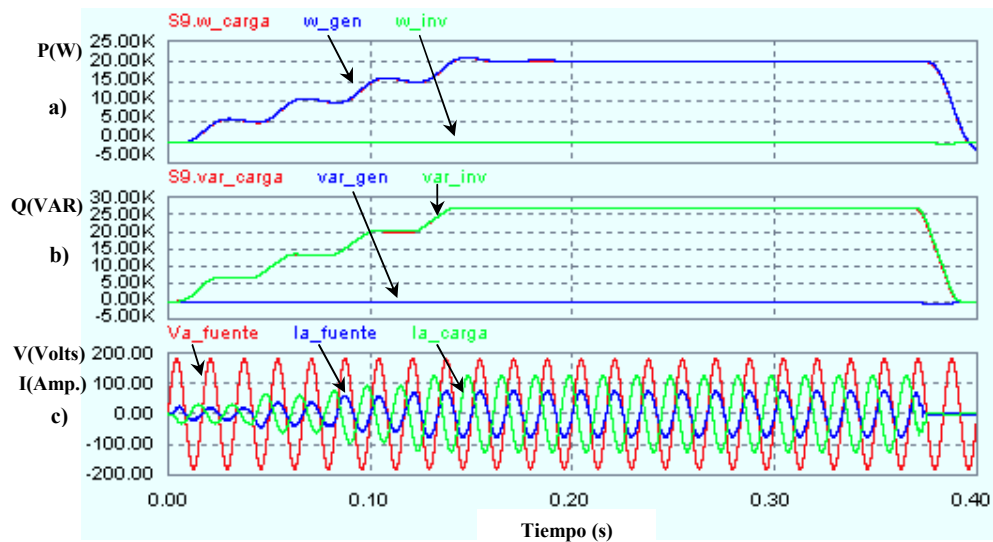


Figura 5.13: Señales de (a) potencia activa, (b) potencia reactiva, (c) desfasamiento de la tensión y corriente de la fuente con la corriente de la carga en la fase *a* obtenidas al utilizar el controlador por *asignación de polos*.

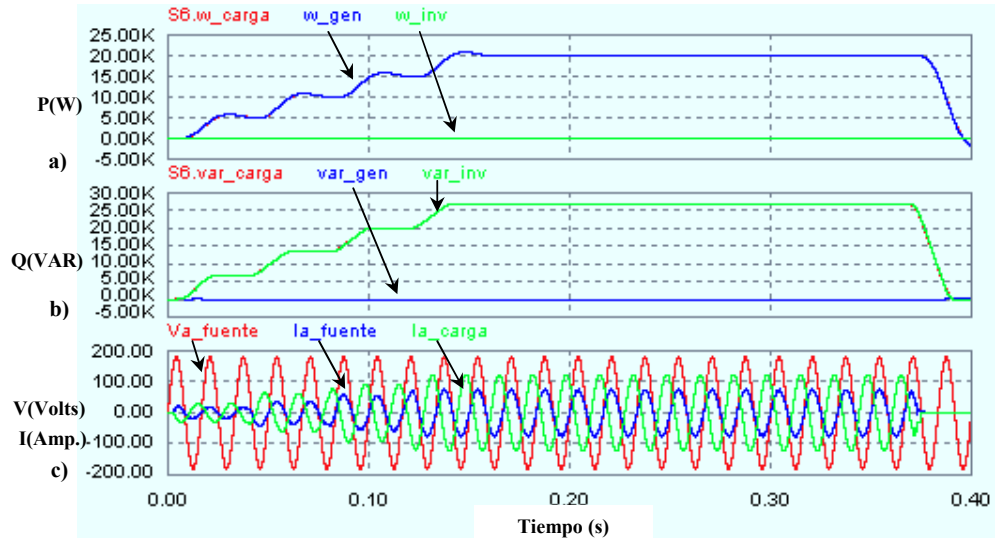


Figura 5.14: Señales de potencia activa (a), potencia reactiva (b), desfase de la tensión y corriente de la fuente con la corriente de la carga en la fase  $a$  (c) obtenidas al utilizar el controlador PI.

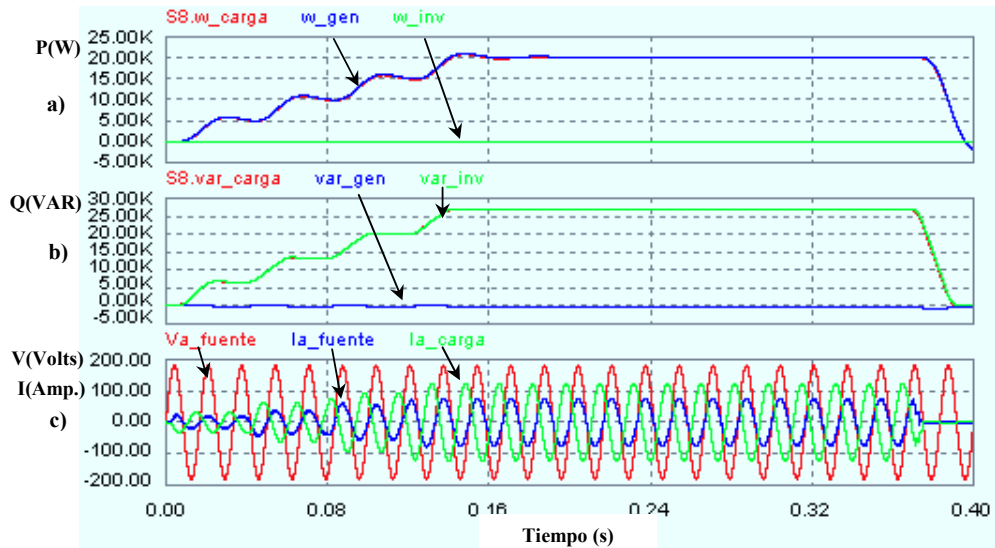


Figura 5.15: Señales de potencia activa (a), potencia reactiva (b), desfase de la tensión y corriente de la fuente con la corriente de la carga en la fase  $a$  (c) obtenidas al utilizar el controlador *deadbeat*.

En las figuras 5.13 - 5.15 se presenta el comportamiento de las potencias activas y reactivas al utilizar los diferentes controladores analizados. Como se muestra en dichas figuras, la potencia activa demandada por la carga es proporcionada por la fuente principal, mientras que la potencia reactiva demandada por la carga es proporcionada por el convertidor trifásico. Los tres controladores estudiados cumplen con esta condición, con la cual se asegura que la fuente principal este trabajando con un factor de potencia unitario, minimizando pérdidas. Lo anterior se puede observar en el inciso *c)* de cada una de las figuras, donde se analizan las señales de tensión y corriente en la fase *a* del sistema sobre la misma escala. En dicho inciso se muestra que la corriente demandada por la carga presenta un desfaseamiento con respecto a las señales de tensión y corriente de la fuente principal.

El espectro de las corrientes medidas del sistema eléctricos, al utilizar cada uno de los controladores de muestra en las figuras 5.16 - 5.18.

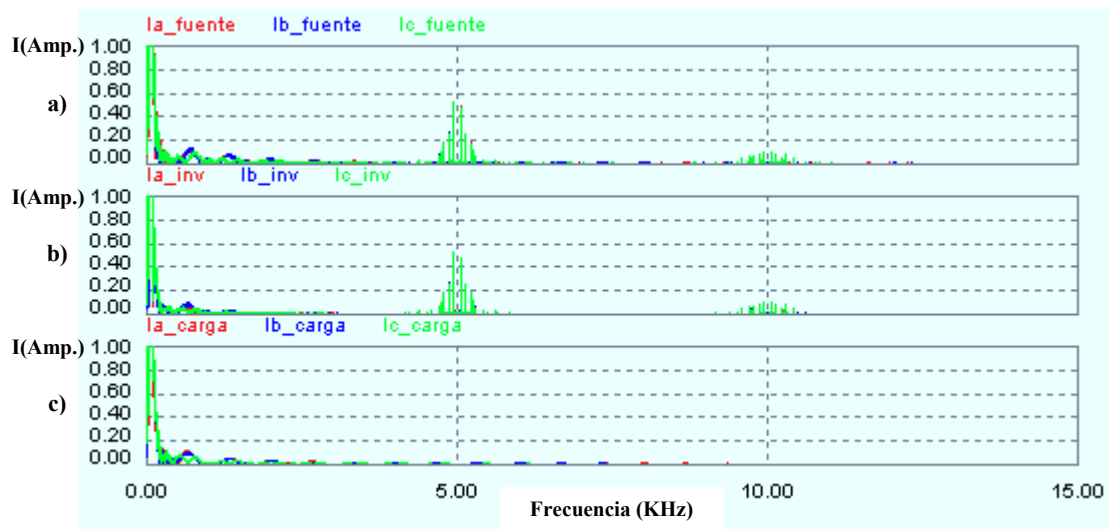


Figura 5.16: Detalle del espectro de corrientes de la red eléctrica al utilizar el controlador por *asignación de polos*. (a) Corrientes de la fuente principal, (b) del inversor trifásico aplicado como filtro activo y (c) de la carga trifásica balanceada.

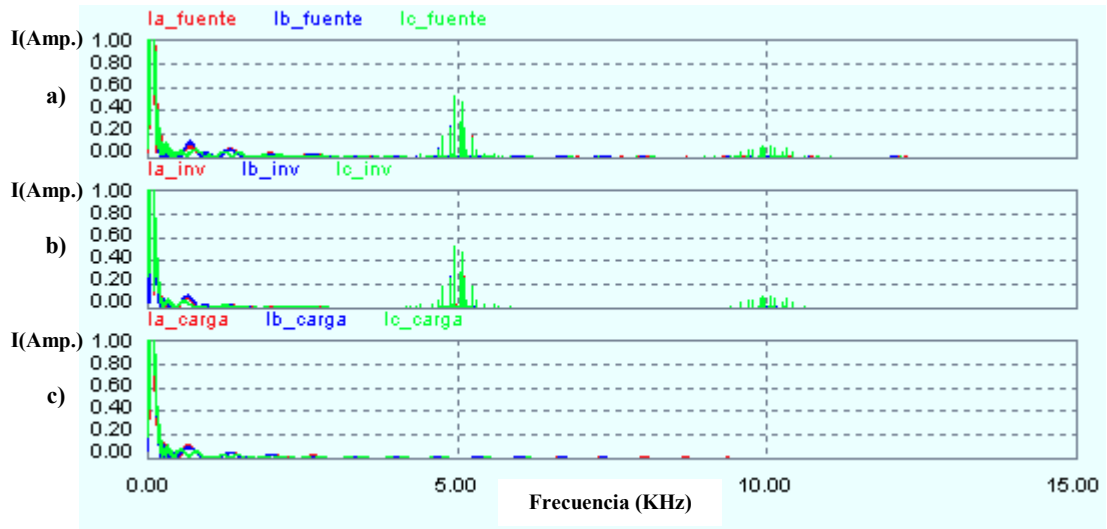


Figura 5.17: Detalle del espectro de corrientes de la red eléctrica al utilizar el controlador PI. (a) Corrientes de la fuente principal, (b) del inversor trifásico aplicado como filtro activo y (c) de la carga trifásica balanceada.

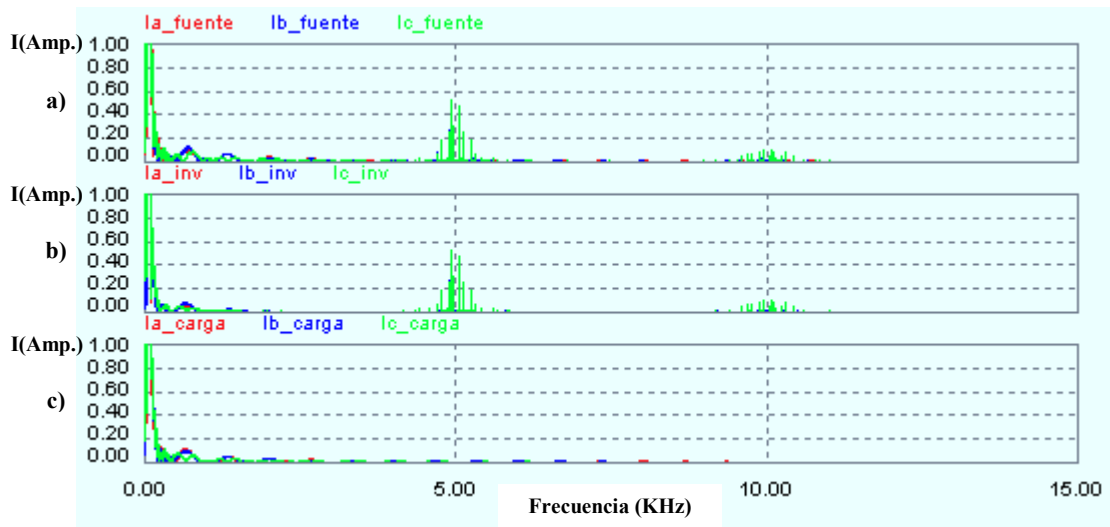


Figura 5.18: Detalle del espectro de corrientes de la red eléctrica al utilizar el controlador *deadbeat*. (a) Corrientes de la fuente principal, (b) del inversor trifásico aplicado como filtro activo y (c) de la carga trifásica balanceada.

El comportamiento de los controladores en las figuras 5.7 - 5.18 muestran un tiempo de respuesta similar, presentan un buen seguimiento de las corrientes de referencia y realizan su función para que el filtro activo compense la potencia reactiva en la red eléctrica.

Tabla 5.3: Porcentajes de THD en las corrientes de la fuente principal utilizando diferentes controladores.

		ASIGNACIÓN DE POLOS			PI			DEADBEAT		
h	Hz	$I_{FUENTE}$ (Amp.)			$I_{FUENTE}$ (Amp.)			$I_{FUENTE}$ (Amp.)		
		$I_h(A)$	$I_h(B)$	$I_h(C)$	$I_h(A)$	$I_h(B)$	$I_h(C)$	$I_h(A)$	$I_h(B)$	$I_h(C)$
1	60	58.3551	58.3686	58.4389	57.9983	58.0399	58.0826	58.7423	58.7777	58.8406
5	300	0.0167	0.0341	0.0507	0.0329	0.0250	0.0578	0.0198	0.0279	0.0421
7	420	0.0225	0.0124	0.1157	0.0212	0.0200	0.0165	0.0057	0.0156	0.0125
11	660	0.1187	0.1236	0.0184	0.0101	0.1267	0.0282	0.1129	0.1149	0.0261
13	780	0.0885	0.0969	0.0101	0.0541	0.0774	0.0748	0.0790	0.0820	0.0891
17	1020	0.0086	0.0328	0.0402	0.0099	0.0303	0.0247	0.0097	0.0284	0.0344
19	1140	0.0051	0.0224	0.0243	0.0161	0.0157	0.0315	0.0067	0.0178	0.0243
23	1380	0.0727	0.0710	0.0245	0.0742	0.0836	0.0180	0.0647	0.0664	0.0225
$\%THD_i$		<b>0.2872</b>	<b>0.3093</b>	<b>0.2372</b>	<b>0.1760</b>	<b>0.3045</b>	<b>0.1881</b>	<b>0.2623</b>	<b>0.2768</b>	<b>0.1925</b>

En la Tabla 5.3 se muestra el porcentaje de distorsión armónica presente en las señales de corrientes suministradas por la fuente principal del sistema, obtenidos a partir de las señales mostradas en las figuras 5.16 - 5.18 de los diferentes controladores analizados.

Para complementar el análisis de los resultados, en la Tabla 5.4 se muestran los índices de desempeño para cada una de las técnicas de control consideradas.



Tabla 5.4: Índices de desempeño para el estudio comparativo de los controladores del filtro activo utilizado como compensador de reactivos.

Índice Algoritmo	%THD <sub>i</sub> en la Fuente principal		Error Medio Cuadrático (EMC)		Esfuerzo de Control Cuadrático (ECC)	
	<b>ASIGNACIÓN DE POLOS</b>	$THD_i(a)$	0.2872	$I_a - I_{refa}$	0.409983	$U_{cm}(a)$
$THD_i(b)$		0.2872	$I_b - I_{refb}$	0.427386	$U_{cm}(b)$	17,961.50
$THD_i(c)$		0.2372	$I_c - I_{refc}$	0.414917	$U_{cm}(c)$	17,975.00
<b>Promedio</b>		<b>0.2779</b>	<b>Promedio</b>	<b>0.417429</b>	<b>Promedio</b>	<b>17,959.40</b>
<b>PI</b>	$THD_i(a)$	0.1760	$I_a - I_{refa}$	0.368715	$U_{cm}(a)$	17,673.10
	$THD_i(b)$	0.3045	$I_b - I_{refb}$	0.385707	$U_{cm}(b)$	17,730.00
	$THD_i(c)$	0.1881	$I_c - I_{refc}$	0.374749	$U_{cm}(c)$	17,695.90
	<b>Promedio</b>	<b>0.2229</b>	<b>Promedio</b>	<b>0.376391</b>	<b>Promedio</b>	<b>17,699.67</b>
<b>DEADBEAT</b>	$THD_i(a)$	0.2623	$I_a - I_{refa}$	1.375384	$U_{cm}(a)$	16,479.30
	$THD_i(b)$	0.2768	$I_b - I_{refb}$	1.384449	$U_{cm}(b)$	16,509.90
	$THD_i(c)$	0.1925	$I_c - I_{refc}$	1.378684	$U_{cm}(c)$	16,493.40
	<b>Promedio</b>	<b>0.2438</b>	<b>Promedio</b>	<b>1.379506</b>	<b>Promedio</b>	<b>16,494.20</b>

En el desempeño del %THD de la corriente, los tres controladores presentan comportamiento similares. Lo anterior es comprensible dado que la distorsión armónica de las corrientes inyectadas depende principalmente de la estrategia de modulación y los parámetros del sistema. En el índice del EMC se observa que el control PI es el que presenta un mejor desempeño seguido del controlador de *asignación de polos*, siendo el controlador *deadbeat* el que presenta el mayor error.

El parámetro del ECC da como resultado que el control *deadbeat* fue el que demanda menos energía, seguido por el controlador PI y dejando al controlador de *asignación de polos* como el que demanda más energía.

Al aplicar el criterio de desempeño que se presentó en el Capítulo 4, se normalizan los índices de desempeño. Para cada índice de desempeño se elige el valor más alto y se toma como base en la normalización de los datos. Una vez realizado esto, se obtiene para cada controlador un

índice de desempeño con valor entre 0 y 1 para cada parámetro, siendo el que tenga el valor de 1 el valor máximo en dicho índice comparando los tres controladores.

Los índices de desempeños normalizados se muestran en la Tabla 5.6.

Tabla 5.5: Índices de desempeño normalizados para el estudio comparativo de los controladores del filtro activo utilizado como compensador de reactivos.

Controlador	THD <sub>N</sub>	EMC <sub>N</sub>	ECC <sub>N</sub>
Asignación de Polos	1.000	0.303	1.000
PI	0.802	0.273	0.986
Deadbeat	0.877	1.000	0.918

Con los datos de la Tabla 5.5 se aplica una función de costo, expresada en (4.5.1), donde en la Tabla 5.6 se muestra los valores correspondientes a las funciones de costos asociadas a cada controlador.

Tabla 5.6: Valores de la función de costo para cada uno de los controladores del filtro activo utilizado para compensar reactivos.

Controlador	Función de costo
Asignación de Polos	0.756
PI	0.644
Deadbeat	0.926

Considerando los resultados mostrados en la Tabla 5.6 se puede concluir que el controlador *PI* tiene el mejor desempeño en el filtro activo, seguido en comportamiento por el controlador de *asignación de polos* y del controlador digital *deadbeat*.

Debido a que el comportamiento de los tres controladores parece ser similar al inspeccionar las formas de onda, es difícil hacer una comparación de ellos y decidir cual es el mejor en base a mediciones de corriente y tensión de la red eléctrica. Por lo anterior, el método utilizado

para el estudio comparativo en este trabajo de tesis es útil para tomar una decisión sobre el desempeño de los controladores.

## 5.4 Aplicación del filtro activo como compensador de armónicos

La aplicación del filtro activo como compensador de corrientes armónicas en la red eléctrica se presenta en este apartado y se evalúan los controladores, descritos anteriormente, utilizando el criterio de desempeño propuesto.

### 5.4.1 Introducción

La compensación de corrientes armónicas en la red eléctrica es importante para mantener la calidad de energía eléctrica de la red.

Las principales problemáticas que se presentan al tener corrientes armónicas en una red eléctrica se discutieron en el Capítulo 1.

Los métodos tradicionales de compensación de armónicos, como los filtros pasivos, se sintonizan a la frecuencia del armónico que se desea eliminar, por lo que se necesitan tantos filtros como armónicos se desean eliminar. Otro método comúnmente utilizado para la mitigación de armónicos es la reorganización del sistema eléctrico y la instalación de nuevo equipo con mayor tolerancia a los armónicos.

Actualmente, los filtros activos de potencia a base de convertidores estáticos pueden ser utilizados en la compensación de corrientes armónicas.

### 5.4.2 Principio de funcionamiento del filtro activo

El principio de un filtro activo de potencia para la eliminación de armónicos se muestra en la Figura 5.19.

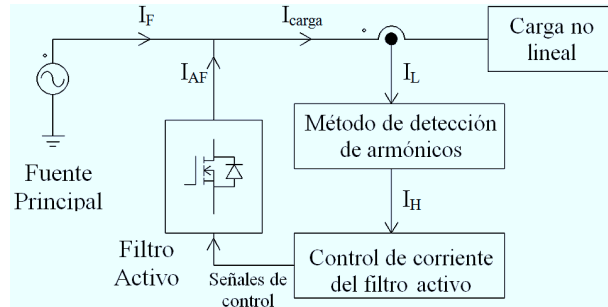


Figura 5.19: Principio de funcionamiento del filtro activo.

El filtro activo de la Figura 5.19 debe proporcionar al SEP una corriente que compense las corrientes armónicas producidas por la carga no lineal conectada a la red eléctrica, esta corriente debe de ser igual en magnitud que las corrientes armónicas y en sentido opuesto, de tal forma que se eliminen entre ellas.

De la Figura 5.19 se obtiene una relación de corrientes en la red eléctrica entre los dispositivos que la conforman:

$$I_{carga} = I_F + I_{AF} \quad (5.4.1)$$

donde  $I_{carga}$  es la corriente demandada de la carga,  $I_F$  es la corriente suministrada por la fuente al sistema eléctrico e  $I_{AF}$  es la corriente suministrada por el filtro activo a la red eléctrica.

El filtro activo para eliminar los armónicos deberá de contar con un sistema de control que asegure la regulación de las corrientes.

### 5.4.3 Configuración del sistema para la compensación de armónicos en la red eléctrica

La configuración del sistema que se utiliza en el análisis de los controladores del filtro activo de potencia es mostrada en la Figura 3.1 del Capítulo 3.

El esquema del filtro activo para compensar armónicos tiene un bloque que calcula las corrientes de referencia para los controladores, el cual se representa por el Bloque 7 en la Figura 3.1. El Bloque 7 utiliza los principios de la teoría de potencia instantánea, y a partir de las mediciones de la corriente demandada por la carga y la tensiones de fase a neutro de la fuente principal se calcula las corrientes de referencia [15].

En la siguiente sección se presentan los resultados obtenidos para el esquema de regulación de corrientes para un filtro activo utilizado para la compensación de armónicos.

### 5.4.4 Resultados de la evaluación de los controladores en un filtro activo utilizado como compensador de armónicos

El sistema utilizado para poner a prueba el filtro activo como compensador de armónicos tiene los parámetros mostrados en la Tabla 5.7.

Tabla 5.7: Parámetros del sistema para la evaluación de los controladores del filtro activo aplicado como compensador de armónicos.

Asignación de polos	PI	Deadbeat	Red eléctrica	Compensador estático	Carga (Rectificador trifásico)	
$\psi = 5000$	$K_1 = 4.444m$	$f_{sample} = 5Khz$	$V_{LL} = 220V$	$U_e = 1000V_{dc}$	$L_{ac1} = 0.15mH$	$L_{ac2} = 0.15mH$
$\delta = 5000$	$T_{i1} = 0.28828ms$		$L_c = 5mH$	$f_{con} = 5Khz$	$L_{dc1} = 0.30mH$	$L_{dc2} = 0.30mH$
	$K_2 = 4.444m$		$R_c = 0.5\Omega$		$C_{dc1} = 0.47mf$	$C_{dc2} = 0.47mf$
	$T_{i2} = 0.28828ms$		$f = 60Hz$		$R_{dc1} = 0.5\Omega$	$R_{dc2} = 0.5\Omega$

Como se muestra en la Tabla 5.7, se conectan dos convertidores de *ac* a *dc* de la misma capacidad, que representan las cargas no lineales generadoras de corrientes armónicas, se muestran también los parámetros utilizados para cada controlador y el dimensionamiento de cada uno de los elementos que conforman el sistema de prueba. Debido a que la aplicación del filtro activo es diferente a la mostrada anteriormente, los controladores *PI* y de *asignación de polos* fueron desintonizados para cumplir con las demandas de la nueva aplicación.

En las figuras 5.20 - 5.24 se muestran las respuestas de las diferentes técnicas de control, ante las mismas condiciones operativas.

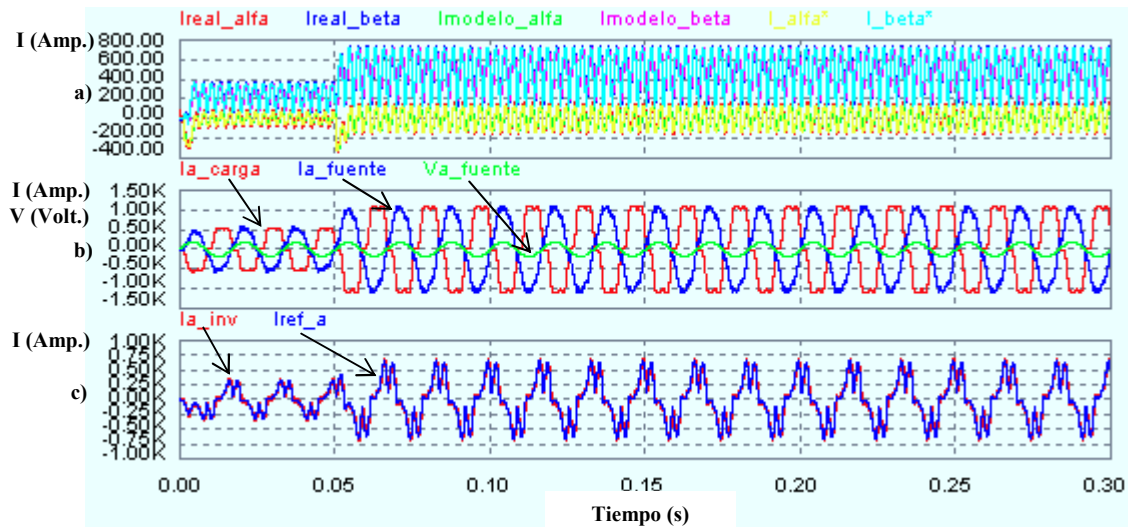


Figura 5.20: Respuesta del control por *asignación de polos* para compensación de armónicos. (a) Corrientes suministradas por el filtro activo en coordenadas *d-q-0*, (b) tensión y corrientes de la fuente y la carga en coordenadas *a-b-c* y (c) corriente del filtro activo de la fase A.

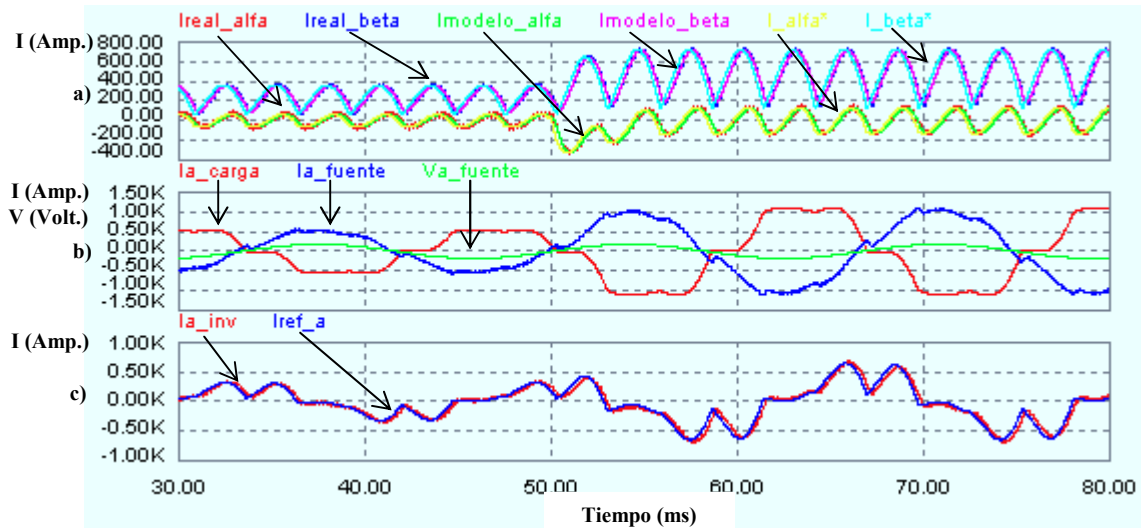


Figura 5.21: Detalle de la respuesta del control por *asignación de polos* para compensación de armónicos. (a) Corrientes suministradas por el filtro activo en coordenadas  $d-q-0$ , (b) tensión y corrientes de la fuente y la carga en coordenadas  $a-b-c$  y (c) corriente del filtro activo de la fase A.

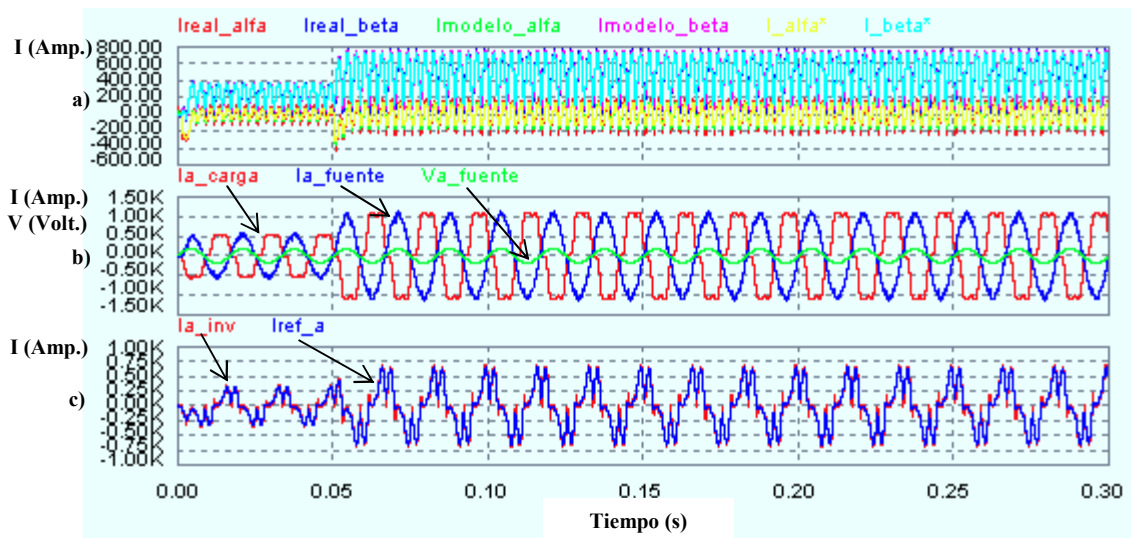


Figura 5.22: Respuesta con control *Proporcional-Integral (PI)* para compensación de armónicos. (a) Corrientes suministradas por el filtro activo en coordenadas  $d-q-0$ , (b) tensión y corrientes de la fuente y la carga en coordenadas  $a-b-c$  y (c) corriente del filtro activo de la fase A.

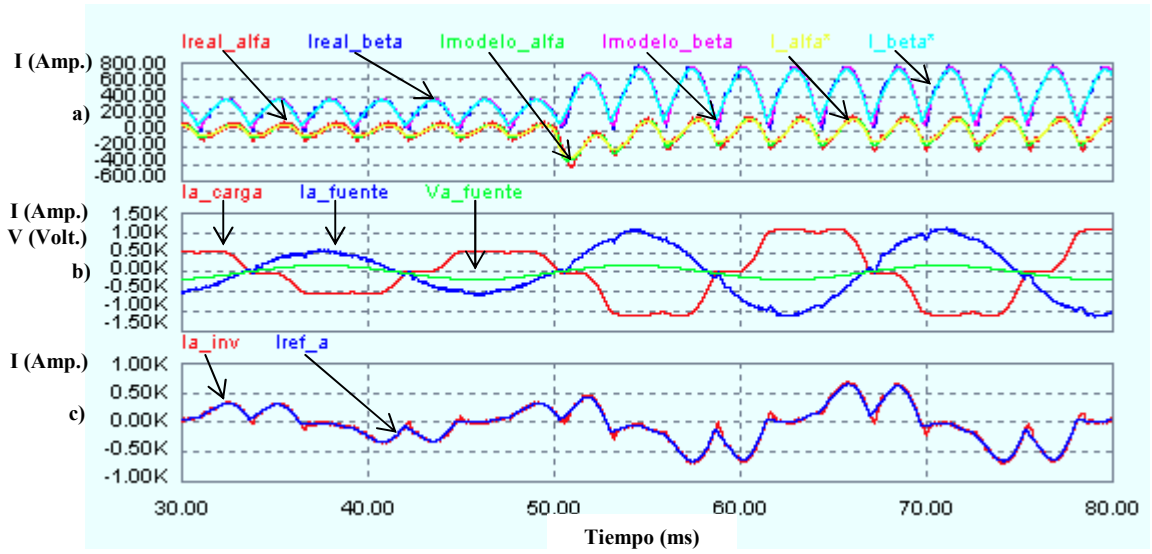


Figura 5.23: Detalle de la respuesta con control *Proporcional-Integral (PI)* para compensación de armónicos. (a) Corrientes suministradas por el filtro activo en coordenadas  $d-q-0$ , (b) tensión y corrientes de la fuente y la carga en coordenadas  $a-b-c$  y (c) corriente del filtro activo de la fase A.

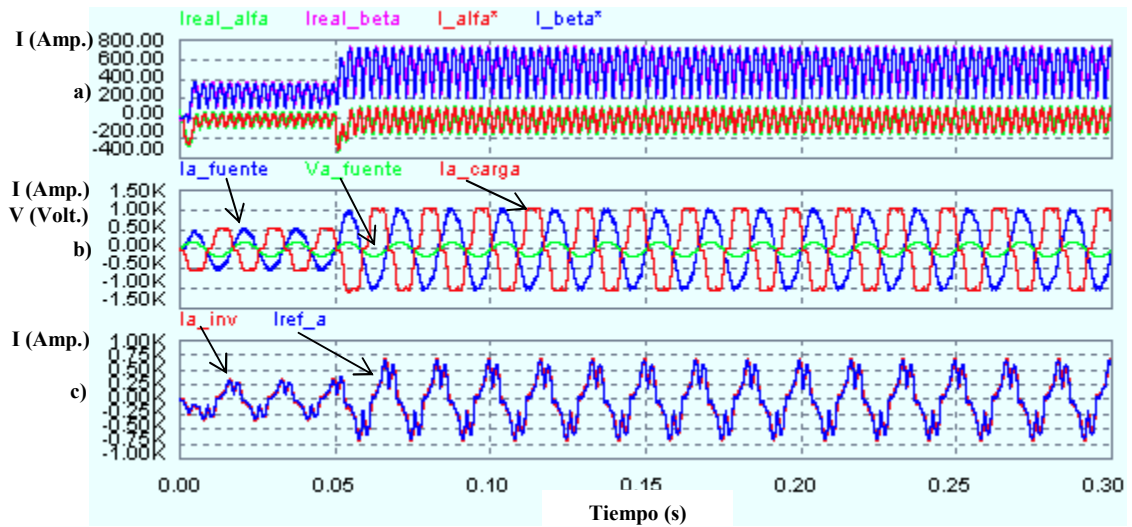


Figura 5.24: Respuesta con control *deadbeat* para compensación de armónicos. (a) Corrientes suministradas por el filtro activo en coordenadas  $d-q-0$ , (b) tensión y corrientes de la fuente y la carga en coordenadas  $a-b-c$  y (c) corriente del filtro activo de la fase A.



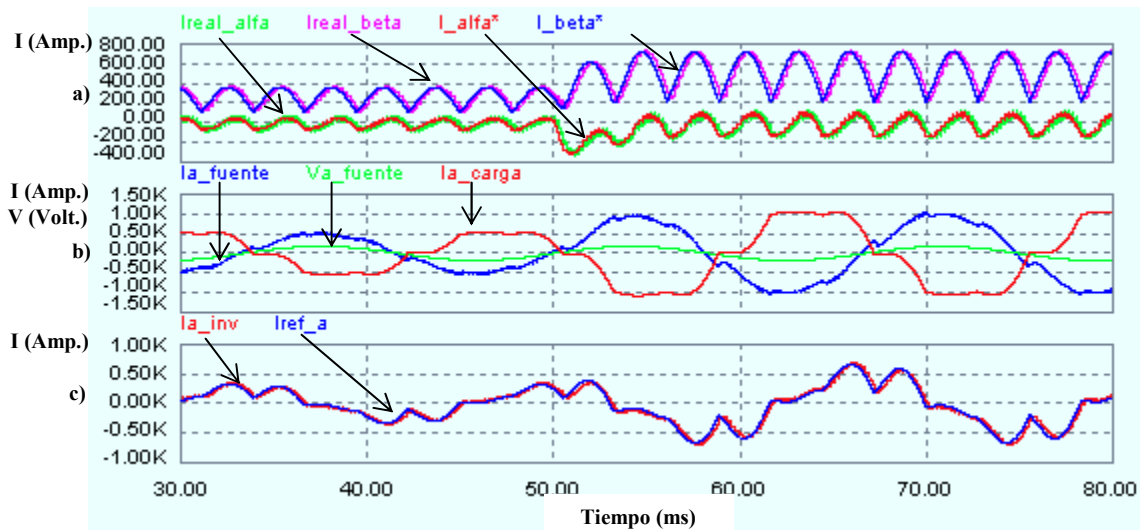


Figura 5.25: Detalle de la respuesta con control *deadbeat* para compensación de armónicos. (a) Corrientes suministradas por el filtro activo en coordenadas  $d-q-0$ , (b) tensión y corrientes de la fuente y la carga en coordenadas  $a-b-c$  y (c) corriente del filtro activo de la fase A.

En las figuras 5.20 - 5.24 se muestran las corrientes suministradas por el filtro activo a la red eléctrica para compensar los armónicos existentes, dichas corrientes se presentan en un sistema de coordenadas síncrono  $d-q-0$  con sus respectivas corrientes de referencia en cada uno de los ejes del marco de referencia síncrono. La tensión y corriente de la fase "a" suministradas por la fuente principal del sistema con la corriente demandada por la carga en la misma fase, todas en coordenadas de fase  $a-b-c$ , se presenta en cada figura. Además se presenta la corriente suministrada por el filtro activo en la fase "a" del sistema con su respectiva corriente de referencia.

La respuesta de los controladores parece a simple vista ser similar, por lo que es necesario aplicar un criterio de desempeño para hacer notar las cualidades y deficiencias de cada controlador.

Los datos complementarios para el análisis de los controladores son mostrados en las tablas

5.8 - 5.9 donde se presentan los índices de desempeño para cada una de las técnicas de control consideradas.

Tabla 5.8: Índices de desempeño para el estudio comparativo de los controladores del filtro activo utilizado como compensador de armónicos.

Índice Algoritmo	%THD <sub>i</sub> en la Fuente principal		Error Medio Cuadrático (EMC)		Esfuerzo de Control Cuadrático (ECC)	
	<b>ASIGNACIÓN DE POLOS</b>	$THD_i(a)$	9.365	$I_a - I_{refa}$	25.454	$U_{cm}(a)$
$THD_i(b)$		9.358	$I_b - I_{refb}$	25.549	$U_{cm}(b)$	9,161.49
$THD_i(c)$		9.067	$I_c - I_{refc}$	25.552	$U_{cm}(c)$	9,037.97
<b>Promedio</b>		<b>9.263</b>	<b>Promedio</b>	<b>25.518</b>	<b>Promedio</b>	<b>9,061.37</b>
<b>PI</b>	$THD_i(a)$	5.303	$I_a - I_{refa}$	14.256	$U_{cm}(a)$	13,744.20
	$THD_i(b)$	5.581	$I_b - I_{refb}$	14.443	$U_{cm}(b)$	14,280.90
	$THD_i(c)$	5.371	$I_c - I_{refc}$	14.537	$U_{cm}(c)$	14,337.30
	<b>Promedio</b>	<b>5.418</b>	<b>Promedio</b>	<b>14.412</b>	<b>Promedio</b>	<b>14,120.80</b>
<b>DEADBEAT</b>	$THD_i(a)$	8.243	$I_a - I_{refa}$	20.587	$U_{cm}(a)$	7,623.88
	$THD_i(b)$	8.197	$I_b - I_{refb}$	20.749	$U_{cm}(b)$	7,782.61
	$THD_i(c)$	8.067	$I_c - I_{refc}$	20.761	$U_{cm}(c)$	7,681.91
	<b>Promedio</b>	<b>8.169</b>	<b>Promedio</b>	<b>20.699</b>	<b>Promedio</b>	<b>7,696.13</b>

Tabla 5.9: Porcentajes de THD en las corrientes de la fuente principal utilizando diferentes controladores.

h (Hz)	ASIGNACIÓN DE POLOS			PI			DEADBEAT			CARGA		
	$I_{FUENTE}$ (Amp.)			$I_{FUENTE}$ (Amp.)			$I_{FUENTE}$ (Amp.)			$I_{CARGA}$ (Amp.)		
	$I_h(A)$	$I_h(B)$	$I_h(C)$	$I_h(A)$	$I_h(B)$	$I_h(C)$	$I_h(A)$	$I_h(B)$	$I_h(C)$	$I_h(A)$	$I_h(B)$	$I_h(C)$
<b>1(60)</b>	972.219	964.699	972.760	967.522	958.834	967.760	910.270	902.810	911.093	1070.40	1062.27	1060.38
<b>5(300)</b>	68.368	65.914	63.465	9.800	14.996	14.116	56.191	53.490	52.710	177.198	174.010	177.014
<b>7(420)</b>	51.116	52.947	52.085	38.590	39.504	37.748	42.080	43.960	43.470	73.970	73.438	74.895
<b>11(660)</b>	19.335	18.693	18.477	14.969	15.620	14.204	16.816	15.920	17.096	23.480	22.302	23.218
<b>13(780)</b>	15.659	16.147	16.422	13.885	14.440	14.156	13.740	13.524	14.165	15.910	15.198	15.869
<b>17(1020)</b>	13.441	13.597	14.037	16.378	16.341	16.347	9.905	10.460	10.730	11.883	11.457	12.428
<b>19(1140)</b>	12.243	11.897	12.392	14.280	14.143	15.019	8.880	8.490	8.340	9.127	8.455	8.785
<b>23(1380)</b>	7.316	8.087	8.724	12.580	12.600	13.522	7.278	8.033	7.509	5.607	5.608	6.320
<b>%THD<sub>i</sub></b>	<b>9.365</b>	<b>9.358</b>	<b>9.067</b>	<b>5.303</b>	<b>5.581</b>	<b>5.371</b>	<b>8.243</b>	<b>8.197</b>	<b>8.067</b>	<b>18.195</b>	<b>18.018</b>	<b>18.385</b>

En el desempeño de los controladores en el *EMC* se observa que el controlador PI es el que

presenta mejor comportamiento, seguido del controlador *deadbeat* y por el de *asignación de polos*.

En cuanto al desempeño del  $\%THD$  de la corriente, los tres controladores presentan comportamientos similares. Los resultados con base en este índice muestran que en todos los controladores reducen los armónicos de baja frecuencia (5, 7, 11, 13) en la corriente de la fuente, mientras que en los armónicos de alta frecuencia (17, 19, 23) tienden a aumentar, esto se puede tratar de mejorar incrementando el ancho de banda de los controladores.

En el *ECC* el controlador *deadbeat* fue el que demandó menos energía, seguido por el controlador de retroalimentación de estado y por el controlador PI.

Para realizar un análisis profundo se normalizan los índices de desempeño de las Tablas 5.8 y 5.9. Para cada índice de desempeño se elige el valor más alto y se normaliza en base a él.

Los índices de desempeño normalizados se muestran en la Tabla 5.10, donde se muestra el comportamiento de cada controlador.

Tabla 5.10: Índices de desempeño normalizados para el estudio comparativo de los controladores del filtro activo utilizado como compensador de armónicos.

Controlador	$THD_N$	$EMC_N$	$ECC_N$
Control Asignación de Polos	1.000	1.000	0.642
Control PI	0.585	0.565	1.000
Control Deadbeat	0.882	0.811	0.545

Con los datos de la Tabla 5.10 se realiza un estudio comparativo de ellos con base en una función de costo expresada en (4.5.1). Los resultados de la función de costo son presentados en la Tabla 5.11.

Tabla 5.11: Valores de la función de costo para cada uno de los controladores del filtro activo utilizado para compensar armónicos.

Controlador	Función de costo
Control Asignación de Polos	0.946
Control PI	0.640
Control Deadbeat	0.807

Los resultados observados en la Tabla 5.11 se tiene una referencia sobre que controlador es el que tiene mejor desempeño para la eliminación de armónicos en la red eléctrica.

Con los resultados obtenidos se llega a la conclusión de que el controlador Proporcional-Integral (PI) es el que mostró un comportamiento superior al de los demás controladores, seguido por el controlador deadbeat y el que obtuvo un peor desempeño para la eliminación de armónicos fue el controlador de *asignación de polos*.

## 5.5 Conclusiones del capítulo

La metodología utilizada para realizar el estudio comparativo de los controladores de un filtro activo, para la compensación de reactivos y armónicos circulantes en la red eléctrica, resultó un criterio muy útil al momento de decidir que controlador es más eficiente en realizar dichas tareas. Los resultados obtenidos antes de aplicar la metodología del criterio propuesto muestran que los controladores tienen un comportamiento similar, por lo que es muy difícil decidir cual es el más eficiente.

Se debe de tomar en cuenta, antes de utilizar el criterio de desempeño propuesto, que en las aplicaciones del filtro activo cumpla con las normas correspondientes a la distorsión de armónicos total que se permite en un punto de conexión común en la red eléctrica, dependiendo

del nivel de tensión que se esté manejando. Si en algún caso algún controlador no cumple con la norma descrita en [27] el controlador queda automáticamente descartado para realizar la función requerida a menos que el controlador pueda ajustarse para estar dentro de la norma.

A continuación se presentan las conclusiones correspondientes al trabajo de tesis realizado, contribuciones y trabajos realizados para la elaboración de esta tesis.

# Capítulo 6

## Conclusiones

### 6.1 Introducción

En este capítulo se describen los puntos más importantes del trabajo realizado en esta tesis. También se detallan las conclusiones generales, así como las aportaciones que se obtuvieron durante el desarrollo de este trabajo de tesis y algunas recomendaciones para trabajos futuros.

### 6.2 Conclusiones generales

Las conclusiones que se obtuvieron con base en el trabajo de investigación realizado se muestran a continuación:

- Se trabajó sobre un modelo promediado de un inversor trifásico acoplado en una red eléctrica, el cual presentó buenas aproximaciones en una comparación realizada del modelo con un sistema probado en un programa de simulación numérica que puede ser considerado una buena aproximación de un sistema real.

- Se probaron tres tipos de controladores de tipo lineal de los cuales uno se desarrolló con base en el modelo promediado del sistema utilizado, el de *asignación de polos*, uno de los otros dos controladores es un controlador muy utilizado en la industria, el controlador proporcional-integral (PI), y el otro un controlador del tipo digital, el controlador deadbeat.
- Los controladores utilizados en este trabajo de investigación mostraron un comportamiento semejante, y con la mediciones de las corrientes suministradas del filtro activo a la red eléctrica no es posible determinar con certeza qué controlador es mejor, por lo que el criterio de desempeño propuesto para los controladores del filtro activo resulta muy efectivo en la comparación de los mismos.
- La metodología que se propuso, así como los índices de desempeño utilizados en el desarrollo de esta tesis, son sencillos y fáciles de aplicar para la comparación de controladores de filtros activos, donde una función de costo se utiliza para evaluarlos, en esta, se define el mejor controlador como aquél que involucra un menor costo en su desempeño.

### 6.3 Contribuciones del trabajo de tesis

Las contribuciones más importantes que fueron realizadas en el desarrollo de esta tesis se describen a continuación:

- Se desarrolló un criterio de desempeño para la evaluación de algoritmos de control que son empleados en filtros activos de potencia, para realizar un estudio comparativo entre ellos.
- Se diseñó un controlador lineal para convertidores estáticos, que puede ser útil en la aplicación del filtro activo como compensador de reactivos y armónicos.

- Se realizó un sistema de prueba para los controladores, en el cual se pueden probar diferentes configuraciones de convertidores estáticos utilizados como filtros activos, y probar diferentes controladores para su evaluación.

## 6.4 Recomendaciones para trabajos futuros

Algunas recomendaciones para trabajos futuros en estudios comparativos de algoritmos de control para filtros activos son las siguientes:

- Realizar un estudio comparativo de los algoritmos de control para filtros activos de potencia en un sistema implementado físicamente, lo cual implica la aplicación de un convertidor trifásico como filtro activo.
- Aplicar mejoras al criterio de desempeño propuesto, considerándose diferentes índices de desempeño, tal como tiempos muertos, medición de los sobrepulsos en las señales de control, número de conmutaciones del filtro activo, complejidad computacional de los algoritmos de control, robustez de los controladores, entre otros.
- Incluir en el estudio comparativo controladores del tipo multivariables y/o robustos.
- Incluir en el estudio comparativo controladores que utilicen técnicas no lineales, tales como el controlador basado en pasividad, el controlador de modos deslizantes, entre otros.
- Aplicar otras técnicas para el cálculo de las corrientes de referencia que necesitan los controladores, como la estrategia instantánea P-Q, la técnica de cancelación armónica perfecta (PHC) y la estrategia conocida como factor de potencia unitario (UPF) [13].



# Bibliografía

- [1] P. Kundur. *Power System Stability and Control*. McGraw-Hill, 1 edition, 1993.
- [2] F. Aboytes. *Control del voltaje en sisemas eléctricos de potencia*. CENACE-UANL, 1 edition, 1991.
- [3] S. Santoso H. W. Beaty R. C. Dugan, M. F. McGranaghan. *Electrical Power Systems Quality*. McGraw-Hill, 2 edition, 2003.
- [4] A. Ghosh and G. Ledwich. *Power Quality Enhancement Using Custom Power Devices*. Kluwer Academic Publishers, 2002.
- [5] M. H. Rashid. *Electrónica de Potencia. Circuitos, dispositivos y aplicaciones*. Pearson-Prentice Hall, 3 edition, 2004.
- [6] N. Mohan, T. M. Undeland, and W. P. Robbins. *Power Electronics. Converters, Applications, and Design*. John Wiley and Sons, Inc., 2 edition, 1995.
- [7] G. Escobar. *On non linear control of switching power electronics systems*. PhD thesis, Universidad de París XI Orsay.
- [8] Y. A. R. I. Mohamed and E. F. El-Saadany. An improved deadbeat current control scheme with a novel adaptive self-tuning load model for a three-phase pwm voltage-source inverter. *IEEE Industry Applications Magazine*, 54(2):747–759, April 2007.
- [9] S. Buso and P. Mattacelli. *Digital Control in Power Electronics*. Morgan & Claypool Publishers, 1 edition, 2006.
- [10] M. F. Escalante G. *Estudio de la Compensación de Armónicas y de Potencia Reactiva Usando Convertidores Estáticos Multinivel*. Reporte técnico, Universidad Autónoma de Nuevo León, Facultad de Ingeniería Mecánica y Eléctrica, Posgrado en Ingeniería Eléctrica.
- [11] S. Buso, L. Malesani, and P. Mattavelli. Comparison of current control techniques for active filter applications. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 45(5):722–729, October 1998.

- [12] M. I. Milanés, E. Romero, and F. Barrero. Comparison of control strategies for shunt active power filters in three-phase four-wire systems. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 22(1):229–236, January 2007.
- [13] M. P. Kazmierkowski and L. Malsani. Current control techniques for three-phase voltage-source pwm converters: A survey. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 45(5):691–703, October 1998.
- [14] P. C. Krause, O. Wasynczuk, and S. D. Sufhoff. *Analisis of Electric Machinery*. IEEE press, 1995.
- [15] M. F. Escalante and J. J. Arellano. Harmonics and reactive power compensation using a cascaded h-bridge multilevel inverter. *IEEE Int. Symposium on Industrial Electronics*, 3:1966–1971, July 2006.
- [16] A. E. Fitzgerald, C. Kingsley, and S. D. Umans. *Máquinas Eléctricas*. Mc Graw Hill, 6 edition, 2004.
- [17] D. W. Novotny and T. A. Lipo. *Vector Control and Dynamics of ac Drives*. Oxford Science Publications, 2003.
- [18] K. J. Aström and T. Hägglund. *Automatic Tuning of PID Controllers*. Instrument Society of America, 1988.
- [19] W. Bolton. *Ingeniería de Control*. Alfaomega, 2 edition, 2001.
- [20] H. Khalil. *Nonlinear systems*. Prentice Hall, 2 edition, 1996.
- [21] M. T. Mata Jiménez. *Notas del curso de Analisis de Sistemas No Lineales*. Reporte técnico, Universidad Autónoma de Nuevo León, Facultad de Ingeniería Mecánica y Eléctrica, Posgrado en Ingeniería Eléctrica.
- [22] G. F. Franklin, J. D. Powell, and A. Emami-Naeini. *Feedback Control of Dinamic Systems*. Addison Wesley, 1988.
- [23] M. F. Escalante G. *Desarrollo de algoritmos de modulación vectorial para convertidores estáticos multinivel*. Reporte técnico, Universidad Autónoma de Nuevo León, Facultad de Ingeniería Mecánica y Eléctrica, Posgrado en Ingeniería Eléctrica.
- [24] D. G. Holmes and T. A. Lipo. *Pulse Width Modulation for Power Converters. Principles and Practice*. IEEE Press Editorial Board, 2003.
- [25] K. Ogata. *Ingeniería de Control Moderna*. Pearson-Prentice Hall, 4 edition, 2006.
- [26] K. J. Astrom and B. Wittenmark. *Computer - Controlled Systems: Theory and Design*. Prentice Hall, 3 edition, 1996.
- [27] IEEE. *IEEE recommended practices and requirements for harmonic control in electrical power systems, IEEE Std 519-1992*. IEEE press, 1 edition, 1993.

- [28] F. L. Lewis. *Optimal Control*. John Wiley & Sons, 1 edition, 1986.
- [29] T. J. E. Miller. *Reactive Power Control in Electric Systems*. Wiley Interscience, 1 edition, 1982.
- [30] N. G. Hingorani and L. Gyugyi. *Understanding FACTS, concepts and technology of flexible AC transmission systems*. IEEE press, 2000.
- [31] F. Salinas. Estrategia de control de la tensión de los condensadores de un inversor multinivel del tipo de condensadores flotantes en aplicaciones de compensación de redes eléctricas. Maestría en ciencias de la ingeniería eléctrica con orientación en sistemas eléctricos de potencia, Universidad Autónoma de Nuevo León, Facultad de Ingeniería Mecánica y Eléctrica, Posgrado en Ingeniería Eléctrica, San Nicolás de los Garza, Nuevo León, México, Mayo 2008. Tesis de maestría.
- [32] L. Asimino A El, F. Blaabjerg, and S. Hansen. Detection is key. harmonic detection methods for active power filter applications. *IEEE Industry Applications Magazine*, 13(4):22–33, JUL-AUG 2007.

# Apéndice A

## Modulación de anchos de pulsos (PWM) del tipo vectorial para convertidores multinivel

En este apéndice se describe una nueva técnica de modulación PWM vectorial presentada en [23, 31] y que se muestra a continuación.

### A.1 Método de modulación multinivel basado en vectores espaciales

En la técnica de modulación vectorial (MV) cada estado de conmutación de un convertidor multinivel se representa como un punto en el plano complejo  $\alpha - \beta$ . En la siguiente figura se muestran los vectores disponibles en un convertidor de 5 niveles.

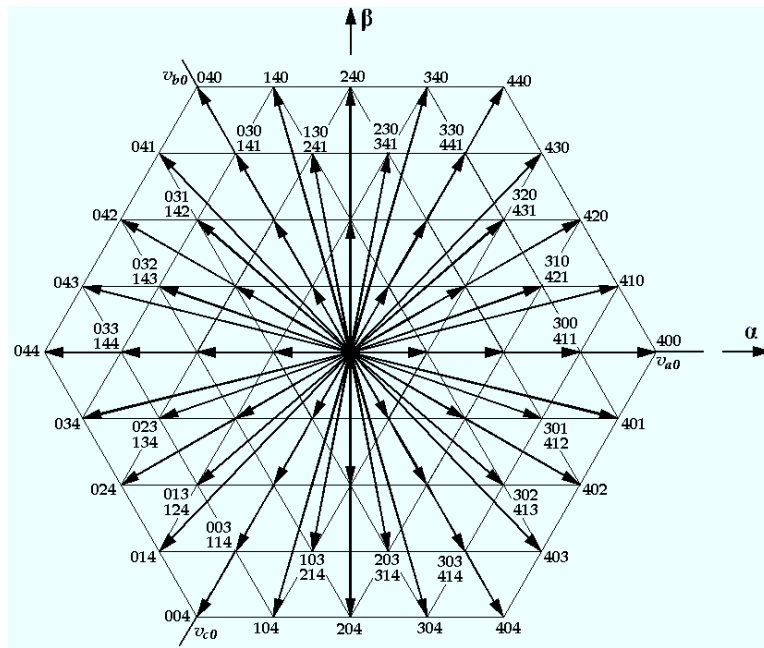


Figura A.1: Vectores espaciales para un inversor de 5 niveles. La numeración indica los niveles en cada una de las fases (a, b, c).

En la Figura A.1 se muestra que la MV se tienen tres vectores base, el primero se encuentra sobre el eje  $\alpha$ , y los otros dos a  $120^\circ$  y  $240^\circ$ , respectivamente. Cada uno de estos niveles base se encuentra dividido en 4 segmentos, de tal manera que se tienen 5 niveles para cada vector base. Por ejemplo, para el vector base que se encuentra sobre el eje  $\alpha$ , se tienen los niveles 000, 100, 200, 300 y 400. De la notación anterior, se observa que los dos últimos números de cada combinación tienen un valor de cero, esto significa que no existe ninguna componente de los otros dos vectores básicos, ya que se encuentran sobre el eje  $\alpha$ . Por lo tanto, el primer número de la combinación corresponde al vector base que se encuentra en el eje  $\alpha$  y los otros dos números corresponden a los vectores base que se encuentran a  $120^\circ$  y  $240^\circ$ , respectivamente.

De la misma notación del ejemplo, se definen los vectores externos e internos; los externos son: 000 y 400, mientras que los internos son: 100, 200 y 300. En la Figura A.1, se muestran

todos los vectores disponibles para sintetizar cualquier vector de referencia.

En el proceso de modulación, un fasor de referencia girando en el plano  $\alpha - \beta$  es muestreado en cada periodo de conmutación y los tres estados del inversor más cercanos a este fasor son modulados para sintetizarlo en el sentido de valores promedio. Esto controla directamente las tensiones de línea del inversor, y de manera implícita son desarrolladas las tensiones de fase. Es importante notar que los vectores internos tienen estados redundantes, esto significa que la síntesis de algunos vectores de referencia puede ser obtenida por más de un estado del inversor. En la siguiente figura se ilustra esta idea:

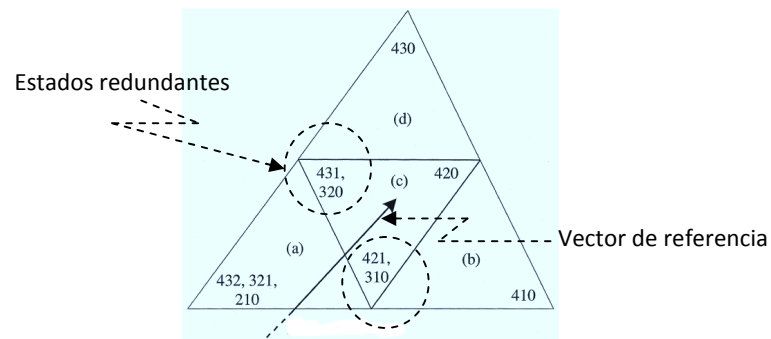


Figura A.2: Fasor de referencia en el plano  $(\alpha, \beta)$ .

En el caso ilustrado en la Figura A.2, el vector de referencia debe ser sintetizado a partir de los vectores que están sobre los vértices del triángulo (c). Se observa también la existencia de estados redundantes (431-320 y 421-310), donde cada par de vectores son equivalentes. Este proceso es complicado dado el número elevado de estados disponibles y su complejidad aumenta al incrementarse el número de niveles disponibles.

### A.1.1 Síntesis del vector de referencia a partir de los vectores básicos

Un convertidor trifásico de N-niveles puede proporcionar N niveles discretos de tensión por fase, incluyendo cero volts. De esta manera se tiene  $3N - 2$  vectores básicos diferentes incluyendo al vector nulo, siendo el resto una combinación de los mismos.

Por lo anterior, la síntesis de vectores diferentes a los vectores básicos se debe de lograr por una combinación lineal de estos últimos al utilizar un proceso de modulación. Este determina la duración temporal de dichos vectores en un periodo de conmutación y logra la síntesis del vector de referencia.

Los vectores de referencia estarán siempre localizados sobre los vectores básicos o dentro del área definida por los vectores de al menos 2 de las fases. Así, el espacio vectorial puede dividirse en tres diferentes sectores, delimitados por los vectores básicos. Las fases más cercanas al vector de referencia son llamadas fases adyacentes. A partir de la posición angular del vector de referencia, la fase más cercana en dirección contraria al giro de las manecillas del reloj es llamada fase adyacente 2. Según la posición angular del vector de referencia, será definido el sector en el cual este se encuentre. Por lo que la asignación de fases adyacentes es una función de esta posición angular. En la tabla siguiente se muestra el papel de cada fase como una función de la posición angular  $\theta$ , donde  $\theta$  es la posición angular del vector tensión de referencia, con respecto a la fase a.

Tabla A.1: Papel de cada fase como una función de la posición angular  $\theta$ .

$\theta$	Fase adyacente 1	Fase adyacente 2	Fase inactiva	Sector
$0 < \theta < (2\pi/3)$	fase a	fase b	fase c	1
$(2\pi/3) < \theta < (4\pi/3)$	fase b	fase c	fase a	2
$(4\pi/3) < \theta < (2\pi)$	fase c	fase a	fase b	3

En la figura siguiente se muestran los vectores básicos para cada una de las fases del inversor.

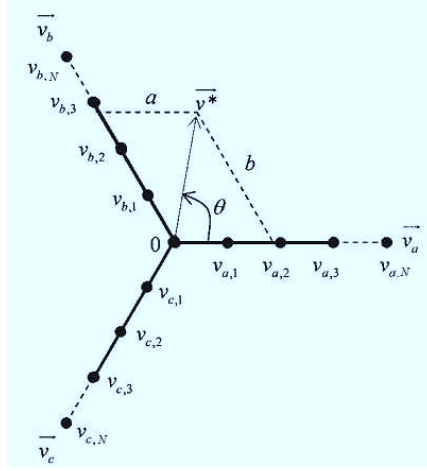


Figura A.3: Vectores básicos en un inversor multinivel de N-niveles.

Los vectores básicos sobre cada una de las fases son vectores discretos denominados como  $(v_{a1}, v_{a2}, \dots, v_{aN})$  para la fase a,  $(v_{b1}, v_{b2}, \dots, v_{bN})$  para la fase b, y  $(v_{c1}, v_{c2}, \dots, v_{cN})$  para la fase c. De la Fig. A.3, se muestra un vector de referencia  $v^*$ , que se encuentra entre los vectores de las fases a y b, los cuales llamaremos vectores adyacentes. Cualquier vector de referencia podrá ser sintetizado a partir de los vectores básicos adyacentes a estos. Un vector de referencia entre las fases a y b se puede expresar como:

$$\vec{v}^* = a\vec{v}_a + b\vec{v}_b \quad (\text{A.1.1})$$

donde a y b representan la fracción necesaria del vector espacial  $v_a$  y  $v_b$  respectivamente, para sintetizar a partir de ellos el vector de referencia.



Las componentes  $a$  y  $b$  pueden encontrarse mediante funciones trigonométricas, obteniéndose las siguientes expresiones:

$$a = \frac{2}{\sqrt{3}} |\vec{v}^*| \sin\left(\frac{2}{3}\pi - \theta\right) \quad (\text{A.1.2})$$

$$b = \frac{2}{\sqrt{3}} |\vec{v}^*| \sin(\theta) \quad (\text{A.1.3})$$

donde  $a$  y  $b$  son las componentes mostradas en la Figura A.3.

### A.1.2 Proceso de modulación de ancho de pulso

El proceso de modulación (PWM) consiste en aproximar en valores promedio, un valor de referencia original. En este proceso se identifica la parte constante y esta es aplicada durante una fracción de la duración de un periodo de conmutación. Así se obtiene sólo una fracción del valor constante, como se muestra en las expresiones (A.1.2)-(A.1.3). A la parte no cubierta por un valor discreto entero le será aplicado el principio de modulación PWM, es decir, se aplicará entre el valor discreto encontrado en el punto anterior y el valor discreto inmediato superior.

### A.1.3 Parte discreta del vector de referencia

Por la naturaleza discreta del inversor, una parte del vector de referencia se puede aproximar por una parte constante, por ejemplo, por valores discretos de los vectores adyacentes que permanecerán aplicados durante todo el periodo de conmutación. Esto lo llamaremos nivel base. El nivel base para cada vector adyacente es fácilmente calculado por:

$$bl_a = \text{int}[(n-1) \cdot a] \quad (\text{A.1.4})$$

$$bl_b = \text{int}[(n-1) \cdot b] \quad (\text{A.1.5})$$

donde  $\text{int}$ , se refiere a "la parte entera de",  $bl_a$  y  $bl_b$  son los niveles base para las dos fases adyacentes (en este caso  $a$  y  $b$ ). Estos niveles base aseguran una parte del vector de referencia.

A continuación se presenta el proceso de obtención de la parte no cubierta por los vectores base.

#### A.1.4 Parte no discreta del vector de referencia

Una vez asegurada la parte discreta del vector de referencia con los niveles base, expresiones (A.1.4)-(A.1.5), la parte que resta, que es una fracción de un valor discreto, se obtiene de la siguiente manera:

$$a_d = \text{fracc}[(n - 1) \cdot a] \quad (\text{A.1.6})$$

$$b_d = \text{fracc}[(n - 1) \cdot b] \quad (\text{A.1.7})$$

donde *fracc* significa "la parte fraccionaria de",  $a_d$  y  $b_d$  son las fracciones necesarias del valor discreto de un nivel en los vectores adyacentes.

#### A.1.5 Modulación PWM de la parte no discreta

El proceso de modulación es el mismo que se aplica a un convertidor de dos niveles, dado que la modulación tomará lugar entre dos niveles consecutivos, esto es:

$$t_a = a_d \cdot T \quad (\text{A.1.8})$$

$$t_b = b_d \cdot T \quad (\text{A.1.9})$$

donde  $t_a$  y  $t_b$  representan la duración de aplicación del nivel inmediato superior al nivel base en un periodo de conmutación para los vectores básicos adyacentes al vector de referencia. De esta manera el proceso de modulación PWM se aplica entre dos niveles adyacentes (nivel base y nivel base + 1).

### A.1.6 El patrón de conmutación PWM

Cuando la síntesis de la forma de onda de tensión de salida de un inversor multinivel se realiza por medio de una estrategia de modulación vectorial, cada fase del inversor deberá de proporcionar una secuencia de niveles de tensión adyacentes.

Esta idea se muestra en la siguiente figura donde se ilustra como es la secuencia de niveles de tensión en cada una de las fases del inversor en un periodo de conmutación,  $T_{SW}$ .

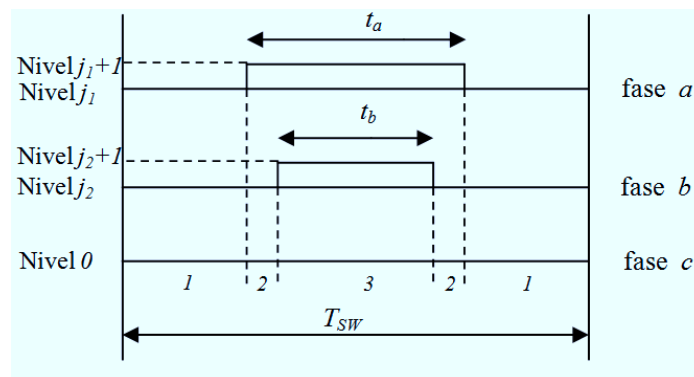


Figura A.4: Patrón de conmutación PWM.

Los niveles de las fases  $a$  y  $b$  mostrados en la Figura A.4 cambian entre niveles adyacentes ( $j_1 \leftrightarrow j_1 + 1$ ) y ( $j_2 \leftrightarrow j_2 + 1$ ) respectivamente, mientras que la fase  $c$  permanece inactiva en el nivel 0.

La estrategia de modulación se completa con un patrón de conmutación. El patrón de conmutación se aplica para llevar a cabo el proceso explicado anteriormente: mantener los niveles base durante todo el periodo de conmutación y aplicar el proceso de modulación entre el nivel base y el nivel adyacente superior.

El patrón de conmutación se adaptará de acuerdo a la posición angular del vector de referencia. Así una de las fases permanecerá apagada de acuerdo a:

$$\begin{aligned}
 0 < \theta < \left(\frac{2\pi}{3}\right) &\rightarrow \textit{phase } c = \textit{off} \\
 \left(\frac{2\pi}{3}\right) < \theta < \left(\frac{4\pi}{3}\right) &\rightarrow \textit{phase } a = \textit{off} \\
 \left(\frac{2\pi}{3}\right) < \theta < (2\pi) &\rightarrow \textit{phase } b = \textit{off}
 \end{aligned}
 \tag{A.1.10}$$

donde  $\theta$  es la posición angular del vector de referencia, tal como se muestra en la Figura A.3.

### A.1.7 El proceso y los estados de conmutación

El proceso de conmutación se refiere a como los diferentes estados del inversor serán establecidos durante un periodo de conmutación. Como se mencionó anteriormente, los niveles base permanece durante todo el periodo de conmutación y el proceso de modulación se aplica entre dos vectores adyacentes.

En la siguiente figura se muestra el proceso de conmutación para sintetizar un vector de referencia.

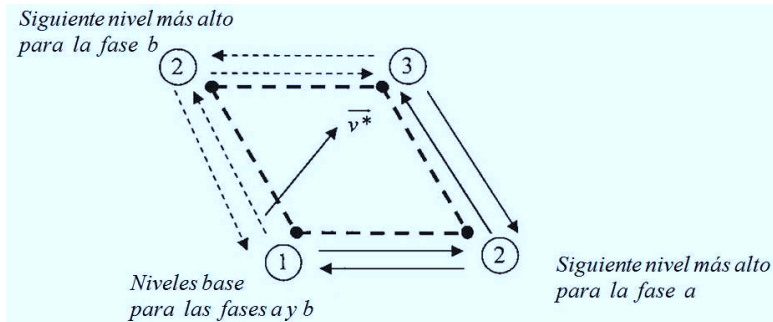


Figura A.5: Proceso y estados de conmutación.

El proceso de conmutación mostrado en la Figura A.5 inicia en el vector dado por los niveles base (punto 1). Luego, de acuerdo con los tiempos de encendido de cada fase, expresiones (A.1.8)-(A.1.9), el nivel de cada fase conmutará al estado del nivel inmediato superior (puntos 2 y 3). El proceso se repite en sentido inverso para regresar de nuevo al punto 1. Las líneas sólidas indican la trayectoria cuando el tiempo de encendido de la fase  $a$  es mayor que el de la fase  $b$ . Cuando la duración del encendido de la fase  $b$  es mayor que el de la fase  $a$ , entonces se sigue la trayectoria indicada en las líneas punteadas. Esto se hace de manera natural.

El proceso de conmutación presentado en la sección A.1, asegura que la síntesis del vector de referencia se lleve a cabo al usar de manera natural los tres vectores adyacentes a este, sin necesidad de buscar de manera directa estos tres vectores.

# Apéndice B

## Sistema de prueba y archivos de los circuitos de simulación

En este apartado se presentan la descripción del sistema de prueba utilizado para la comparación de diferentes controladores del filtro activo, y los archivos utilizados para realizar la simulaciones del sistema para la obtención de datos y así calcular los índices de desempeño expuestos en el Capítulo 4.

Las simulaciones se llevaron a cabo en los programas *PSIM*, el cual es un programa de simulaciones numéricas de circuitos eléctrico y el programa *SIMULINK*, que es un subprograma de *MATLAB* utilizado para otorgarle a la simulación en general mayor velocidad en el cálculo de ciertas variables y facilitar su programación.

### B.1 Sistema eléctrico de prueba en programa *PSIM*

El sistema de prueba fue implementado en el programa *PSIM* y esta compuesto principalmente por nueve bloques que se muestran en la Figura B.1.

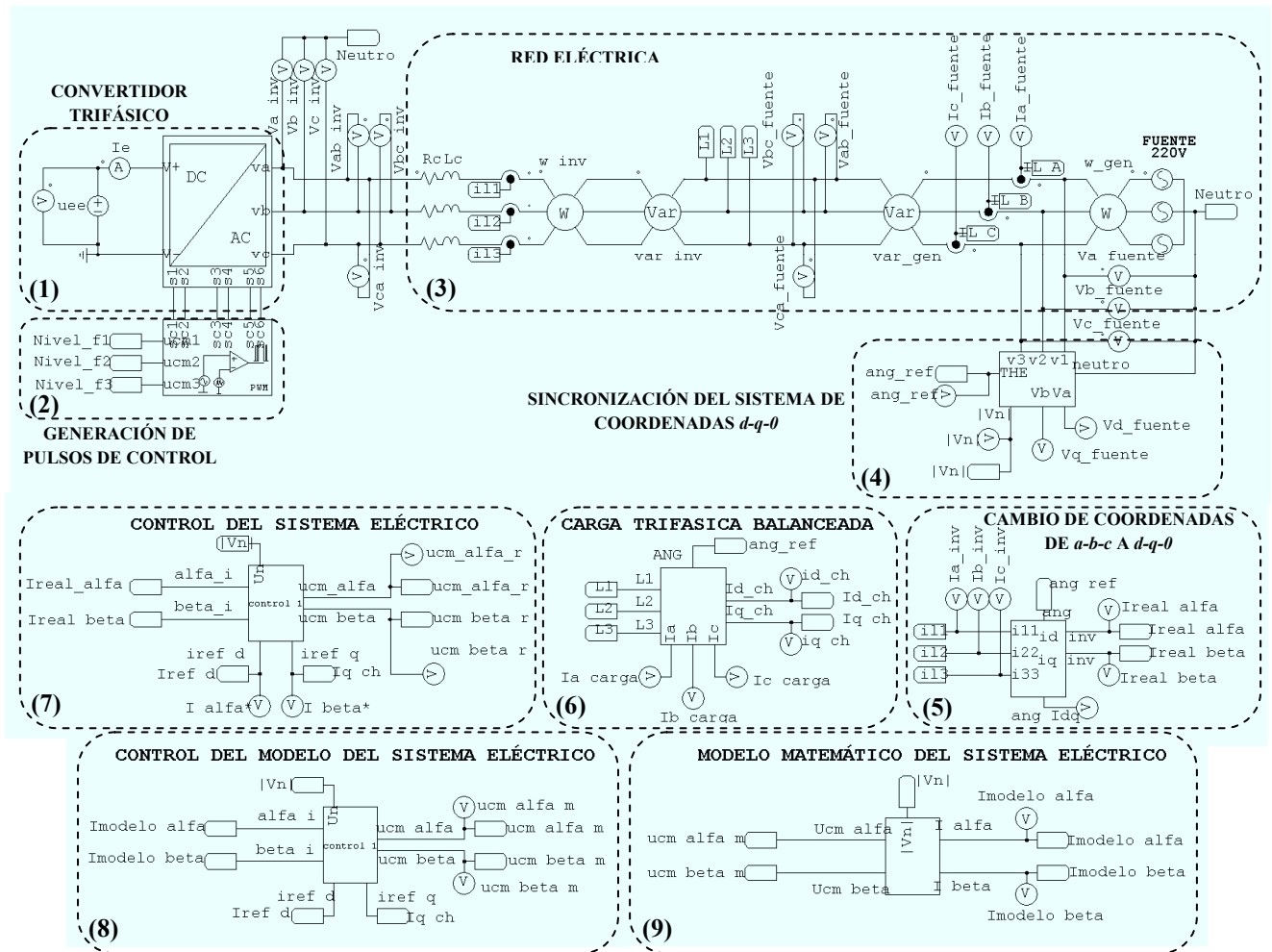


Figura B.1: Sistema eléctrico de prueba implementado el programa *PSIM*.

En la Figura B.1 se presenta el sistema eléctrico de prueba implementado en el programa *PSIM*, el cual se utilizó para correr las simulaciones correspondientes a las dos aplicaciones del filtro activo que se tomaron en cuenta en este trabajo.

El sistema de prueba esta conformado por un convertidor trifásico de dos niveles con su respectivo generador de señales para el control de sus componentes, representados por los bloques 1 y 2 en la Figura B.1. El convertidor trifásico está conectado en paralelo con la

red eléctrica que será compensada representada por el *Bloque 3*, la cual es alimentada por un generador trifásico. El cambio de coordenadas de  $a-b-c$  a  $d-q-0$  se realiza mediante el *Bloque 5* sincronizado con el ángulo obtenido por el *Bloque 4*. La carga trifásica conectada al sistema eléctrico esta representada por el *Bloque 6*. Los bloques 7 y 8 corresponden a los algoritmos de control utilizados en el sistema real y para el modelo promediado respectivamente. El modelo promediado esta representado por el *Bloque 9*.

El programa *PSIM* trabaja con circuitos principales y subcircuitos dentro del mismo circuito principal. Los programas principales utilizados en este trabajo son como el presentado en la Figura B.1 y los subcircuitos son los bloques 1, 2, 4 - 9, los cuales están interconectados mediante etiquetas del programa *PSIM*. El contenido de cada subcircuito utilizado se presentan en las siguientes secciones.

### B.1.1 Convertidor trifásico

En la Figura B.2 se muestra a un convertidor trifásico convencional de dos niveles y 6 pulsos del *Bloque 1*, el cual se utilizó para realizar las simulaciones correspondientes al desarrollo de este trabajo.

La manera de como son manipuladas las señales de control del convertidor por el *Bloque 2*, provenientes de la modulación PWM tipo vectorial efectuada en el programa *SIMULINK* se muestran también en la Figura B.2, lo cual es necesario para manipular correctamente los interruptores de potencia del convertidor.

Las señales de control pasan al convertidor trifásico que es alimentado por una fuente de alimentación directa con tensión  $U_e$  y se obtienen a si salida las tensiones  $V_a$ ,  $V_b$  y  $V_c$ .



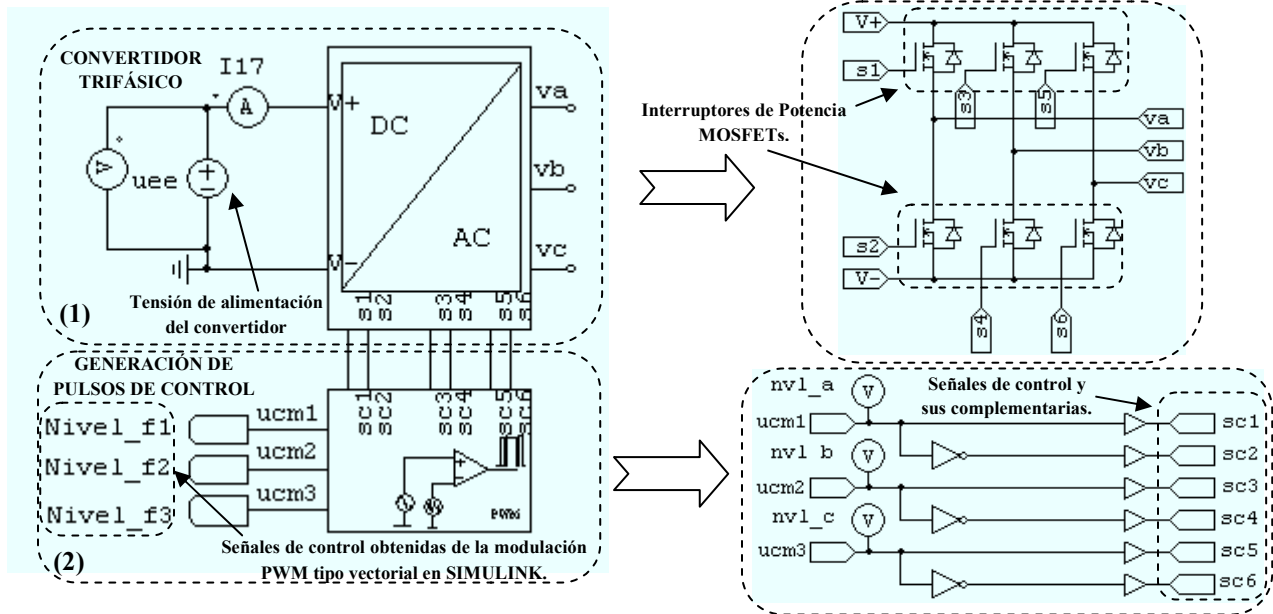


Figura B.2: Subcircuitos de los Bloques 1-2 del sistema de prueba en programa *PSIM*.

### B.1.2 Sincronización para el cambio de coordenadas de $a-b-c$ a $d-q-0$ en un marco de referencia síncrono

El subcircuito del *Bloque 4* se presenta en la Figura B.3, el cual está conformado por sensores de tensión que toman como referencia de su medición el neutro del sistema.

Las señales obtenidas por los sensores pasan a un bloque de transformación de coordenadas de  $a-b-c$  a  $d-q-0$  con marco de referencia estático con el fin de obtener la variación del ángulo del vector de tensión  $V_n$ , el cual sirve para sincronizar los cambios de coordenadas de  $a-b-c$  a  $d-q-0$  con marco de referencia giratorio.

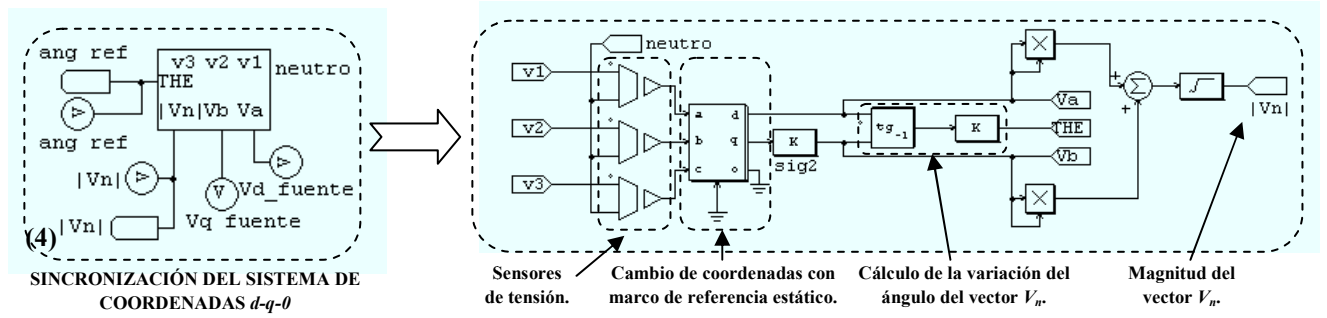


Figura B.3: Subcircuitos del *Bloque 4* del sistema de prueba en programa *PSIM*.

### B.1.3 Cambio de coordenadas de *a-b-c* a *d-q-0* en un marco de referencia síncrono

El *Bloque 5* contiene el subcircuito mostrado en la Figura B.4, el cual permite realizar un cambio de coordenadas con marco de referencia giratorio en sincronía con el vector de tensión  $V_n$  mostrado de la Figura B.3. El *Bloque 5* es aplicado a las corrientes suministradas a la red eléctrica por parte del convertidor trifásico.

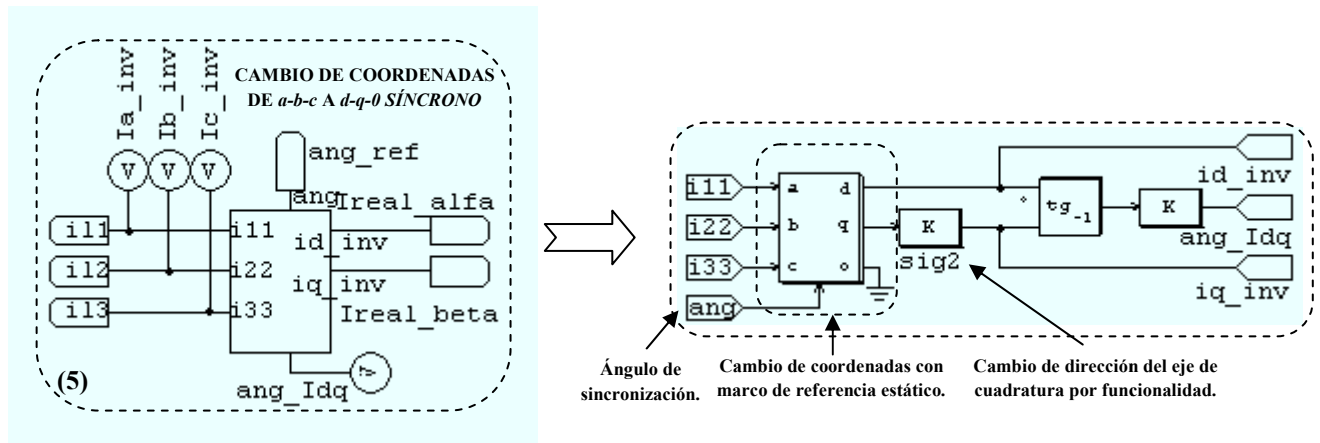


Figura B.4: Subcircuitos del *Bloque 5* del sistema de prueba en programa *PSIM*.

### B.1.4 Carga conectada al sistema de prueba

La carga conectada al sistema eléctrico se presenta en la Figura B.5 que representa al subcircuito contenido en el *Bloque 6* de la Figura B.1. La carga esta compuesta por cuatro dispositivos  $RL$  trifásicos de la misma capacidad para la prueba de compensación de reactivos, las cuales son conectadas en tiempos diferentes. En la prueba de compensación de armónicos la carga está conformada por dos rectificadores trifásicos de la misma capacidad.

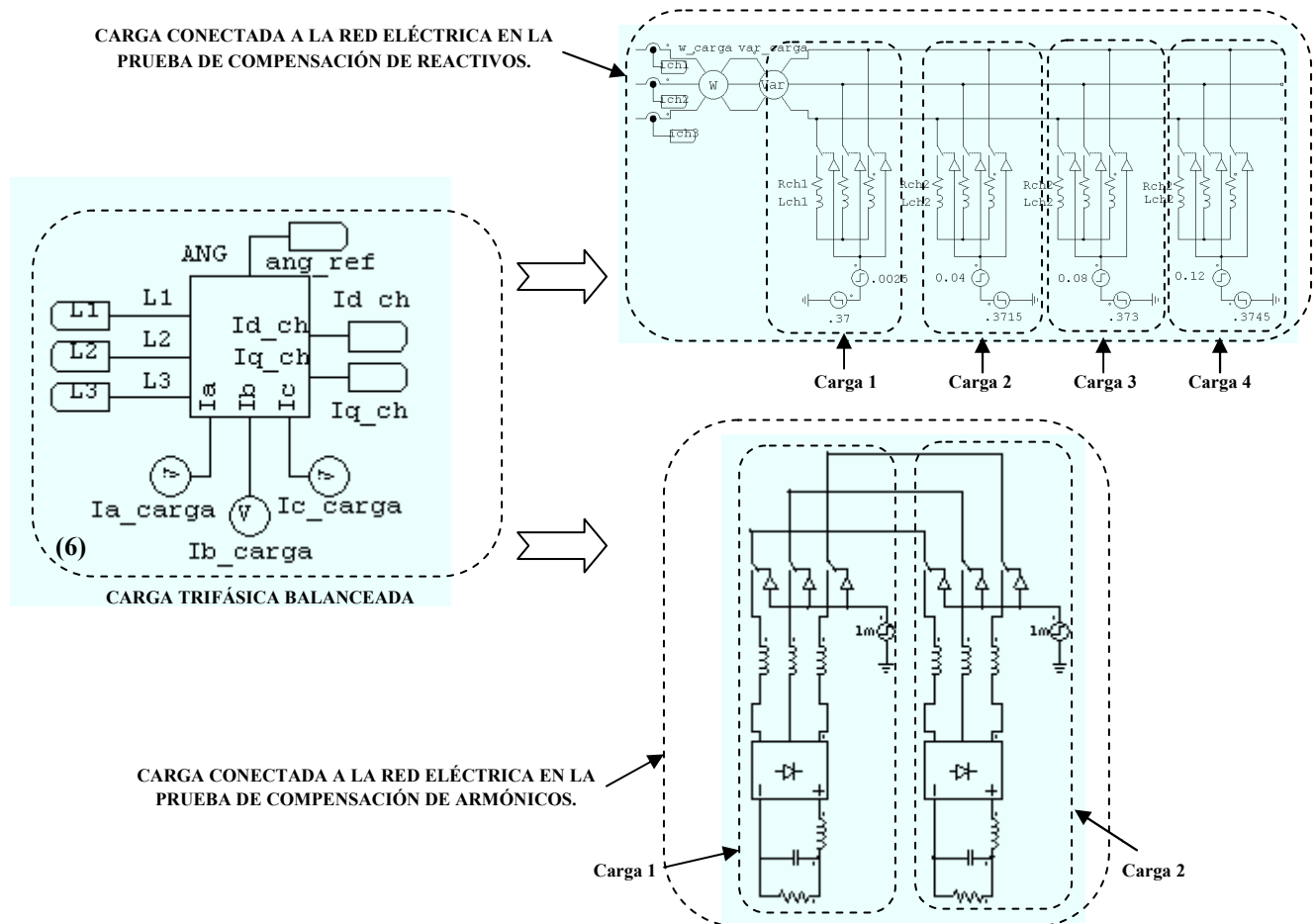


Figura B.5: Subcircuitos del *Bloque 6* del sistema de prueba en programa *PSIM*.

### B.1.5 Controles del sistema eléctrico de prueba y del modelo

Los bloques de control 7 y 8 en la Figura B.1 representan el control del sistema eléctrico de prueba y el modelo respectivamente. En la Figura B.6 se muestra la implementación en PSIM de los tres controladores utilizados en este trabajo de investigación, tales como el controlador de *asignación de polos*, el controlador *PI* y el controlador *Deadbeat*. Los tres controladores son utilizados de maneras independientes y se utiliza el mismo tipo de controlador para los bloques 7 y 8, uno trabaja sólo para el sistema eléctrico de prueba y el otro para el modelo.

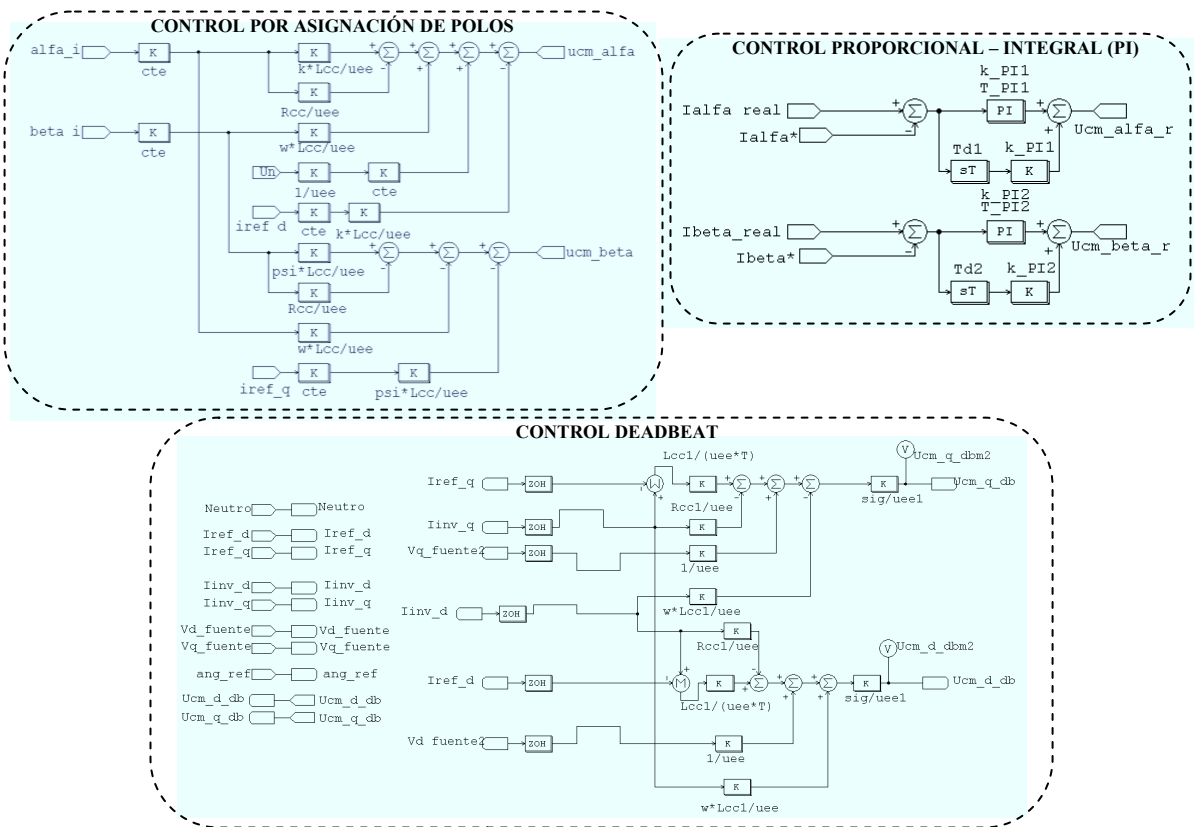


Figura B.6: Subcircuitos de los bloques 7 y 8 del sistema de prueba en programa *PSIM*.

### B.1.6 Modelo del sistema eléctrico

El modelo utilizado para la representación del sistema de prueba se presenta en la Figura B.7 y corresponde al *Bloque 9* de la Figura B.1.

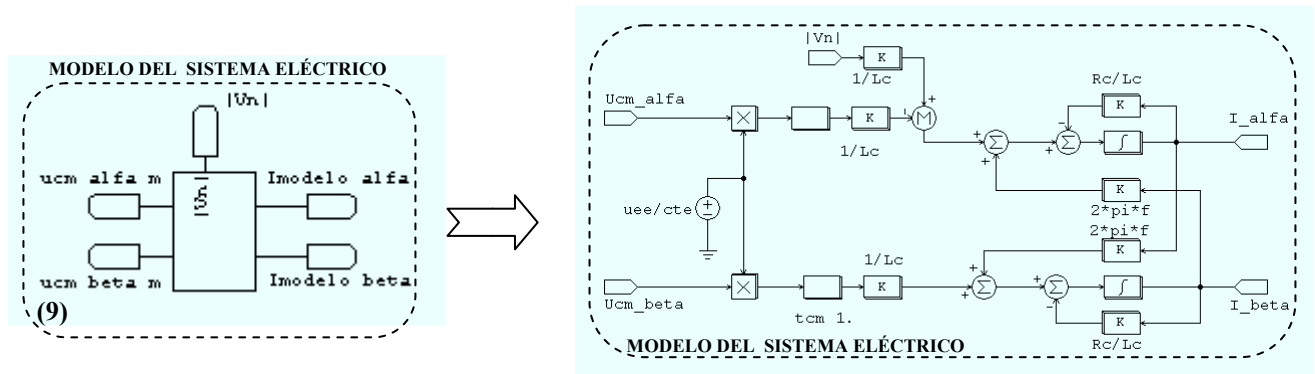


Figura B.7: Subcircuitos de los *Bloque 9* del sistema de prueba en programa *PSIM*.

## B.2 Cálculo de índices de desempeño

En el Capítulo 4 se presentaron los índices de desempeño que se utilizan para utilizar el criterio de desempeño propuesto. En el programa *PSIM* se calcularon algunos de los índices mediante la circuitería que se presenta en las figuras B.8 - B.9.

El subprograma *SIMVIEW* de *PSIM* sirvió de ayuda para el cálculo correcto de los índices de desempeño. En este subprograma se obtuvo el promedio rms de la señal de salida de los circuitos presentados en las figuras B.8 - B.9, además de obtener el espectro en frecuencia de las señales que se requieren obtener sus armónicos y así calcular su índice de  $\%THD$ .

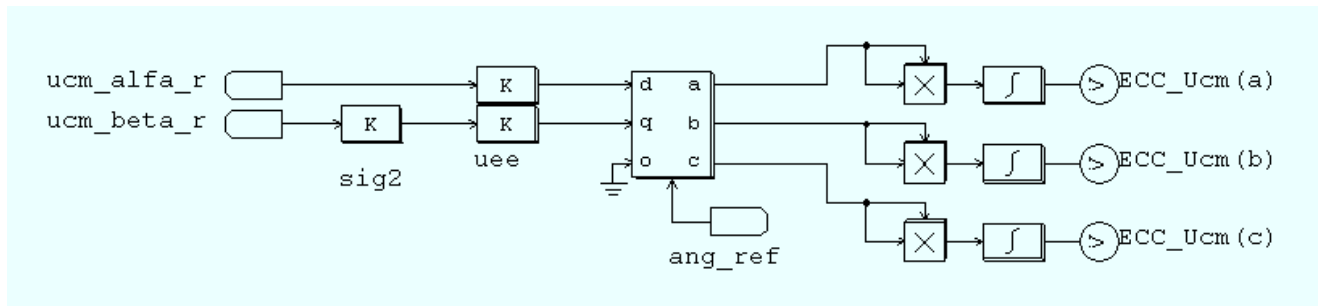


Figura B.8: Cálculo del índice de *ECC* en el programa *PSIM*.

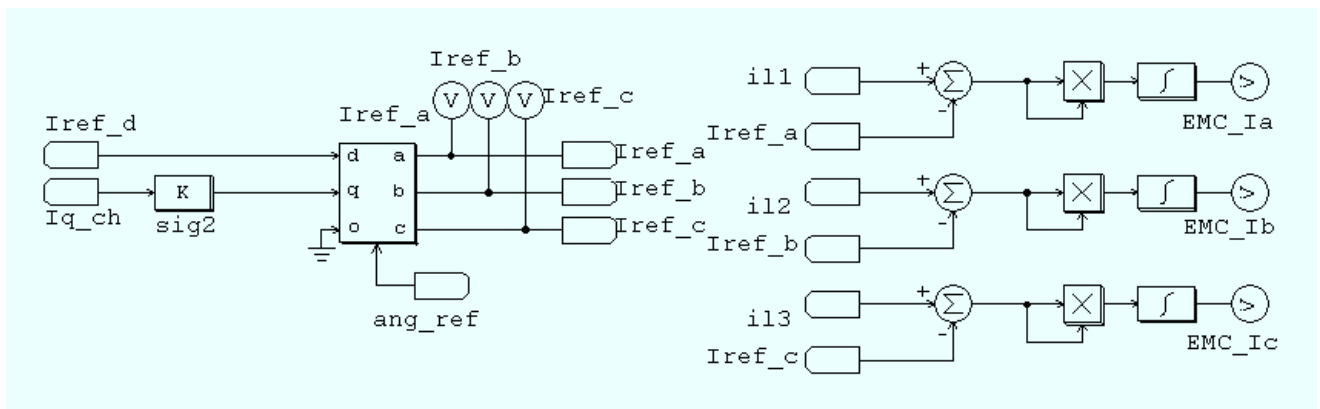


Figura B.9: Cálculo del índice de *EMC* en el programa *PSIM*.

### B.3 Envío de datos a *SIMULINK*

En las simulaciones realizadas se requirió el empleo de dos programas principales, el *PSIM* y el *SIMULINK*. Para el acoplamiento entre los dos programas se requirió en el envío y recepción de datos entre ambos programas y el uso de un *Bloque de acoplamiento*.

En la Figura B.10 se presenta el circuito para el cálculo de la magnitud y ángulo de la señal de control, datos que son enviados al programa *SIMULINK* para que se realice la modulación PWM tipo vectorial.

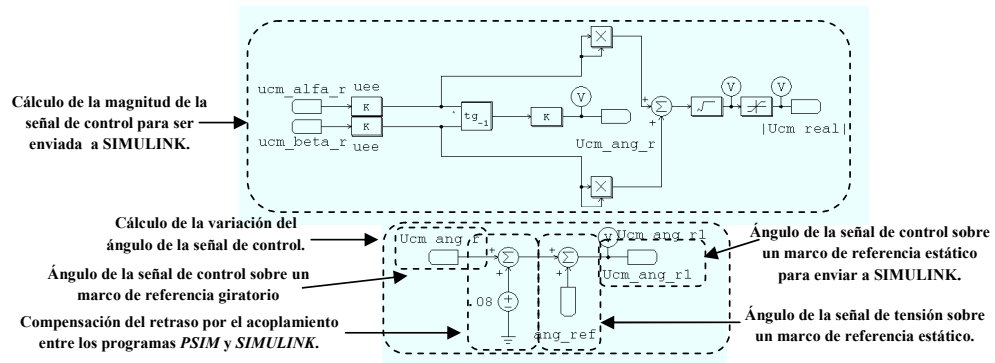


Figura B.10: Circuito para el cálculo de la magnitud y ángulo del vector de la señal de control en el programa *PSIM* para enviarse a *SIMULINK*.

Los datos requeridos por los programas *PSIM* y *SIMULINK* en el envío y recepción de datos son los presentados en la Figura B.11.

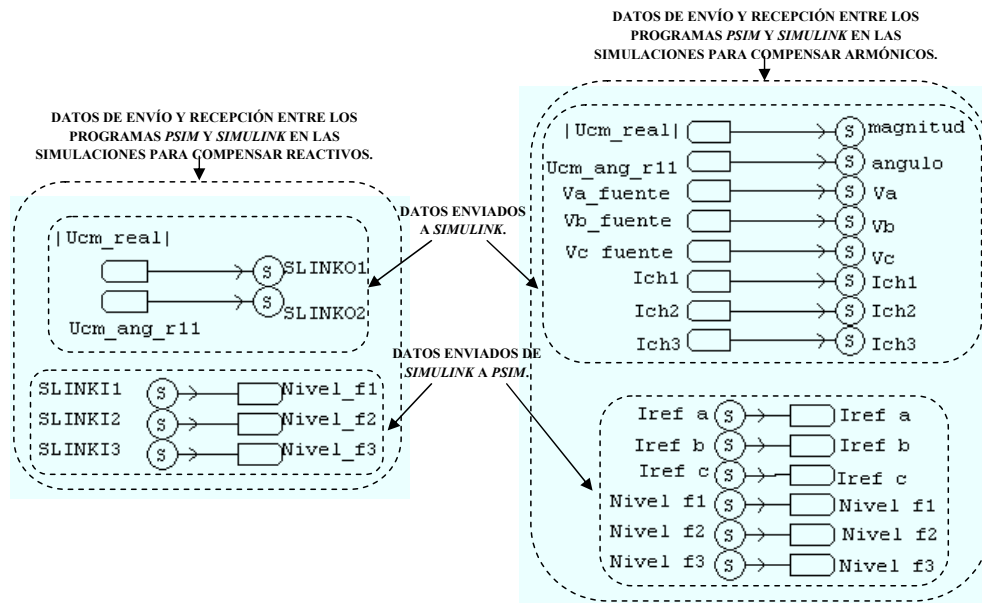


Figura B.11: Envío y recepción de datos entre el programa *PSIM* y el programa *SIMULINK*.

## B.4 Modulación PWM tipo vectorial implementada en el programa *SIMULINK*

La implementación de la modulación PWM tipo vectorial se hizo en el programa *SIMULINK* de *MATLAB*. El circuito utilizado es el presentado en la Figura B.12. El circuito mostrado en la Figura B.12 esta conformada principalmente por el bloque de acoplamiento entre el *PSIM* y el *SIMULINK*, el bloque que contiene el archivo donde está programada la modulación PWM vectorial descrita en [23] y el bloque donde se calculan las corrientes de referencia utilizando la teoría de la potencia instantánea descrita en [15].

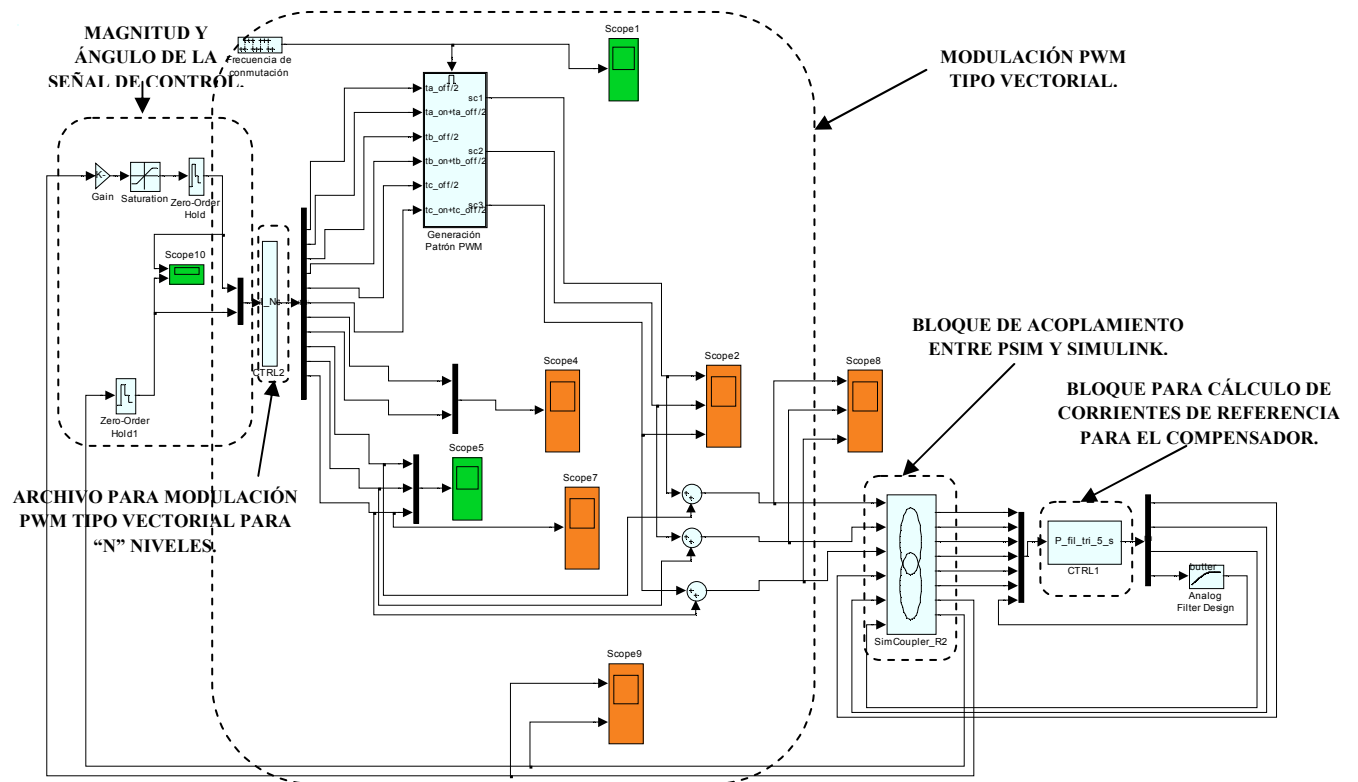


Figura B.12: Implementación de la modulación PWM vectorial en el programa *SIMULINK*.



## B.5 Archivos utilizados en las simulaciones

En este apartado se presentan, en las tablas B.1 - B.7, los archivos utilizados en las simulaciones correspondientes a la validación del modelo del sistema de prueba, las simulaciones correspondientes al estudio comparativo de controladores en la compensación de reactivos y en la compensación de armónicos. Todas las simulaciones se corren desde el archivo principal de SIMULINK.

Tabla B.1: Archivos necesarios para la simulación de la validación del sistema de prueba.

CARPETA	ARCHIVOS PRINCIPALES	SUBCIRCUITOS (PSIM)
ctrl_validación vectorial final	<p><b>PSIM:</b> Inversor_pwm_ctrl-iEscalar_1.sch</p> <p><b>SIMULINK:</b> inversor_vectorial_Validacion.mdl</p> <p><b>En carpeta de instalación de PSIM:</b> mlv_vectorial_Validacion.m P_fil_tri_5_s.m</p>	<p>Inversor_pwm_ctrl-iEscalar_1.cct iqbc_dq_sub2.sch iqbc_dq_sub_ucm.sch iqbc_dq_sub_ucm2.sch Modulador_PWMsinus.sch vabc_ab_THE.sch vabc_ab_ucm.sch VSI_sub1.sch ctrl_iEscalar_1.txt</p>

Tabla B.2: Archivos para el control de Asignación de Polos para compensar reactivos.

CARPETA	ARCHIVO PRINCIPAL	SUBCIRCUITOS (PSIM)
ctrl_NESTOR_vectorial_modificado	<p><b>PSIM:</b> Inversor_pwm_vectorial_ctrl_Nestor.sch</p> <p><b>SIMULINK:</b> inversor_vectorial_Nestor_modificado.mdl</p> <p><b>En carpeta de instalación de PSIM:</b> mlv_vectorial_Nestor_modificado.m P_fil_tri_5_s.m</p>	<p>Inversor_pwm_vectorial_ctrl_Nestor.cct calculo_armonicos.sch carga_trifasica.sch ctr_1_ia0_2.sch ctrl_modelo_final.sch iqbc_dq_sub2.sch iqbc_dq_sub_carga.sch iqbc_dq_sub_ucm.sch modelo_sistema_eléctrico.sch untitled2.sch Modulador_PWMsinus.sch vabc_ab_THE.sch vabc_ab_ucm.sch VSI_sub1.sch ctrl_vectorial_Nestor_modificado.txt</p>

Tabla B.3: Archivos para el control Proporcional - Integral (PI) para compensar reactivos.

CARPETA	ARCHIVO PRINCIPAL	SUBCIRCUITOS (PSIM)
ctrl_PI_vectorial modificado	<p><b>PSIM:</b> Inversor_pwm_vectorial_PI.sch</p> <p><b>SIMULINK:</b> mlv_vectorial_PI_modificado.mdl</p> <p><b>Archivos en carpeta de instalación de PSIM:</b> ctrl_vectorial_PI_modificado.m P_fil_tri_5_s.m</p>	<p>Inversor_pwm_vectorial_PI.cct abc_lmodelos.sch abc_Ucm_modelo.sch carga_trifasica.sch control_PI.sch control_PI_modelo.sch ctr_1_ia0_2.sch ctrl_modelo_final.sch iqbc_dq_sub2.sch iqbc_dq_sub_carga.sch iqbc_dq_sub_ucm.sch modelo_sistema_eléctrico.sch Ucm_ang_sincrono.sch untitled2.sch vabc_ab_THE.sch vabc_ab_ucm.sch VSI_sub1.sch ctrl_ivectorial_PI.txt</p>

Tabla B.4: Archivos para el control Deadbeat para compensar reactivos.

CARPETA	ARCHIVO PRINCIPAL	SUBCIRCUITOS (PSIM)
ctrl_deatbeat_vectorial_modificado	<p><b>PSIM:</b> Inversor_pwm_vectorial_deadbeat_modificado.sch</p> <p><b>SIMULINK:</b> inversor_vectorial_Deadbeat_modificado.mdl</p> <p><b>Archivos en carpeta de instalación de PSIM:</b> mlv_vectorial_Deadbeat_modificado.m P_fil_tri_5_s.m</p>	<p>Inversor_pwm_vectorial_deadbeat_modificado.cct abc_lmodelo.sch abc_Ucm_modelo.sch carga_trifasica.sch control_deadbeat.sch control_deadbeat2.sch control_deadbeat3.sch control_deadbeat4.sch ctr_1_ia0_2.sch ctrl_modelo.sch ctrl_modelo_final.sch ctrl_vectorial_deadbeat_modificado.txt</p>

Tabla B.5: Archivos para el control de Asignación de Polos para compensar armónicos.

CARPETA	ARCHIVO PRINCIPAL	SUBCIRCUITOS (PSIM)
FA_Nestor_vectorial	<p><b>PSIM:</b> Inversor_pwm_ctrl-iEscalar_12_2.sch</p> <p><b>SIMULINK:</b> FA_vectorial_Nestor.mdl</p> <p><b>Archivos en carpeta de instalación de PSIM:</b> FA_mlv_vectorial_Nestor.m P_fil_tri_5_s.m</p>	<p>Inversor_pwm_ctrl-iEscalar_12_2.cct</p> <p>calculo de armonicos.sch</p> <p>calculo_armonicos.sch</p> <p>carga trifasica2.sch</p> <p>carga trifasica1.sch</p> <p>ctr_1_ia0_2.sch</p> <p>ctrl_modelo.sch</p> <p>ctrl_modelo_final.sch</p> <p>iqbc_dq_sub2.sch</p> <p>iqbc_dq_sub_carga.sch</p> <p>iqbc_dq_sub_ucm.sch</p> <p>modelo_sistema_eléctrico.sch</p> <p>Modulador_PWMsinus.sch</p> <p>untitled2.sch</p> <p>vabc_ab_THE.sch</p> <p>vabc_ab_ucm.sch</p> <p>VSI_sub1.sch</p> <p>ctrl_ivectorial_1-2.txt</p>

Tabla B.6: Archivos para el control Proporcional - Integral (PI) para compensar armónicos.

CARPETA	ARCHIVO PRINCIPAL	SUBCIRCUITOS (PSIM)
FA_PI_vectorial	<p><b>PSIM:</b> Inversor_pwm_vectorial_PI_2.sch</p> <p><b>SIMULINK:</b> FA_vectorial_PI.mdl</p> <p><b>Archivos en carpeta de instalación de PSIM:</b> FA_mlv_vectorial_PI.m P_fil_tri_5_s.m</p>	<p>Inversor_pwm_vectorial_PI_2.cct</p> <p>abc_lmodelo.sch</p> <p>abc_Ucm_modelo.sch</p> <p>carga_trifasica.sch</p> <p>control_PI.sch</p> <p>control_PI_modelo.sch</p> <p>ctr_1_ia0_2.sch</p> <p>ctrl_modelo.sch</p> <p>ctrl_modelo_final.sch</p> <p>iqbc_dq_sub2.sch</p> <p>iqbc_dq_sub_carga.sch</p> <p>iqbc_dq_sub_ucm.sch</p> <p>modelo_sistema_eléctrico.sch</p> <p>Modulador_PWMsinus.sch</p> <p>Ucm_ang_sincrono.sch</p> <p>untitled2.sch</p> <p>vabc_ab_THE.sch</p> <p>vabc_ab_ucm.sch</p> <p>VSI_sub1.sch</p> <p>ctrl_ivectorial_PI.txt</p>

Tabla B.7: Archivos para el control Deadbeat para compensar armónicos.

CARPETA	ARCHIVO PRINCIPAL	SUBCIRCUITOS (PSIM)
FA_deadbeat_vectorial	<p><b>PSIM:</b> Inversor_pwm_vectorial_deadbeat2-3.sch</p> <p><b>SIMULINK:</b> FA_vectorial_DB.mdl</p> <p><b>Archivos en carpeta de instalación de PSIM:</b> FA_mlv_vectorial_DB.m P_fil_tri_5_s.m</p>	<p>Inversor_pwm_vectorial_deadbeat2-3.cct abc_lmodelo.sch abc_Ucm_modelo.sch carga_no_lineal.sch carga_trifasica.sch control_P1.sch control_deadbeat.sch control_deadbeat2.sch control_deadbeat3.sch control_deadbeat4.sch ctr_1_ia0_2.sch ctrl_modelo.sch ctrl_modelo_final.sch iqbc_dq_sub2.sch iqbc_dq_sub_carga.sch iqbc_dq_sub_ucm.sch modelo_sistema_eléctrico.sch Modulador_PWMsinus.sch Ucm_ang_sincrono.sch untitled2.sch vabc_ab_THE.sch vabc_ab_ucm.sch VSI_sub1.sch ctrl_ivectorial_DB.txt</p>

# Apéndice C

## Autobiografía del autor

**NESTOR PRAXEDIS MALDONADO GÓMEZ**

Candidato para el grado de Maestro en Ciencias en Ingeniería de Eléctrica con Orientación en  
Sistemas Eléctricos de Potencia

**Universidad Autónoma de Nuevo León**

**Facultad de Ingeniería Mecánica y Eléctrica**

**Posgrado de Ingeniería Eléctrica**

**Tesis:**

**“ESTUDIO COMPARATIVO DE ALGORITMOS DE CONTROL PARA  
FILTROS DE POTENCIA ACTIVOS”**



Nacido el 29 de abril de 1985 en Cd. Victoria, Tamaulipas. Hijo del MC. Praxedis Maldonado Quiñones y la Lic. Ma. de Jesus Gómez García. Egresado de la *Facultad de Ingeniería Mecánica y Eléctrica* de la *Universidad Autónoma de Nuevo León* como *Ing. Mecánico Electricista* (2001-2006). Inicia sus estudios de *Maestría en Ciencias en Ingeniería de Eléctrica* en la misma universidad en agosto de 2006 con el apoyo del programa del *Doctorado de Ingeniería Eléctrica (DIE)* y una beca económica por parte del *CONACyT*.