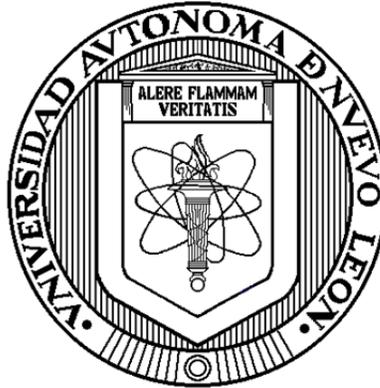


**UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE NUEVO LEÓN**

**FACULTAD DE INGENIERÍA MECÁNICA Y ELÉCTRICA**

**DIVISIÓN DE ESTUDIOS DE POSGRADO**



**COMPENSACIÓN DE CORRIENTES ARMÓNICAS Y DE  
POTENCIA REACTIVA EN UNA RED ELÉCTRICA DE  
DISTRIBUCIÓN MEDIANTE UN CONVERTIDOR MULTINIVEL  
DE TIPO PUENTES H EN CASCADA**

**POR**

**JESÚS FABIÁN DOMÍNGUEZ MONTOYA**

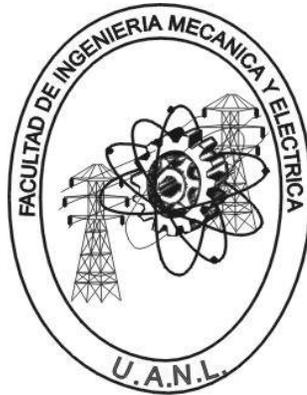
**TESIS**

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

**UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE NUEVO LEÓN**

**FACULTAD DE INGENIERÍA MECÁNICA Y ELÉCTRICA**

**DIVISIÓN DE ESTUDIOS DE POSGRADO**



**COMPENSACIÓN DE CORRIENTES ARMÓNICAS Y DE  
POTENCIA REACTIVA EN UNA RED ELÉCTRICA DE  
DISTRIBUCIÓN MEDIANTE UN CONVERTIDOR MULTINIVEL  
DE TIPO PUENTES H EN CASCADA**

**POR**

**JESÚS FABIÁN DOMÍNGUEZ MONTOYA**

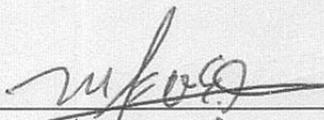
**TESIS**

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

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 **COMPENSACIÓN DE CORRIENTES ARMÓNICAS Y DE POTENCIA REACTIVA EN UNA RED ELÉCTRICA DE DISTRIBUCIÓN MEDIANTE UN CONVERTIDOR MULTINIVEL DE TIPO PUENTES H EN CASCADA**, realizada por el alumno **Jesús Fabián Domínguez Montoya**, matrícula 1537603, sea aceptada para su defensa como opción al grado de **Maestro en Ciencias** de Ingeniería Eléctrica con orientación en **Sistemas Eléctricos de Potencia**.

El Comité de Tesis



---

Aesor

Dr. Miguel Francisco Escalante Gutiérrez



---

Coasesor

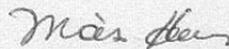
Dr. Manuel Antonio Andrade Soto



---

Coasesor

Dr. Hugo Rodríguez Cortés



---

Vo. Bo.

Dr. Moisés Hinojosa Rivera  
División de Estudios de Posgrado

Cd. Universitaria, a Agosto del 2012

# *Dedicatoria*

*Dedico este trabajo a mis padres María Montoya Medina y José Jesús Domínguez Domínguez a quienes quiero y admiro mucho por haberme dado la vida y ayudarme a ser lo que soy ahora.*

*A mis hermanos Yadira Ícela Domínguez Montoya y Luis Fernando Domínguez Montoya por estar siempre a mi lado.*

*A mi esposa Claudia Dolores Fuentes Alejandre, por su gran ayuda, amor y paciencia.*

*A mi querido hijo Tadeo Fabián Domínguez Fuentes que ha sido un hermoso regalo de dios y una gran fuente de motivación para finalizar este trabajo.*

# Agradecimientos

Le agradezco a Dios por toda su ayuda a lo largo de mi vida, además por permitirme finalizar este trabajo de tesis y concluir con mis estudios de maestría.

A mis padres, María Montoya Medina y José Jesús Domínguez Domínguez por todo lo que han hecho por mí y por su gran esfuerzo para sacarnos adelante. Los quiero y admiro mucho.

A mis hermanos, Yadira Ícela Domínguez Montoya y Luis Fernando Domínguez Montoya por compartir tanto conmigo y por su gran ayuda.

A mi esposa Claudia Dolores Fuentes Alejandre, por su todo el amor que me ha brindado y por toda su ayuda, comprensión y paciencia.

A mi hijo Tadeo Fabián Domínguez Fuentes que lo adoro y es una gran motivación personal.

Al Dr. Miguel Escalante por su paciencia, apoyo y disposición para poder concluir este trabajo de tesis.

A los doctores Manuel Andrade Soto y Hugo Rodríguez Cortés por sus consejos para lograr el buen desarrollo de este trabajo de investigación.

Al Consejo Nacional de Ciencia y Tecnología por ayudarme económicamente con la beca otorgada durante mis estudios.

A mis familiares de Sonora y de Veracruz.

A mis compañeros Cesar Ochoa, Miguel Jacobo, Demetrio García, Rafa Verde, Irán Ramos, Luis Pérez y Jorge Hernández quienes convivieron conmigo durante el transcurso de los estudios en la maestría.

A quienes me ayudaron a iniciar los estudios de maestría: Jesús Montoya, Javier Vázquez, Ivette Andrade, María Elena Méndez. Gracias.

A mis amigos: Juan Carlos Mar y Salvador García.

A mis compañeros de trabajo que me apoyaron y me aconsejaron para terminar este trabajo de tesis.

A los grandes amigos que tengo y a los nuevos que he encontrado en esta universidad.

A todos mis compañeros, amigos y familiares que me falten mencionar.

Muchas gracias a todas las personas que contribuyeron en este trabajo.

Agosto 2012

Jesús Fabián Domínguez Montoya

# Resumen

Publicación No. \_\_\_\_\_

Jesús Fabián Domínguez Montoya,

M.C. en Ingeniería Eléctrica

Universidad Autónoma de Nuevo León, 2012

## **Profesor Asesor: Dr. Miguel F. Escalante Gutiérrez**

En este trabajo de tesis se desarrolla una estrategia de control de balance de tensiones en los condensadores de un convertidor tipo puentes H en cascada (CHB) de cinco niveles, posteriormente se evalúa su desempeño en una aplicación de compensación en un sistema trifásico a cuatro hilos (ST4H), el cual compensa potencia reactiva, corrientes armónicas y cargas desbalanceadas, asimismo se hace una comparativa con los métodos tradicionales de compensación de dos niveles.

La estrategia de control de tensiones se basa en el intercambio de potencia activa entre el convertidor y la red eléctrica, y consiste en dar balance a los condensadores. Ante un desbalance en la tensión de uno de los condensadores del inversor multinivel CHB, se corregirá la tensión mediante la absorción o evacuación de energía de dicho condensador.

Para verificar el funcionamiento del convertidor se hace una aplicación de compensación en un ST4H, donde se considera la teoría  $pq$  para el cálculo de las corrientes de referencia y la modulación PWM para generar las señales de control de los semiconductores.

Para la validación del convertidor multinivel tipo CHB como compensador se usaron simulaciones numéricas y se definieron diferentes índices de desempeño para compararlo con distintas topologías tradicionales.

Los resultados obtenidos de la estrategia de control muestran ser favorables logrando dar el balance a las tensiones en los condensadores del convertidor multinivel tipo CHB y en la comparación con los métodos tradicionales de compensación se obtienen buenos resultados. Aunque no en todos los índices de desempeño se logre el mejor resultado, se presenta una base para la continuidad del trabajo.

# Índice General

<b>Agradecimientos</b> .....	v
<b>Resumen</b> .....	vii
<b>Índice General</b> .....	viii
<b>Índice de Figuras</b> .....	xii
<b>Índice de Tablas</b> .....	xviii
<b>Lista de Símbolos y Acrónimos</b> .....	xx
<b>1. Introducción</b>	
1.1 Antecedentes .....	01
1.2 Planteamiento del problema .....	04
1.3 Revisión de trabajos previos.....	05
1.3.1 Trabajos reportados de compensación de armónicos y reactivos en ST4H .....	05
1.3.2 Trabajos reportados de control de la tensión de los condensadores en la estructura CHB .....	07
1.4 Objetivo de la tesis .....	10
1.5 Estructura de la tesis.....	10
<b>2. Compensación estática de sistemas trifásicos a 4 hilos</b>	
2.1 Introducción .....	12
2.2 Sistemas trifásicos a 4 hilos.....	13
2.3 Necesidades de compensación en una red eléctrica .....	15
2.4 Medios de compensación estática .....	16
2.4.1 Convertidor de 2 niveles tipo capacitor dividido .....	17
2.4.2 Convertidor de 2 niveles tipo cuatro piernas.....	18
2.4.3 Convertidor multinivel tipo neutro fijo por diodos .....	19
2.4.4 Convertidor multinivel tipo condensadores flotantes.....	21
2.4.5 Convertidor multinivel tipo puentes H en cascada.....	23
2.5 Controles asociados a la compensación de redes eléctricas .....	24

2.5.1 Síntesis de la forma de onda de salida del inversor.....	24
2.5.2 Compensación de la variable de perturbación de tensión de la red.....	26
2.6 Estimación de las corrientes de compensación empleando la teoría $pq$ .....	28
2.7 Conclusión preliminar .....	34

### **3. Compensador estático multinivel tipo CHB**

3.1 Introducción .....	35
3.2 Estructura básica del convertidor estático multinivel tipo CHB .....	36
3.3 Efectos del desbalance de las tensiones de los condensadores en el funcionamiento del inversor CHB.....	40
3.4 Dinámica de tensión de los condensadores del inversor multinivel CHB .....	41
3.5 Intercambio de energía entre el convertidor CHB y un ST4H .....	45
3.6 Estrategia de control para la regulación de las tensiones en los condensadores del convertidor multinivel tipo CHB .....	50
3.6.1 Control de la tensión en los condensadores .....	51
3.6.2 Implementación de la estrategia de control de tensiones .....	58
3.7 Evaluación de la estrategia de control de tensión.....	61
3.7.1 Funcionamiento del control .....	62
3.7.2 Pruebas al control de tensiones .....	71
3.8 Conclusiones preliminares .....	77

### **4. Compensación de armónicos y reactivos mediante convertidores de 2 niveles y multinivel de tipo CHB de 5 niveles en ST4H**

4.1 Introducción.....	79
4.2 ST4H y compensador paralelo .....	80
4.3 Corrientes de compensación usando la teoría $pq$ .....	83
4.4 Resultados de simulación de la compensación de un ST4H empleando convertidores estáticos .....	85
4.4.1 Caso base (ST4H).....	85
4.4.2 Caso I: Compensación usando un convertidor de 2 niveles tipo capacitor dividido (SC) .....	87

4.4.3 Caso II: Compensación usando un convertidor de 2 niveles tipo cuatro piernas (FL).....	91
4.4.3 Caso III: Compensación usando un convertidor de 5 niveles tipo CHB.....	96
4.5 Conclusión preliminar .....	101

## **5. Evaluación y comparación del desempeño de los inversores de 2 niveles y multinivel tipo CHB en compensación de ST4H**

5.1 Introducción.....	103
5.2 Índices de desempeño para la compensación de los inversores .....	104
5.2.1 Distorsión armónica total (%THD) .....	104
5.2.2 Error medio cuadrático (EMC) .....	105
5.2.3 Porcentaje de potencia reactiva (%Q) .....	105
5.2.4 Corriente residual en el neutro (ISN) .....	106
5.2.5 Factor de potencia (FP) .....	107
5.2.6 Voltaje en los condensadores (VCD) .....	107
5.3 Resultados de la evaluación y comparación de los inversores utilizados .....	108
5.3.1 Distorsión armónica total (%THD) .....	109
5.3.2 Error medio cuadrático (EMC) .....	109
5.3.3 Porcentaje de potencia reactiva (%Q) .....	110
5.3.4 Corriente residual en el neutro (ISN) .....	111
5.3.5 Factor de potencia (FP) .....	112
5.3.6 Voltaje en los condensadores (VCD) .....	112
5.4 Comparativo de los convertidores empleados como convertidores estáticos en un ST4H.....	113
5.5 Conclusión preliminar .....	114

## **6. Conclusiones y trabajos futuros**

6.1 Conclusiones .....	116
6.2 Aportaciones.....	117
6.3 Trabajos futuros.....	118

<b>Referencias</b> .....	119
--------------------------	-----

## **Anexo A**

A1 Sistema de prueba y archivos de simulación .....	123
A1.1 ST4H y compensador paralelo .....	123
A1.2 Inversor .....	125
A1.3 Carga .....	125
A1.4 Teoría pq .....	126
A1.5 Estrategia de control .....	127
A1.6 Modulación PWM .....	129
A1.7 Medición de potencias .....	130
A1.8 Código del archivo FILE para la simulación de la Fig. A1.1 .....	131
A1.9 Topologías de 2 niveles .....	132
A1.10 Sistema equivalente monofásico .....	133
A1.11 Controles para el sistema monofásico equivalente .....	135
A1.12 Código del archivo FILE para la simulación de la Fig. A1.9 .....	136
A1.13 Archivos utilizados en las simulaciones .....	137

# Índice de Figuras

## Capítulo 1

1.1 Forma de onda de tensión a la salida de un inversor: (a) dos niveles y (b) multinivel. ....	3
---	---

## Capítulo 2

2.1. Sistema trifásico a 3 hilos.....	14
2.2. Sistema trifásico a 4 hilos.....	14
2.3 Compensador basado en un convertidor de 2 niveles tipo SC .....	17
2.4 Compensador basado en un convertidor de 2 niveles tipo FL .....	18
2.5 Convertidor de 5 niveles tipo NPC.....	20
2.6 Convertidor de 5 niveles tipo FC .....	21
2.7 Convertidor de N niveles tipo CHB .....	23
2.8 Modulación PWM sinusoidal.....	25
2.9 Circuito equivalente del inversor trifásico acoplado a la red eléctrica.....	26
2.10 Diagrama a bloques del control de corriente con compensación de la variable de perturbación.....	27
2.11 Interpretación física de las potencias instantáneas definidas en el marco $\alpha\beta 0$ .....	32
2.12 Principio básico de la compensación en paralelo de corriente.....	32
2.13 Esquema conceptual del método para la estimación de las corrientes de referencia en la compensación de ST4H.....	33

## Capítulo 3

3.1. Puente H y sus partes.....	36
3.2. Tensión a la salida del inversor PH.....	37
3.3. Inversor monofásico multinivel tipo CHB.....	38
3.4. Inversor trifásico multinivel tipo CHB en 3 niveles.....	39

3.5. Dinámica de la tensión de los condensadores en un inversor CHB de tres niveles.....	40
3.6. Tensión de salida del inversor reflejando el desbalance de la tensión de los condensadores .....	41
3.7 Variables que determinan la corriente del condensador $i_{cmk}$ en un PH. ....	42
3.8 Dinámica de tensión en el condensador de un PH, con una corriente controlada .....	44
3.9 Corrientes reactivas producidas por el inversor: (a) capacitiva y (b) inductiva .....	45
3.10 Diagrama unifilar de un convertidor acoplado a un ST4H por medio de una reactancia.....	46
3.11 Representación fasorial del inversor acoplado al ST4H en condiciones ideales. ....	46
3.12 Representación fasorial del inversor acoplado a la red eléctrica en condiciones normales de operación. ....	47
3.13 Compensador tipo CHB acoplado a la red eléctrica.....	48
3.15 Diagrama a bloques del inversor y la estrategia de control acoplados a una red eléctrica o ST4H .....	51
3.16 Representación fasorial de la compensación de pérdidas en el inversor mediante el vector $\bar{I}_{pk}$ .....	52
3.17 Representación fasorial de la compensación de pérdidas en el inversor mediante el desfase de las modulantes individuales por un ángulo $\delta_{mk}$ .....	53
3.18 Diagrama fasorial completo representando la compensación de pérdidas en el inversor.....	55
3.19 Diagrama simplificado de la compensación de pérdidas en el inversor multinivel usando 4 PH.....	56
3.20 Diagrama de flujos conceptual para el balance de la tensión de los condensadores en el inversor multinivel tipo CHB. ....	57
3.21 Diagrama a bloques de una fase del control de tensiones de CD para el inversor multinivel tipo CHB.....	58

3.22 Inversor multinivel tipo CHB de tres niveles monofásico. ....	61
3.23 Corriente $i_c$ controlada a $90^\circ$ adelante de la tensión de la red eléctrica .....	63
3.24 Tensión a la salida del inversor, $v_o$ , en fase con la tensión de la red, $v_s$ .....	63
3.25 Potencia reactiva en los PH. ....	64
3.26 Potencia activa en los PH. ....	64
3.27 Tensión en los condensadores en condiciones ideales. ....	64
3.28 Seguimiento de corriente. ....	65
3.29 Detalle de la tensión multinivel de salida, $v_o$ .....	65
3.30 Ángulos $\delta_k$ generados para el control de tensiones en los condensadores .....	66
3.31 Voltajes en los condensadores, (a) sin control de ángulo y (b) con control de ángulo .....	66
3.32 Potencia activa (a) sin control de ángulo y (b) con control de ángulo .....	67
3.33 Potencia reactiva (a) sin control de ángulo y (b) con control de ángulo .....	67
3.34 Corriente $i_c$ $90^\circ$ adelante de la tensión $v_s$ , con control de ángulo. ....	68
3.35 Tensión a la salida del inversor, $v_o$ , en fase con la tensión de la red $v_s$ , con control de ángulo. ....	68
3.36 Corriente $i_p$ generada para el control de tensiones en los condensadores. ....	69
3.37 Voltajes en los condensadores considerando pérdidas, (a) sin control del vector $\bar{I}_p$ y (b) con control del vector $\bar{I}_p$ .....	69
3.38 Potencia activa considerando pérdidas (a) sin control del vector $\bar{I}_p$ y (b) con control del vector $\bar{I}_p$ . ....	70
3.39 Potencia reactiva (a) sin control de $\bar{I}_p$ y (b) con control de $\bar{I}_p$ . ....	70
3.40 Corriente $i_c$ $90^\circ$ adelante de la tensión $v_s$ , considerando pérdidas .....	70
3.41 Tensión a la salida del inversor, $v_o$ , en fase con la tensión de la red, $v_s$ , con control de $\bar{I}_p$ .....	71
3.42 Prueba al control de tensiones con pérdidas diferentes en los PH: (a) Tensiones en los condensadores, (b) potencia activa en la fuente y los	

puentes, (c) potencia reactiva en la fuente y en los puentes, (d) corriente controlada y tensión de la red, y (e) tensión de salida en el convertidor. ....	72
3.43 Prueba al control de tensiones con condensadores de diferente valor: (a) Tensiones en los condensadores, (b) potencia activa en la fuente y los puentes, (c) potencia reactiva en la fuente y en los puentes, (d) corriente controlada y tensión de la red, y (e) tensión de salida en el convertidor. ....	74
3.44 Prueba al control de tensiones con seguimiento de una referencia dinámica: (a) Tensiones en los condensadores, (b) potencia activa en la fuente y los puentes, (c) potencia reactiva en la fuente y en los puentes, (d) corriente controlada y tensión de la red, y (e) tensión de salida en el convertidor. ....	75
3.45 Prueba al control de tensiones con un rizo de tensión de 20 V: (a) Tensiones en los condensadores, (b) potencia activa en la fuente y los puentes, (c) potencia reactiva en la fuente y en los puentes, (d) corriente controlada y tensión de la red, y (e) tensión de salida en el convertidor. ....	77

## Capítulo 4

4.1 ST4H con compensador paralelo. ....	81
4.2 Diagrama a bloque del algoritmo de la teoría $pq$ en un ST4H. ....	83
4.3 Corrientes de línea en la carga. La fase a tiene un desbalance del 40% con respecto a las otras dos fases. ....	86
4.4 Potencias instantáneas trifásicas producidas por la carga. ....	87
4.5 Corrientes entregadas por el convertidor para la compensación. ....	88
4.6 Corriente de referencia $i_{ca}^*$ y corriente de salida del convertidor $i_{ca}$ . ....	88
4.7 Corrientes compensadas. ....	88
4.8 Corrientes en el neutro de la fuente y la carga. ....	89
4.9 Potencia activa instantánea en la carga, $p_L$ , y en la fuente, $p_S$ . ....	89
4.10 Potencia reactiva instantánea. ....	90
4.11 Voltaje y corriente de fase después de la compensación. Ambas señales se encuentran en fase. ....	90
4.12 Voltaje en los condensadores. ....	91

4.13 Tensión a la salida del convertidor.....	91
4.14 Corrientes entregadas por el convertidor para la compensación.....	92
4.15 Corriente de referencia $i_{ca}^*$ y corriente de salida del convertidor $i_{ca}$ .....	93
4.16 Corrientes compensadas.....	93
4.17 Corrientes en el neutro de la fuente, la carga y el convertidor.....	93
4.18 Potencia activa instantánea.....	94
4.19 Potencia reactiva instantánea.....	94
4.20 Voltaje y corriente de fase después de la compensación. Ambas señales se encuentran en fase.....	95
4.21 Voltaje en los condensadores.....	95
4.22 Tensión a la salida del convertidor.....	95
4.23 Corrientes entregadas por el convertidor para la compensación.....	97
4.24 Corriente de referencia $i_{ca}^*$ y corriente de salida del convertidor $i_{ca}$ .....	97
4.25 Corrientes compensadas.....	97
4.26 Corrientes en el neutro de la fuente y la carga.....	98
4.27 Potencia activa instantánea.....	98
4.28 Potencia reactiva instantánea.....	99
4.29 Voltaje y corriente de fase.....	99
4.30 (a) Tensiones en los condensadores empleando la estrategia de control, (b) detalle de tensiones de la Fig. 4.30(a).....	100
4.31 Tensión a la salida del convertidor multinivel.....	100

## **Anexo A**

A1.1 ST4H con compensador paralelo implementado en PSIM.....	124
A1.2 Convertidor multinivel tipo CHB de 5 niveles: (a) configuración trifásica, (b) brazo monofásico y c) señales de control para los semiconductores .....	125
A1.3 Cargas: (a) No-lineal y (b) lineal.....	126
A1.4 Implementación de la teoría $pq$ .....	127
A1.5 Estrategia de control: (a) ángulos $\delta_{mk}$ , (b) corriente $I_{pk}$ y (c) modulantes por fase $mr_k$ .....	128

A1.6 Estrategia de control: (a) precompensación de tensión $v_{sk}^*$ y (b) modulantes individuales $mr_{mk}$ .....	129
A1.7 Modulación PWM .....	130
A1.8 Medición de potencias: (a) en la fuente y (b) en la carga.....	131
A1.9 Topologías de inversores en 2 niveles: (a) Capacitor dividido, (b) control de tensión para el SC, (c) Cuatro piernas y (d) control de tensión para el FL.....	133
A1.10 Sistema equivalente con fuentes de tensión del convertidor CHB de 3 niveles .....	134
A1.11 Controles para el sistema monofásico equivalente: (a) potencia a transferir, (b) ángulos $\delta_{mk}$ , (c) corriente $I_p$ , (d) modulantes de fase $mr_a$ y (e) modulantes individuales $mr_{ma}$ .....	135
A1.12 Sistema equivalente con fuentes de tensión del convertidor CHB de 3 niveles .....	136

# Índice de Tablas

## Capítulo 2

2.1. Niveles de tensión en configuración NPC y sus estados de conmutación. ....	19
2.2. Estados de conmutación para un convertidor de 5 niveles empleando la topología de condensadores flotantes.....	22
2.3. Estados de conmutación para cada inversor de la estructura CHB. ....	24

## Capítulo 3

3.1. Estados de conmutación y tensión de salida para el inversor puente H.....	37
3.2. Valores de los parámetros para la Fig. 3.22. ....	62

## Capítulo 4

4.1. Valores del ST4H. ....	86
4.2. Valores de los parámetros del convertidor de dos niveles tipo SC. ....	87
4.3. Valores de los parámetros del convertidor de dos niveles tipo FL. ....	92
4.4. Valores de los parámetros del convertidor de cinco niveles tipo CHB y de la estrategia de control.....	96

## Capítulo 5

5.1. Porcentaje de THD de corriente en las fases del ST4H. ....	109
5.2. EMC de corriente para cada convertidor.....	110
5.3. Porcentaje de potencia reactiva trifásica resultante después de la compensación con los distintos convertidores .....	110
5.4 Corriente rms en el neutro del ST4H.....	111
5.5 Factor de potencia en el ST4H .....	112
5.6 Tensión de CD en los condensadores de los distintos convertidores.....	112

## **Anexo A**

A1.1. Archivos necesarios para la evaluación de la estrategia de control de tensiones.....	137
A1.2. Archivos necesarios para el caso base del ST4H .....	137
A1.3. Archivos necesarios para la compensación usando un convertidor de 2 niveles tipo capacitor dividido (SC) .....	138
A1.4. Archivos necesarios para la compensación usando un convertidor de 2 niveles tipo cuatro piernas (FL) .....	138
A1.5. Archivos necesarios para la compensación usando un convertidor de 5 niveles tipo CHB.....	138

# Lista de Símbolos y Acrónimos

CA	Corriente alterna.
CD	Corriente directa.
CHB	Puente H en cascada (cascade H bridge).
EMC	Índice de desempeño para la medición el esfuerzo medio cuadrático.
FC	Capacitores Flotantes (flying capacitor).
FL	Cuatro piernas (four legs).
FP	Índice de desempeño para la medición del factor de potencia trifásico.
LCL	Filtro utilizado para reducir el rizo de corriente a la salida del convertidor.
NPC	Punto neutro fijo por diodos (neutral point clamped).
PCC	Punto de acoplamiento común (point common coupling).
PH	Puente H.
PI	Controlador de acción proporcional integral.
PWM	Modulación de ancho de pulso (pulse width modulation).
SC	Capacitor dividido (split capacitor).
SEP	Sistema eléctrico de potencia.
ST3H	Sistema trifásico a 3 hilos.
ST4H	Sistemas trifásicos a 4 hilos.
THD	Distorsión armónica total (total harmonic distortion).
%THD	Índice de desempeño para la medición del porcentaje de THD.
%Q	Índice de desempeño para la medición del porcentaje de potencia reactiva después de la compensación.
% $THD_i$	Porcentaje de THD de corriente.
$\alpha$	Operador de valor $1 \angle 120^\circ$ .
$\alpha\beta$	Marco de referencia $\alpha\beta 0$ sin considerar la secuencia cero.
$\alpha\beta 0$	Transformación de Clarke.
$\delta_k$	Ángulo entre $\bar{V}_o$ y $\bar{V}_s$ al aplicar la estrategia de control en la fase $k$ .
$\delta_{mk}$	Ángulo $m$ generado por la estrategia de control para la fase $k$ .

$\omega$	Frecuencia angular.
$abc$	Sistema de coordenadas de fase.
$a_\alpha, b_\beta, c_0$	Modulantes de las fases $mr_k$ en el marco estacionario $\alpha\beta 0$ .
C	Condensador.
$C_{mk}$	Capacitor $m$ de la fase $k$ .
$f$	Frecuencia del sistema eléctrico.
$f_m$	Función de modulación.
fp	Factor de potencia.
$f_{sw}$	Frecuencia de conmutación de los elementos semiconductores.
$i_\alpha^*, i_\beta^*, i_0^*$	Corrientes de referencia en coordenadas $\alpha\beta 0$ para obtener las corrientes de compensación.
$i_\alpha, i_\beta, i_0$	Corrientes de línea en coordenadas $\alpha\beta 0$ .
$I_1$	Componente fundamental de corriente en el cálculo del THD.
$i_a, i_b, i_c$	Corrientes de línea en coordenadas $abc$ .
$I_a, I_b, I_c$	Corrientes de línea.
$i_{ca}, i_{cb}, i_{cc}, i_{cn}$	Corrientes de línea medidas a la salida del convertidor en un ST4H.
$i_{ca}^*, i_{cb}^*, i_{cc}^*$	Corrientes de referencia para obtener las corrientes de compensación.
$\bar{I}_{ck}$	Fasor de la corriente de línea a la salida del inversor de la fase $k$ .
$I_{ck}$	Corriente de línea a la salida del inversor de la fase $k$ .
$\hat{i}_{ck}^*(t)$	Valor de corriente deseada en el cálculo del EMC.
$i_{ck}(t)$	Corriente observada o suministrada en el cálculo del EMC.
$i_{cmk}$	Corriente en el capacitor $m$ de la fase $k$ .
$I_{dmk}$	Componente de corriente activa en el eje de directa del puente H $m$ para la fase $k$ .
$i_{fa}^*, i_{fb}^*, i_{fc}^*$	Corrientes de retroalimentación medidas en las corrientes de referencia para obtener las corrientes de compensación.

$I_h$	Componente armónica de corriente para el armónico de orden $h$ .
$I_k$	Corrientes de línea de la fase $k$ .
$i_{La}, i_{Lb}, i_{Lc}, i_{Ln}$	Corrientes de línea medidas en la carga de un ST4H.
$i_{max}$	Amplitud o pico máximo de corriente.
$I_n$	Corrientes de neutro.
$\bar{I}_{pk}$	Fasor de corriente activa inyectada por la estrategia de control.
$I_{Pn}$	Fasor de corriente activa resultante en el neutro debido a la inyección de corriente activa efectuada por la estrategia de control.
$I_{qmk}$	Componente de corriente reactiva en el eje de cuadratura del puente H $m$ para la fase $k$ .
$i_{Ref}$	Corriente de referencia.
$i_{sa}, i_{sb}, i_{sc}, i_{sn}$	Corrientes de línea medidas en la fuente de alimentación de un ST4H.
ISN	Índice de desempeño para la medición de la corriente en el neutro después de la compensación.
$k_p$	Ganancia proporcional para el control PI.
$L_c$	Inductancia de corto circuito del transformador de acoplamiento.
$m$	Índice de modulación.
$mr_k$	Señal modulante por fase para la modulación PWM empleando la estrategia de control.
$mr_{mk}$	Señal modulante individual $m$ de la fase $k$ para la modulación PWM empleando la estrategia de control.
$N$	Número de niveles de tensión a la salida del convertidor multinivel.
$n_c$	Número de condensadores para la topología multinivel tipo FC.
$p_0$	Potencia instantánea de secuencia cero.
$p_{0c}^*$	Potencia instantánea de secuencia cero de referencia que se va a compensar.
$p_{3\phi}$	Potencia activa instantánea trifásica.

$p$	Potencia activa instantánea.
$\bar{p}, \bar{q}, \bar{p}_0$	Componente de potencia promedio de $p$ , $q$ y $p_0$ .
$\tilde{p}, \tilde{q}, \tilde{p}_0$	Componente de potencia oscilatoria de $p$ , $q$ y $p_0$ .
$p_c^*$	Potencia activa instantánea de referencia que se va a compensar.
$P_{Hmk}$	Potencia activa en el puente H $m$ de la fase $k$ .
$p_L$	Potencia activa instantánea consumida por la carga.
$p_{loss}$	Potencia de pérdidas en el convertidor.
$P_o$	Potencia activa que entrega el convertidor.
$p_s$	Potencia activa instantánea entregada por la fuente.
$P_s$	Potencia activa que absorbe el convertidor.
$q$	Potencia reactiva instantánea.
$q_c^*$	Potencia reactiva instantánea de referencia que se va a compensar.
$Q_{Hmk}$	Potencia reactiva en el puente H $m$ de la fase $k$ .
$q_L$	Potencia reactiva instantánea consumida por la carga.
$Q_o$	Potencia reactiva que entrega el convertidor.
$q_s$	Potencia reactiva instantánea entregada por la fuente.
$Q_s$	Potencia reactiva que absorbe el convertidor.
$R_c$	Resistencia de corto circuito del transformador de acoplamiento.
$S$	Potencia aparente.
$S_{ctrl}$	Señal de control en la modulación PWM.
$S_{mod}$	Señal modulante en la modulación PWM.
$S_{port}$	Señal portadora en la modulación PWM.
$S_x$	Interruptor $x$ .
$t$	Tiempo en segundos.
$T$	Periodo de tiempo.
$T_{cww}$	Constante de tiempo de la modulación PWM.

$T_i$	Tiempo integral para el control PI.
$v_\alpha, v_\beta, v_0$	Voltajes de fase en coordenadas $\alpha\beta 0$ .
$v_a, v_b, v_c$	Voltajes de fase en coordenadas $abc$ .
$v_{ab}, v_{bc}, v_{ca}$	Voltajes entre líneas en coordenadas $abc$ .
$V_{CD}$	Índice de desempeño para la medición de la tensión de CD en los capacitores del convertidor.
$V_{ci}$	Suma de las tensiones individuales de los condensadores en los PH de un brazo o fase del convertidor.
$V_{cd}$	Tensión de corriente directa en el lado de CD del convertidor.
$V_{cmk}$	Voltaje en el capacitor $m$ de la fase $k$ .
$V_{Hm}$	Tensión de salida del PH $m$ .
$V_{Hmk}$	Voltaje en el puente H $m$ de la fase $k$ .
$v_{max}$	Amplitud o pico máximo de voltaje.
$\bar{V}_o$	Fasor de la tensión de salida del convertidor.
$v_o$	Voltaje a la salida del convertidor.
$V_o$	Tensión a la salida del inversor aplicada en el secundario del transformador.
$v_{on}$	Voltaje de fase a la salida del convertidor.
$V_{ref}$	Voltaje de referencia para los capacitores.
$\bar{V}_s$	Fasor de tensión de la red en el lado primario del transformador.
$V_s$	Tensión de la red en el lado primario del transformador.
$v_{sk}^*$	Precompensación de la tensión de la red.
$v_{sk}$	Precompensación de la tensión de la red.
$w$	Energía en un elemento eléctrico.
$X_L$	Reactancia inductiva de acoplamiento.

# Capítulo 1

## Introducción

### 1.1 Antecedentes

La función de un sistema eléctrico de potencia (SEP) es generar, transmitir y distribuir la energía eléctrica de manera eficiente y confiable para satisfacer la demanda de energía requerida por los usuarios. El SEP se encuentra formado principalmente por generadores, líneas de transmisión y transformadores, y en términos generales se divide en tres subsistemas, de acuerdo a sus niveles de tensión, los cuales son: generación, transmisión y distribución.

Por otra parte, todo sistema eléctrico está expuesto a diferentes problemáticas, principalmente, debidas a la alta demanda de energía y al uso de cargas no lineales. Una alta demanda puede ocasionar estrés, sobrecarga, calentamiento y flujo de corrientes reactivas en líneas de transmisión y en transformadores. El uso de cargas no lineales provoca corrientes armónicas, las cuales son indeseables, ya que causan distorsión de las formas de onda de voltaje y de corriente, así como sobrecalentamiento en el equipo eléctrico, pérdidas excesivas e inestabilidad del SEP, entre otros problemas [1].

Dado que una buena parte de la problemática de un SEP radica principalmente en la carga, se le puede poner más énfasis a los sistemas eléctricos de distribución, sin descuidar al resto del SEP. Entonces, es necesario buscar soluciones que ayuden a

mitigar dichos problemas, para esto, existen técnicas de compensación que se basan en dispositivos a base de electrónica de potencia.

Los dispositivos para la compensación de redes eléctricas basados en electrónica de potencia han tenido un gran desarrollo en los últimos años. Gracias a esto, ha surgido la posibilidad de controlar y tratar a la energía eléctrica mediante dispositivos de estado sólido. Uno de los elementos que ha tenido gran relevancia en aplicaciones eléctricas son los convertidores estáticos, con los cuales se pueden implementar sistemas de control y compensación para redes eléctricas, entre otras muchas aplicaciones [2, 3].

La función básica de un convertidor es cambiar una tensión de entrada de corriente directa (CD) a una tensión simétrica de salida de corriente alterna (CA), con la magnitud y frecuencia requerida [4].

Existen diferentes tipos de convertidores estáticos para tratar la problemática de los sistemas eléctricos, entre los cuales, los más utilizados son los inversores<sup>1</sup> de 2 niveles, los cuales entregan una forma de onda cuadrada en su tensión de salida. Pero, debido a que en algunas aplicaciones se requiere el manejo de altas tensiones y de formas de onda sinusoidales con poca distorsión, se recurre a nuevas topologías de inversores llamadas multinivel [5]. En estos últimos la forma de onda no es cuadrada, sino que se produce una señal de tensión escalonada en niveles discretos de tensión, y además ofrecen la posibilidad de manejar mayores niveles de tensión. En la Fig. 1.1 se muestran las formas de onda de un inversor de dos niveles y de un inversor multinivel.

Actualmente, existen 3 topologías principales para inversores multinivel: inversor multinivel con neutro fijo por diodos (NPC por sus siglas en inglés, neutral point clamped) [6], inversor multinivel con condensadores flotantes (FC por sus siglas en inglés, flying capacitor) [7], e inversor multinivel con puentes H en cascada (CHB por sus siglas en inglés, cascaded H bridged”) [8].

En general, las ventajas de una estructura multinivel con respecto a las estructuras tradicionales de dos niveles son las siguientes:

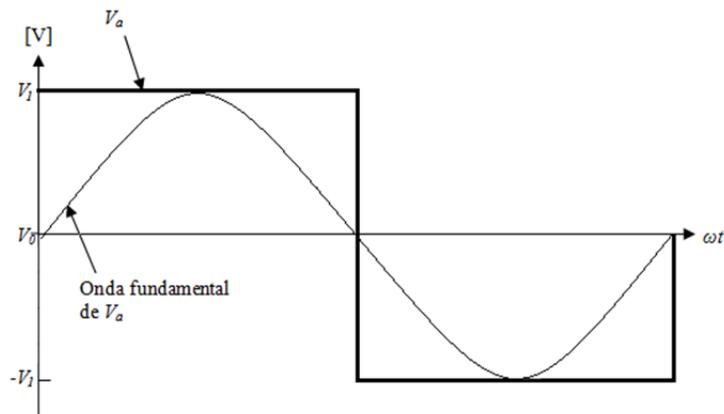
- La forma de onda de salida presenta menor distorsión armónica. Elevando suficientemente el número de niveles se puede eliminar la etapa de filtrado.

---

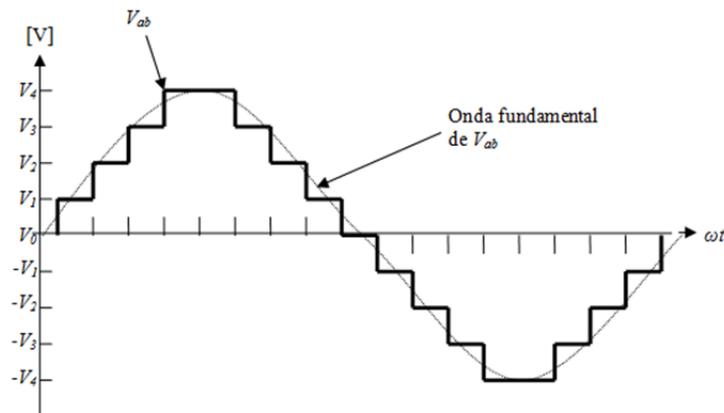
<sup>1</sup> En este trabajo usaremos indistintamente el término inversor y convertidor para referirnos al dispositivo que convierte la tensión de CD a tensión de CA.

- Es posible el manejo de altas tensiones empleando elementos semiconductores diseñados para menor tensión, esto resulta en menores tiempos de conmutación, permitiendo la reducción de las pérdidas por conmutación.
- Se disminuye el gradiente de tensión de la forma de onda de salida del inversor, esto favorece a la vida útil de los elementos dieléctricos.
- En algunas aplicaciones se podría eliminar el transformador de acoplamiento entre la red eléctrica y el convertidor.

Estas características los hacen buenos candidatos para ser empleados como dispositivos de compensación de redes eléctricas.



(a)



(b)

**Fig. 1.1** Forma de onda de tensión a la salida de un inversor: (a) dos niveles y (b) multinivel.

## 1.2 Planteamiento del problema

Los sistemas eléctricos a 4 hilos (ST4H) están expuestos a operar con cargas de bajo factor de potencia y con cargas no lineales, lo cual puede provocar posibles sobrecargas, pérdidas excesivas, estrés, distorsión en las formas de onda y calentamiento en los equipos, entre otros problemas. Además, tienen la característica de poseer un cuarto conductor, esto les suma la problemática de tener corrientes en el neutro debido a la conexión de cargas trifásicas desbalanceadas o cargas monofásicas.

Para tener un ST4H ideal, sería necesario usar cargas resistivas trifásicas balanceadas. Pero debido a la naturaleza de las cargas, se deben de compensar y balancear dichas cargas. Para lograr lo anterior se puede recurrir a la electrónica de potencia, y usar dispositivos de compensación basados en convertidores estáticos. De las topologías disponibles de convertidores, las características de las topologías multinivel resultan muy atractivas para este tipo de aplicaciones.

En general, las topologías de conversión multinivel, se basan en una asociación de semiconductores de potencia con elementos capacitivos. Así, el funcionamiento de un convertidor multinivel depende directamente de la tensión de los condensadores de su estructura, por lo que es necesario mantener dichas tensiones en un valor de referencia específico. Dicho control asegura el buen funcionamiento del dispositivo, además de prevenir que ocurran daños permanentes en el mismo. Por lo anterior, se requiere de una estrategia de control que mantenga una regulación de la tensión de los condensadores en sus valores de referencia.

En este trabajo se diseña una estrategia de control para el balance de la tensión en los condensadores de un convertidor multinivel tipo CHB, posteriormente se evaluará su desempeño en una aplicación de compensación de un ST4H, donde se compensará potencia reactiva, corrientes armónicas y cargas desbalanceadas. Al final se hace una comparación con los métodos tradicionales de compensación de dos niveles.

## 1.3 Revisión de trabajos Previos

En años recientes se han realizado muchos trabajos relacionados con la compensación de redes eléctricas, así como también sobre los convertidores multinivel. Existen diferentes trabajos reportados para la compensación de corrientes armónicas y reactivas para ST4H y para el control de balance de tensión en los condensadores en los convertidores. A continuación se mencionan los trabajos más relevantes relacionados con la estructura CHB.

### 1.3.1 Trabajos reportados de compensación de armónicos y reactivos en ST4H

En lo relevante a trabajos recientes relacionados con la compensación de ST4H, en [9], Singh plantea una estrategia de control para dar el máximo aprovechamiento a un convertidor conectado a un ST4H. Se utiliza un convertidor convencional de cuatro piernas, al cual se le adiciona una fuente de energía renovable en el enlace de CD. Debido a esto es posible que el convertidor inyecte potencia generada por la fuente renovable hacia la red o que el convertidor se comporte como compensador, eliminando corrientes armónicas, reactivas y de neutro. El objetivo de la estrategia de control consiste en regular el aprovechamiento de la potencia en el punto de acoplamiento común, de modo que se compara la potencia generada por la fuente de energía renovable con la potencia de la carga, para así poder decidir la regulación. La modulación empleada es mediante controles de corriente por histéresis. Los resultados presentados son buenos, sólo que la topología utilizada depende de la fuente de energía renovable y se utiliza un inversor de 2 niveles.

Song, en [10], hace una compensación a un sistema eléctrico mediante un convertidor multinivel tipo CHB, además propone un control de voltaje en los condensadores del lado de CD. Aquí se consideran desbalances de voltaje en el lado de la fuente y el uso de cargas desbalanceadas. En este trabajo se plantea que un sistema eléctrico compensado idealmente sólo considera el intercambio de potencia reactiva entre el inversor y la fuente, es por eso que se hace una compensación de voltaje de

secuencia cero. Para lograr esto, se descompone el voltaje de línea en sus componentes de directa y cuadratura, y se compensa la componente de eje directo, ya que es la causante de contribuir a la generación de potencia activa. El control en el lado de CD consiste en sensor las variaciones de voltaje en los capacitores con respecto a la referencia y con la ayuda de controladores se calcula una potencia, la cual es usada para obtener una corriente de compensación y así lograr un intercambio de potencia activa para dar balance a la tensión en los condensadores. En este trabajo se presentan muy buenos resultados, tanto en el control de lado de CD como en la compensación del sistema, sólo que no son presentadas las corrientes en el neutro de la fuente y las cargas empleadas usan un neutro flotante, lo cual puede provocar un desplazamiento de los voltajes en la carga ante una falla.

Salmerón, en [11], propone una estrategia de control para un convertidor híbrido, donde compensa un ST4H. El convertidor consiste en un inversor serie convencional de dos niveles y el uso de filtros pasivos paralelos. La estrategia de control está basada en la formulación dual de compensación, donde se considera una carga resistiva y balanceada como la carga ideal, de modo que la tensión inyectada por el convertidor es capaz de compensar la energía reactiva, eliminar armónicos de la carga y equilibrar cargas asimétricas. A partir del voltaje en la fuente y de la corriente en la carga se obtiene la potencia activa instantánea tanto en la fuente como en la carga, después se calcula una resistencia equivalente de la carga, y con esto el valor de voltaje de referencia para el convertidor. Se hacen simulaciones y se obtienen muy buenos resultados, donde se logra reducir bastante la corriente de neutro de una carga desbalanceada. Aunque este trabajo muestra resultados satisfactorios, utiliza un convertidor de 2 niveles y emplea una técnica sencilla de balance de CD en los condensadores del inversor.

Lohia, en [12], describe un algoritmo que utiliza un mínimo de conmutaciones para una topología convencional de dos niveles con control en el neutro. El algoritmo consiste en controlar tres fases de cuatro al mismo tiempo, incluyendo al neutro como una fase. Para esto, se forma una tabla donde se muestran intervalos para cada sexta parte de ciclo, donde se establecen las fases a controlar. Además se forma una tabla de voltajes del inversor, resultantes de todas las combinaciones de conmutación de los semiconductores. A partir de esto es posible elegir el mejor estado de operación del

inversor y dar control a las fases, para así poder cumplir con la compensación. El balance del condensador en la parte de CD se hace mediante una potencia activa de pérdidas, misma que se utiliza en este trabajo de tesis, la cual consiste en calcular una potencia activa resultante del error del voltaje del condensador, esta potencia es sumada a la potencia indeseada que se va a compensar. Se obtienen muy buenos resultados de este trabajo, sólo que se trabaja con un convertidor de dos niveles y hay que usar un par extra de semiconductores para dar control a la corriente de neutro.

En [13], Salmerón hace una compensación de un ST4H con cargas no sinusoidales y desbalanceadas. Se utiliza un convertidor convencional de dos niveles. Para la compensación son empleados dos criterios, el primero se basa en el concepto de valor instantáneo (teoría  $pq$ , la cual es utilizada en este trabajo) donde la potencia no activa instantánea es reducida sin afectar a la potencia activa instantánea, y se utiliza para compensar la potencia no activa instantánea, pero la corriente en el neutro sigue sin ser compensada. El otro criterio se basa en el concepto de la potencia activa promedio, donde la potencia no activa promedio es reducida sin afectar la potencia activa promedio, y se utiliza para compensar la corriente en el neutro. Los dos enfoques mencionados se combinan con la técnica del multiplicador de Lagrange, donde se minimizan funciones de costo de corriente para poder compensar el ST4H. Los resultados presentados son satisfactorios, pero se utiliza un convertidor de dos niveles y no se menciona un control de voltaje en el lado de CD ni tampoco una técnica de modulación.

### 1.3.2 Trabajos reportados de control de la tensión de los condensadores en la estructura CHB

Con respecto al control de tensiones en el convertidor multinivel tipo CHB existen diversos trabajos. En [14], Barrera propone un método de balance individual en cada puente H (PH) de la estructura multinivel. Este estudio se basa en la idea básica de intercambio de potencia activa entre la red eléctrica y el convertidor, mismo que se utiliza en este trabajo. Aquí se ve a cualquier desbalance, ya sea de carga o de pérdidas en el lado de CD, como un faltante de potencia activa y con este faltante se calcula la

potencia activa necesaria para dar balance en los condensadores. De este trabajo se muestran buenos resultados para sistemas monofásicos, sólo que las pruebas se hacen sin cargas y dejan a la expectativa de ver si el control funciona en sistemas trifásicos o ante la presencia de cargas no lineales.

Li, en [15], plantea un control de balance de voltaje de CD para el convertidor multinivel tipo CHB, donde combina una técnica de desplazamiento de fase y modulación de ancho de pulso sinusoidal. Aquí, es utilizado un solo sensor para medir la tensión en los PH por cada fase, esta tensión se compara con una tabla que se propone, donde son elegidos los valores de tensión más convenientes. Después, con la tensión obtenida y la ayuda de controladores, se calcula el error para generar un ángulo que ajusta el intercambio de potencia activa entre el convertidor y la red eléctrica, esto se hace en cada PH balanceando la tensión del capacitor correspondiente. La idea de ajustar el intercambio de potencia activa por medio de la generación de ángulos es aprovechada para usarse en el presente trabajo de tesis. Aunque los resultados obtenidos parecen ser satisfactorios, se tiene como inconveniente que los voltajes de CD se suponen idénticos, lo cual ante un transitorio o un cambio de tensión en los condensadores tendría como consecuencia un mal funcionamiento de la técnica presentada.

Hatano, en [16], describe una técnica de control basada en voltaje de secuencia cero y corrientes de secuencia negativa. Ambos métodos de control son seleccionados dependiendo del tipo de desbalance presente. Las corrientes de secuencia negativa y el voltaje de secuencia cero son calculados a la salida del inversor, pero la secuencia negativa sólo es empleada para resolver desbalances de tensión en el compensador y la secuencia cero sólo se emplea en el caso de tener cargas desbalanceadas. En este trabajo se utiliza una configuración desarrollada en [17] por el mismo autor, donde se precargan los capacitores de los PH a distintos valores de tensión logrando un alto número de niveles de tensión discreta en la salida del inversor mediante un menor número de PH en serie. Aquí, se forman patrones operacionales mediante la suma algebraica de las tensiones de los capacitores. Después, con estos patrones y con una combinación de conmutaciones por parte de los semiconductores se forman condiciones para dar el nivel de voltaje a la salida del inversor. Los resultados mostrados son muy satisfactorios, pero debido a que se utilizan distintas tensiones en los condensadores siempre se dispone de

una tabla de mapeo para formar un criterio de selección, en caso contrario no funcionaría. Además, al aumentar el número de PH, aumentará las condiciones de selección, haciéndolas muy complejas y al mismo tiempo se complican los cálculos de los dos métodos mencionados para dar el control en los condensadores.

En [18], Vázquez hace un análisis de balance de potencia en los PH de un convertidor tipo CHB. El análisis es desarrollado en dos PH en serie, en los cuales es sensado el valor de tensión de ambos condensadores y se hacen comparaciones para formar distintos casos de operación. En estos casos se muestran límites y áreas estables de potencia activa, dónde es posible ver donde se tiene una operación segura del inversor y cuánta potencia activa es posible intercambiar con la red eléctrica para obtener un balance de tensión de CD. Este trabajo está muy limitado en el número de niveles por parte del convertidor: en caso de un aumento de niveles se tiene un número de casos muy elevado, haciendo el análisis muy complicado, además sólo se hace un análisis monofásico.

León, en [19], muestra una técnica de modulación multidimensional, de la cual dice que todas las técnicas de modulación de ancho de pulso (PWM por sus siglas en inglés, pulse width modulation”) e híbridas son sólo una solución particular de su trabajo. Esta técnica consiste en generar el voltaje de fase deseado en la salida del convertidor, a partir de los distintos estados de conmutación de los semiconductores del inversor. Para esto se hace una representación gráfica de la región de control de la estructura CHB y se determina geoméricamente la secuencia de conmutación para encontrar el valor de voltaje deseado. Una vez hecho esto, se calculan tiempos de conmutación para los semiconductores. Aunque esta técnica se ve muy sencilla, se empieza a complicar cuando aumentan los niveles de la estructura multinivel, ya que se obtienen planos muy complejos de la región de control, los cuales son difíciles de interpretar. Además siempre se asumen iguales las tensiones de CD en todos los puentes y sólo se presentan pruebas para un sistema monofásico.

## 1.4 Objetivos de la tesis

Los objetivos de este trabajo de tesis son los siguientes:

- Diseñar y validar una estrategia de control de balance de tensión en los condensadores de un inversor multinivel tipo CHB de 5 niveles.
- Compensar las corrientes armónicas y la potencia reactiva en una red eléctrica de distribución (ST4H), validándolo mediante simulaciones numéricas.
- Comparar el desempeño, en un sistema de compensación, del inversor multinivel tipo CHB de 5 niveles y de la estrategia de control de tensiones propuesta, contra los métodos de compensación que emplean convertidores tradicionales de dos niveles.

## 1.5 Estructura de la tesis

La tesis está organizada en 6 capítulos. En el Capítulo 1 se presenta la introducción general del trabajo realizado, empezando por las problemáticas en los sistemas eléctricos de potencia. Se plantea la posible solución haciendo uso del convertidor estático, remarcando que este último requiere de un control interno (control de la tensión de los condensadores de la estructura de conversión). Posteriormente se hace una revisión de trabajos previos y se definen los objetivos de esta investigación.

En el Capítulo 2 se explican las características y las diferencias entre los sistemas trifásicos a tres y cuatro hilos. Se explica la necesidad de compensar un sistema eléctrico y los medios de compensación estáticos más relevantes, entre los cuales, se mencionan las principales topologías multinivel y las topologías de 2 niveles. Asimismo se explica la teoría  $pq$  mediante la cual calculan las corrientes de compensación que son utilizadas como corrientes de referencia en los convertidores.

En el Capítulo 3 se describe la estructura básica del convertidor utilizado en este trabajo, éste es un convertidor multinivel tipo CHB, después se analiza su estructura interna y la dinámica de la tensión en los condensadores. Lo anterior da cabida al desarrollo de una estrategia de control para balancear a las tensiones en los

condensadores del convertidor multinivel. Esta estrategia de control se prueba mediante simulaciones numéricas.

Una vez definido el sistema eléctrico a tratar y después de haber elegido el convertidor estático en conjunto con la estrategia de control, en el Capítulo 4 se hace una compensación de armónicos y de potencia reactiva en un ST4H. La compensación se prueba por medio de simulaciones empleando convertidores tradicionales de 2 niveles y un convertidor multinivel tipo CHB de 5 niveles.

Con los resultados obtenidos en el Capítulo 4, se hace un estudio comparativo en el Capítulo 5. Para esto, se proponen ciertos índices de desempeño, los cuales sirven para mostrar la efectividad de cada configuración utilizada.

Por último, en el Capítulo 6 se presentan las conclusiones generales del trabajo de tesis y se hacen algunas recomendaciones para trabajos futuros.

# Capítulo 2

## Compensación estática de sistemas trifásicos a 4 hilos

En este capítulo se describen las características de un ST4H y sus diferencias con sistemas trifásicos a 3 hilos (ST3H), estableciendo las necesidades de compensación en ambos sistemas. Se describen las principales topologías de compensación en ST4H basadas en convertidores estáticos de 2 niveles y multiniveles. Además, se explica la teoría  $pq$  mediante la cual se propone calcular las corrientes de compensación requeridas por los sistemas a compensar.

### 2.1 Introducción

En este capítulo definiremos las características de los ST3H y los ST4H con la finalidad de ver sus principales diferencias y resaltar la problemática que existe en relación con la calidad de la energía, esto es, definir porqué se necesita la compensación en los sistemas eléctricos antes mencionados.

La compensación en un ST4H se puede llevar a cabo con un convertidor estático, el cual puede ser de 2 niveles o multinivel, éste se elige de acuerdo a la aplicación donde será utilizado, la sencillez de implementación, los controles y costos involucrados. Entre los controles involucrados, se encuentran la modulación, el control de corriente y el control de las variables internas del inversor. La modulación se encarga de generar las señales de disparo de los semiconductores del inversor. El control de corriente se encarga de regular las corrientes de compensación inyectadas o absorbidas de la red

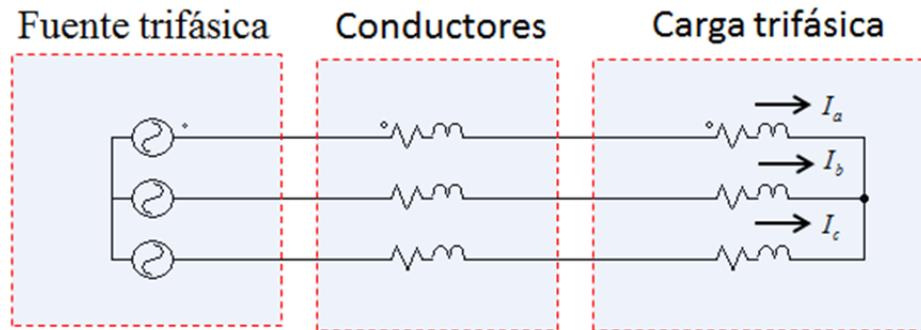
eléctrica y el control de las variables internas del convertidor, por lo general se encarga de mantener reguladas las tensiones de los condensadores que forman parte del inversor. Por otra parte, se deben de estimar o calcular las corrientes de compensación requeridas, para lo cual existen técnicas muy sencillas y efectivas como la teoría  $pq$ , que será explicada más adelante.

El inversor es afectado por la tensión de la red eléctrica, la cual puede ser vista como una perturbación que debe de ser tomada en cuenta para el diseño de los controladores de corriente, ya que afectará el desempeño del seguimiento de las señales de referencia. Lo mencionado anteriormente será abordado de manera general en este trabajo.

## 2.2 Sistemas trifásicos a 4 hilos

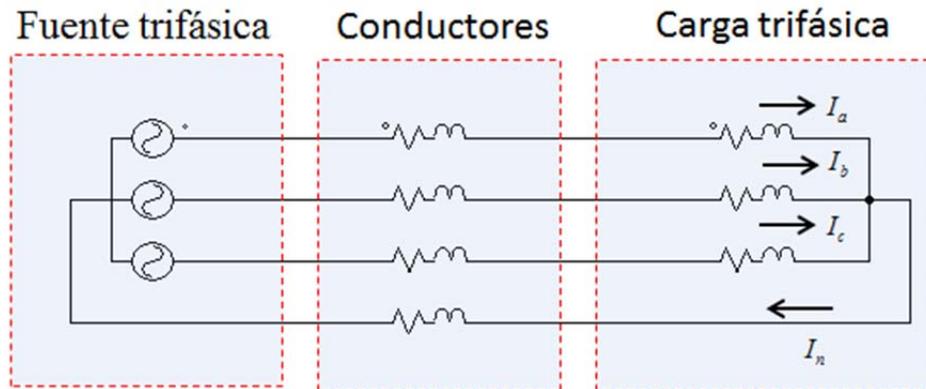
En esta sección se describirán las características principales de un ST4H y sus diferencias con los ST3H, primero se comenzará por definir en que consiste un sistema eléctrico trifásico. De la literatura [20], un sistema eléctrico trifásico se compone básicamente de tres partes: una fuente trifásica, conductores y una carga trifásica. La fuente trifásica tiene tres fases, cuyas tensiones o corrientes se encuentran desfasadas  $120^\circ$ , tomando una fase como referencia. Las cargas trifásicas van conectadas a la fuente trifásica por medio de los conductores, estos constarán de tres o cuatro hilos en caso de que exista un conductor para el neutro, dependiendo de la aplicación o del nivel de tensión.

Los ST3H se caracterizan por tener solo tres conductores, uno por cada fase, para la transferencia de energía eléctrica que hay entre las cargas y la fuente de alimentación. Estos sistemas se consideran balanceados, es decir, la carga trifásica absorbe la misma potencia en cada una de las tres fases y su potencia instantánea total es constante, permitiendo hacer un análisis sencillo tomando en cuenta una sola fase. En la Fig. 2.1 podemos ver un diagrama simplificado de un sistema trifásico a tres hilos con sus componentes principales.



**Fig. 2.1.** Sistema trifásico a 3 hilos.

Los ST4H se distinguen por tener un conductor extra al de las fases, comúnmente llamado neutro, el cual es empleado en sistemas de distribución de baja tensión o para aterrizar equipo en sistemas de transmisión. En la Fig. 2.2 se muestra la estructura básica de un sistema trifásico a 4 hilos y las corrientes que circulan en las cargas.



**Fig. 2.2.** Sistema trifásico a 4 hilos.

De la Fig. 2.2, la suma algebraica de las corrientes en las líneas, es igual a la corriente  $I_n$  en el retorno por el neutro. Si no hay retorno por el neutro de un sistema trifásico,  $I_n$  es cero, como en ST3H. Pero para ST4H, donde hay desbalances, se tendrá una corriente circulante en el neutro, dada por

$$I_n = -(I_a + I_b + I_c) \quad (2.1)$$

La principal ventaja de emplear un cuarto conductor en un sistema trifásico es que nos permite tener conectadas cargas trifásicas desbalanceadas o cargas monofásicas distintas, por lo cual es común en sistemas de distribución. En caso de fallas en los sistemas trifásicos, si no se cuenta con un neutro, se tendrá, como consecuencia de la falla, un desplazamiento de voltaje con efecto adverso sobre los dispositivos conectados en el sistema.

Lo más recomendable, en ambos sistemas, es usar cargas trifásicas balanceadas, o si es posible intentar balancear las cargas. Por otra parte, debido a la naturaleza no lineal e inductiva de algunas de las cargas se tendrán armónicos o factores de potencia bajos, por lo que es recomendable emplear un medio de compensación para la mejora de la eficiencia del sistema eléctrico, reduciendo los armónicos y corrigiendo el factor de potencia.

La compensación basada en convertidores estáticos es muy atractiva para lograr los requerimientos de compensación de las redes eléctricas. En la siguiente sección se hablará de las exigencias impuestas a un inversor para lograr la compensación de un sistema eléctrico como los expuestos en esta sección.

## 2.3 Necesidad de compensación en una red eléctrica

Una vez definidos los tipos de sistemas eléctricos podemos establecer la necesidad que se tiene de compensación, es decir, ver los problemas relacionados a una mala calidad de la energía y resolverlos por medios de compensación estáticos. Entre los problemas más comunes en un sistema eléctrico de distribución están la presencia de armónicos, el bajo factor de potencia y las cargas desbalanceadas. En el presente trabajo nos enfocaremos a estos tres problemas.

Las tensiones y corrientes presentes en un sistema eléctrico se asumen perfectamente sinusoidales, pero debido al uso de cargas no lineales se tienen distorsiones periódicas en la forma de onda de estas variables. A estas distorsiones o deformaciones se les conoce como armónicos. Éstas pueden estar presentes tanto en las formas de onda de

corriente como las de voltaje. Las componentes armónicas son componentes de corriente o voltajes con frecuencias múltiplos de la frecuencia fundamental. Por ejemplo, con una frecuencia fundamental de 60 Hz, el segundo armónico es 120 Hz, el tercer armónico es 180 Hz, y así sucesivamente.

Por otra parte, debido a la naturaleza inductiva de la carga se tienen factores de potencia distintos a la unidad, pudiendo provocar un flujo excesivo de potencia reactiva en el sistema eléctrico. Además se tienen desbalances de cargas, principalmente debido a la conexión de cargas monofásicas.

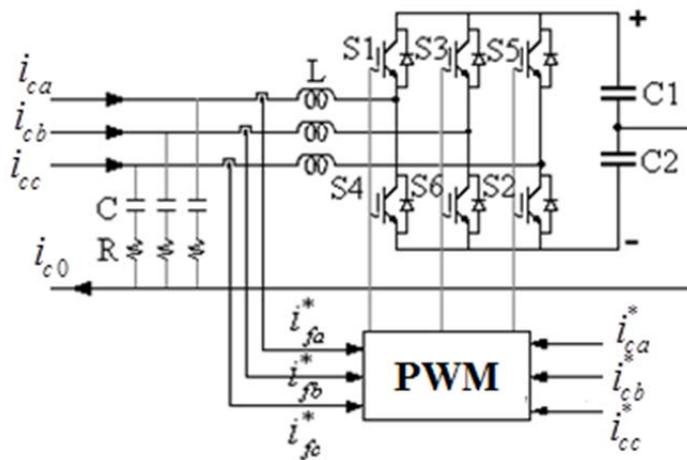
Los sistemas eléctricos están diseñados para operar a la frecuencia fundamental, en caso contrario pueden operar en forma inadecuada y en ocasiones llegar a presentar fallas más severas. Algunos efectos provocados por los armónicos son disparo repentino de protecciones, sobrecalentamiento de motores, transformadores y conductores. El exceso de potencia reactiva en los conductores provoca pérdidas y disminuye la capacidad de transmisión de los conductores. Tener desbalances de cargas implica consumir potencias distintas por fase teniendo un menor rendimiento en la fuente de alimentación. Lo anterior reduce la vida útil de los equipos ocasionando grandes pérdidas económicas, debido a esto es necesario hacer una compensación en los sistemas eléctricos y una solución muy atractiva es incluir el uso de los medios estáticos de compensación. En la siguiente sección se describirán los principales tipos de esquemas de compensación estática basados en inversores de 2 niveles y en inversores multinivel.

## 2.4 Medios de compensación estática

Como se mencionó en secciones anteriores es necesario compensar los sistemas eléctricos para optimizar su operación. Para esto existen distintos convertidores estáticos que pueden ser empleados con este fin. Los más comunes son los inversores de 2 niveles, aunque recientemente las topologías de inversores multinivel están siendo seriamente consideradas para estas aplicaciones dadas las ventajas que pueden ofrecer frente a las topologías clásicas de dos niveles [5-8]. A continuación se hará una breve descripción de las principales topologías de inversores que se pueden emplear para la compensación de un ST4H.

## 2.4.1 Convertidor de 2 niveles tipo capacitor dividido

La topología capacitor dividido (SC por sus siglas en inglés, split capacitor) propuesta en [21], está compuesta de un par de semiconductores por fase, operando de manera complementaria, de modo que no pueden estar encendidos 2 interruptores en una misma fase. La parte de CD está conformada por un par de capacitores, donde el neutro del sistema eléctrico se conecta al punto medio de este bus. En la Fig. 2.3 se muestra la estructura del inversor de 2 niveles tipo SC.



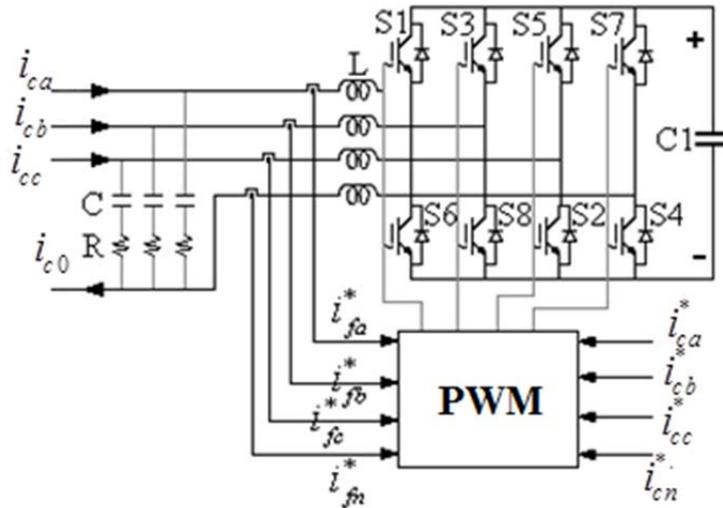
**Fig. 2.3** Compensador basado en un convertidor de 2 niveles tipo SC.

En un inversor trifásico de 2 niveles (para ST3H) solo se cuenta con un capacitor y no hay conexión de neutro, dando como resultado una tensión de CA a la salida del inversor a partir de la tensión de CD del capacitor. En el caso de esta topología para ST4H, la tensión de salida depende de ambos capacitores, ya que se puede obtener la tensión de CA por parte del capacitor C1 o del capacitor C2, esto ocurre porque se hace que la corriente de cada fase fluya a través de C1 o C2 y regrese por el cable de neutro, lo cual puede provocar desbalances de tensión en los capacitores, constituyendo un aspecto a cuidar en esta topología.

Una vez solucionado el problema de desbalances de tensiones en los condensadores, esta topología se convierte en una solución muy atractiva en la compensación de redes eléctricas de distribución.

## 2.4.2 Convertidor de 2 niveles tipo cuatro piernas

Otra topología que se puede emplear en los ST4H es la tipo cuatro piernas (FL de sus siglas en inglés, fours legs), empleada en trabajos como [22, 23], ésta maneja 2 pares de semiconductores por fase que se operan de manera complementaria, al igual que en la topología SC. El bus de CD está formado por un solo condensador, el cual es previamente precargado para poder hacer la conversión de CD a CA por medio de los interruptores. La gran diferencia radica en que se tiene un par extra de semiconductores conectados al cable del neutro. En la Fig. 2.4 se aprecia la estructura de un convertidor de 2 niveles tipo FL.



**Fig. 2.4** Compensador basado en un convertidor de 2 niveles tipo FL.

La tensión de salida del inversor sólo depende de la tensión del condensador, por lo que sólo hay que asegurar que esta tensión esté regulada, lo cual se puede hacer por medio de controles sencillos. La topología FL tiene una alta eficiencia al poder compensar directamente la corriente circulante en el neutro causada por los desbalances de carga, por otra parte se tiene un costo mayor comparado con la topología SC, por necesitar un mayor número de semiconductores y sensores.

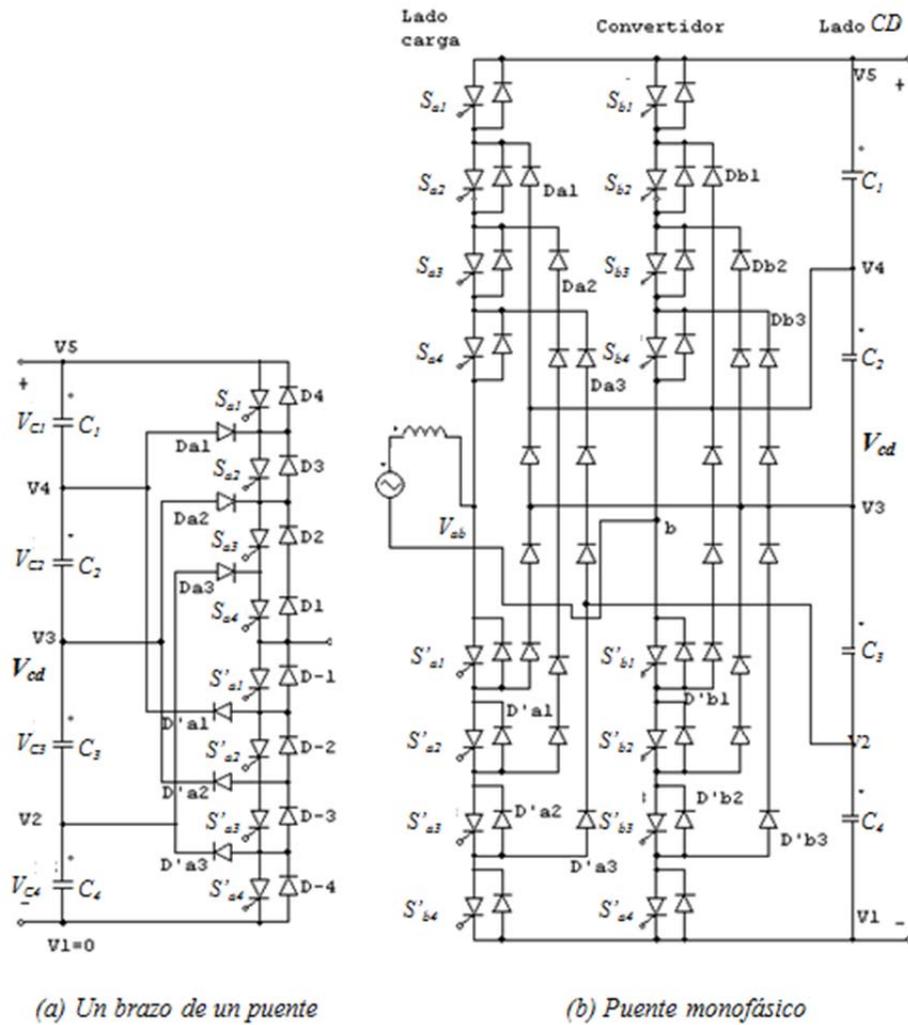
### 2.4.3 Convertidor multinivel tipo neutro fijo por diodos

Dentro de las topologías multinivel se encuentra la tipo neutro fijo por diodos (NPC de sus siglas en inglés, neutral point clamped) [6]. Esta topología consiste en dividir la tensión de entrada de un convertidor de  $N$  niveles en  $N - 1$  niveles discretos de tensión empleando un divisor de tensión capacitivo. El bus de CD está formado por  $N - 1$  condensadores los cuales proporcionan la tensión de entrada al inversor. Esta estructura emplea  $(N - 1)(N - 2)$  diodos por brazo para fijar las tensiones en los dispositivos semiconductores, limitándolas a la tensión individual de un condensador. Para lograr una repartición equilibrada de la tensión de entrada del inversor, se requiere tener los condensadores cargados a un nivel de tensión igual a  $V_{cd}/(N - 1)$ .

En la Fig. 2.5(a) se muestra un brazo del inversor tipo NPC de 5 niveles y en la Fig. 2.5(b) se muestra un puente monofásico con dos brazos. El bus de CD es común para todos los brazos que se empleen en el inversor y los semiconductores operan de manera complementaria como se puede ver en la Tabla 2.1.

**Tabla 2.1.** Niveles de tensión en configuración NPC y sus estados de conmutación.

Salida $V_{a0}$	Estados de Conmutación							
	$S_{a1}$	$S_{a2}$	$S_{a3}$	$S_{a4}$	$S'_{a1}$	$S'_{a2}$	$S'_{a3}$	$S'_{a4}$
$N_4 = V_{C_1} + V_{C_2} + V_{C_3} + V_{C_4} = V_{cd}$	1	1	1	1	0	0	0	0
$N_3 = V_{C_2} + V_{C_3} + V_{C_4} = 3V_{cd}/4$	0	1	1	1	1	0	0	0
$N_2 = V_{C_3} + V_{C_4} = V_{cd}/2$	0	0	1	1	1	1	0	0
$N_1 = V_{C_4} = V_{cd}/4$	0	0	0	1	1	1	1	0
$N_0 = 0$	0	0	0	0	1	1	1	1



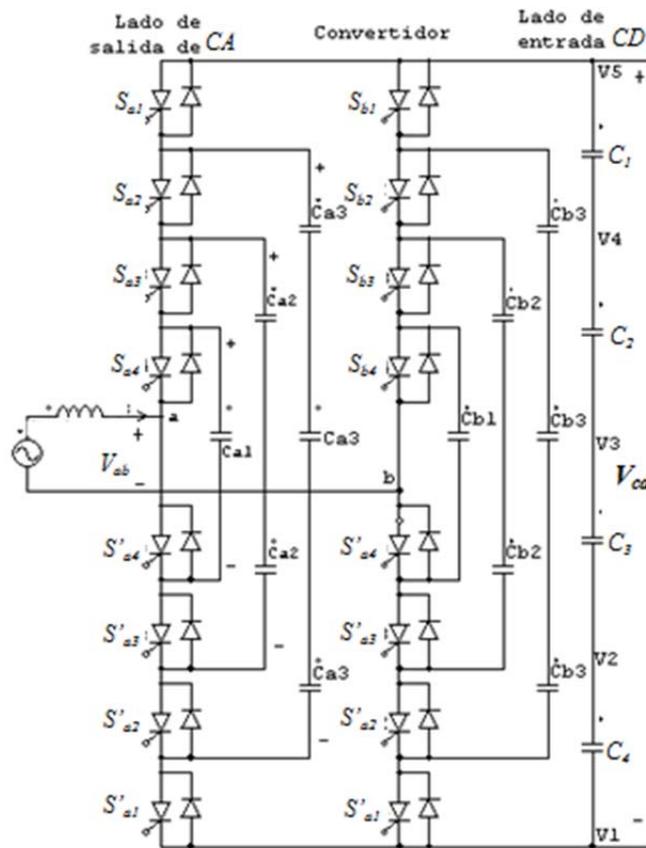
**Fig. 2.5** Convertidor de 5 niveles tipo NPC.

Una ventaja clara que se tiene al emplear esta topología es que se obtiene un menor contenido armónico en la tensión de salida del inversor al aumentar el número de niveles. Pero si los niveles son demasiados, el control del inversor se vuelve complejo y el número de diodos requeridos puede crear un sistema impráctico de implementar.

## 2.4.4 Convertidor multinivel tipo condensadores flotantes

Esta estructura de conversión multinivel, llamada condensadores flotantes (FC de sus siglas en inglés, flying capacitor) [7], permite la repartición equilibrada de la tensión de entrada del inversor por medio de capacitores, precargados a niveles de tensión diferentes definidos por el lugar que ocupan en la estructura. Esta repartición equilibrada de tensión es determinada por la diferencia de tensión entre dos condensadores adyacentes. El bus de CD requiere de  $(N - 1)$  condensadores por  $N$  niveles manejados en la topología y la cantidad de condensadores por fase es  $n_C = \sum_{m=1}^N (N - m)$ .

En la Fig. 2.6 se muestra un puente monofásico con dos brazos de inversores de 5 niveles tipo FC.



**Fig. 2.6** Convertidor de 5 niveles tipo FC.

Este inversor se caracteriza por manejar estados redundantes de conmutación, es decir, se puede tener una misma tensión a la salida por medio de diferentes combinaciones de apertura y cierre de los distintos interruptores, esto lo podemos apreciar en la Tabla 2.2.

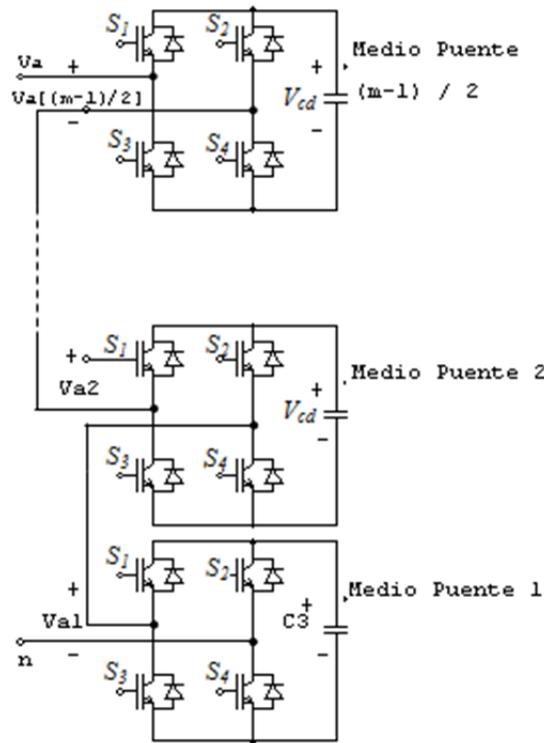
**Tabla 2.2** Estados de conmutación para un convertidor de 5 niveles empleando la topología de condensadores flotantes.

$V_o$	Estados de Conmutación							
	$S_1$	$S_2$	$S_3$	$S_4$	$S'_1$	$S'_2$	$S'_3$	$S'_4$
$N_4 = V_{cd}$	1	1	1	1	0	0	0	0
$N_3 = V_{c_3} - 3V_{cd}/4$	1	1	1	0	0	0	0	1
$N_3 = V_{cd} - V_{c_1} = 3V_{cd}/4$	0	1	1	1	1	0	0	0
$N_3 = V_{cd} - V_{c_3} + V_{c_2} = 3V_{cd}/4$	1	1	0	1	1	0	1	0
$N_3 = V_{cd} - V_{c_2} + V_{c_1} = 3V_{cd}/4$	1	0	1	1	1	1	0	0
$N_2 = V_{c_2} = V_{cd}/2$	1	1	0	0	0	0	1	1
$N_2 = V_{cd} - V_{c_2} = V_{cd}/2$	0	0	1	1	1	1	0	0
$N_2 = V_{c_3} - V_{c_2} + V_{c_1} = V_{cd}/2$	1	0	1	0	0	1	0	1
$N_2 = V_{cd} - V_{c_3} + V_{c_1} = V_{cd}/2$	1	0	0	1	0	1	1	0
$N_2 = V_{cd} - V_{c_3} + V_{c_2} - V_{c_1} = V_{cd}/2$	0	1	0	1	1	0	1	0
$N_2 = V_{c_3} - V_{c_1} = V_{cd}/2$	0	1	1	0	1	0	0	1
$N_1 = V_{c_1} = V_{cd}/4$	1	0	0	0	0	1	1	1
$N_1 = V_{cd} - V_{c_3} = V_{cd}/4$	0	0	0	1	1	1	1	0
$N_1 = V_{c_2} - V_{c_1} = V_{cd}/4$	0	1	0	0	1	0	1	1
$N_1 = V_{c_3} - V_{c_2} = V_{cd}/4$	0	0	1	0	1	1	0	1
$N_0 = 0$	0	0	0	1	1	1	1	1

En esta topología multinivel se tiene como ventaja poder realizar el control de cada brazo de manera independiente y emplear los estados redundantes para sintetizar la señal de salida al mismo tiempo que se explotan para balancear las tensiones de los condensadores. Al aumentar el número de niveles se eleva la cantidad de capacitores, haciendo más difícil el control de sus tensiones, y a su vez, dificultando un diseño compacto del inversor, y elevando su costo.

## 2.4.5 Convertidor multinivel tipo puentes H en cascada

Por último mencionaremos la topología tipo puentes H en cascada (CHB de sus siglas en inglés, cascade H bridge) [8]. En esta topología cada fase o brazo del inversor está formado por la conexión en cascada de varios inversores monofásicos de dos niveles conectados en serie y alimentados con fuentes de CD aisladas e independientes, como se muestra en la Fig. 2.7. Si cada puente está alimentado por una tensión  $V_{cd}$ , entonces los posibles valores de la tensión a la salida de cada inversor son:  $V_{cd}$ , 0 y  $-V_{cd}$ , dependiendo del estado de conmutación de cada inversor, los cuales se muestran en la Tabla 2.3.



**Fig. 2.7** Convertidor de  $N$  niveles tipo CHB.

El inversor multinivel tipo CHB es la más simple de las estructuras multinivel, esto debido a que la formación de sus niveles depende de la conexión serie de otros

convertidores, de forma que la tensión de salida total en el inversor es igual a la suma de las tensiones individuales de cada puente.

**Tabla 2.3** Estados de conmutación para cada inversor de la estructura CHB

Estados				
$S_1$	$S_2$	$S_3$	$S_4$	$V_o$
0	0	1	1	0
0	1	1	0	$-V_{cd}$
1	0	0	1	$+V_{cd}$
1	1	0	0	0

Una ventaja de esta topología es que requiere menor número de componentes en comparación a los otros inversores multinivel, y además, es muy fácil aumentar el número de niveles. Dado que esta topología emplea fuentes independientes en cada PH, el control deberá de asegurar un uso equilibrado del conjunto de fuentes empleadas.

Los diferentes medios de compensación estática necesitan de métodos o estrategias de control adecuados que aseguren los objetivos de compensación y el funcionamiento correcto de los convertidores. A continuación se abordan algunos de estos requerimientos.

## 2.5 Controles asociados a la compensación de redes eléctricas

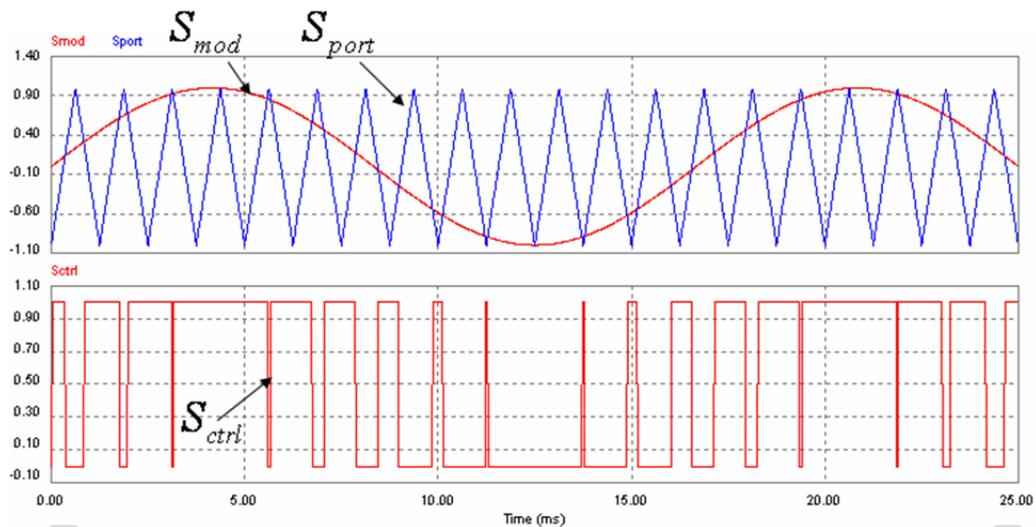
Después de haber conocido algunos medios de compensación estática para la compensación de ST4H, en esta sección se definirán los controles asociados para el buen funcionamiento de los convertidores y se dará una breve explicación.

### 2.5.1 Síntesis de la forma de onda de salida del inversor.

Como se menciona en el capítulo anterior, un inversor cambia un voltaje de entrada de CD a un voltaje simétrico de salida de CA con ciertas características de amplitud, frecuencia y fase. Esto se logra de dos formas, ya sea variando el voltaje de entrada de CD o variando la ganancia del inversor. Lo más sencillo es variar la ganancia del

inversor y mantener fijas las tensiones de entrada de CD. Para esto se emplean técnicas de modulación de ancho de pulso (PWM por sus siglas en inglés, pulse width modulation) [24]. Un método muy empleado para la modulación PWM se basa en la comparación de una señal triangular (portadora) con una señal de referencia (modulante) y a partir de dicha comparación se generan las señales para la conmutación de los semiconductores del inversor.

En la Fig. 2.8 podemos ver el principio de modulación PWM sinusoidal, donde una señal portadora de alta frecuencia  $S_{port}$  es comparada con una señal modulante  $S_{mod}$  dando como resultado la señal de conmutación  $S_{ctrl}$ . La frecuencia de  $S_{port}$  determina la frecuencia de conmutación de los semiconductores,  $S_{mod}$  las características de la señal de salida del inversor y  $S_{ctrl}$  representa los estados de conmutación del inversor.

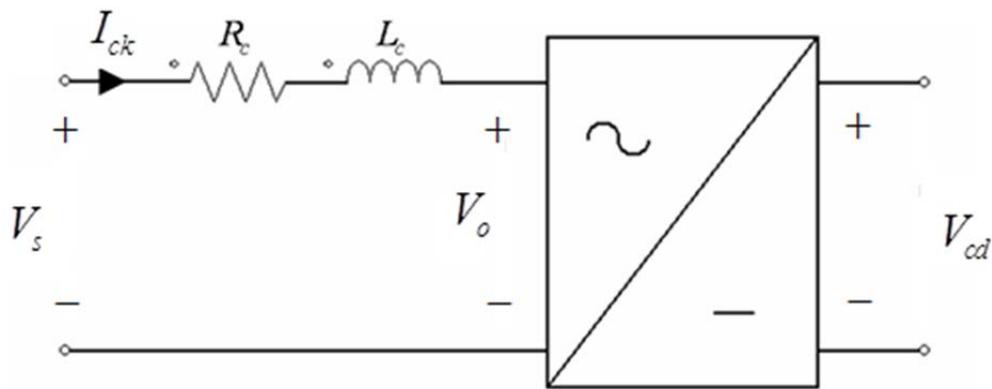


**Fig. 2.8** Modulación PWM sinusoidal.

Para lograr la conmutación adecuada en inversores multinivel utilizando la modulación PWM se necesita aumentar la cantidad de señales portadoras, son necesarias  $N - 1$  portadoras por  $N$  niveles requeridos. Existen otras técnicas de modulación, como las empleadas en [25, 26], pero en este trabajo nos limitaremos a la modulación PWM sinusoidal por su fácil implementación y su alta eficiencia [24].

## 2.5.2 Compensación de la variable de perturbación de tensión de la red

En algunas aplicaciones de seguimiento de referencia, los controladores PI tienen problemas para el seguimiento de señales que cambian en el tiempo, por lo que se puede partir del modelo dinámico del inversor trifásico para ver cómo se afecta a dicho seguimiento. En la Fig. 2.9 se muestra un circuito equivalente del inversor trifásico acoplado a la red eléctrica.



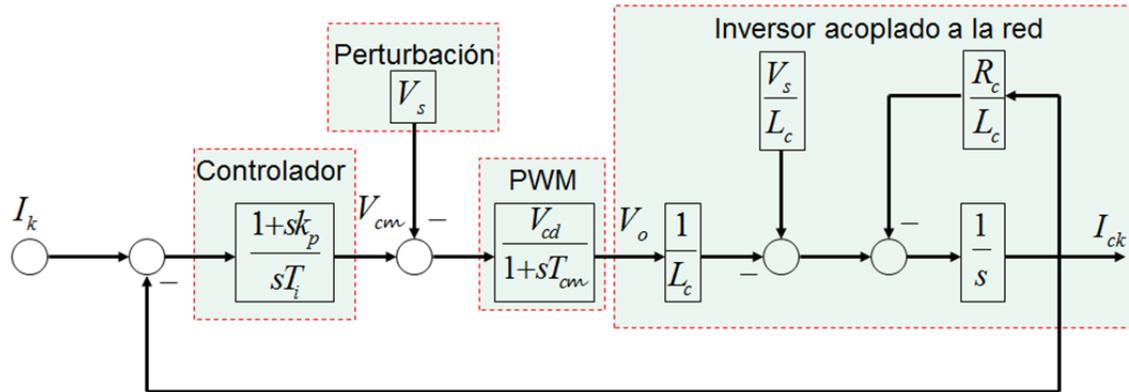
**Fig. 2.9** Circuito equivalente del inversor trifásico acoplado a la red eléctrica.

La tensión de la red eléctrica en el lado primario del transformador es representada por  $V_s$  y el transformador por  $R_c$  y  $L_c$ , que son la resistencia y la inductancia de corto circuito, respectivamente.  $V_o$  es la tensión de salida del inversor y  $V_{cd}$  es la tensión del capacitor. La ecuación de malla del circuito en el lado de CA puede expresarse como

$$R_c I_{ck} + L_c \frac{dI_{ck}}{dt} = V_s - V_o \quad (2.2)$$

Ésta es la ecuación que representa al sistema de a Fig. 2.9, donde la tensión  $V_s$  puede considerarse como una variable de perturbación, la cual puede influir adversamente en el

lazo de regulación. Tomando en cuenta el control PWM y el controlador PI podemos representar en diagrama a bloques al control de corrientes junto con la compensación de la variable de perturbación, como se muestra en la Fig. 2.10 [27, 28].



**Fig. 2.10** Diagrama a bloques del control de corriente con compensación de la variable de perturbación.

La perturbación se puede precompensar y anular casi por completo su influencia. Si la constante de tiempo  $T_{cm}$  de la modulación PWM es pequeña se tienen resultados bastante satisfactorios.

Este criterio de precompensación es conveniente, ya que el seguimiento de señales sinusoidales puede dar lugar a desfases importantes con respecto a la señal de referencia, por lo tanto teniendo un efecto adverso en la compensación de ST4H.

Por otra parte, el compensador paralelo inyecta corrientes a la red eléctrica, las cuales se sintetizan a partir de corrientes de referencia. Las corrientes de referencia se generan a partir de algoritmos tales como los derivados a partir de la teoría  $pq$ , la cual se abordará a continuación.

## 2.6 Estimación de las corrientes de compensación empleando la teoría $pq$ .

La teoría  $pq$  también conocida como “Teoría de potencias instantáneas real e imaginaria” o “Teoría de potencias instantáneas activa y reactiva” fue propuesta por Akagi, e inicialmente desarrollada para ST3H con solo una breve mención de sistemas con cable de neutro, después fue extendida para emplearse en ST4H [21]. Esta teoría es la base para el cálculo de las corrientes de compensación en este trabajo de tesis.

La teoría  $pq$  se basa en la transformación  $\alpha\beta 0$  o transformación de Clarke, en donde las variables de tensión  $v_a$ ,  $v_b$  y  $v_c$  en coordenadas de fases  $abc$  se transforman a un sistema  $v_\alpha$ ,  $v_\beta$  y  $v_0$ , en un sistema de coordenadas  $\alpha\beta 0$ . La transformación está dada por

$$\begin{bmatrix} v_0 \\ v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} \quad (2.3)$$

y su inversa por

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & 1 & 0 \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_0 \\ v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} \quad (2.4)$$

Ecuaciones similares son empleadas para las corrientes. Una ventaja de aplicar la transformación  $\alpha\beta 0$  es la de separar la secuencia cero de las componentes de fase  $abc$ ,

por lo que en sistemas trifásicos balanceados se pueden hacer simplificaciones, ya que no se tiene corriente ni voltaje de secuencia cero quedando en un marco  $\alpha\beta$ .

Las potencias instantáneas definidas en la teoría  $pq$  son: la potencia instantánea de secuencia cero  $p_0$ , potencia activa instantánea (o real)  $p$  y la potencia reactiva instantánea (o imaginaria)  $q$ . Las cuales son representadas matricialmente como

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

La potencia activa instantánea trifásica está dada por

$$p_{3\phi} = v_a i_a + v_b i_b + v_c i_c = v_\alpha i_\alpha + v_\beta i_\beta + v_0 i_0 = p + p_0 \quad (2.6)$$

donde vemos que se puede expresar en coordenadas  $abc$  y  $\alpha\beta 0$ , además nos muestra que la potencia activa instantánea es igual a la suma de la potencia real y la potencia de secuencia cero.

De manera similar la potencia reactiva instantánea está dada por

$$q = \frac{1}{\sqrt{3}} [(v_a - v_b) i_c + (v_b - v_c) i_a + (v_c - v_a) i_b] = \frac{1}{\sqrt{3}} (v_{ab} i_c + v_{bc} i_a + v_{ca} i_b) \quad (2.7)$$

En los ST4H el voltaje y la corriente de secuencia cero estarán presentes, por esto, las tres corrientes de línea son independientes, es decir, habrá desbalances en las fases. En los ST3H se puede omitir esta secuencia, por lo que una forma de introducir la teoría  $pq$  es haciéndolo en ST3H y después aplicarla a ST4H. Entonces, partiendo del concepto de potencia instantánea compleja

$$\mathbf{s} = \mathbf{e} \cdot \mathbf{i}^* = (v_\alpha + jv_\beta)(i_\alpha - ji_\beta) = (v_\alpha i_\alpha + v_\beta i_\beta) + j(v_\beta i_\alpha - v_\alpha i_\beta) \quad (2.8)$$

donde los términos de la derecha son las potencias instantáneas activas y reactivas respectivamente.

Formamos la matriz

$$\begin{bmatrix} p \\ q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_\alpha & v_\beta \\ v_\beta & -v_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \quad (2.9)$$

donde es posible calcular las potencias a partir de los voltajes y corrientes instantáneos. La diferencia con (2.5) es que  $p_0 = 0$ , por ser un sistema de 3 hilos.

Despejando (2.9), se pueden expresar las corrientes en términos de voltajes y potencias instantáneas:

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \frac{1}{v_\alpha^2 + v_\beta^2} \begin{bmatrix} v_\alpha & v_\beta \\ v_\beta & -v_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} p \\ q \end{bmatrix} \quad (2.10)$$

Para un ST4H  $p_0$ , puede ser diferente de cero, por lo que tendremos la participación de todas las potencias instantáneas vistas en (2.5): potencia instantánea real, imaginaria y de secuencia cero, que a su vez están compuestas por dos componentes, una potencia promedio y otra potencia que es oscilatoria:

$$\text{Potencia Real} \quad p = \bar{p} + \tilde{p} \quad (2.11)$$

$$\text{Potencia Imaginaria:} \quad q = \bar{q} + \tilde{q} \quad (2.12)$$

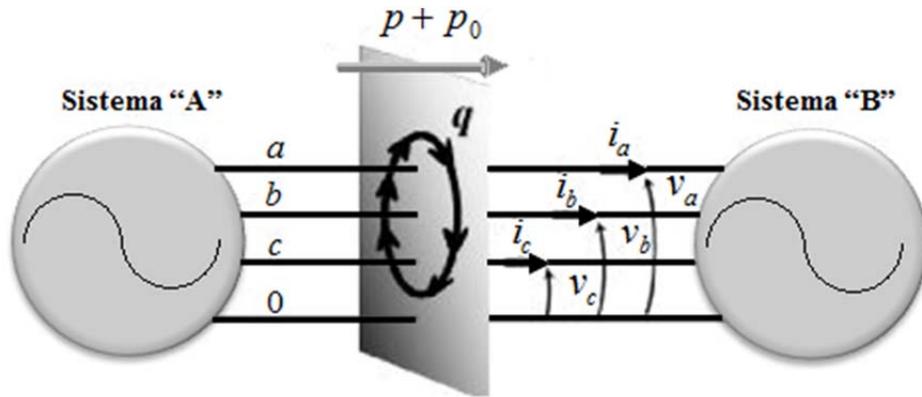
$$\text{Potencia Secuencia cero:} \quad p_0 = \bar{p}_0 + \tilde{p}_0 \quad (2.13)$$

Potencia      Potencia  
Promedio      Oscilatoria

El significado de cada potencia en el sistema eléctrico, como se menciona en [29], es:

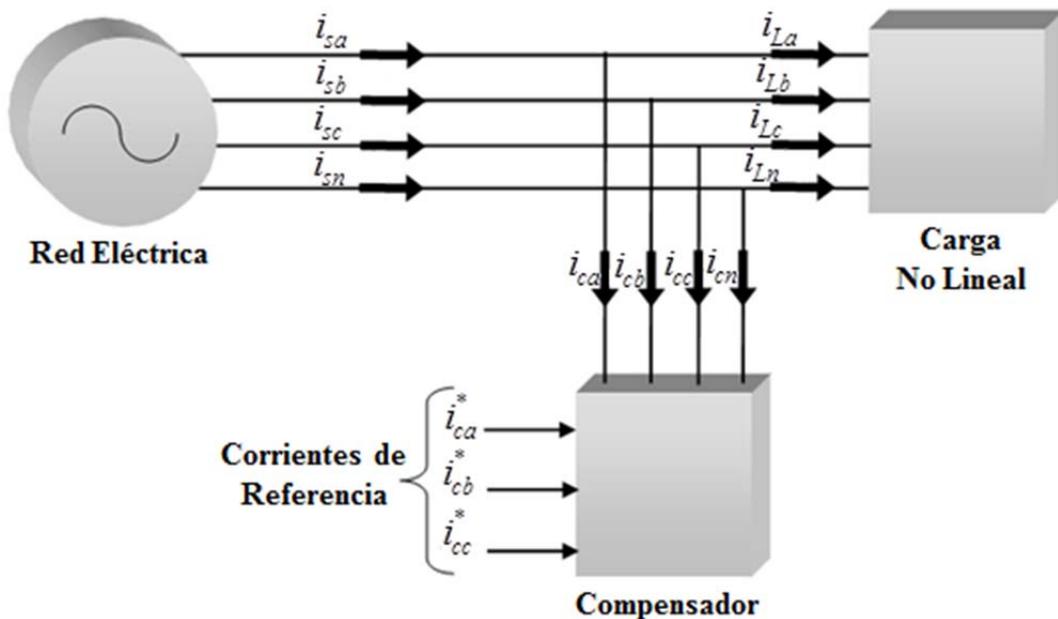
- $\bar{p}$  es la componente de potencia activa instantánea promedio que representa el flujo de energía por unidad de tiempo en una sola dirección (de la fuente a la carga).
- $\tilde{p}$  es la componente de potencia activa instantánea oscilatoria que representa el flujo de energía oscilatoria por unidad de tiempo intercambiado entre dos subsistemas, la cual tiene un valor promedio de cero.
- $\bar{q}$  es la componente de potencia reactiva instantánea promedio que representa a la potencia reactiva convencional y no contribuye a la energía transferida en dos subsistemas.
- $\tilde{q}$  es la componente de potencia reactiva instantánea oscilatoria que representa la potencia intercambiada entre las fases sin transferencia de energía entre la fuente y la carga.
- $\bar{p}_0$  es la componente de potencia instantánea de secuencia cero promedio que corresponde a la energía por unidad de tiempo que es transferida de la fuente a la carga a través de los componentes de secuencia cero de voltaje y de corriente.
- $\tilde{p}_0$  es la componente de potencia instantánea de secuencia cero oscilatoria que representa el flujo de energía por unidad de tiempo intercambiada entre la fuente y la carga a través de los componentes de secuencia cero de voltaje y de corriente.

Las potencias instantáneas las podemos conceptualizar en la Fig. 2.11, donde las potencias activa y de secuencia cero representan el flujo de energía total por unidad de tiempo y la potencia reactiva es la energía intercambiada entre fases sin transferencia de energía entre los sistemas.



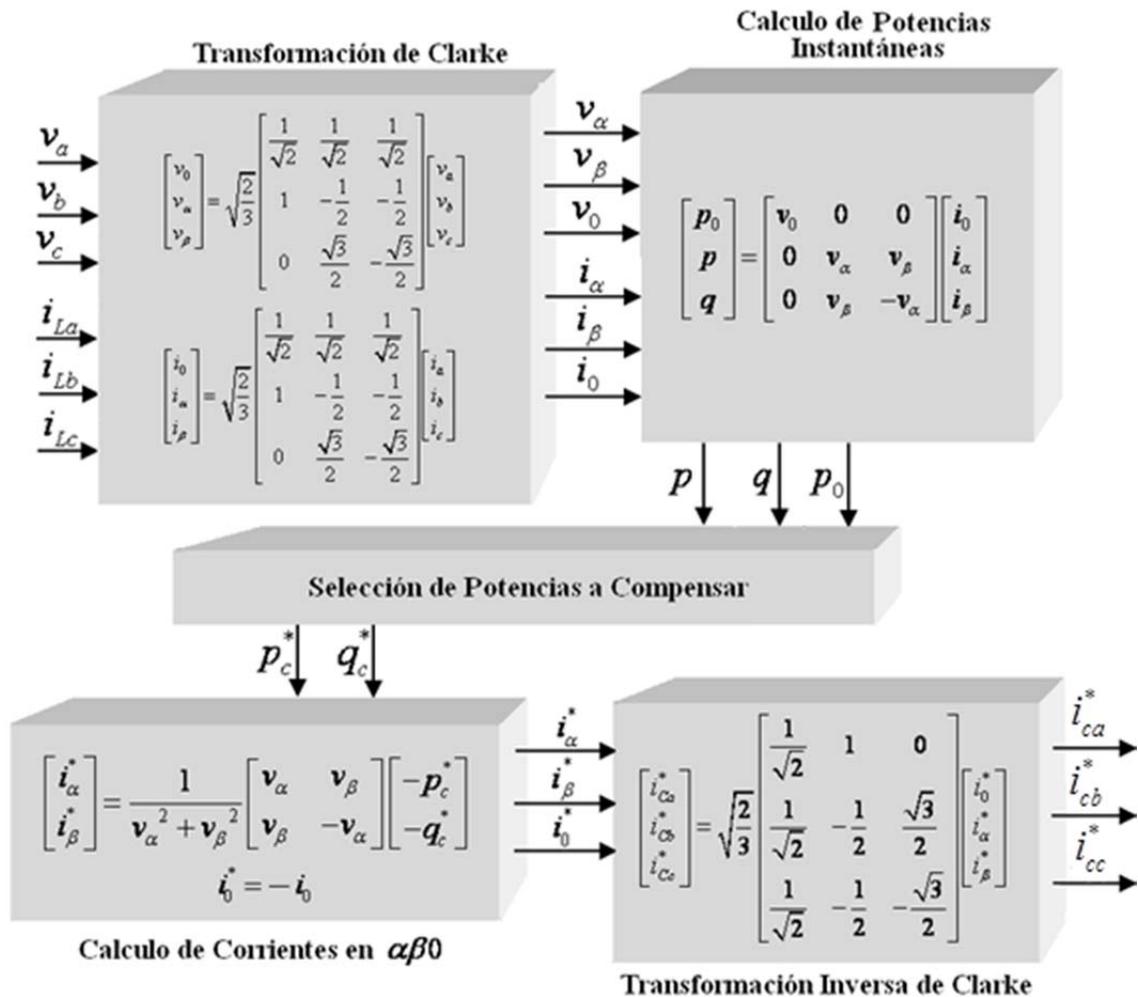
**Fig. 2.11** Interpretación física de las potencias instantáneas definidas en el marco  $\alpha\beta 0$ .

En la Fig. 2.12 se muestra una idea básica de la compensación en paralelo, donde una fuente, que representa a la red eléctrica, alimenta a una carga no lineal y está siendo compensada por un convertidor paralelo. Se puede asumir al compensador como una fuente trifásica de corriente controlada que puede inyectar un conjunto de corrientes a partir de las corrientes de referencia  $i_{ca}^*$ ,  $i_{cb}^*$  e  $i_{cc}^*$ .



**Fig. 2.12** Principio básico de la compensación en paralelo de corriente.

En la Fig. 2.13 se muestra el esquema conceptual para el cálculo de las corrientes de compensación. A partir de los voltajes y corrientes instantáneas se calculan las potencias instantáneas, entonces se eligen las potencias que se van a compensar en la carga y se representan como  $p_c^*$  y  $q_c^*$ . Por último se calculan las corrientes de compensación  $i_{ca}^*$ ,  $i_{cb}^*$  e  $i_{cc}^*$ .



**Fig. 2.13** Esquema conceptual del método para la estimación de las corrientes de referencia en la compensación de ST4H

Las ventajas de emplear la teoría  $pq$  son que los cálculos son simplificados a sólo operaciones algebraicas y trata a los sistemas trifásicos como unidad y no como tres sistemas monofásicos, puede ser aplicada a sistemas de 3 o 4 hilos, es válida en estado estable u operación transitoria y trabaja las formas de ondas en su estado natural.

## 2.7 Conclusión preliminar

En este capítulo se presentaron los ST4H y sus características. También se ve la necesidad de compensación en los ST4H, para esto se vieron diferentes medios de compensación estática y los controles asociados para tener una compensación en la red eléctrica. Las problemáticas más comunes y de gran severidad encontradas en los sistemas eléctricos de distribución son presencia de corrientes armónicas, bajo factor de potencia y cargas desbalanceadas. De lo descrito en este capítulo se concluye lo siguiente:

- Es mejor utilizar sistemas trifásicos con neutro cuando se tienen cargas desbalanceadas, dado a que se pueden evitar problemas como desplazamientos de voltajes. En caso de no emplear neutro, un desplazamiento de voltaje puede generar efectos adversos a los dispositivos conectados al sistema.
- De los medios de compensación estáticos expuestos, se tienen mejores resultados en la forma de onda de salida por parte de los convertidores multinivel.
- Es posible adaptar fácilmente la modulación PWM sinusoidal para el disparo de los semiconductores en topologías multinivel. Las señales portadoras aumentan en igual número que los niveles empleados por el convertidor.
- Debido a que la tensión de la red eléctrica se presenta como una variable de perturbación, se decide utilizar un esquema de precompensación (feedforward) para mejorar el desempeño de un controlador PI, logrando dar el seguimiento a referencias variantes en el tiempo.
- Al emplear la teoría  $pq$  se simplifica el diseño e implementación del control de corriente usado en el convertidor, debido a que se trabaja en un marco de referencia estacionario, los cálculos son simplificados a operaciones algebraicas y se tratan por separados la corriente y el voltaje de secuencia cero.

# Capítulo 3

## Compensador estático multinivel tipo CHB

En este capítulo se describe la estructura básica de un convertidor multinivel tipo CHB y su funcionamiento. Se analiza la dinámica interna del convertidor y se propone una estrategia de control que de balance a las tensiones de los condensadores en el convertidor. Se describe la técnica propuesta y se prueba en simulación.

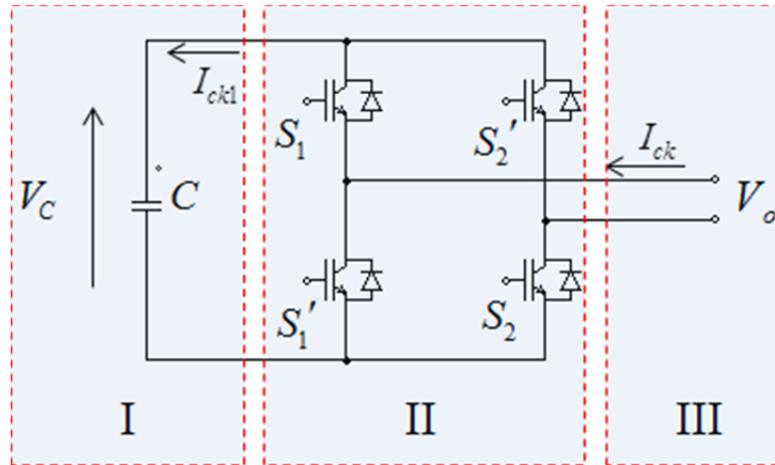
### 3.1 Introducción

En el capítulo anterior se explicó la conveniencia de compensar los ST4H y se mostraron las diferentes topologías de inversores utilizados para tratar esta problemática. Como se mencionó, la topología multinivel de puentes H en cascada (CHB) es la más sencilla de las estructuras multinivel y su control es más flexible y simple, además de que su estructura modular permite aumentar el número de niveles fácilmente.

En este trabajo se ha seleccionado la estructura CHB para aplicarla a la compensación de una red eléctrica de 4 hilos, a continuación se presentará su estructura básica y se detallará su funcionamiento. Se hace énfasis en la dinámica interna del convertidor, ya que la tensión de los condensadores en el lado de CD de los inversores es esencial para el buen funcionamiento del sistema. Basándonos en el análisis realizado, se propone un control para la regulación de las tensiones en los condensadores para dicha topología multinivel. Este control se describirá de manera detallada y se probará por medio de simulaciones numéricas.

### 3.2 Estructura básica del convertidor estático multinivel tipo CHB

El convertidor multinivel CHB está formado por puentes H (PH) conectados en serie (o en cascada), cada PH es un arreglo de 4 interruptores asociados en dos brazos y conectados a un condensador en el lado de CD, como se muestra en la Fig. 3.1. Este esquema es conocido como un inversor de dos niveles monofásico de puente completo.



**Fig. 3.1.** Puente H y sus partes.

La estructura del inversor o PH se puede dividir en tres partes: I) parte de CD, II) parte semiconductor y III) parte de CA. A continuación se explica cada una de ellas:

- I. La parte de CD consta de un condensador precargado a cierta tensión, lo cual asegura el voltaje a la salida del inversor.
- II. La parte semiconductor está formada por cuatro elementos semiconductores, los cuales deben de ser controlados de manera complementaria en cada rama, es decir, cuando  $S_1$  esta encendido  $S_1'$  está apagado. Por medio de esta parte es posible hacer la conversión de CD a CA.
- III. La parte de CA es la salida del inversor, en donde se tiene ya una forma de onda de tensión de CA.

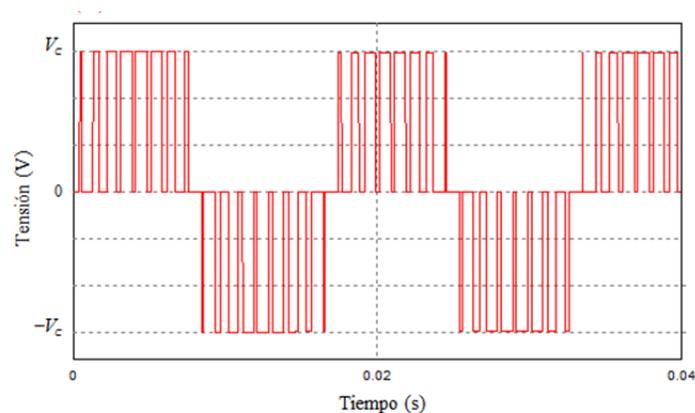
Para aplicaciones donde no existe intercambio de energía entre el lado de CD y CA del convertidor (el valor promedio del flujo de energía es nulo) sólo se requiere de un condensador; si es necesario intercambiar energía en un sentido o en otro, se requiere entonces de un elemento con capacidad de almacenar o suministrar una energía con valor promedio diferente de cero.

Los valores de tensión a la salida del inversor pueden ser  $V_C$ , 0 y  $-V_C$  dependiendo del estado de los interruptores del inversor. En la Tabla 3.1 podemos apreciar los estados de conmutación posibles y el valor de la tensión a la salida del inversor. Donde  $S_x$  es el interruptor y sus estados pueden ser 1 encendido (en conducción) y 0 apagado (no conducción).

**Tabla 3.1.** Estados de conmutación y tensión de salida para el inversor puente H.

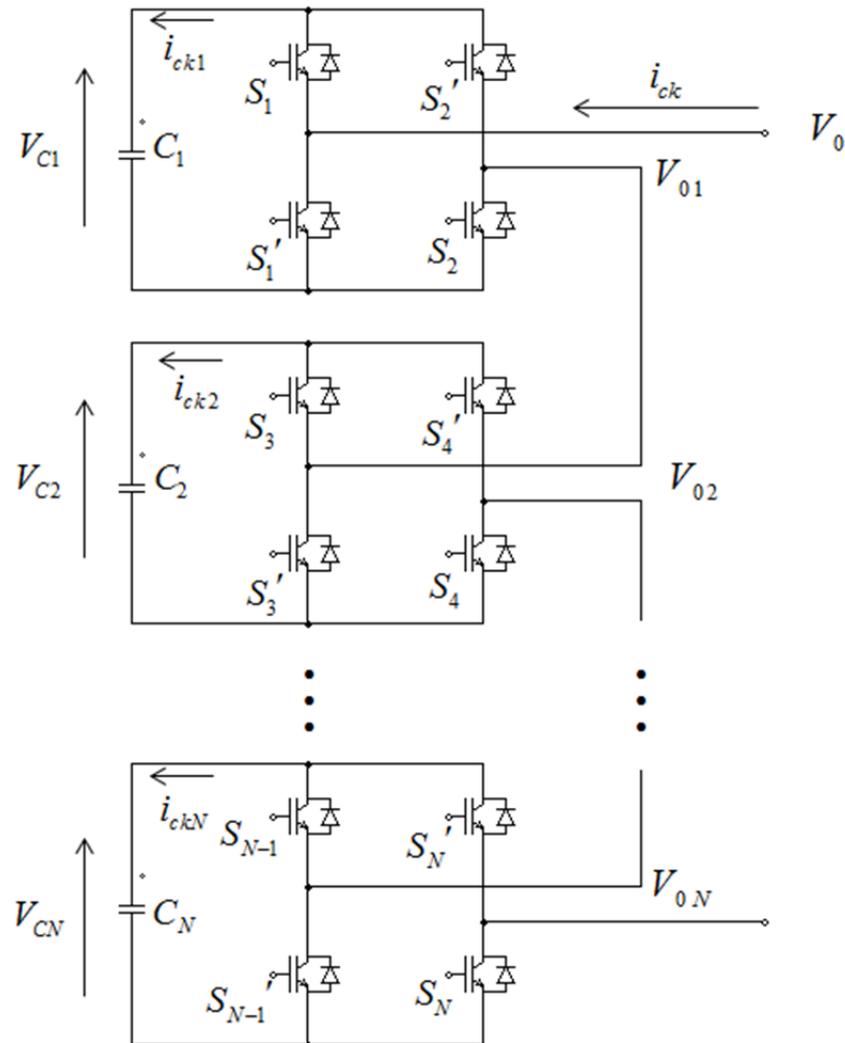
Estados de Conmutación				Salida
$S_1$	$S_2$	$S_1'$	$S_2'$	$V_0$
0	0	1	1	$-V_C$
0	1	1	0	0
1	0	0	1	0
1	1	0	0	$+V_C$

La Fig. 3.2 muestra un ejemplo de la forma de onda a la salida del inversor PH donde se ven los posibles valores que puede tomar la tensión de salida.



**Fig. 3.2.** Tensión a la salida del inversor PH.

Como se mencionó anteriormente el inversor multinivel CHB está formado por PH en serie y se tienen  $N + 1$  niveles por  $N$  número de puentes en serie empleados. Esta configuración se muestra en la Fig. 3.3.



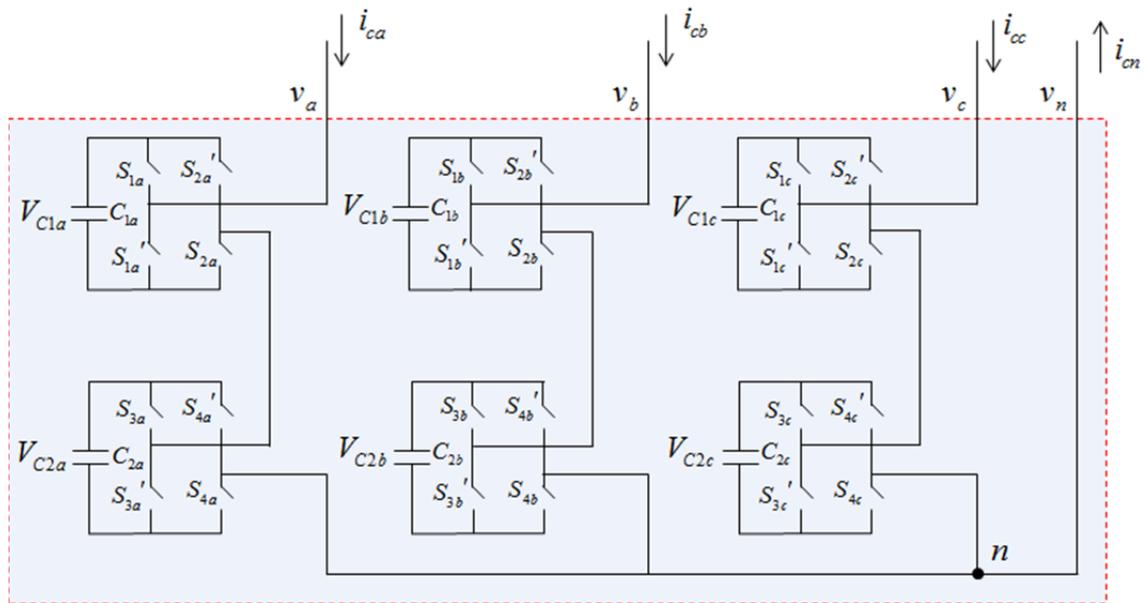
**Fig. 3.3.** Inversor monofásico multinivel tipo CHB.

La tensión de salida  $V_0$  puede expresarse como la suma algebraica de las tensiones de salida de cada PH. Por ejemplo, para 5 niveles se emplean 4 PH y la tensión a la salida del inversor multinivel es  $V_0 = V_{H1} + V_{H2} + V_{H3} + V_{H4}$ . La tensión a la salida de inversor multinivel, en su forma compacta, está dada por

$$V_0 = \sum_{m=1}^N V_{Hm} \quad (3.1)$$

donde  $V_{Hm} \in \{V_C, -V_C, 0\}$ .

Si bien, lo anterior nos explica el funcionamiento de una fase del inversor multinivel CHB, para el caso trifásico se tendrán tres estructuras monofásicas conectadas en estrella, dejando un punto en común para la conexión del neutro, esto lo podemos ver en la Fig. 3.4.



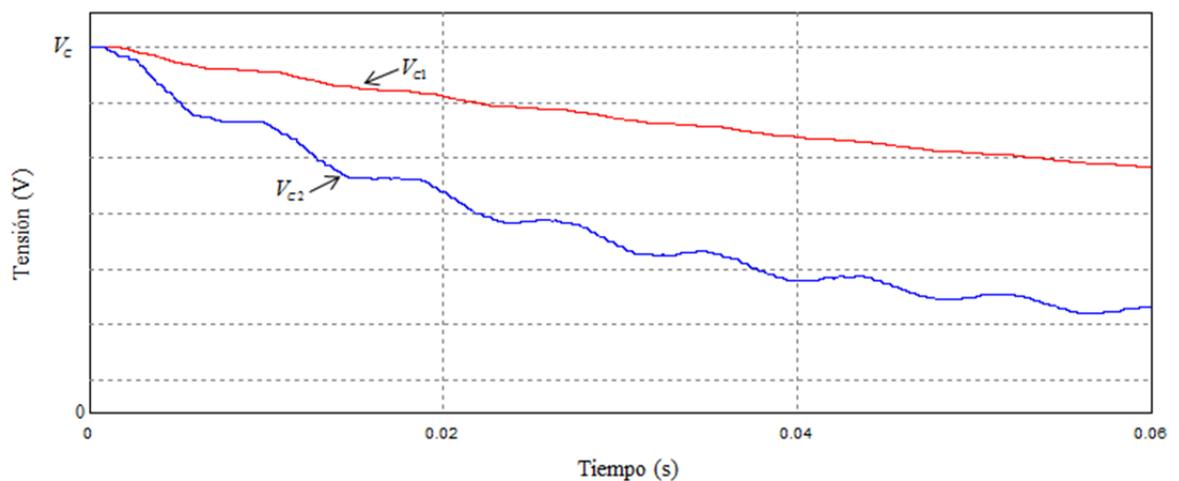
**Fig. 3.4.** Inversor trifásico multinivel tipo CHB en 3 niveles.

Para la configuración trifásica, las tensiones de CA a la salida del inversor ( $V_a$ ,  $V_b$ ,  $V_c$ ), al igual que las corrientes ( $i_{ca}$ ,  $i_{cb}$ ,  $i_{cc}$ ), están desfasadas  $120^\circ$  entre ellas. Por otra parte, la dinámica interna de cada fase del inversor se puede analizar independientemente, lo cual simplifica dicho análisis.

Como puede verse las tensiones de CD de cada puente se encuentran aisladas, es decir, son independientes y la importancia de que estas se encuentren balanceadas se tratará en la siguiente sección.

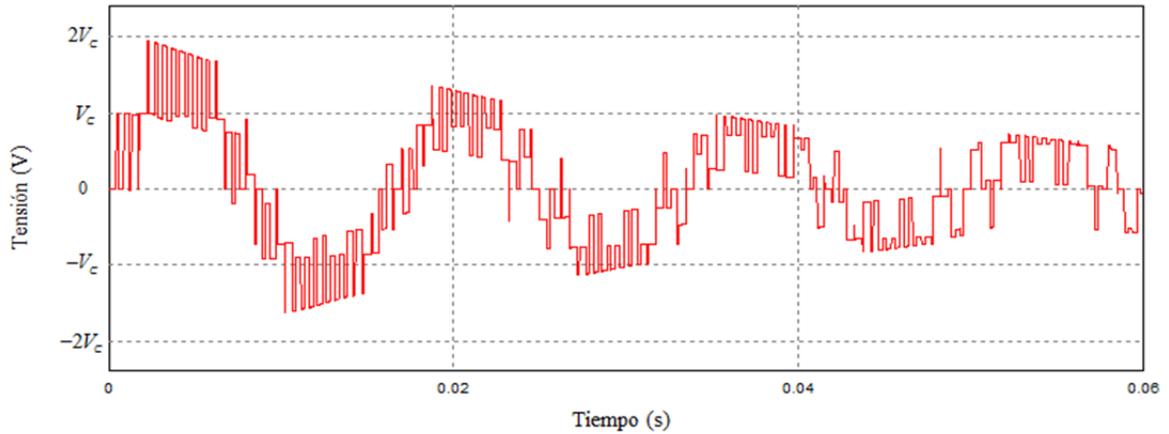
### 3.3 Efectos del desbalance de las tensiones de los condensadores en el funcionamiento del inversor CHB

En la sección anterior se vio que los niveles discretos del inversor multinivel CHB están determinados por las tensiones en los condensadores de cada PH. Independientemente de la aplicación que se le vaya a dar al convertidor, se debe de asegurar que dichas tensiones estén balanceadas y evitar que pudiese tener desviaciones importantes de su valor nominal de trabajo. En la Fig. 3.5 podemos ver la evolución de la tensión de los condensadores de un inversor multinivel CHB de tres niveles presentando dichas desviaciones. Se observa que ambas tensiones ( $V_{C1}$  y  $V_{C2}$ ) disminuyen rápidamente en un periodo de tiempo muy corto.



**Fig. 3.5.** *Dinámica de la tensión de los condensadores en un inversor CHB de tres niveles.*

Esta dinámica tiene como consecuencia la pérdida de definición de los niveles de tensión a la salida del inversor, lo cual ocasiona desde un deterioro de la calidad de la forma de onda de salida hasta la pérdida de operación del convertidor o incluso su daño permanente. En la Fig. 3.6 se muestra la tensión de salida en el inversor cuando se tiene una desviación importante en la tensión de los condensadores. Se aprecia claramente la pérdida de definición de la forma de onda de tres niveles conforme pasa el tiempo.



**Fig. 3.6.** Tensión de salida del inversor reflejando el desbalance de la tensión de los condensadores.

Lo anterior pone en evidencia la importancia de mantener la tensión de CD equilibrada para un correcto funcionamiento del inversor. Así, es necesario desarrollar una técnica para la regulación de las tensiones de los condensadores para asegurar el correcto funcionamiento del inversor.

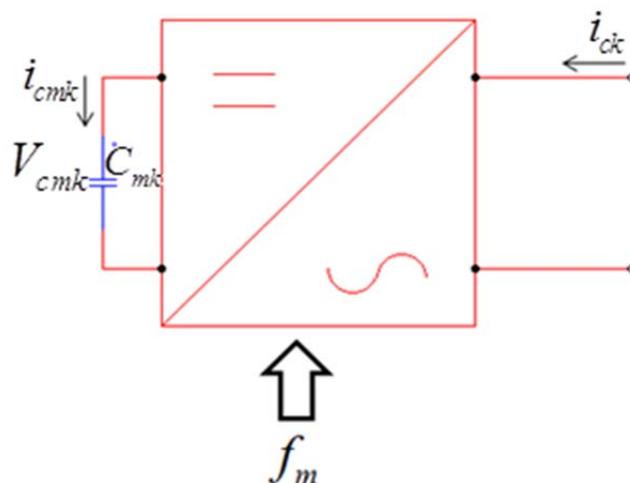
### 3.4 Dinámica de tensión de los condensadores del inversor multinivel CHB

La dinámica de la tensión de los condensadores está determinada por la corriente que circula a través de esos. En un PH la corriente a través de un condensador depende de las señales de control aplicadas al inversor y de la corriente de salida del inversor, como se muestra en la Fig. 3.7. Para una tensión de salida sinusoidal de tipo PWM se puede definir una función de modulación  $f_m$  que representa a la señal modulante

$$f_m = m \sin \omega t \quad (3.2)$$

donde  $m$  es el índice de modulación. Además, se considera una corriente de salida,  $i_{ck}$ , sinusoidal, definida por

$$i_{ck} = i_{max} \sin(\omega t - \phi) \quad (3.3)$$



**Fig. 3.7** Variables que determinan la corriente del condensador  $i_{cmk}$  en un PH.

La corriente promedio que circula por el condensador de cada PH puede aproximarse por el producto de (3.2) y (3.3), de forma que la corriente que circula por el condensador  $C_{mk}$ ,  $i_{cmk}$ , está dada por

$$i_{cmk} = i_{ck} \cdot f_m$$

$$i_{cmk} = \frac{\omega i_{max}}{2} [\cos \phi - \cos(2\omega t - \phi)] \quad (3.4)$$

Por otra parte, la evolución de la tensión en los condensadores está determinada por

$$V_{cmk} = \frac{1}{C_{mk}} \int_{-\infty}^t i_{cmk} dt \quad (3.5)$$

donde:

$V_{cmk}$  : es la tensión del condensador  $m$  de la fase  $k$

$C_{mk}$  : es la capacitancia del condensador  $m$  de la fase  $k$

$i_{cmk}$  : es la corriente a través del condensador  $m$  de la fase  $k$

$t$  : es el tiempo

Al sustituir (3.4) en (3.5) obtenemos la evolución del voltaje en un condensador del PH:

$$V_{cmk} = V_0 + \frac{1}{C_{mk}} \int_0^t \frac{\omega i_{max}}{2} [\cos \phi - \cos(2\omega t - \phi)] dt \quad (3.6)$$

Completando la integral para el segundo término, de forma que para  $\theta = 2\omega t - \phi$  se tiene  $dt = d\theta/2\omega$ . Se resuelve hasta llegar a (3.7)

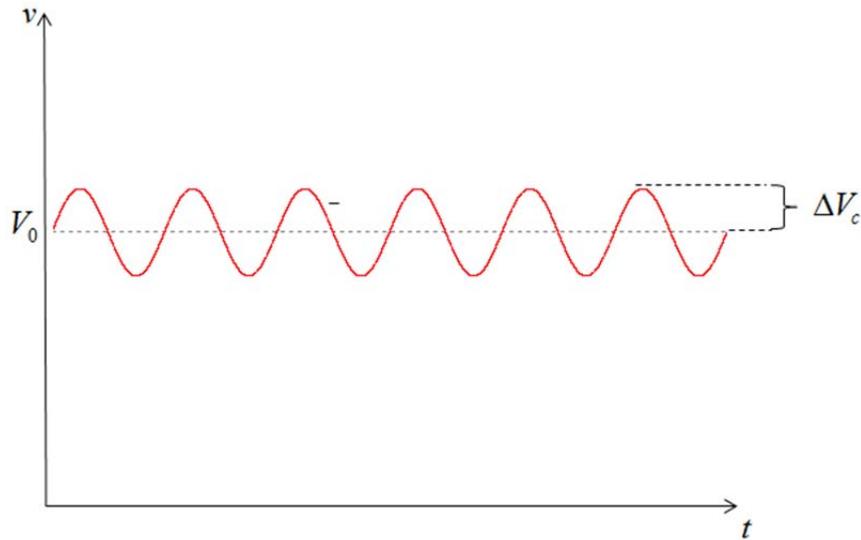
$$V_{cmk} = V_0 + \frac{\omega i_{max}}{2C_{mk}} \int_0^t \cos \phi dt - \frac{\omega i_{max}}{2C_{mk}} \int_0^t \cos \theta \frac{d\theta}{2\omega}$$

$$V_{cmk} = V_0 + \frac{\omega i_{max}}{2C_{mk}} \cos \phi \cdot t - \frac{\omega i_{max}}{4\omega C_{mk}} \sin(2\omega t - \phi) \quad (3.7)$$

Para aplicaciones de compensación de reactivos, la corriente  $i_{ck}$  tiene un ángulo  $\phi = 90^\circ$ , por lo tanto, de (3.7) se tiene que la contribución a la evolución promedio de la tensión de los condensadores será nula. Si analizamos el tercer término, es claro que la contribución promedio a la evolución de los condensadores es igualmente nula, pero en este caso habrá una ondulación o rizo alrededor de un valor promedio. Este término tiene un comportamiento oscilatorio con una frecuencia del doble de la frecuencia fundamental, como se muestra

$$\Delta V_{cmk} = -\frac{\omega i_{max}}{4\omega C_{mk}} \sin(2\omega t - \phi) \quad (3.8)$$

En la Fig. 3.8 se muestra gráficamente el significado de (3.8).



**Fig. 3.8** Dinámica de tensión en el condensador de un PH, con una corriente controlada.

Con (3.8) se puede calcular el rizo de tensión que hay en los condensadores, lo cual nos sirve para limitar la variación de tensión mediante el dimensionamiento de los condensadores a partir de un valor de rizo de tensión deseado, esto se logra calculando el valor requerido de la capacitancia

$$C_{mk} = -\frac{\omega i_{max}}{4\omega \Delta V_{cmk}} \quad (3.9)$$

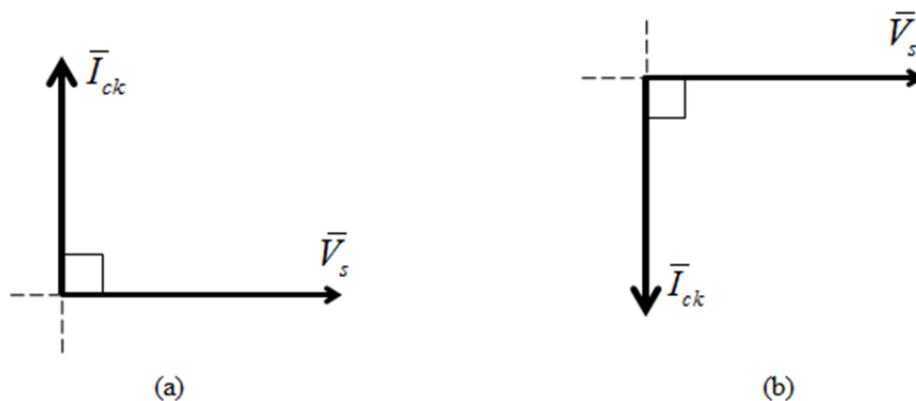
De esta forma tenemos que para un rizo de tensión pequeño es necesario un capacitor con valor de capacitancia grande, de igual forma con una capacitor de valor de capacitancia pequeña se obtiene un rizo de tensión grande.

Por otra parte, la evolución neta de la tensión de los condensadores está directamente relacionada con el intercambio de energía con la red. En particular, el flujo de potencia

activa será la componente que provoque una evolución promedio no nula en la tensión de los condensadores de los PH de inversor multinivel. Si sólo existe un intercambio de potencia reactiva, no se producirá una variación en la tensión media de los condensadores, pero en el caso de que haya un intercambio de potencia activa se producirá un flujo neto de energía a través de los condensadores provocando un incremento o decremento de la tensión en estos. A continuación se explicará el efecto del intercambio de energía que hay entre el convertidor y un ST4H.

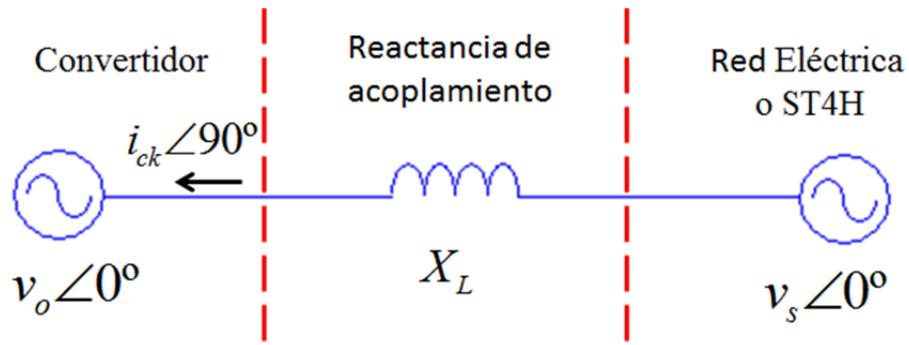
### 3.5 Intercambio de energía entre el convertidor CHB y un ST4H

En aplicaciones de compensación de reactivos, el intercambio de potencia reactiva entre el convertidor CHB y un ST4H no produce una variación en la tensión media de los condensadores. En la Fig. 3.9(a) se tiene una corriente reactiva capacitiva, la cual se produce al entregar potencia reactiva al ST4H y en la Fig. 3.9(b) se tiene una corriente reactiva inductiva, debido a que se absorbe potencia reactiva del ST4H. En este trabajo, nos enfocaremos a la corriente capacitiva, presentada en la Fig. 3.9(a).



**Fig. 3.9** Corrientes reactivas producidas por el inversor: (a) capacitiva y (b) inductiva.

En la Fig. 3.10 suponemos que por medio del inversor se compensa potencia reactiva en la red eléctrica y que el acoplamiento entre el inversor y el ST4H se hace por medio de una reactancia de acoplamiento. Entonces, el convertidor genera potencia reactiva por lo que  $\bar{I}_{ck}$  está adelantada  $90^\circ$  de  $\bar{V}_s$ , es decir, hay una corriente capacitiva.



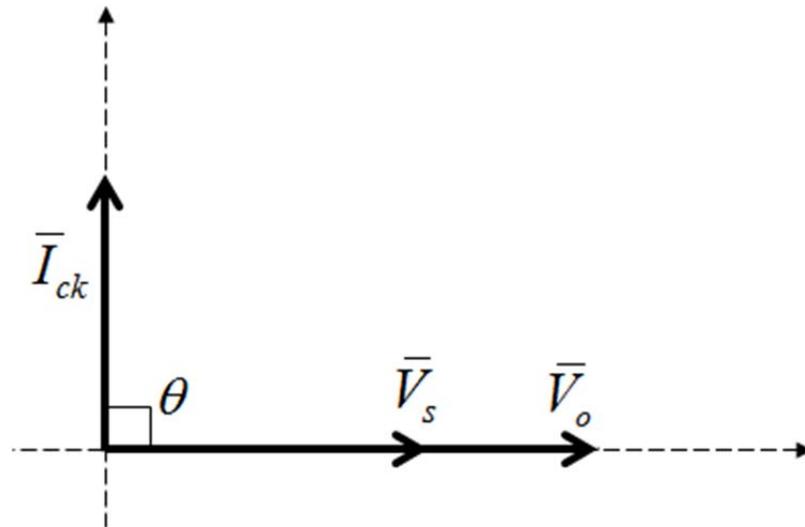
**Fig. 3.10** Diagrama unifilar de un convertidor acoplado a un ST4H por medio de una reactancia.

En la Fig. 3.11 podemos ver la representación fasorial del inversor CHB y el ST4H en condiciones ideales, esto es, sin desbalances en la tensión de salida del inversor. Las potencias activa y reactiva que entrega el inversor al ST4H están dadas por

$$P_o = V_o I_{ck} \cos \theta = 0 \quad (3.10)$$

$$Q_o = V_o I_{ck} \sin \theta = V_o I_{ck} \quad (3.11)$$

donde  $\theta = 90^\circ$ .



**Fig. 3.11** Representación fasorial del inversor acoplado al ST4H en condiciones ideales.

De forma análoga las potencias que el ST4H absorbe del inversor son:

$$P_s = V_s I_{ck} \cos \theta = 0 \quad (3.12)$$

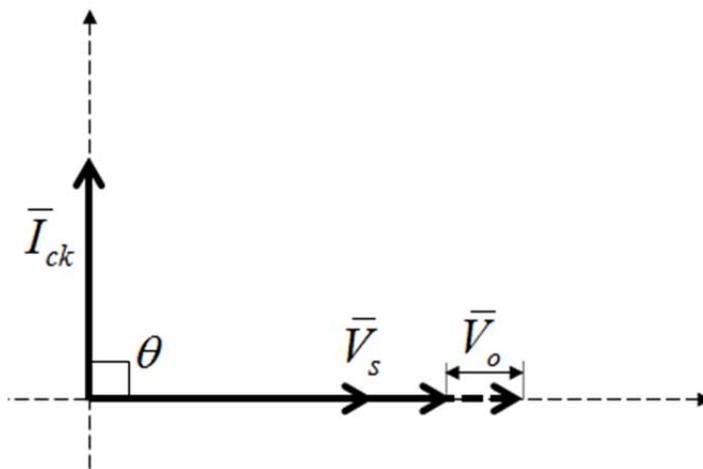
$$Q_s = V_s I_{ck} \sin \theta = V_s I_{ck} \quad (3.13)$$

De esta forma, la compensación de reactivos implica que la potencia activa en el inversor y en la red eléctrica es cero

$$P_o = P_s = 0 \quad (3.14)$$

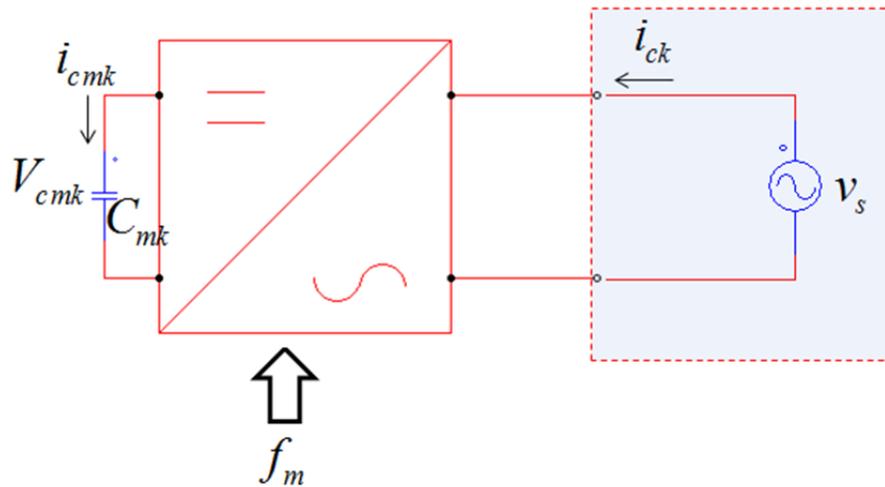
Bajo estas condiciones sólo queda el intercambio de potencia reactiva en el sistema. Si hubiera alguna potencia activa presente produciría una evolución en la tensión promedio de los condensadores, lo cual a su vez sería reflejado directamente en la forma de onda de salida del inversor.

En condiciones normales de operación, los inversores pueden tener variaciones en la tensión del lado de CD, ocasionadas por pérdidas de conmutación o por efectos transitorios. Gráficamente, podemos apreciar en la Fig. 3.12 estos efectos de pérdidas, donde  $\bar{V}_o$  cambia su magnitud debido a las variaciones de tensión de los condensadores, lo cual provoca los efectos mencionados en la Sección 3.3.



**Fig. 3.12** Representación fasorial del inversor acoplado a la red eléctrica en condiciones normales de operación.

Ante un desbalance en las tensiones de los condensadores se deberá intercambiar la energía necesaria entre el convertidor CHB y el ST4H para mantener un balance en las tensiones de los condensadores. Tomando en cuenta el lado de CA de la Fig. 3.13, y considerando que el convertidor opera sin pérdidas, se sabe que la energía entregada o absorbida por la fuente de CA, deberá ser igual a la energía absorbida o entregada por la fuente de CD (el condensador).



**Fig. 3.13** Compensador tipo CHB acoplado a la red eléctrica.

Tomando en cuenta las expresiones de potencia en los lados de CA y CD, se puede estudiar el intercambio de energía en el sistema.

El voltaje en la fuente de CA se representa por  $v_s$  y está definido por

$$v_s = v_{max} \sin \omega t \quad (3.15)$$

donde  $v_{max}$  es el voltaje máximo. La corriente de compensación  $i_c$  se expresa por (3.3)

$$i_{ck} = i_{max} \sin(\omega t - \theta)$$

La potencia instantánea es obtenida del producto de (3.3) y (3.15)

$$p = v_s \cdot i_{ck} \quad (3.16)$$

Utilizando identidades trigonométricas, (3.16) se escribe como

$$p = \frac{v_{max} i_{max}}{2} [\cos \theta - \cos(2\omega t - \theta)] \quad (3.17)$$

En (3.17) se observa que la potencia instantánea oscila alrededor de un valor promedio dado por el primer término de la expresión, y que la frecuencia del segundo término es el doble de la frecuencia de la fuente. De aquí se deriva que el primer término es la potencia activa, la cual se define como el valor promedio alrededor del cual oscila la potencia instantánea.

Por definición, tenemos que la integral de la potencia es la energía, de forma que

$$w = \int_0^t p \, dt \quad (3.18)$$

Al sustituir (3.17) en (3.18) se obtiene la energía en la fuente:

$$w = \frac{v_{max} i_{max}}{2} \int_0^t [\cos \theta - \cos(2\omega t - \theta)] dt \quad (3.19)$$

Completando la integral para el segundo término, de forma que para  $\phi = 2\omega t - \theta$  se tiene  $dt = d\phi/2\omega$ , se resuelve hasta llegar a

$$w = \frac{v_{max} i_{max}}{2} \int_0^t \cos \theta dt - \frac{v_{max} i_{max}}{2} \int_0^t \cos \phi \frac{d\phi}{2\omega}$$

$$w = \frac{v_{max} i_{max}}{2} \cos \theta \cdot t - \frac{v_{max} i_{max}}{4\omega} \sin(2\omega t - \theta) \quad (3.20)$$

Como se mencionó anteriormente, en los PH se debe de tener la corriente  $i_c$  controlada con  $\theta = 90^\circ$ , por lo tanto, de (3.20) se tienen que el primer término es cero y el segundo término es una componente oscilatoria de la energía con valor promedio de cero. Por lo que al momento en que  $\theta$  es diferente de  $90^\circ$  se tiene un valor para el primer término y por lo tanto habrá intercambio de energía activa:

$$w = \frac{v_{max} i_{max}}{2} \cos \theta \cdot t \quad (3.21)$$

La energía expresada por (3.21) tendrá que ser absorbida o entregada por los condensadores de los puentes, lo cual provocará un aumento o decremento de la tensión en sus terminales.

Tomando en cuenta lo anterior, es posible usar el intercambio de energía activa entre la red eléctrica y el convertidor CHB para cargar o descargar los condensadores de cada PH y asegurar los niveles de tensión requeridos. En la siguiente sección se presenta una estrategia para la regulación de la tensión en los condensadores aplicando los principios tratados en esta sección.

### 3.6 Estrategia de control para la regulación de las tensiones en los condensadores del convertidor multinivel tipo CHB

El objetivo de la estrategia de control es asegurar el balance o regulación de la tensión en cada condensador de los PH que forman el convertidor multinivel tipo CHB. El principio de la estrategia es simple, un desbalance en la tensión de uno de los condensadores del inversor multinivel CHB se corregirá mediante la absorción o evacuación de energía de dicho condensador. Además, se hacen las siguientes suposiciones:

- La corriente circulante entre el inversor y la red eléctrica es controlada (magnitud y ángulo).

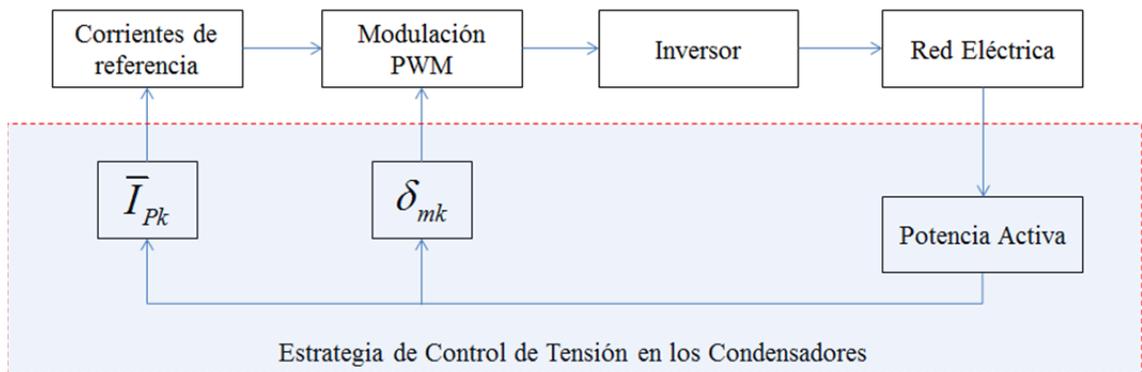
- Cada PH que compone el inversor multinivel CHB está controlado individualmente por un control de tipo PWM.

La estrategia de control deberá ser capaz de mantener equilibradas cada una de las tensiones individuales de los PH. Mientras que por otro lado, el sistema de control global deberá de asegurar el control de las corrientes requeridas para la compensación de la red eléctrica.

A continuación se explica la estrategia para la regulación de las tensiones, primero se explica su concepción y después se dan detalles de cómo es implementada dicha estrategia.

### 3.6.1 Control de la tensión en los condensadores

El diagrama a bloques de la Fig. 3.15 muestra la forma en la que está estructurada la estrategia de control propuesta.



**Fig. 3.15** Diagrama a bloques del inversor y la estrategia de control acoplados a una red eléctrica o ST4H.

El principio de la estrategia de balance de las tensiones se puede explicar como sigue. Primeramente, se determina si existe un exceso o una falta de energía en los condensadores. Esto se verifica por la medición de las tensiones en cada uno de los condensadores. La tensión total nominal de referencia es igual a la suma de las tensiones

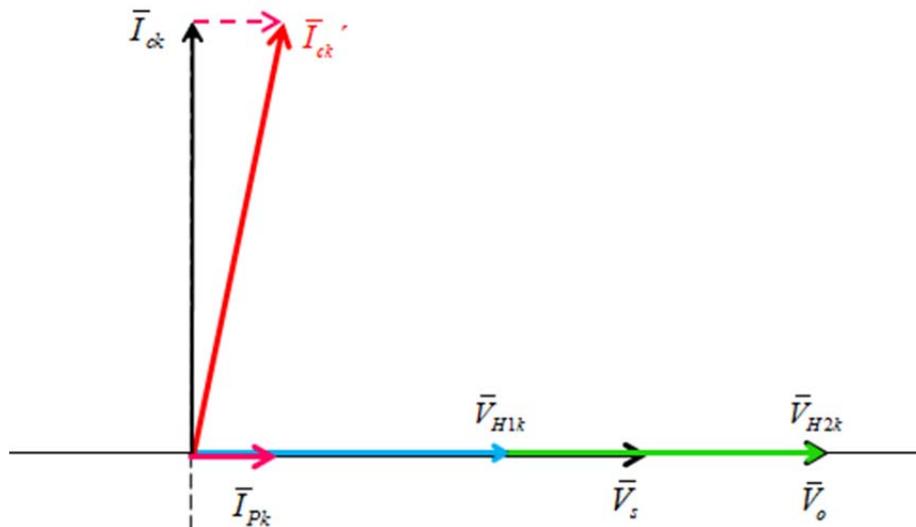
de referencia individuales de cada condensador. Con base en esto se determina si se debe inyectar energía de o hacia la red eléctrica. La cantidad de energía intercambiada con la red eléctrica queda determinada por una componente de corriente activa,  $\bar{I}_{Pk}$ , en fase con la tensión de la red, la cual se sumará a la componente de corriente de compensación. Por otra parte, para distribuir esta energía en los condensadores que haga falta, se modificará el ángulo de la modulante de cada uno de los puentes según sea necesario, por un valor  $\delta_{mk}$ .

Tomando como ejemplo al convertidor de 3 niveles tipo CHB, el fasor  $\bar{I}_{Pk}$  se sumará al fasor de corriente  $\bar{I}_{ck}$  dando un vector resultante,  $\bar{I}_{ck}'$ , como se muestra en la Fig. 3.16. Ahora, con  $\bar{I}_{ck}'$  ya es posible tener un intercambio de potencia activa entre el convertidor y la red eléctrica, de forma que

$$P_o = V_o I_{Pk} \quad (3.22)$$

$$P_s = V_s I_{Pk} \quad (3.23)$$

donde  $P_o$  representa la potencia activa que entrega el convertidor y  $P_s$  la potencia activa que absorbe el convertidor.

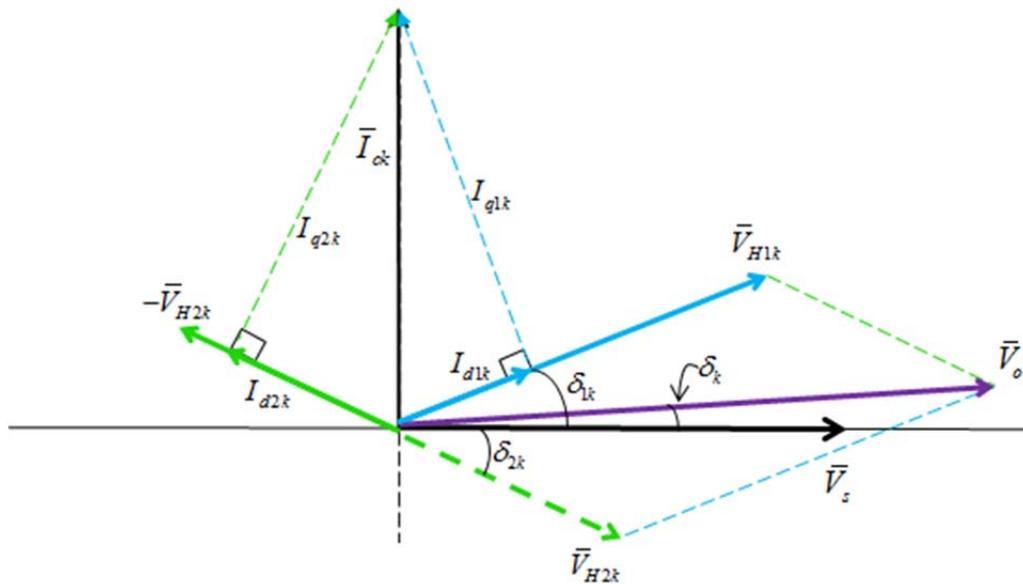


**Fig. 3.16** Representación fasorial de la compensación de pérdidas en el inversor mediante el vector  $\bar{I}_{Pk}$ .

El intercambio de energía reactiva no presenta cambios, ya que el vector de corriente  $\bar{I}_{ck}'$  contiene a  $\bar{I}_{ck}$  como su componente en el eje imaginario, la cual sólo involucra potencia reactiva, como se vio en 3.10-3.14.

Las componentes de  $\bar{V}_o$ , que son los valores de la armónica fundamental de la tensión de salida de cada PH ( $\bar{V}_{H1k}$  y  $\bar{V}_{H2k}$ ), cambiarán su magnitud por el intercambio de potencia activa entre los condensadores y la red eléctrica, pero este cambio de magnitud será proporcional en todos los condensadores, por lo que se necesita una forma de distribuir la energía de manera que se entregue o se retire la cantidad necesaria a cada condensador según los requerimientos impuestos por el desbalance presente en cada condensador.

Para lograr lo anterior, se puede desfasar cada tensión individual  $\bar{V}_{Hmk}$  respecto a la tensión de la red  $\bar{V}_s$ , de forma que haya un ángulo  $\delta_{mk}$  diferente a 90 grados entre la corriente y las tensiones individuales de cada puente. Con esto se logrará distribuir equitativamente la energía que se haya obtenido de la red eléctrica, cargando o descargando de manera individual cada condensador. La forma de introducir el desfase para la tensión  $\bar{V}_{Hmk}$  es introduciendo un desfaseamiento en la modulante de cada PH.



**Fig. 3.17** Representación fasorial de la compensación de pérdidas en el inversor mediante el desfasamiento de las modulantes individuales por un ángulo  $\delta_{mk}$ .

En la Fig. 3.17 se muestra la acción del ángulo  $\delta_{mk}$ , y podemos ver que para cada tensión individual ( $\bar{V}_{H1k}$  y  $\bar{V}_{H2k}$ ) se presentan ángulos distintos de desfase ( $\delta_{1k}$  y  $\delta_{2k}$ ) respectivamente. Si se hace una proyección de  $\bar{I}_{ck}$  sobre las tensiones individuales, podemos obtener la potencia activa que hay a la salida de cada PH en un marco de referencia síncrono, tomando como referencia a cada tensión individual respectivamente.

$$P_{H1k} = V_{H1k} I_{d1k} \quad (3.24)$$

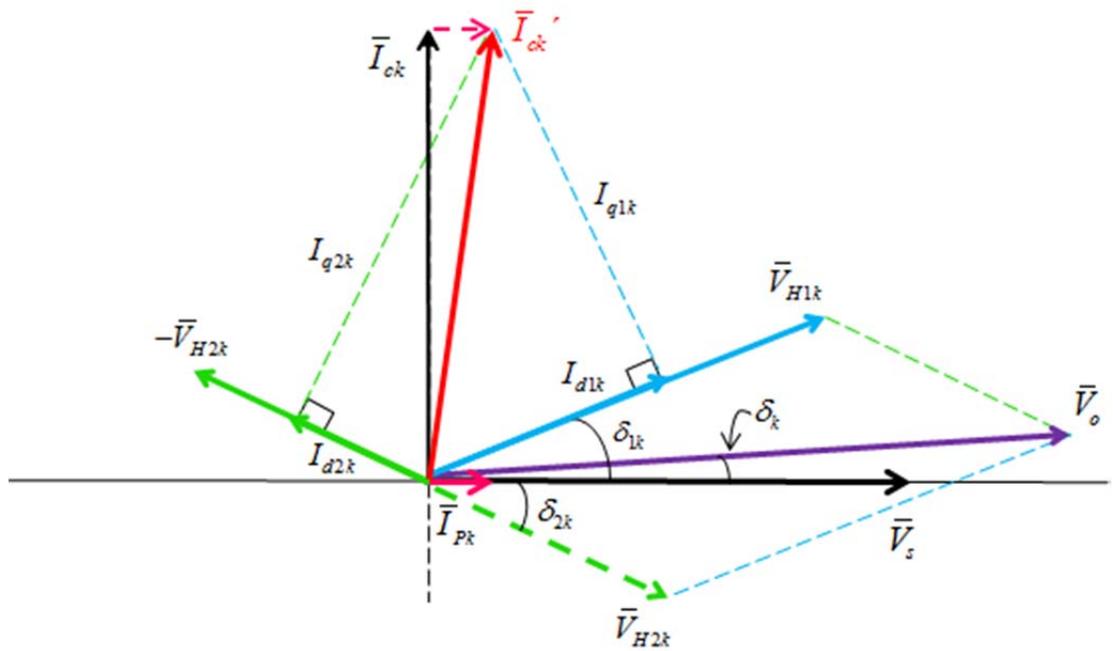
$$P_{H2k} = -V_{H2k} I_{d2k} \quad (3.25)$$

Las corrientes en el eje de directa  $I_{d1k}$  e  $I_{d2k}$  son las variables ligadas directamente a la carga o descarga de los condensadores. Se observa que  $\bar{V}_o$  sigue siendo la suma de los voltajes individuales de los PH, pero con la excepción de que aparece un ángulo  $\delta_k$ , el cual debe llevarse a cero cuando se logre el equilibrio en las tensiones de los condensadores. En todo momento se debe cumplir que la potencia activa obtenida de la red eléctrica sea igual a la entregada al convertidor.

$$P_s = P_{H1k} + P_{H2k} \quad (3.26)$$

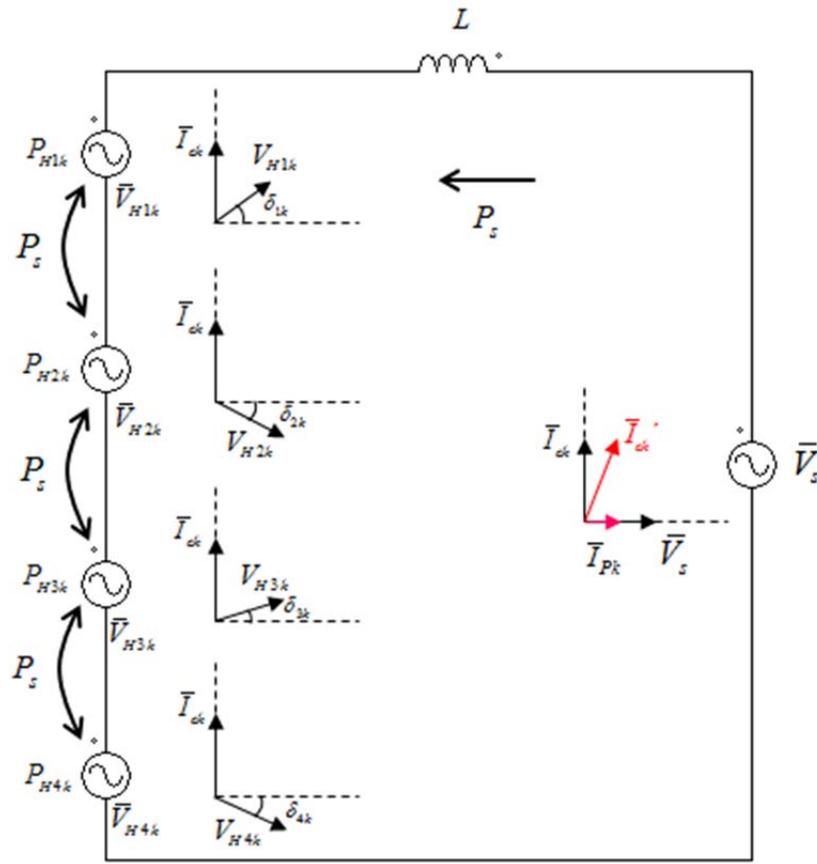
Ambas partes del control actuarán simultáneamente, como se muestra en la Fig. 3.18, donde  $\bar{I}_{pk}$  se encargará de obtener potencia activa de la red eléctrica para entregarla al convertidor y los ángulos  $\delta_{mk}$  distribuirán dicha potencia en los PH de acuerdo a los desbalances existentes en las tensiones de cada condensador. Por otra parte, al tener una tensión balanceada en los condensadores se producirá una potencia reactiva igual a la salida de cada PH.

$$Q_{H1k} = Q_{H2k} \quad (3.27)$$



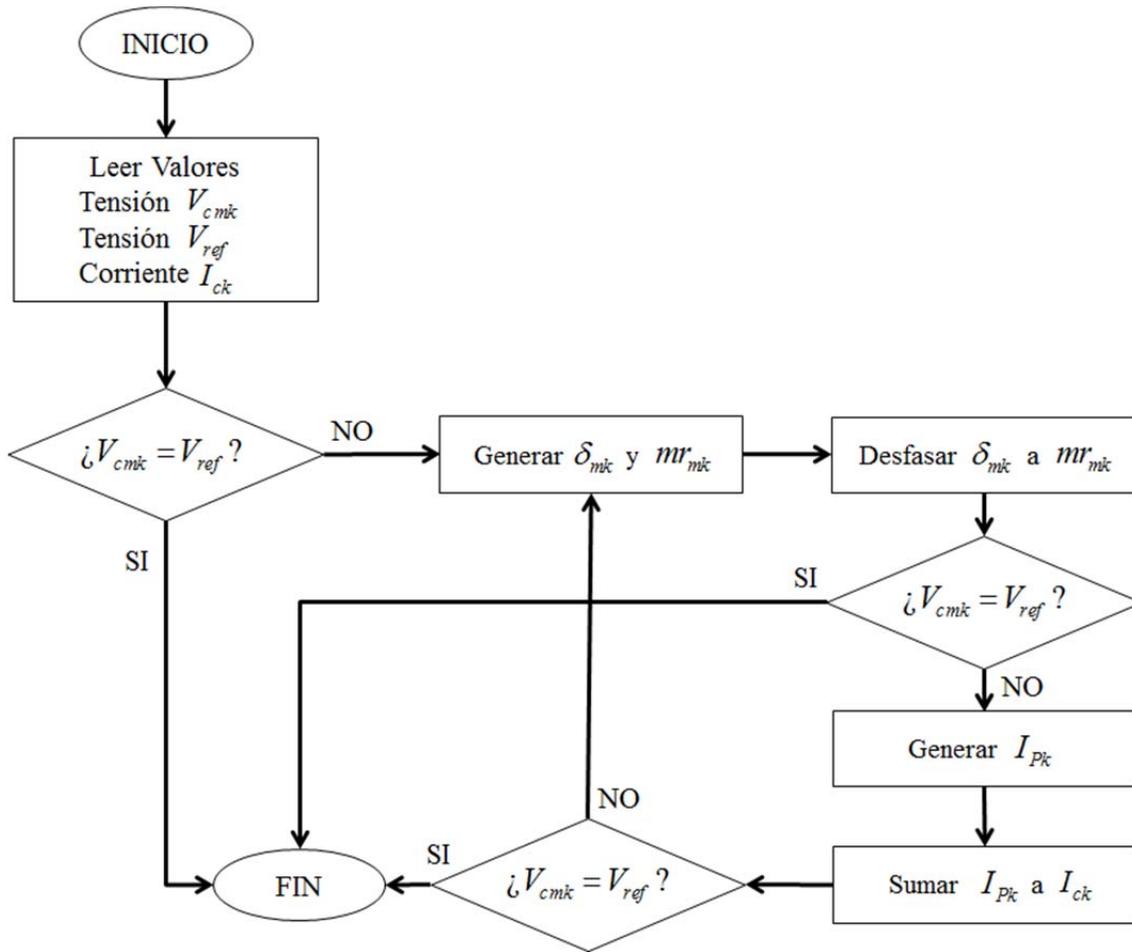
**Fig. 3.18** Diagrama fasorial completo representando la compensación de pérdidas en el inversor.

En la Fig. 3.19 se observa una forma equivalente del convertidor CHB en 5 niveles acoplado a la red eléctrica, ambas partes del control se encuentran actuando. Aquí las fuentes representan la tensión de salida de cada PH.  $P_s$  es la potencia activa generada por  $I_{pk}$  y debe de ser distribuida por los ángulos  $\delta_{mk}$ , esta distribución hace que una potencia  $P_{Hmk}$  dé balance a la tensión en los condensadores. Con la ayuda de los diagramas fasoriales dibujados al lado de cada fuente de tensión es posible visualizar el comportamiento de las partes del control que están actuando.



**Fig. 3.19** Diagrama simplificado de la compensación de pérdidas en el inversor multinivel usando 4 PH.

Las ideas anteriores se pueden conceptualizar y resumir a través del diagrama de flujos mostrado en la Fig. 3.20. En éste se muestra la idea del algoritmo de regulación de las tensiones, en el cual a partir de los valores de las tensiones de cada condensador se decide si existe desbalance en la tensión de los mismos, en caso afirmativo se procederá a realizar el procedimiento antes mencionado para lograr dicho balance. Nótese que sólo se presenta un ciclo para el control, ya que el algoritmo de control estará ejecutándose de manera continua.

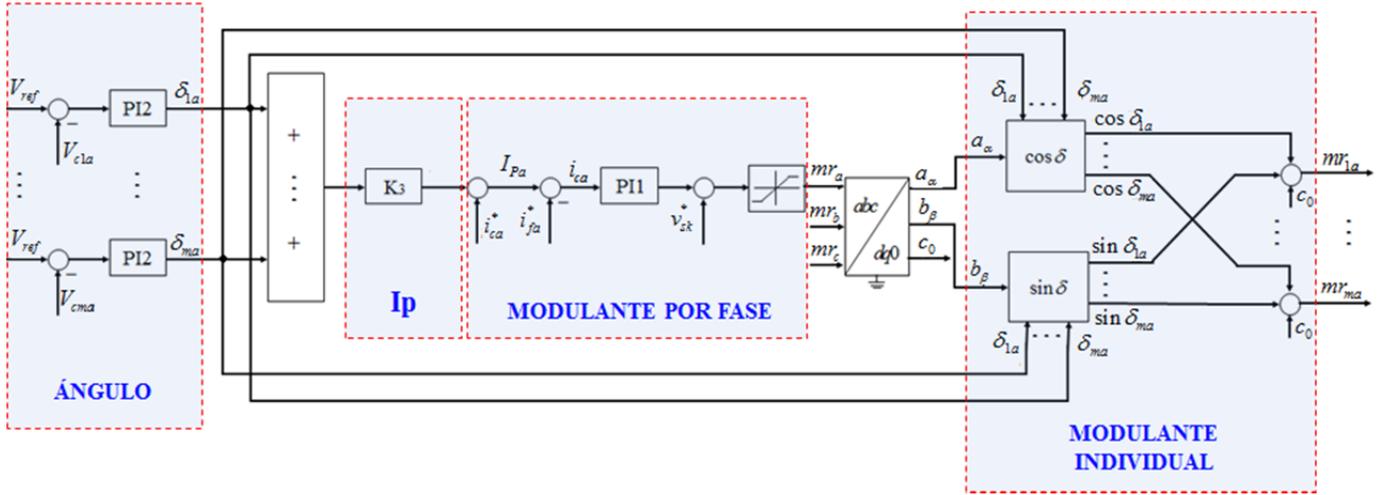


**Fig. 3.20** Diagrama de flujos conceptual para el balance de la tensión de los condensadores en el inversor multinivel tipo CHB.

Para probar el desempeño del algoritmo propuesto para la regulación de las tensiones en los condensadores, en la sección siguiente se hacen pruebas por medio de simulaciones numéricas.

### 3.6.2 Implementación de la estrategia de control de tensiones

En la Fig. 3.21 se muestra el diagrama a bloques de la estrategia de control propuesta y enseguida se explica su implementación.



**Fig. 3.21** Diagrama a bloques de una fase del control de tensiones de CD para el inversor multinivel tipo CHB.

En la implementación de la estrategia de control, para la regulación de la tensión de los condensadores, se utilizan controladores PI. A partir del error de la tensión en cada condensador  $(V_{ref} - V_{cmk})$  se obtiene una señal de control,  $\delta_{mk}$ , que se usa como el ángulo de desfase en las modulantes de cada PH:

$$\delta_{mk} = (V_{ref} - V_{cmk}) k_{p2} \left( 1 + \frac{1}{T_{i2}s} \right) \quad (3.28)$$

para  $k = a, b, c$  (fases del sistema) y  $m = 1, 2, 3, 4$  (PH por fase).

El vector  $I_{pk}$  se puede obtener de la sumatoria de  $\delta_{mk}$  aplicando una ganancia  $K_3$

$$I_{Pk} = K_3 \sum_{m=1}^4 (\delta_{mk}) \quad (3.29)$$

o de la sumatoria del error  $(V_{ref} - V_{cmk})$  aplicando un controlador PI

$$I_{Pk} = k_{p3} \left( 1 + \frac{1}{T_{i3}s} \right) \sum_{m=1}^4 (V_{ref} - V_{cmk}) \quad (3.30)$$

Para el propósito de este trabajo ambas ecuaciones son utilizadas sin tener una diferencia significativa en los controles.

El vector  $I_{Pk}$  es sumado a las corrientes de referencia  $i_{ck}^*$  (obtenidas del algoritmo de teoría  $pq$ ) para obtener potencia activa de la red eléctrica.

$$\begin{bmatrix} i_{ca} \\ i_{cb} \\ i_{cc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_{ca}^* + I_{Pa} \\ i_{cb}^* + \alpha I_{Pb} \\ i_{cc}^* + \alpha^2 I_{Pc} \end{bmatrix} \quad (3.31)$$

donde  $\alpha = 1 \angle 120^\circ$  y  $\alpha^2 = 1 \angle 240^\circ$ .

Las corrientes de referencia  $i_{ck}$  de (3.31) son entregadas al bloque de regulación de corriente el cual genera las señales modulantes de tensión, que a su vez alimentarán al bloque de modulación PWM y así generar la tensión requerida a la salida del convertidor. Las señales modulantes de cada fase  $mr_k$  se forman a partir de la comparación de la señal de referencia  $i_{ck}$  con la señal de retroalimentación  $i_{fk}^*$ , el error pasa por un controlador de tipo PI, el cual genera las señales modulantes por fase y posteriormente se les agrega la señal de precompensación  $v_{sk}^*$ , obteniendo así las señales modulantes de referencia para cada fase. Esto se resume como

$$mr_k = (i_{ck} - i_{fk}^*) k_{p1} \left( 1 + \frac{1}{T_{i1}s} \right) + v_{sk}^* \quad (3.32)$$

donde  $v_{sk}^*$  es la precompensación de tensión que se debe aplicar para que la señal producida por el controlador PI pueda seguir a una señal referencia variable, de esta forma se propone la siguiente relación o ganancia, la cual nos ayuda a dar un buen seguimiento para dicha señal.

$$v_{sk}^* = (v_{sk}) \left( \frac{1}{V_{ci}} \right) \quad (3.33)$$

donde  $v_{sk}$  es el voltaje de fase y  $V_{ci}$  es la suma de las tensiones de cada puente individual de un brazo o fase.

La señal  $mr_k$  representa la modulante de una fase. Lo que se desea es tener tantas modulantes como PH en cada fase para tratar individualmente cada desviación de tensión en los capacitores. Las modulantes individuales de cada fase se obtienen por:

$$\begin{bmatrix} mr_{ma} \\ mr_{mb} \\ mr_{mc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\delta_{ma}) & \sin(\delta_{ma}) & 1 \\ \cos\left(\delta_{mb} - \frac{2\pi}{3}\right) & \sin\left(\delta_{mb} - \frac{2\pi}{3}\right) & 1 \\ \cos\left(\delta_{mc} + \frac{2\pi}{3}\right) & \sin\left(\delta_{mc} + \frac{2\pi}{3}\right) & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_\alpha \\ b_\beta \\ c_0 \end{bmatrix} \quad (3.34)$$

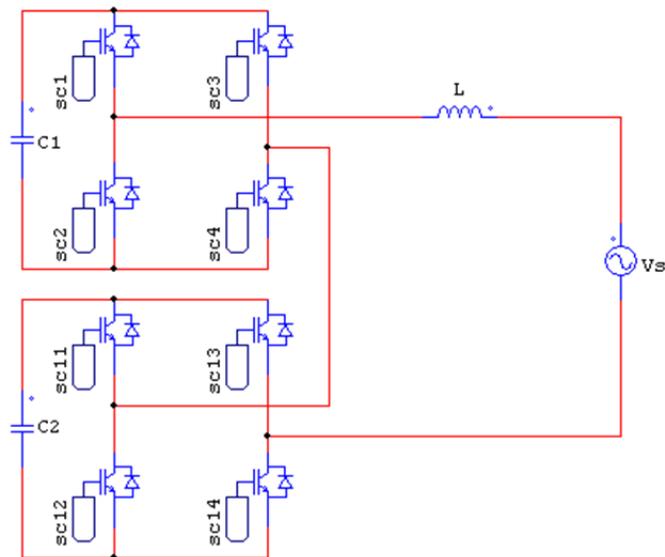
donde  $[a_\alpha \quad b_\beta \quad c_0]^T$  son las modulantes de las fases  $mr_k$  en el marco estacionario  $\alpha\beta 0$

$$\begin{bmatrix} a_\alpha \\ b_\beta \\ c_0 \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} mr_a \\ mr_b \\ mr_c \end{bmatrix} \quad (3.35)$$

$\delta_{ma}$ ,  $\delta_{mb}$  y  $\delta_{mc}$  son los ángulos calculados en (3.28) para hacer el desfase en cada modulante. Las modulantes individuales  $mr_{nk}$  son comparadas con señales triangulares para generar la secuencia de pulsos que definen los estados de conmutación del inversor.

### 3.7 Evaluación de la estrategia de control de tensión

Para mostrar la efectividad del control de tensiones se hicieron pruebas en un inversor monofásico multinivel tipo CHB de 3 niveles acoplado a la red eléctrica a través de una reactancia de acoplamiento, mostrado en la Fig. 3.22. La Tabla 3.2 y la Sección A1.12 muestran los valores de los parámetros empleados en esta simulación.



**Fig. 3.22** Inversor multinivel tipo CHB de tres niveles monofásico.

En el sistema de la Fig. 3.22 se controla una corriente capacitiva de compensación  $\bar{I}_c$ , para lo cual se emplea la modulación PWM sinusoidal y un controlador PI para el control de la corriente. Idealmente el intercambio de potencia activa entre el inversor y la fuente es de cero, dejando sólo un intercambio de energía reactiva. Además, los dispositivos de conmutación utilizados en el inversor se consideran ideales.

**Tabla 3.2.** Valores de los parámetros para la Fig. 3.22.

<b>Parámetro</b>	<b>Descripción</b>	<b>Valor</b>
$V_s$	Voltaje en la fuente	1200 V
$Q_o$	Potencia reactiva que entrega el convertidor	100 kvar
$V_{c1}, V_{c2}$	Voltaje en los capacitores 1 y 2	1000 V
$L$	Inductancia de acoplamiento	2 mH
$C_1, C_2$	Capacitores 1 y 2	700 $\mu F$
$f_{SW}$	Frecuencia de conmutación	5 KHz
$k_{p1}$	Ganancia proporcional 1	-0.03
$T_{i1}$	Tiempo proporcional 1	0.0001
$k_{p2}$	Ganancia proporcional 2	0.001
$T_{i2}$	Tiempo proporcional 2	0.03
$k_{p3}$	Ganancia proporcional 3	0.01
$T_{i3}$	Tiempo proporcional 3	0.001

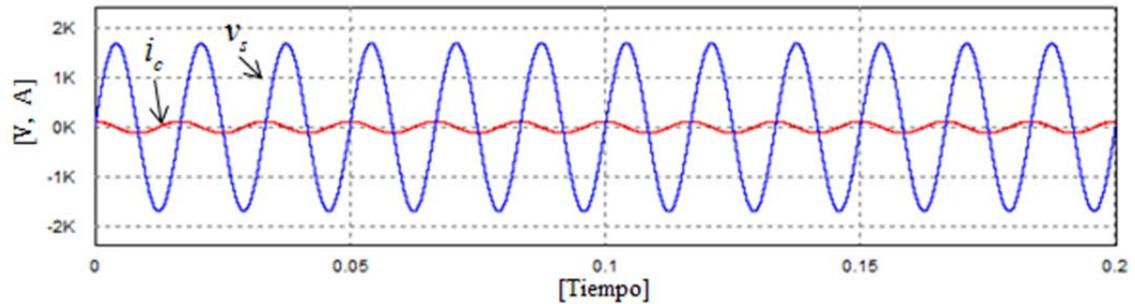
La implementación del sistema completo para la simulación se llevó a cabo usando el software PSIM. A continuación se presentan los resultados obtenidos en las simulaciones. Los diagramas completos de la simulación se presentan en el Anexo A.

### 3.7.1 Funcionamiento del control

En esta sección se presentan los resultados del funcionamiento dinámico de la estrategia de control de los condensadores en un convertidor monofásico multinivel tipo CHB de 3 niveles. Los resultados obtenidos se presentan para tres casos, a partir de los cuales se podrá observar la forma en que actúan las partes del control propuesto.

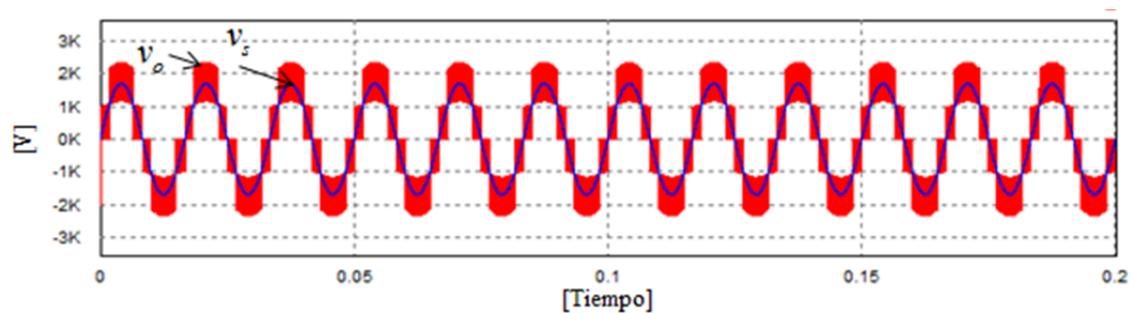
### A. Caso base, sin control – Sistema ideal balanceado

Aquí se define un caso donde sólo debe de existir flujo de reactivos entre el inversor y la red eléctrica, por lo que no deben presentarse variaciones en las tensiones de los condensadores. Para esto se controla la corriente  $i_c$   $90^\circ$  adelante de  $v_s$ , como se muestra en la Fig. 3.23.



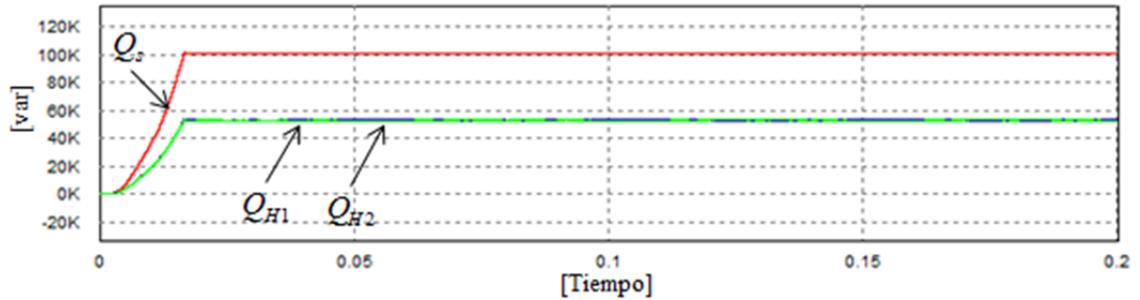
**Fig. 3.23** Corriente  $i_c$  controlada  $90^\circ$  adelante de la tensión de la red eléctrica.

La tensión a la salida del convertidor,  $v_o$ , y la tensión de la red,  $v_s$ , permanecen en fase como se muestra en la Fig. 3.24. En la Fig. 3.11 podemos ver el diagrama fasorial para un caso ideal como el que es presentado aquí.



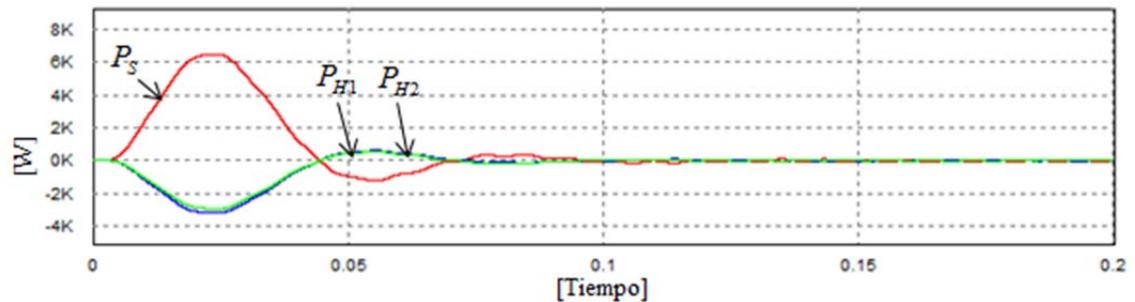
**Fig. 3.24** Tensión a la salida del inversor,  $v_o$ , en fase con la tensión de la red,  $v_s$ .

La potencia reactiva en cada PH es repartida de forma equitativa. Si el convertidor inyecta 100 kvar, cada PH debe de proporcionar 50 kvar como se muestra en la Fig. 3.25.



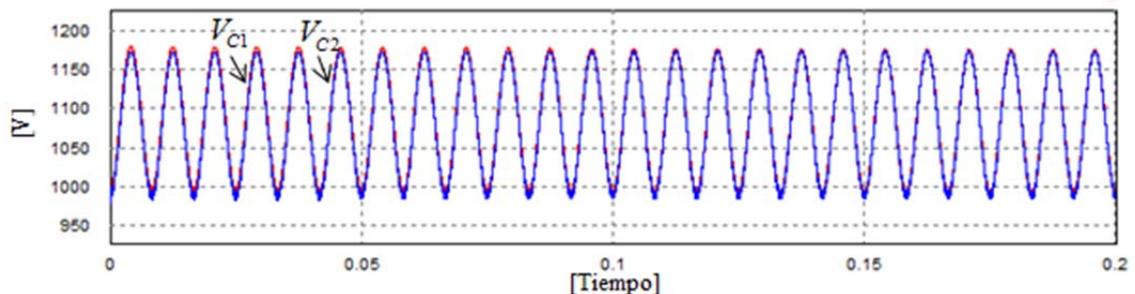
**Fig. 3.25** *Potencia reactiva en los PH.*

Como se mencionó anteriormente, no se tienen pérdidas, por lo que los PH no consumen potencia activa, en la Fig. 3.26 podemos apreciar dicho consumo nulo de potencia activa.



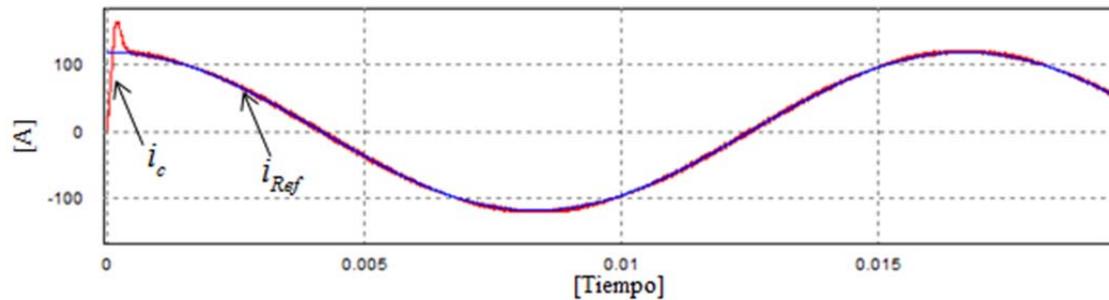
**Fig. 3.26** *Potencia activa en los PH.*

La tensión en los condensadores permanece en su valor de referencia, como se muestra en la Fig. 3.27, siendo la tensión de referencia de 1000V. Hay que notar que la tensión promedio de los capacitores no es de 1000V, pero para efectos de balance es aceptable, ya que no se observa que dichos voltajes tengan una evolución promedio.



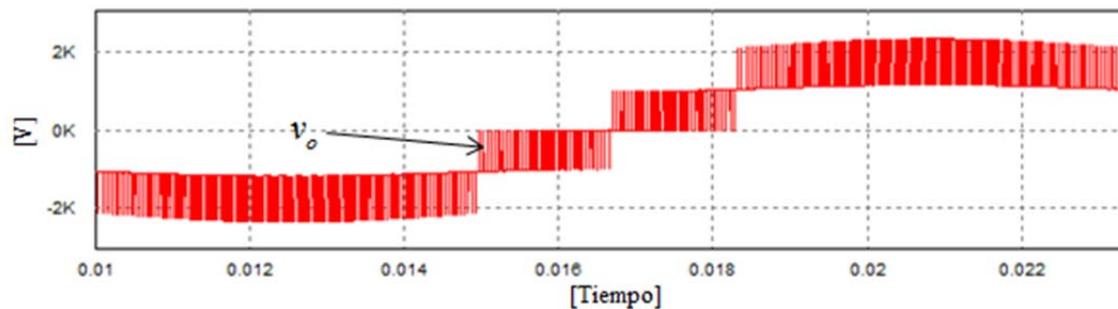
**Fig. 3.27** *Tensión en los condensadores en condiciones ideales.*

En la Fig. 3.28 podemos ver cómo el control de corriente da seguimiento a la corriente de referencia  $i_{Ref}$ . Se puede apreciar un pequeño transitorio al principio, pero rápidamente se logra el seguimiento deseado.



**Fig. 3.28** Seguimiento de corriente.

En la Fig. 3.29 se muestra a detalle la tensión de salida del inversor,  $v_o$ , donde podemos ver claramente los niveles de tensión que componen a la forma de onda de tres niveles.



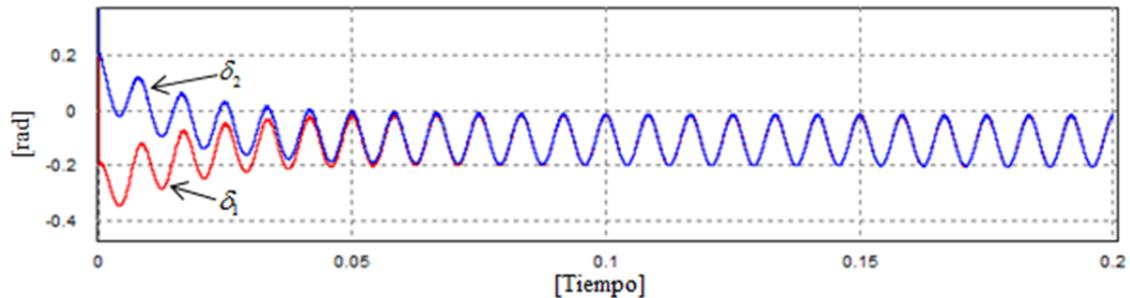
**Fig. 3.29** Detalle de la tensión multinivel de salida,  $v_o$ .

## B. Control de tensión mediante ángulo $\delta_k$ . Intercambio de energía entre puentes

La corriente  $i_c$  es controlada de igual forma que en el caso base. Pero en este caso se presenta un desbalance de tensión en los condensadores, donde el control sólo balanceará la energía entre puentes y no se recurrirá a la parte del control para generar

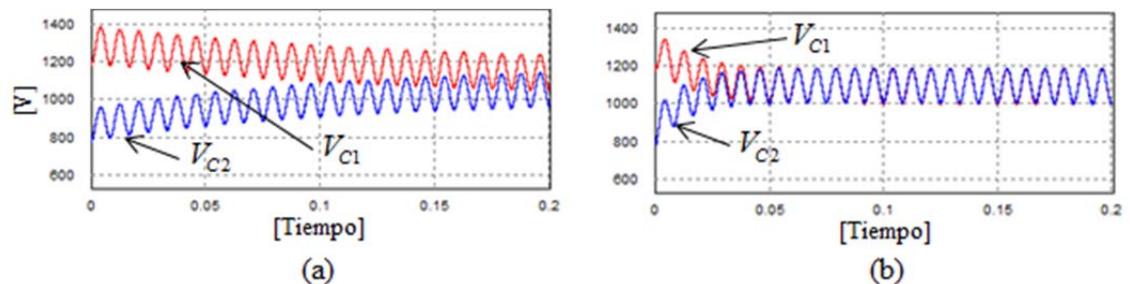
$\bar{I}_p$ . La referencia de tensión se fija en 1000V,  $C_1$  es precargado en 1200V y  $C_2$  a 800V. En la Fig. 3.17 se muestra el diagrama fasorial para este caso.

Los ángulos generados por el control para distribuir la energía equitativamente entre los puentes se muestran en la Fig. 3.30, donde  $\delta_1$  y  $\delta_2$  tienden a estabilizarse y ser iguales cuando la energía en ambos PH es igual.



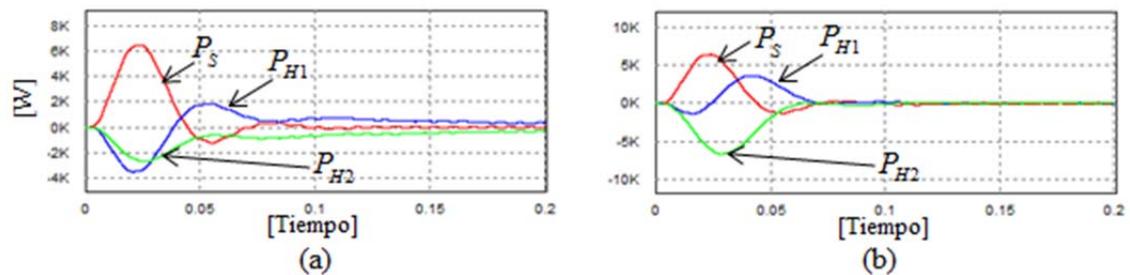
**Fig. 3.30** Ángulos  $\delta_k$  generados para el control de tensiones en los condensadores.

En la Fig. 3.31(a) se muestra la tensión en los condensadores sin el control de ángulo, donde se produce un intento de balance natural en el valor de referencia establecido para las condiciones planteadas. No se puede saber con seguridad si las tensiones en los condensadores se fijarán exactamente al valor de referencia y además cualquier transitorio puede desbalancearlos. Por otra parte, en la Fig. 3.31(b) se muestra la tensión balanceada por el control, donde se aprecia que rápidamente las tensiones son llevadas al valor de referencia.



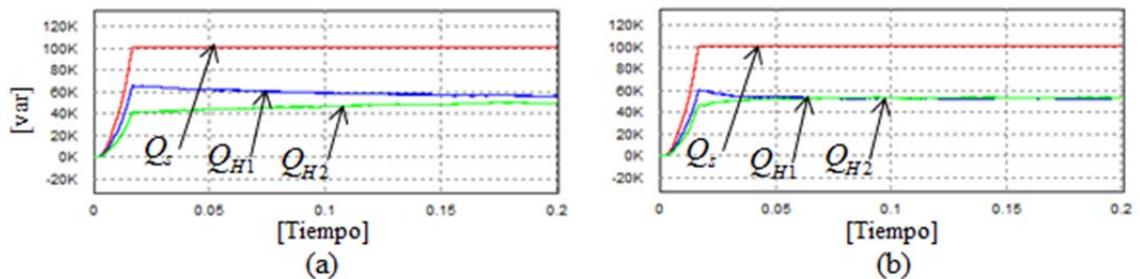
**Fig. 3.31** Voltajes en los condensadores, (a) sin control de ángulo y (b) con control de ángulo

En la Fig. 3.32(a) podemos ver la potencia activa que intercambian los PH sin utilizar el control de ángulo. Se ve que hay potencia activa que sale de  $C_1$  ( $P_{H1}$ ) y potencia activa que entra en  $C_2$  ( $P_{H2}$ ), mientras en la fuente se tiene cero potencia activa ( $P_s$ ). En la Fig. 3.32(b) se muestra que las potencias activas,  $P_s = P_{H1} = P_{H2} = 0$ , son nulas una vez que se logra el equilibrio para el sistema que está utilizando el control de ángulo.



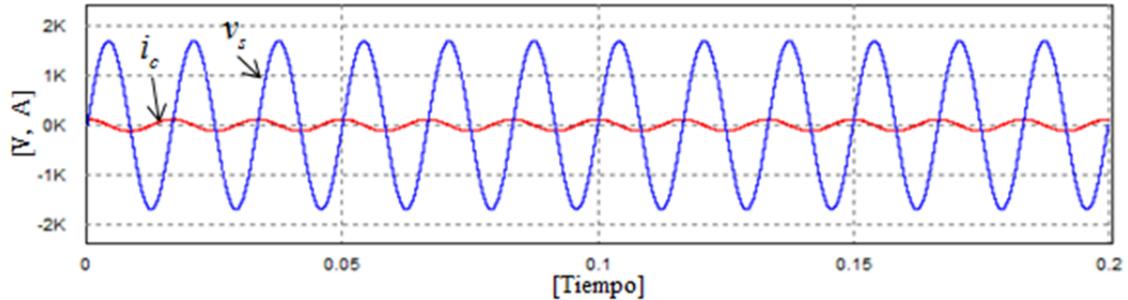
**Fig. 3.32** Potencia activa (a) sin control de ángulo y (b) con control de ángulo

En la Fig. 3.33(a) se muestra la potencia reactiva en los PH, sin utilizar el control de ángulo. Se ve que ésta no es repartida equitativamente entre los puentes.  $Q_s$  corresponde a la potencia reactiva en la fuente,  $Q_{H1}$  y  $Q_{H2}$  a la potencia reactiva en el PH uno y dos respectivamente. En la Fig. 3.33(b) se muestran las potencias reactivas  $Q_{H1} = Q_{H2}$ , lo que demuestra que  $Q_s = Q_{H1} + Q_{H2}$ , es decir, la potencia reactiva en la fuente es igual a la suma de potencia reactiva en los PH y los cuales contribuyen de manera equitativa a la potencia reactiva total.



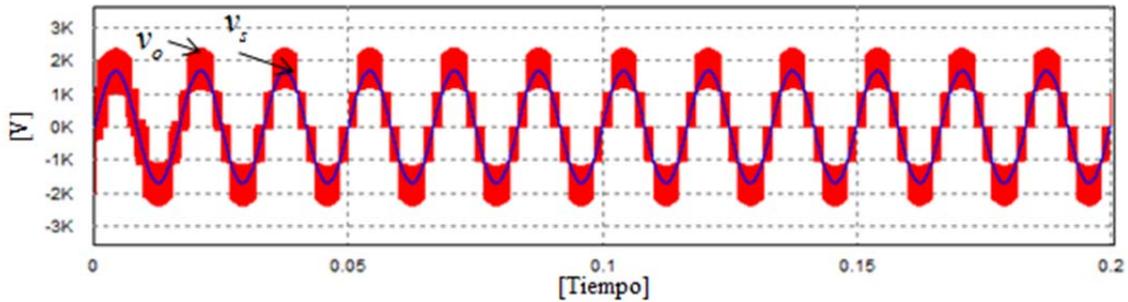
**Fig. 3.33** Potencia reactiva (a) sin control de ángulo y (b) con control de ángulo

En todo momento la corriente  $i_c$  está  $90^\circ$  adelante de  $v_s$ , como se muestra en la Fig. 3.34, donde se puede ver que el control que genera los ángulos no afecta al control de corriente.



**Fig. 3.34** Corriente  $i_c$   $90^\circ$  adelante de la tensión  $v_s$ , con control de ángulo.

De igual forma, el control de ángulo no debe de afectar a la tensión de salida del inversor  $v_o$ , donde esta tensión debe de estar en fase con la tensión de la red como se muestra en la Fig. 3.35.

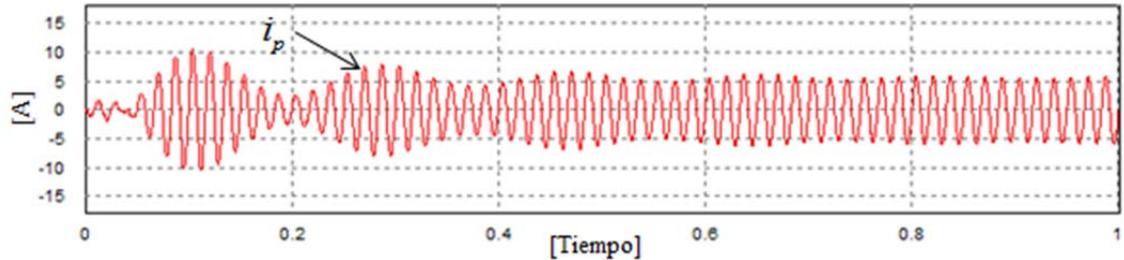


**Fig. 3.35** Tensión a la salida del inversor  $v_o$  en fase con la tensión de la red  $v_s$ , con control de ángulo.

C. Control de tensión mediante la corriente  $I_p$ . Intercambio de energía con la red eléctrica.

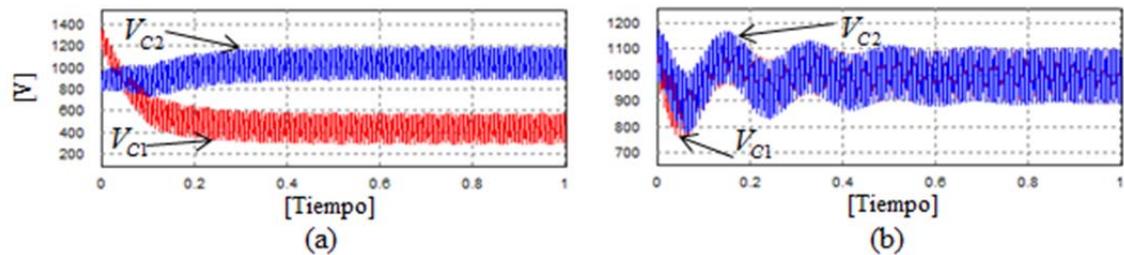
En este caso se suponen pérdidas del 10% en el PH uno, con la finalidad de ver el funcionamiento del control que genera al vector de corriente  $\bar{I}_p$  para intercambiar potencia activa entre el convertidor y la red.

La corriente  $\bar{I}_p$  que se genera para este caso se puede ver en la Fig. 3.36, en la que se muestra que mientras haya pérdidas es necesario mantener la inyección de dicha corriente.



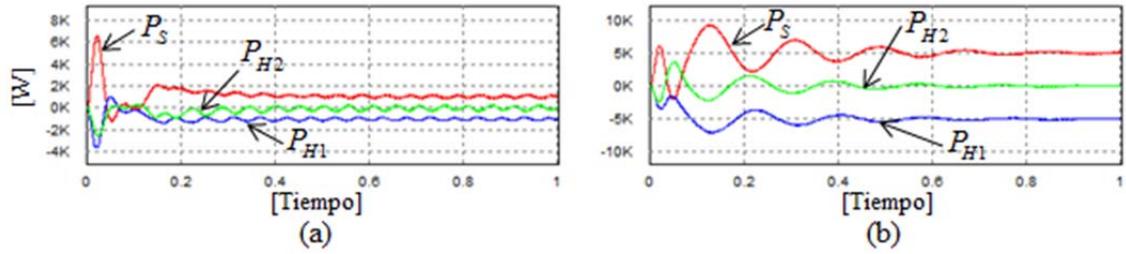
**Fig. 3.36** Corriente  $i_p$  generada para el control de tensiones en los condensadores.

En la Fig. 3.37(a) se muestra la tensión en los condensadores sin el control de  $i_p$ . Aquí podemos ver que la tensión en el condensador del PH uno ( $V_{C1}$ ) decrece rápidamente. En la Fig. 3.37(b) se muestra la tensión balanceada en los condensadores por el control que genera al vector de corriente  $\bar{I}_p$ , se puede apreciar que después de un transitorio se logra el balance de ambas tensiones en el valor de referencia establecido.



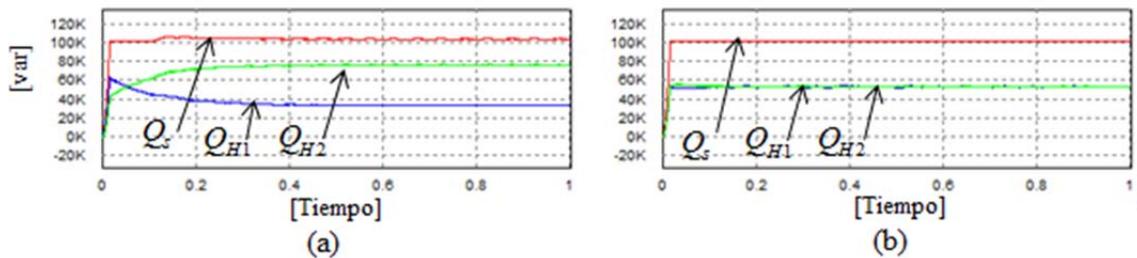
**Fig. 3.37** Voltajes en los condensadores considerando pérdidas, (a) sin control del vector  $\bar{I}_p$  y (b) con control del vector  $\bar{I}_p$ .

En la Fig. 3.38(a) podemos ver la potencia activa que hay en los PH, sin utilizar el control de  $\bar{I}_p$ , donde se ve que la potencia activa que sale de la fuente,  $P_s$ , es absorbida por el PH uno  $P_{H1}$ , mientras el PH dos  $P_{H2}$  no presenta pérdidas. En la Fig. 3.38(b) se muestran las potencias activas, al igual que en la Fig. 3.38(a), pero con la diferencia de que se necesita más potencia para poder obtener el balance de tensiones en los condensadores, demostrando que  $P_s = P_{H1} + P_{H2}$ .



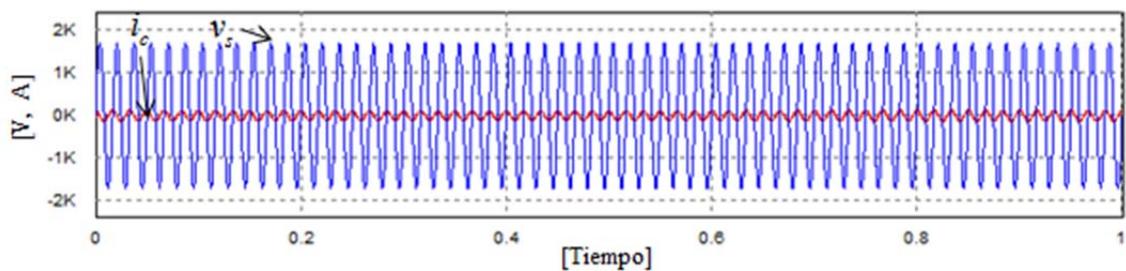
**Fig. 3.38** Potencia activa considerando pérdidas (a) sin control del vector  $\bar{I}_p$  y (b) con control del vector  $\bar{I}_p$

En la Fig. 3.39(a) se muestra la potencia reactiva que hay en los PH cuando no se utiliza el control de  $\bar{I}_p$ , se ve que no hay repartición equitativa de potencia reactiva, mientras que en la Fig. 3.39(b) se muestran las potencias reactivas empleando el control de vector  $\bar{I}_p$ , donde  $Q_{H1} = Q_{H2}$ , y su suma es igual a la potencia reactiva en la fuente  $Q_s$ .



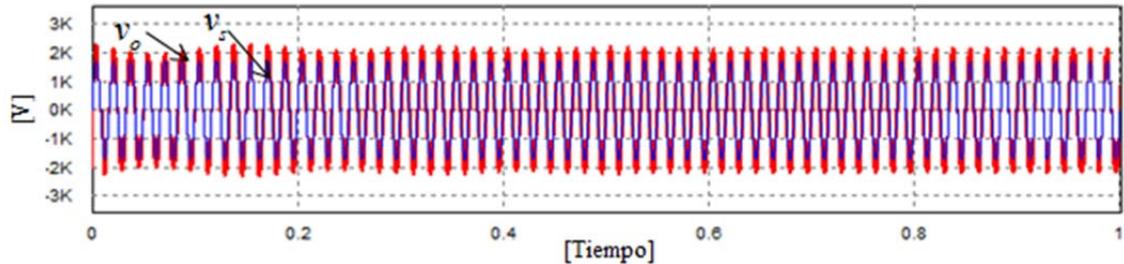
**Fig. 3.39** Potencia reactiva (a) sin control de  $\bar{I}_p$  y (b) con control de  $\bar{I}_p$ .

Al igual que en el caso anterior, la corriente  $i_c$  está  $90^\circ$  adelante de  $v_s$  y no se afecta al control de corriente, como se muestra en la Fig. 3.40.



**Fig. 3.40** Corriente  $i_c$   $90^\circ$  adelante de la tensión  $v_s$  considerando pérdidas.

De igual forma, la tensión de salida del inversor,  $v_o$ , no se ve afectada ni en magnitud de niveles ni en ángulo de fase, como se muestra en la Fig. 3.41.



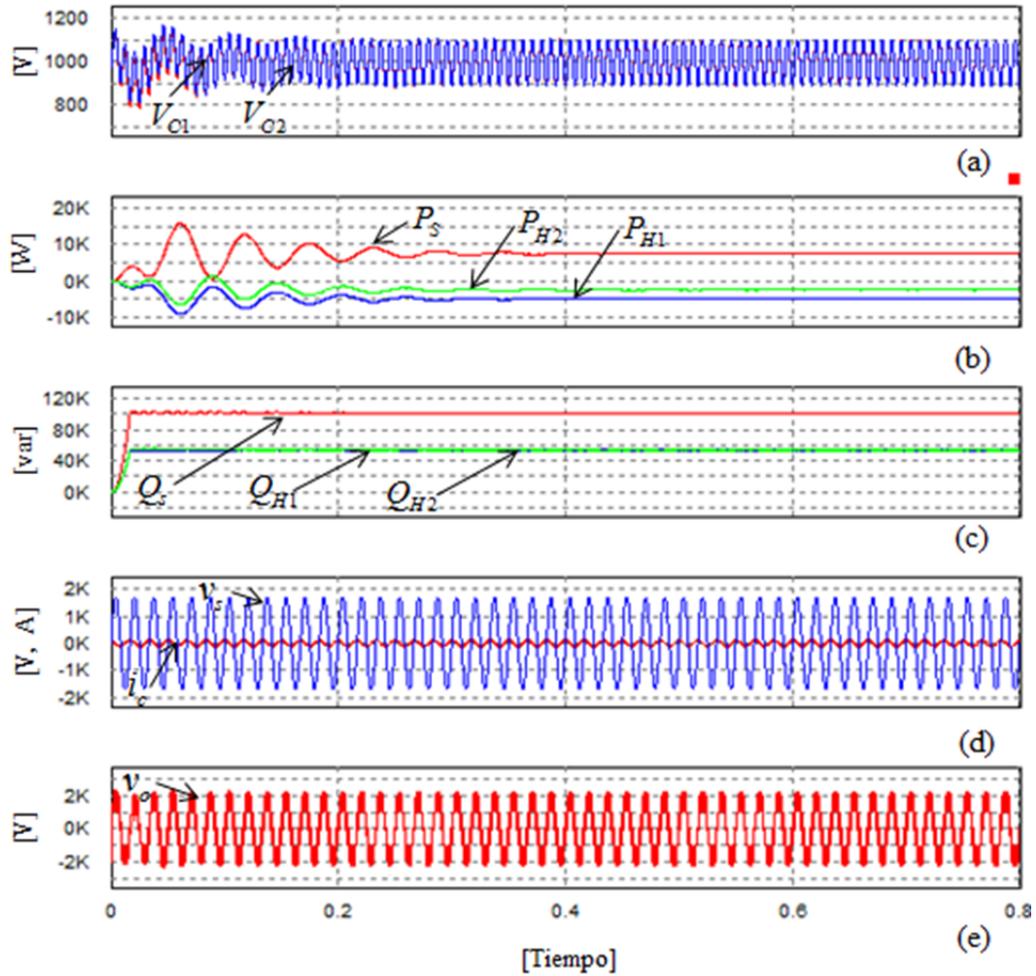
**Fig. 3.41** Tensión a la salida del inversor,  $v_o$ , en fase con la tensión de la red  $v_s$ , con control de  $\bar{I}_p$ .

### 3.7.2 Pruebas al control de tensiones

En esta sección se presentan los resultados de la evaluación del control de tensiones usando un convertidor monofásico multinivel tipo CHB de 3 niveles. Los resultados obtenidos se presentan en cuatro pruebas para observar el desempeño del control.

#### A. Pérdidas diferentes en los PH

En esta prueba se suponen pérdidas diferentes en cada PH. En el PH uno hay un 10% de pérdidas y en el PH dos hay un 5%. El control debe ajustar las tensiones en los condensadores al valor de referencia (1000v) y cumplir con los objetivos del control de la corriente de compensación.



**Fig. 3.42** Prueba al control de tensiones con pérdidas diferentes en los PH: (a) Tensiones en los condensadores, (b) potencia activa en la fuente y los puentes, (c) potencia reactiva en la fuente y en los puentes, (d) corriente controlada y tensión de la red, y (e) tensión de salida en el convertidor.

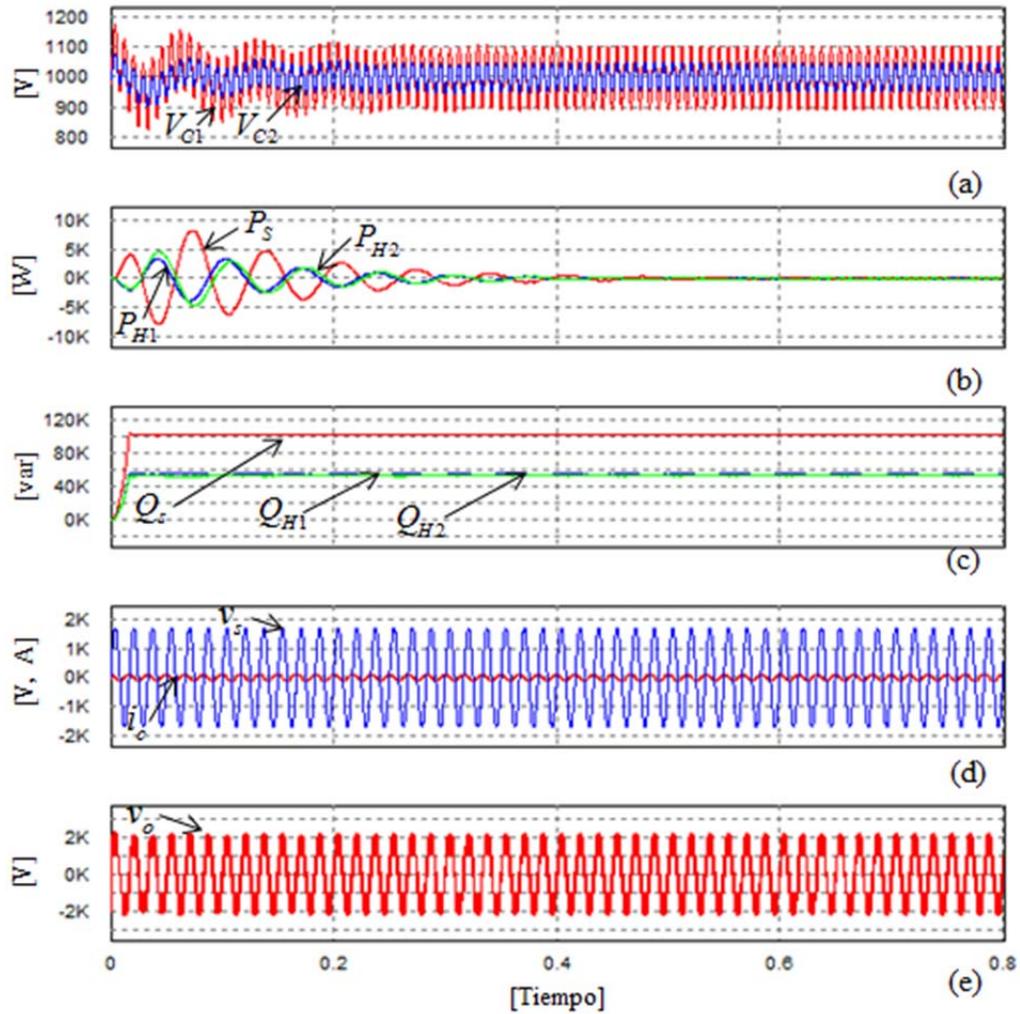
En la Fig. 3.42 se ven los resultados para esta prueba. En la Fig. 3.42(a) se muestra que las tensiones en los condensadores son llevadas al valor de referencia. En la Fig. 3.42(b) podemos ver la potencia activa de la fuente  $P_S$ , la cual es entregada a los PH, donde  $P_{H1}$  es diferente de  $P_{H2}$  por haber pérdidas diferentes en cada puente. En la Fig.

3.42(c) se muestra la potencia reactiva en la fuente y en los PH, notamos que es repartida equitativamente entre los puentes. En la Fig. 3.42(d) podemos apreciar que se tiene control de la corriente  $i_c$  a  $90^\circ$  durante todo el tiempo de simulación, y en la Fig. 3.42(e) se muestra que no se afecta la tensión de salida del inversor  $v_o$  al emplear el control de balance de tensiones.

## B. Condensadores de diferente valor

En esta prueba se trabaja con condensadores de diferente valor de capacitancia, para el PH uno tenemos  $C_1=700 \mu\text{F}$  y para el PH dos tenemos  $C_2=1.565 \text{ mF}$ . El control debe de ajustar las tensiones en los condensadores a los valores establecidos de referencia y cumplir con los objetivos del control de la corriente de compensación. En la Fig. 3.43 se muestran los resultados para esta prueba.

En la Fig. 3.43(a) podemos apreciar las tensiones en los condensadores, las cuales son reguladas en el valor de referencia. Hay que notar que como son capacitores de valor diferente se tiene una amplitud de los rizados con diferente valor, donde el capacitor con mayor valor de capacitancia tarda más en descargarse por lo que tiene un menor rizo. En la Fig. 3.43(b) podemos ver que tanto la potencia activa de la fuente  $P_s$  y las potencias en los PH uno ( $P_{H1}$ ) y PH dos ( $P_{H2}$ ) son cero cuando se llega a una operación estable. En la Fig. 3.43(c) se muestra la potencia reactiva en la fuente  $Q_s$  y en los PH, los cuales presentan potencias reactivas iguales. En la Fig. 3.43(d) se muestra a la corriente  $i_c$   $90^\circ$  a delante de la tensión de la red  $v_s$ , lo cual se cumple en todo momento. Finalmente, en la Fig. 3.43(e) podemos ver que no se afecta la tensión de salida del inversor  $v_o$ .



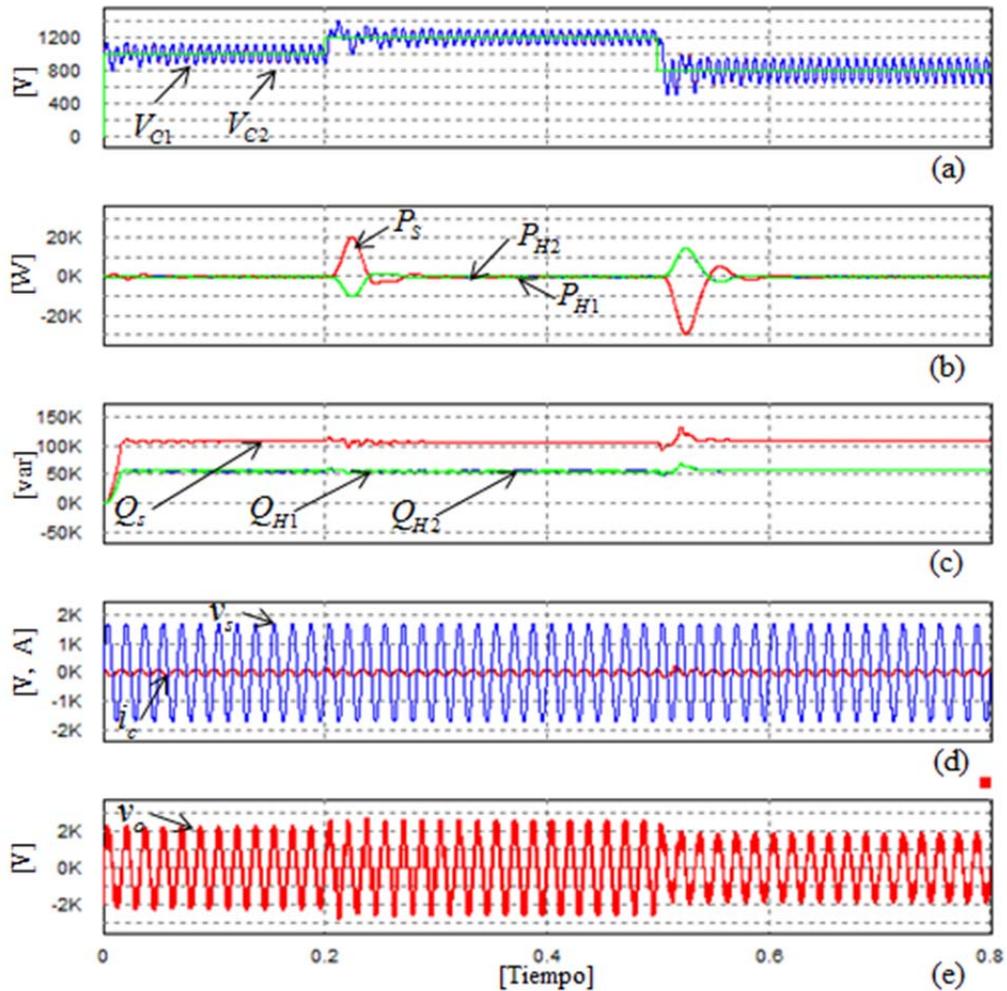
**Fig. 3.43** Prueba al control de tensiones con condensadores de diferente valor: (a) Tensiones en los condensadores, (b) potencia activa en la fuente y los puentes, (c) potencia reactiva en la fuente y en los puentes, (d) corriente controlada y tensión de la red, y (e) tensión de salida en el convertidor.

### C. Cambio en escalón de la señal de referencia.

Se hace una referencia dinámica de tensión para la tensión en los condensadores. La función de la referencia dinámica es descrita por:

$$V_{ref}(t) = \begin{cases} 1200 & 0.2 \leq t \leq 0.5 \\ 1000 & t \leq 0.2 \\ 800 & t \geq 0.5 \end{cases} \quad (3.36)$$

Por medio del control de tensiones en los condensadores se debe de dar un seguimiento a la señal de referencia propuesta en (3.36). El valor de  $k_{p3}$  es ajustado a 0.05.



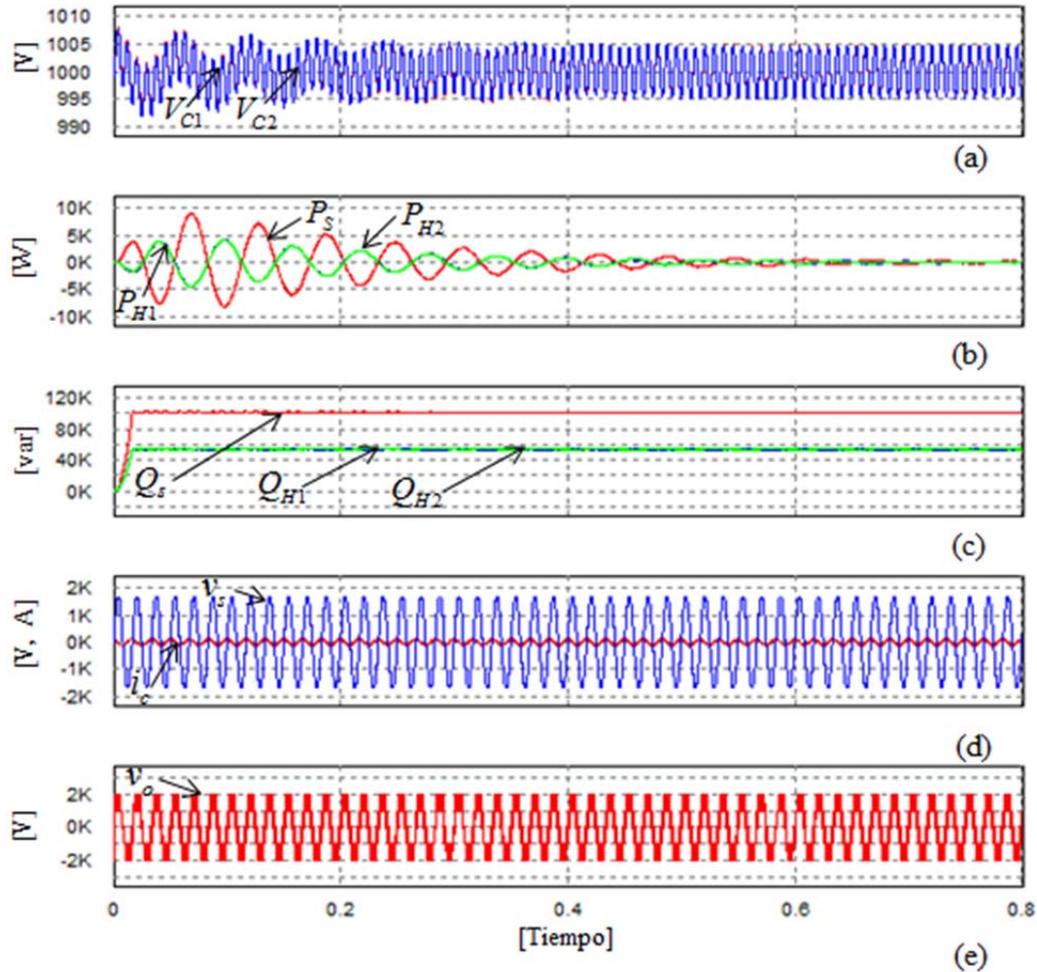
**Fig. 3.44** Prueba al control de tensiones con seguimiento de una referencia dinámica: (a) Tensiones en los condensadores, (b) potencia activa en la fuente y los puentes, (c) potencia reactiva en la fuente y en los puentes, (d) corriente controlada y tensión de la red, y (e) tensión de salida en el convertidor.

En la Fig. 3.44 se ven los resultados para esta prueba. En la Fig. 3.44(a) se tiene el seguimiento de la señal de referencia dinámica, donde se ve que el control puede dar seguimiento a esta señal. En la Fig. 3.44(b) apreciamos la potencia activa en la fuente y en los PH, donde podemos ver que no hay consumo de potencia activa, a excepción de los transitorios, los cuales son rápidamente controlados. En la Fig. 3.44(c) se ve la potencia reactiva, la cual es repartida equitativamente entre los puentes. En la Fig. 3.44(d) se muestra que se tiene control de la corriente, a  $90^\circ$ , durante todo momento. Finalmente, en la Fig. 3.44(e) se ve que no se afecta la tensión de salida del inversor, salvo en que como es de esperarse, los valores discretos de tensión cambian al cambiar la referencia de tensión.

#### D. Disminución del rizo de tensión $\Delta V$ .

Como se vio en la Prueba B, al tener un capacitor de mayor valor de capacitancia se obtiene un rizo menor de tensión, es por eso que en esta prueba se reducirá dicho rizo de tensión. Para un rizo de tensión  $\Delta V_c = 20\text{ V}$  tenemos que  $C = 15.6498\text{ mF}$ , de (3.9). El valor de  $k_{p3}$  es ajustado a 0.2.

En la Fig. 3.45 se muestran los resultados para esta prueba. En la Fig. 3.45(a) se muestra el rizo de tensión de los condensadores menor a 20 V, el cual no es mayor a +10 V, ni menor a -10 V. Dichas tensiones son reguladas, por el control de tensión, en el valor de referencia. En la Fig. 3.45(b) podemos apreciar que las potencias activas son cero en la fuente y en los PH. En la Fig. 3.45(c) se muestra la potencia reactiva en la fuente y en los PH, de forma equitativa para estos últimos. En la Fig. 3.45(d) se puede ver a la corriente  $i_c$   $90^\circ$  adelante de la tensión de la red  $v_s$ . Finalmente, en la Fig. 3.45(e) tenemos la tensión de salida del inversor  $v_o$ , con sus niveles bien definidos.



**Fig. 3.45** Prueba al control de tensiones con un rizo de tensión de 20 V: (a) Tensiones en los condensadores, (b) potencia activa en la fuente y los puentes, (c) potencia reactiva en la fuente y en los puentes, (d) corriente controlada y tensión de la red, y (e) tensión de salida en el convertidor.

### 3.8 Conclusiones preliminares

En este capítulo se presentó la topología del convertidor multinivel tipo CHB y su estructura interna. Se estudió la dinámica de las tensiones en los condensadores y las consecuencias que hay ante desbalance de dichas tensiones. Para mantener regulada la tensión en los condensadores se desarrolló una estrategia de control basada en el intercambio de potencia activa entre el convertidor y la red eléctrica, de forma que la

potencia activa en cada PH es igual y la cantidad de potencia activa necesaria es entregada por la fuente hacia los PH distribuyéndose de manera equitativa. De lo descrito en este capítulo se concluye lo siguiente:

- Cada brazo del convertidor trifásico multinivel tipo CHB se puede manejar independientemente, de forma que se puede analizar y diseñar un control por fase.
- Es muy importante mantener balanceadas las tensiones en los condensadores en su respectivo valor de referencia para un correcto funcionamiento del convertidor.
- El control de balance de tensiones no afecta al control de corrientes ni la forma de onda del voltaje de salida del convertidor.
- De las pruebas realizadas al control de balance de tensiones del inversor multinivel monofásico tipo CHB de tres niveles, se tiene una buena respuesta ante una tensión de referencia dinámica, pérdidas en los PH y distintos valores de capacitancia.
- La estrategia de control responde lentamente en algunos casos, por lo que hay que resintonizar los controladores PI, para tener una respuesta más rápida. Se requieren estudios más detallados para evaluar a profundidad la manera de sintonizar los controladores, o más aún, explorar otros controladores para tratar de optimizar su respuesta ante diferentes puntos de operación, variación e incertidumbre de los parámetros, etc.

## Capítulo 4

# Compensación de armónicos y reactivos mediante convertidores de 2 niveles y multinivel de tipo CHB de 5 niveles en ST4H

En este capítulo se presenta la compensación de corrientes armónicas y de potencia reactiva en un ST4H usando convertidores de 2 niveles y un convertidor multinivel de tipo CHB de 5 niveles. En esta última configuración se aplicará y verificará la estrategia de control desarrollada en el capítulo 3 para el convertidor de 5 niveles. Se discuten los resultados y se concluye.

### 4.1 Introducción

En este capítulo se presenta un sistema de prueba para validar la estrategia de control de balance de tensiones diseñada en el capítulo anterior, donde se compensarán corrientes armónicas y potencia reactiva. También, se hará uso de topologías de convertidores de 2 niveles, empleadas comúnmente en aplicaciones de compensación de ST4H, con la finalidad comparar su desempeño con respecto a la configuración multinivel.

El sistema de prueba está formado por cargas lineales y cargas no lineales. Se aplica un desbalance en la carga conectada al sistema para poder asemejar a un ST4H. La conexión de los convertidores hacia la red eléctrica se hace en paralelo, por medio de un

transformador de acoplamiento, representado en este caso por su reactancia equivalente de corto circuito.

El algoritmo de la teoría  $pq$ , expuesto en la Sección 2.6, es utilizado para estimar las corrientes de compensación, las cuales son calculadas a partir de las potencias instantáneas consumidas por la carga. La modulación empleada es de tipo PWM, la cual nos entrega las señales de control para los semiconductores de los inversores.

## 4.2 ST4H y compensador paralelo

El ST4H a compensar se muestra en la Fig. 4.1 junto con el convertidor paralelo y los controles necesarios para la compensación. Los bloques que componen al sistema son los siguientes:

- 1) Generador
- 2) Hilos o Conductores
- 3) Cargas
- 4) Transformador de acoplamiento
- 5) Sensores de tensión en el ST4H
- 6) Sensores de corriente en la carga
- 7) Punto de acoplamiento común (PCC)
- 8) Sensores de corriente del convertidor
- 9) Inversor
- 10) Transformación de coordenadas  $\alpha\beta 0$  para tensiones del ST4H
- 11) Transformación de coordenadas  $\alpha\beta 0$  para corrientes de la carga
- 12) Generación de las corrientes de compensación. Teoría  $pq$  – ecuaciones 2.3-2.13
- 13) Estrategia de control para las corrientes de referencia
- 14) Modulación PWM sinusoidal

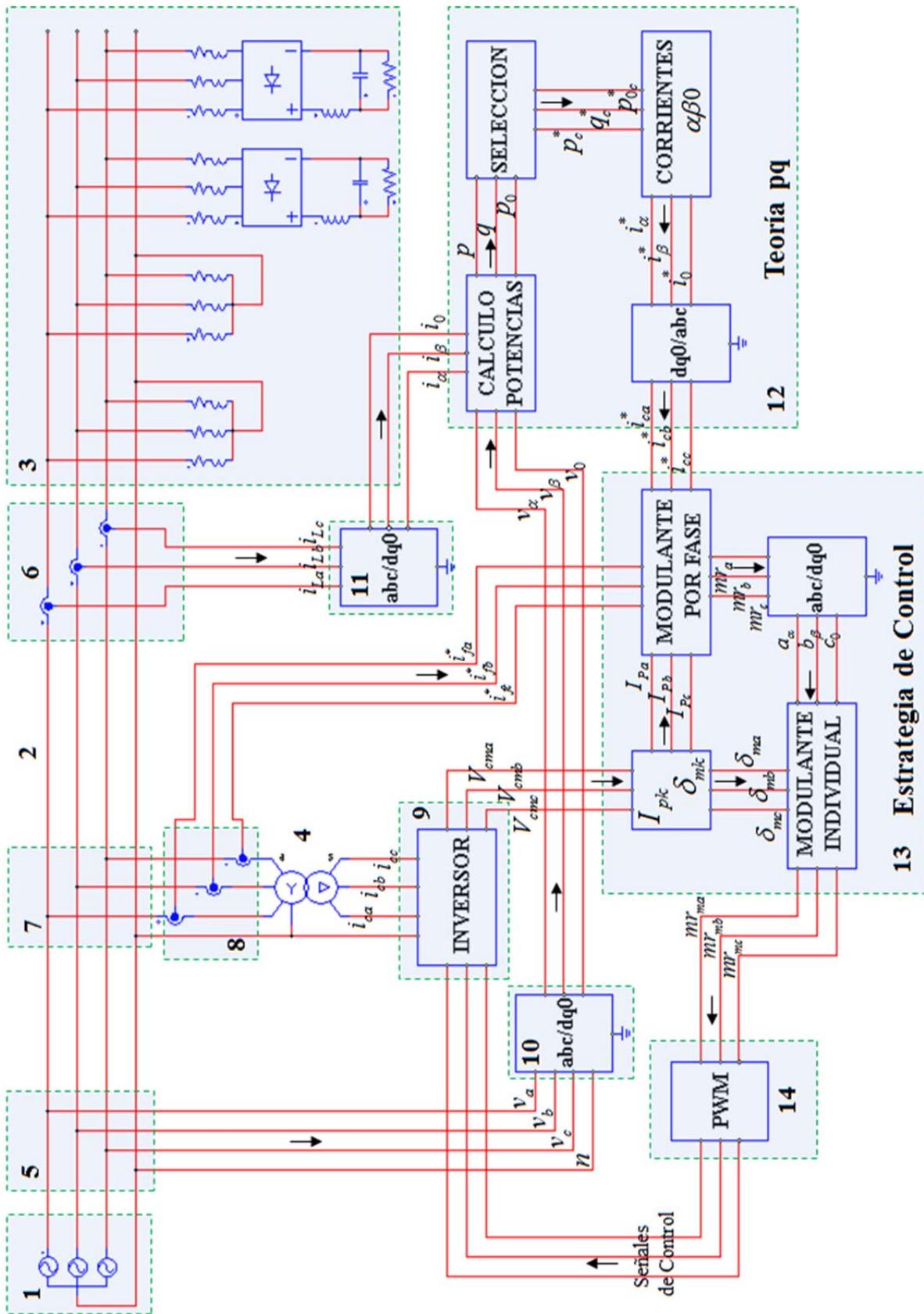


Fig. 4.1 STATCOM con compensador paralelo.

El ST4H se compone por 1) un generador, 2) cuatro hilos y 3) una carga con parte lineal y no lineal. El convertidor está conectado al ST4H en 7) el punto de acoplamiento común PCC, por medio de 4) un transformador de acoplamiento.

Los bloques 5) y 6) están sensando las tensiones del sistema y las corrientes de la carga respectivamente, estas señales son transformadas a un marco estacionario  $\alpha\beta 0$  mediante los bloques 10) y 11), lo cual nos sirve para cálculo de las corrientes de referencia para la compensación del sistema.

El bloque 12) calcula las corrientes de referencia de compensación y consiste en el algoritmo de la teoría  $pq$ , donde se calculan las potencias en la carga y se seleccionan las potencias a compensar. A partir de estos valores se obtienen las corrientes en un marco estacionario  $\alpha\beta 0$ , para finalmente transformarlos a coordenadas  $abc$ , lo anterior es descrito más detalladamente en la Sección 2.6.

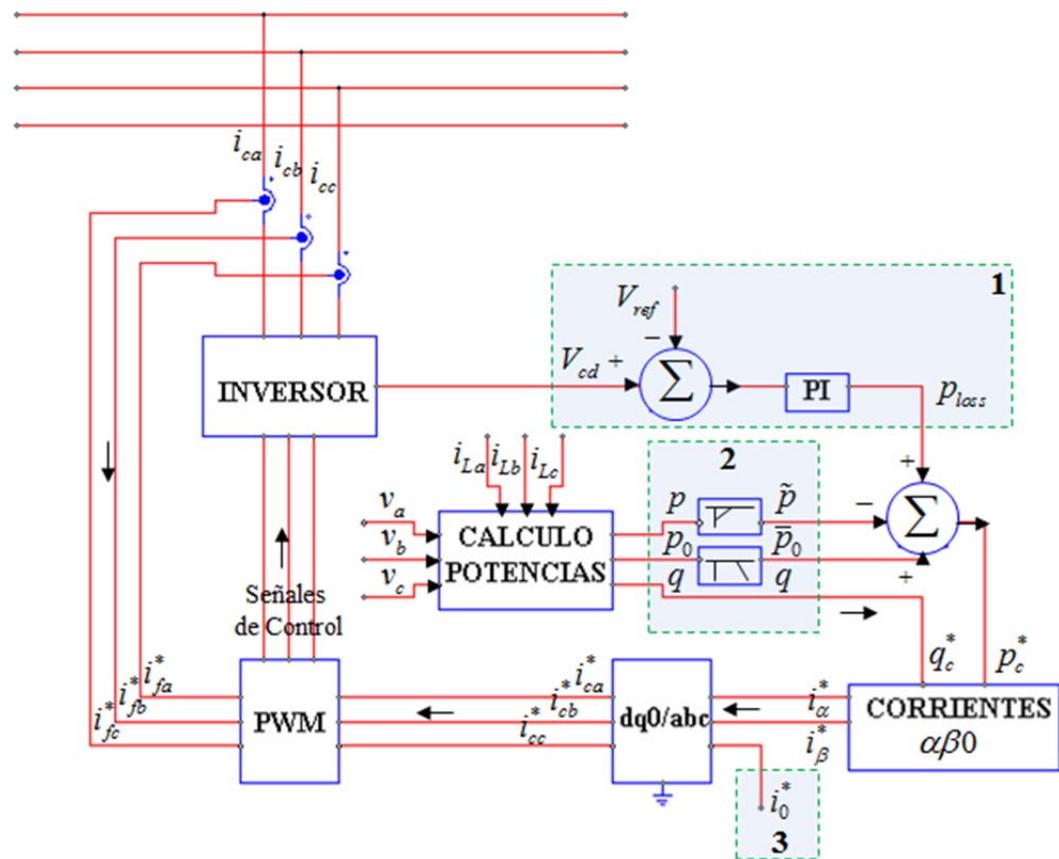
El bloque 13) es la estrategia de control desarrollada en el Capítulo 3, la cual genera ángulos  $\delta_{mk}$  y vectores de corriente  $I_{pk}$  a partir de las variaciones de tensión de los condensadores del lado de CD del convertidor. Los vectores de corriente  $I_{pk}$  junto con las corrientes de referencia resultantes del bloque 12) y las corrientes entregadas por el convertidor, sensadas en el bloque 8), generan las modulantes por fase, las cuales son transformadas a un marco de referencia estacionario y por medio de un desfaseamiento dado por los ángulos  $\delta_{mk}$  es posible obtener las modulantes individuales. Una vez obtenidas las modulantes individuales se envían al bloque 14), modulación PWM, donde son comparadas con señales triangulares para generar las señales de control de los interruptores de 9), el inversor.

En la compensación del ST4H, empleando el convertidor multinivel tipo CHB, la estrategia de control de balance de tensiones hace un equilibrio de las tensiones de los condensadores y para el caso del uso de convertidores de dos niveles, se deben de usar otras técnicas o estrategias de control para regular la tensión de los condensadores, como las empleadas en [30, 31]. En la siguiente sección se muestra una forma sencilla y eficaz para regular las tensiones de los condensadores en convertidores de dos niveles.

### 4.3 Corrientes de compensación usando la teoría $pq$

El cálculo de las corrientes de compensación es realizado por el algoritmo de la teoría  $pq$ . En la Fig. 2.13 se muestra un esquema conceptual de este algoritmo y en la Fig. 4.2 podemos ver un diagrama a bloques del sistema de compensación conectado a un ST4H.

En la Fig. 4.2, la selección de potencias a compensar es realizada por el bloque 2), en el cual se utilizan filtros para separar las componentes de potencia. Un filtro pasa-altas con una frecuencia de corte baja (10 Hz) nos da una componente oscilatoria y un filtro pasa-bajas a una frecuencia de corte baja (20 Hz) nos da una componente de directa o promedio.



**Fig. 4.2** Diagrama a bloque del algoritmo de la teoría  $pq$  en un ST4H.

El bloque 1) representa al controlador de la tensión del condensador de la parte de CD del inversor, en el cual a partir de la comparación entre la tensión del condensador  $V_{cd}$  y la tensión de referencia  $V_{ref}$  se aplica un controlador PI, el cual es sintonizado para obtener una potencia de pérdidas de CD  $p_{loss}$ , la cual se adiciona a la potencia a compensar  $p_c^*$ , obedeciendo lo siguiente

$$p_c^* = (p_{loss} + \bar{p}_0) - \tilde{p} \quad (4.1)$$

De esta forma las variaciones de tensión en el lado de CD se compensarán por medio de una potencia activa, lo cual es el mismo principio utilizado en la estrategia de control de balance de tensiones desarrollada para el inversor multinivel.

En el diagrama de la Fig. 4.2 se ilustra el proceso para la obtención de las corrientes de compensación en el convertidor de 2 niveles tipo FL y para el caso del convertidor de 2 niveles tipo SC se modifica el bloque 1) de forma que  $V_{cd} = V_{C1} + V_{C2}$  y  $V_{ref} = V_{ref1} + V_{ref2}$ . Para el convertidor multinivel tipo CHB se reemplaza el bloque 1) por la estrategia de control, como en la Fig. 4.1, y además el bloque 3) se modifica de tal forma que

$$i_0^* = i_0 - \frac{I_{Pn}}{3} \quad (4.2)$$

donde  $I_{Pn} = I_{Pa} + I_{Pb} + I_{Pc}$  e  $I_{Pn}$  es dividido entre 3 para llevarlo a un marco de referencia estacionario  $\alpha\beta 0$ . Esto con el fin de que cuando los vectores  $I_{Pk}$  presenten diferentes magnitudes, se pueda sumar una corriente resultante del neutro a la corriente calculada por la teoría  $pq$ , para que no haya un desbalance en la corriente del neutro en lado de la fuente.

## 4.4 Resultados de simulación de la compensación de un ST4H empleando convertidores estáticos

En esta sección se compensan corrientes armónicas y potencia reactiva en un ST4H; las pruebas son efectuadas por medio de simulaciones utilizando el software de simulación PSIM. Primero se presenta el Caso base, el cual representa al ST4H que se utilizara en todas las pruebas. Después se analizan tres casos, en el Caso I se utiliza un convertidor de dos niveles tipo SC modulado con un método PWM sinusoidal en conjunto con el algoritmo de la teoría  $pq$ , debido a la topología empleada se utilizan dos condensadores previamente cargados a los niveles de tensión determinados para alimentar al convertidor. En el Caso II se utiliza un convertidor de dos niveles tipo FL, al igual que en el Caso I, modulado con un método PWM sinusoidal en conjunto con el algoritmo de la teoría  $pq$  para el cálculo de las corrientes de compensación. En esta topología se utiliza un condensador previamente cargado. En el Caso III se utiliza un convertidor multinivel tipo CHB de 5 niveles, igualmente modulado con un método PWM sinusoidal en conjunto con el algoritmo de la teoría  $pq$  para el cálculo de las corrientes de compensación. En esta topología se utilizan 4 condensadores por fase previamente cargados a sus valores de tensión nominal.

En los tres casos se trabaja con el ST4H mostrado en la Fig. 4.1 junto con el diagrama a bloques de la Fig. 4.2. En las simulaciones las dos cargas lineales se encuentran conectadas en todo momento a la red eléctrica y las cargas no lineales se conectan en un tiempo posterior. La inyección de corrientes por parte del convertidor se ajusta de manera automática a las variaciones introducidas por la carga haciendo uso de los controles implementados.

### 4.4.1 Caso base (ST4H)

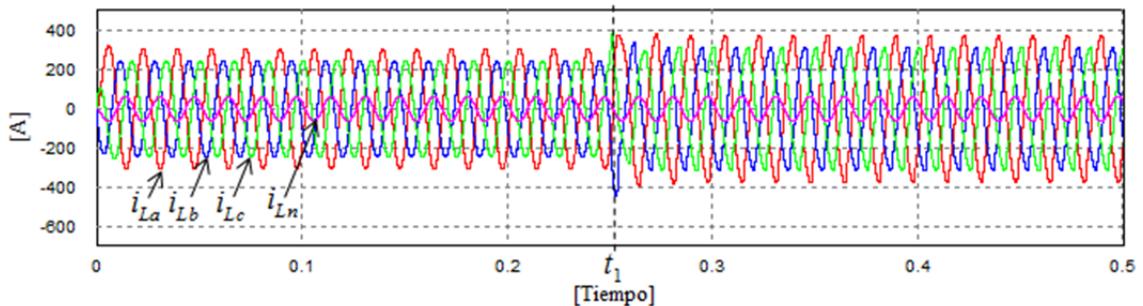
En el caso de prueba se conectarán las cargas lineales y las no lineales en diferentes tiempos. Las cargas lineales están conectadas durante toda la simulación, mientras que las cargas no lineales se conectarán en  $t_1 = 0.25s$ . Las simulaciones tendrán una duración de  $0.5s$ . La primera carga lineal presenta un desbalance en la fase a del 40%

con respecto a las otras dos fases. Todo esto nos permite tener una red con desbalances, armónicos, potencia reactiva y cargas dinámicas, lo cual es muy común en los ST4H. En la Tabla 4.1 se resumen los valores de los parámetros de del ST4H.

**Tabla 4.1.** Valores del ST4H.

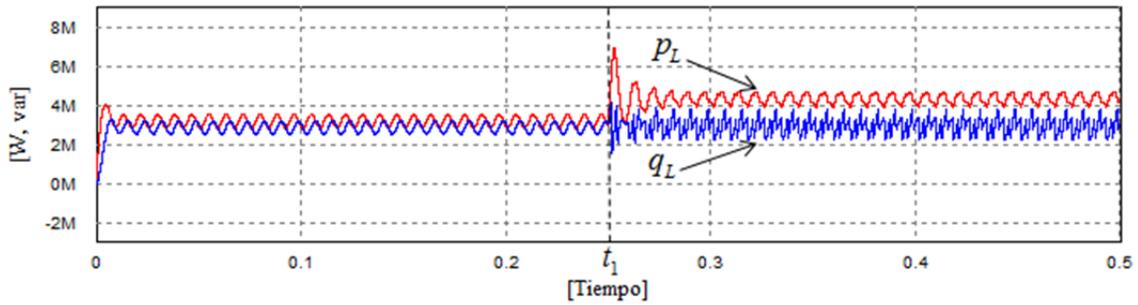
Sistema Eléctrico			
$V_S$		$f$	
13.8KV <sub>rms</sub>		60Hz	
Cargas			
$RL$	$RL$	Puente de diodos 3 $\phi$	Puente de diodos 3 $\phi$
$S = 1.5MVA$	$S = 2.5MVA$	$P = 0.65MW$	$P = 0.5MW$
$fp = 0.8$	$fp = 0.7$		

En la Fig. 4.3 se muestran las corrientes en la carga ( $i_{La}$ ,  $i_{Lb}$ ,  $i_{Lc}$  e  $i_{Ln}$ ), donde se ve que dichas corrientes están desbalanceadas y además a partir de  $t_1$  observamos la presencia de armónicos introducidos por la conexión de las cargas no lineales.



**Fig. 4.3** Corrientes de línea en la carga. La fase a tiene un desbalance del 40% con respecto a las otras dos fases.

En la Fig. 4.4 se muestra la potencia activa instantánea  $p_L$  y la potencia reactiva instantánea  $q_L$  en la carga. En  $t = t_1$  las potencias se incrementan debido a la entrada de las cargas no lineales.



**Fig. 4.4** Potencias instantáneas trifásicas producidas por la carga.

#### 4.4.2 Caso I: Compensación usando un convertidor de 2 niveles tipo capacitor dividido (SC)

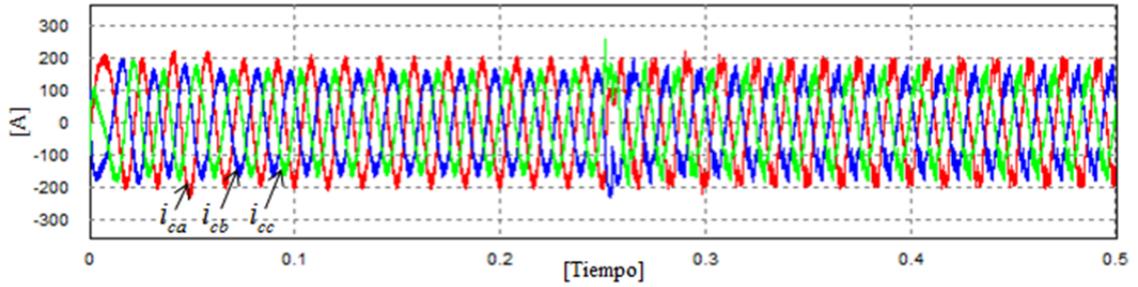
En este caso se hace la compensación del ST4H con el convertidor de 2 niveles tipo SC empleando una modulación PWM sinusoidal y el algoritmo de la teoría  $pq$  para el cálculo de corrientes de referencia. En la Tabla 4.2 se muestran los valores de los parámetros del convertidor.

**Tabla 4.2.** Valores de los parámetros del convertidor de dos niveles tipo SC.

Parámetro	Descripción	Valor
$Q_o$	Potencia reactiva que entrega el convertidor	2.7 Mvar
$L_c$	Inductancia de acoplamiento	10 mH
$R_c$	Resistencia de acoplamiento	0.1Ω
$V_{C1}, V_{C2}$	Voltaje en los capacitores 1 y 2	12 kV
$C_1, C_2$	Capacitores 1 y 2	2500 μF
Pérdidas	Pérdidas del convertidor	3%
$f_{sw}$	Frecuencia de conmutación	10 kHz

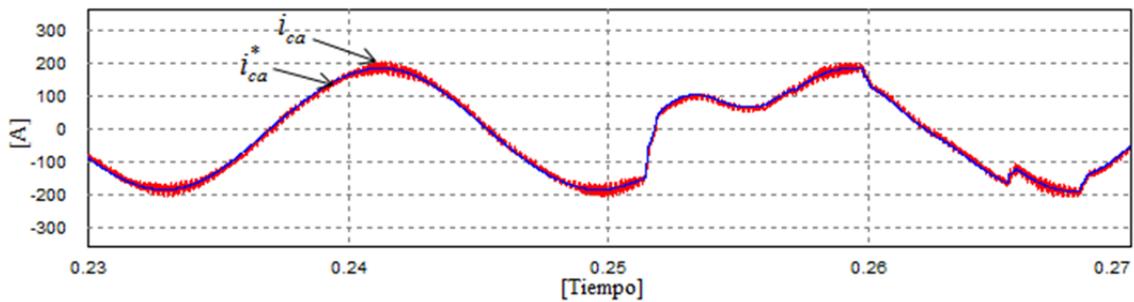
A continuación se presentan los resultados obtenidos.

En la Fig. 4.5 se muestran las corrientes inyectadas por el convertidor ( $i_{ca}$ ,  $i_{cb}$  e  $i_{cc}$ ) hacia el ST4H, estas corrientes son las que al sumarse algebraicamente con las corrientes de carga nos compensaran el sistema propuesto.



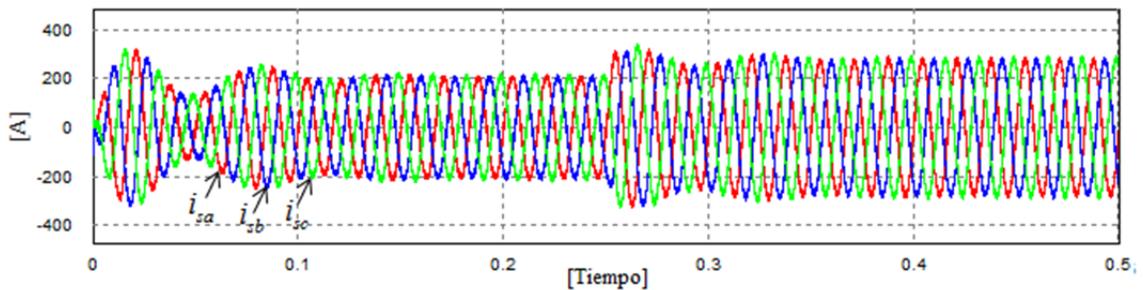
**Fig. 4.5** Corrientes entregadas por el convertidor para la compensación.

En la Fig. 4.6 se muestra la corriente de referencia calculada  $i_{ca}^*$  y la corriente inyectada por el convertidor  $i_{ca}$ . Se observa un buen seguimiento de la corriente de referencia.



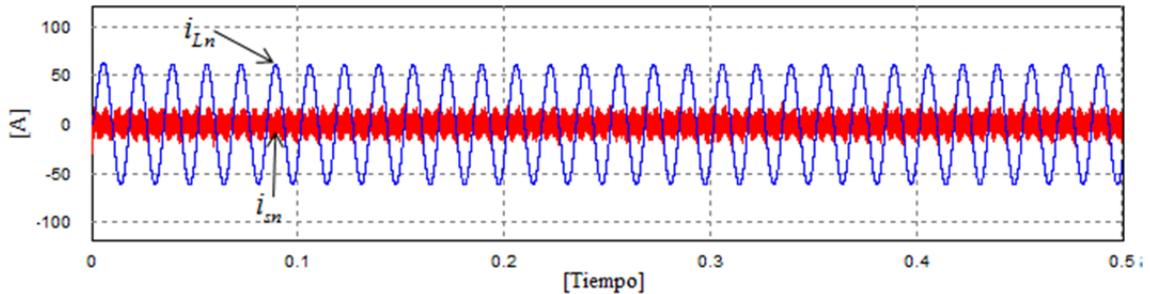
**Fig. 4.6** Corriente de referencia  $i_{ca}^*$  y corriente de salida del convertidor  $i_{ca}$ .

Las corrientes compensadas se miden en cada fase del lado de la fuente y se representan por  $i_{sa}$ ,  $i_{sb}$  e  $i_{sc}$ , en la Fig. 4.7 podemos ver estas corrientes, donde se observa que los armónicos y el desbalance que estaban presentes han sido compensados.



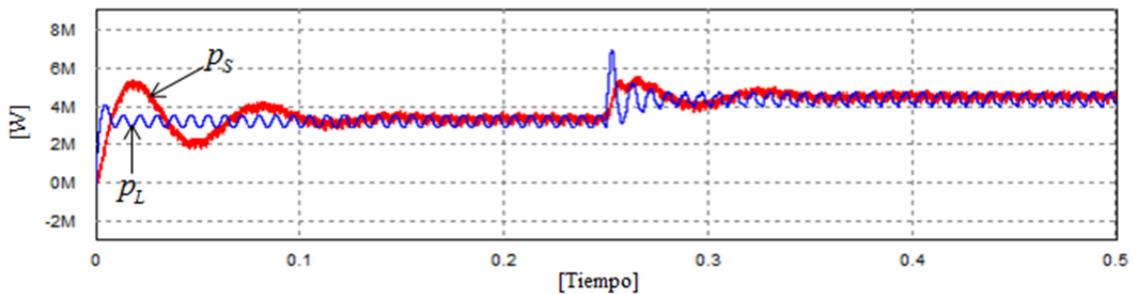
**Fig. 4.7** Corrientes compensadas.

En esta topología el neutro es conectado en el punto medio del enlace de CD y a través de él fluye una corriente  $i_{Ln}$ , producida por el desbalance en la carga, como se muestra en la Fig. 4.8. Donde  $i_{sn}$  es la corriente de neutro compensada, se observa que presenta un rizo de alta frecuencia, debido a la frecuencia de conmutación que se utiliza en el inversor.



**Fig. 4.8** Corrientes en el neutro de la fuente y la carga.

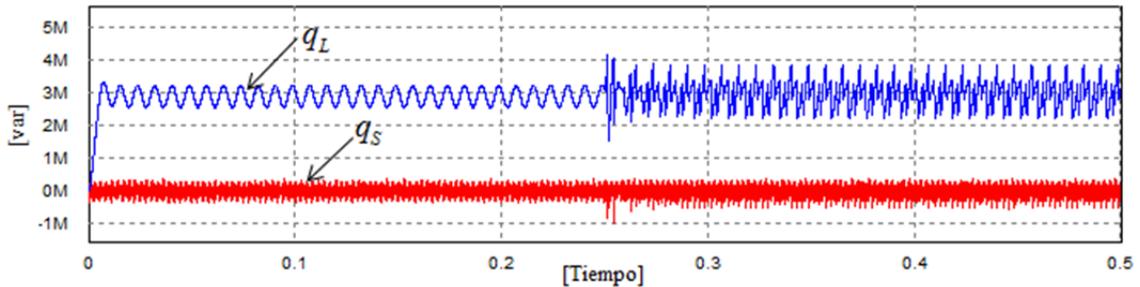
En la Fig. 4.9 podemos observar la potencia activa instantánea en la carga  $p_L$  y la potencia activa instantánea en la fuente  $p_S$  compensada. La potencia en la fuente,  $p_S$ , debería de ser una señal recta sin rizo, solo que no se obtiene debido al rizo producido por las conmutaciones del inversor.



**Fig. 4.9** Potencia activa instantánea en la carga,  $p_L$ , y en la fuente,  $p_S$ .

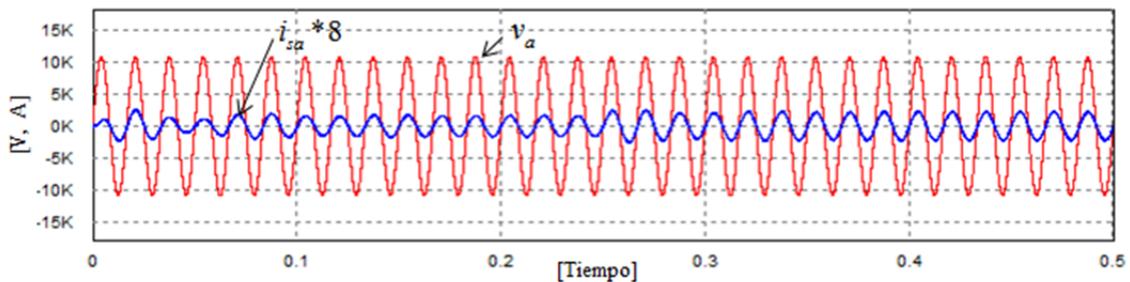
La potencia reactiva en la carga  $q_L$  se logra compensar, esto se muestra en la Fig. 4.10, donde  $q_S$  es la potencia compensada en la fuente y tiene un valor promedio menor

a  $q_L$ . Se puede ver que el convertidor compensa en todo momento, sin importar el incremento de carga.



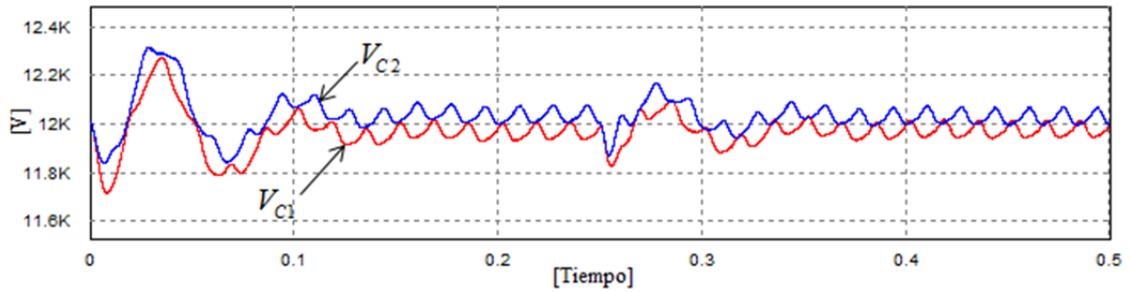
**Fig. 4.10** *Potencia reactiva instantánea.*

Cuando la potencia reactiva es compensada el voltaje de fase  $v_a$  y la corriente compensada de línea  $i_{sa}$  deben de estar en fase. En la Fig. 4.11 se muestra como están en fase, donde la corriente ha sido amplificada 8 veces para poder apreciarla.



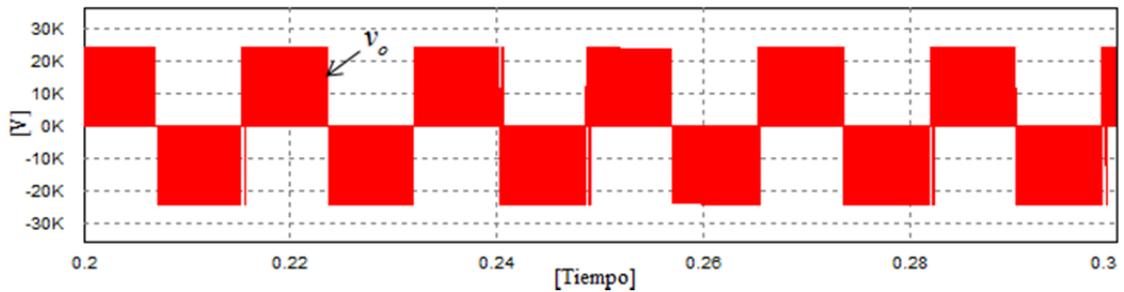
**Fig. 4.11** *Voltaje y corriente de fase después de la compensación. Ambas señales se encuentran en fase.*

Las tensiones en los condensadores deben de mantenerse en los valores de referencia preestablecidos durante la compensación. En la Fig. 4.12 podemos apreciar como las tensiones  $V_{C1}$  y  $V_{C2}$  oscilan alrededor del valor de referencia y no se tienen desviaciones.



**Fig. 4.12** Voltaje en los condensadores.

En la Fig. 4.13 se presenta la tensión de salida del convertidor entre líneas  $v_0$  para dar seguimiento a las corrientes demandadas. Se aprecia que la tensión se compone por dos niveles.



**Fig. 4.13** Tensión a la salida del convertidor.

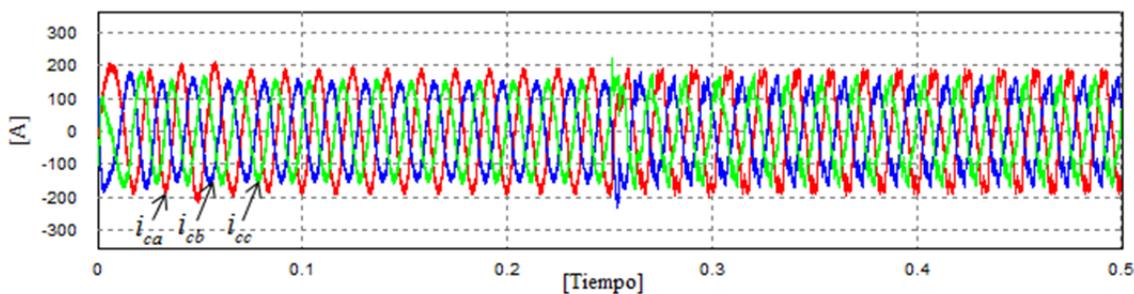
#### 4.4.3 Caso II: Compensación usando un convertidor de 2 niveles tipo cuatro piernas (FL)

Para esta prueba se emplea un convertidor de dos niveles, pero en una configuración de 4 piernas. Al igual que el caso anterior se usa una modulación PWM sinusoidal y el algoritmo de la teoría  $pq$  para el cálculo de corrientes de referencia. En la Tabla 4.3 se resumen los valores de los parámetros del convertidor.

**Tabla 4.3.** Valores de los parámetros del convertidor de dos niveles tipo FL.

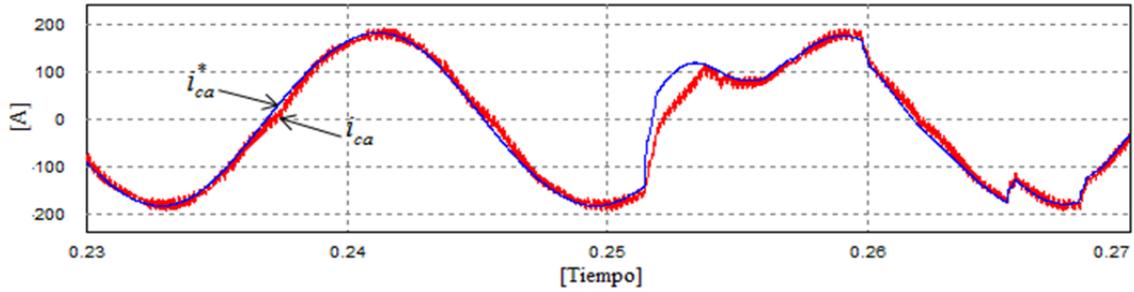
Parámetros	Descripción	Valores
$Q_0$	Potencia reactiva que entrega el convertidor	2.7 Mvar
$L_c$	Inductancia de acoplamiento	10 mH
$R_c$	Resistencia de acoplamiento	0.1Ω
$V_C$	Voltaje en el capacitor	20 kV
$C$	Capacitor	1250 μF
Pérdidas	Pérdidas del convertidor	3%
$f_{sw}$	Frecuencia de conmutación	10 kHz

Para lograr la compensación el convertidor inyecta las corrientes  $i_{ca}$ ,  $i_{cb}$  e  $i_{cc}$  necesarias para lograr que el desbalance presente se equilibre y elimine los problemas relacionados a la calidad de la energía mencionados. Estas corrientes se muestran en la Fig. 4.14.



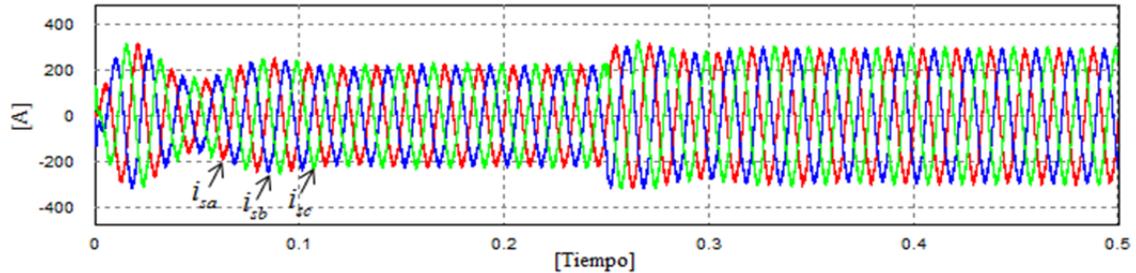
**Fig. 4.14** Corrientes entregadas por el convertidor para la compensación.

En la Fig. 4.15 se muestra el seguimiento de la corriente de referencia  $i_{ca}^*$ , calculada con el algoritmo de la teoría  $pq$ , por la corriente inyectada por el convertidor  $i_{ca}$ . La corriente  $i_{ca}$  es modulada por PWM sinusoidal. Se observa un buen seguimiento.



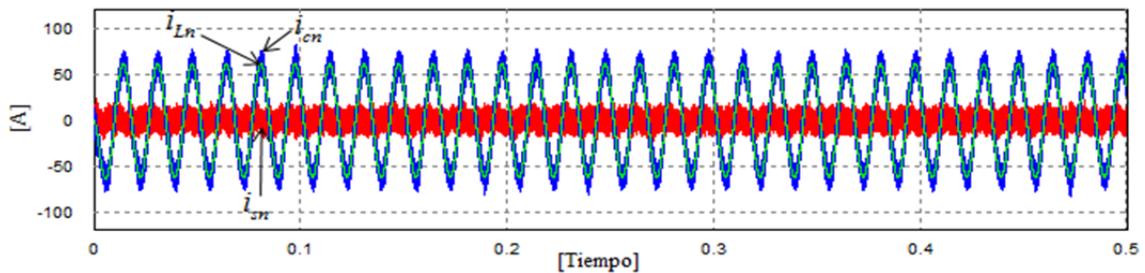
**Fig. 4.15** Corriente de referencia  $i_{ca}^*$  y corriente de salida del convertidor  $i_{ca}$ .

Fig. 4.16 se puede apreciar a las corrientes compensadas  $i_{sa}$ ,  $i_{sb}$  e  $i_{sc}$ . Las corrientes se mantienen balanceadas y los armónicos son reducidos.



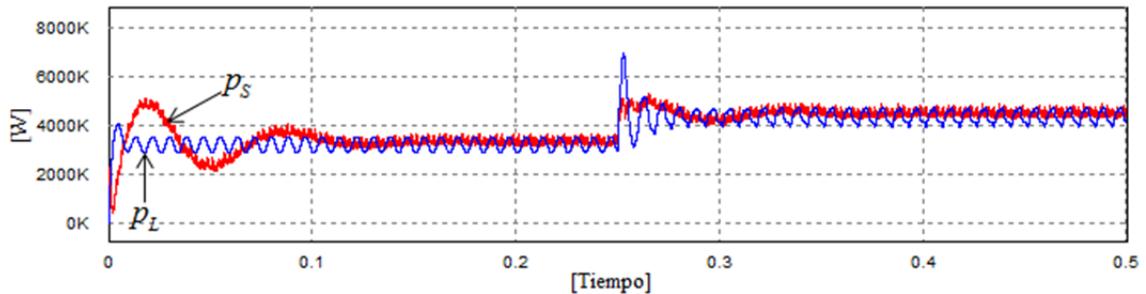
**Fig. 4.16** Corrientes compensadas.

Este tipo de convertidor inyecta directamente una corriente en el neutro  $i_{cn}$ , la cual al sumarse con la corriente  $i_{Ln}$  logra una corriente compensada  $i_{sn}$ , como se muestra en la Fig. 4.17. Al igual que en el caso anterior se presenta un rizo de corriente de alta frecuencia, debido a la frecuencia de conmutación que se utiliza en los semiconductores del inversor.



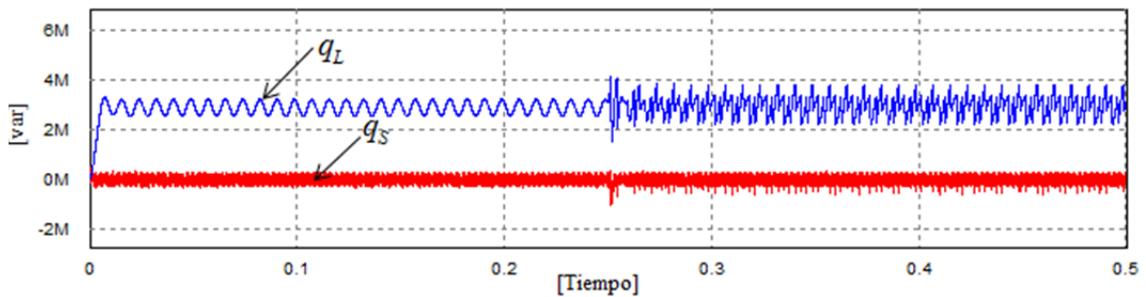
**Fig. 4.17** Corrientes en el neutro de la fuente, la carga y el convertidor.

En la Fig. 4.18 podemos observar que la potencia activa instantánea en la fuente  $p_s$  tiende a ser una señal recta sin rizo, solo que no se obtiene debido al rizo presente en las corrientes compensadas.



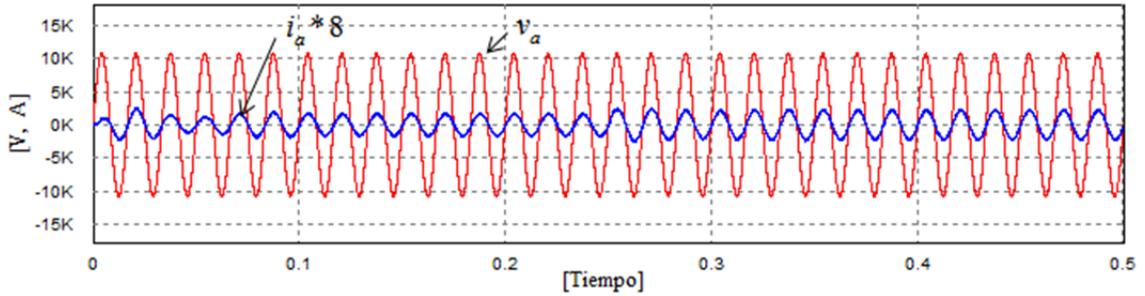
**Fig. 4.18** Potencia activa instantánea.

En la Fig. 4.19 se muestra que la potencia reactiva en la carga  $q_L$  es compensada y presenta un valor promedio menor ( $q_s$ ). Se puede ver que el convertidor compensa en todo momento, sin importar el incremento de carga.



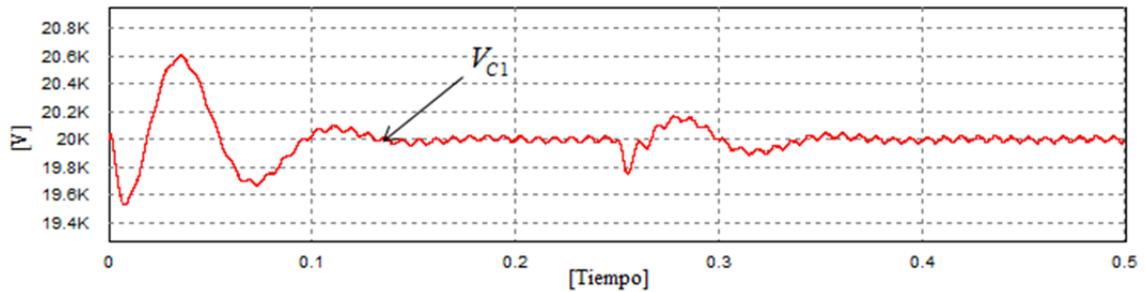
**Fig. 4.19** Potencia reactiva instantánea.

Durante la compensación de reactivos el voltaje de fase  $v_a$  y la corriente compensada de línea  $i_{sa}$  deben de estar en fase, como se muestra en la Fig. 4.20, donde la corriente ha sido amplificada 8 veces para poder apreciarla.



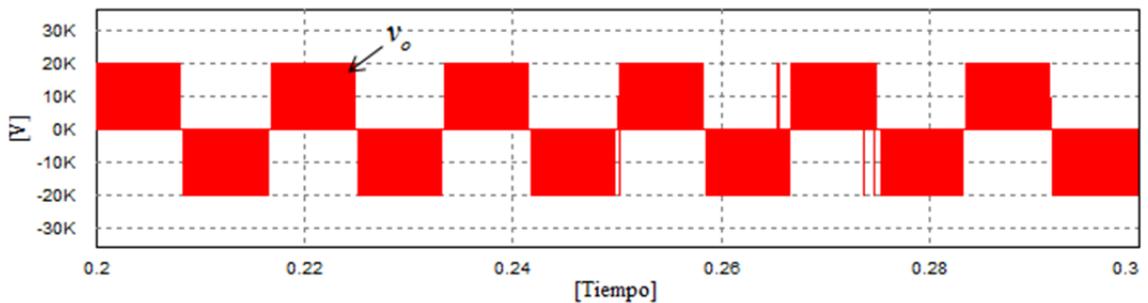
**Fig. 4.20** Voltaje y corriente de fase después de la compensación. Ambas señales se encuentran en fase.

La tensión en el enlace de CD debe mantenerse equilibrada en todo momento. En la Fig. 4.21 podemos ver como la tensión  $V_{C1}$  se mantiene alrededor de su valor de referencia y no presenta desviaciones.



**Fig. 4.21** Voltaje en el condensador.

En la Fig. 4.22 se muestra la tensión de fase a la salida del convertidor,  $v_o$ , durante la operación del compensado. Aquí podemos observar que la tensión se compone por dos niveles.



**Fig. 4.22** Tensión a la salida del convertidor.

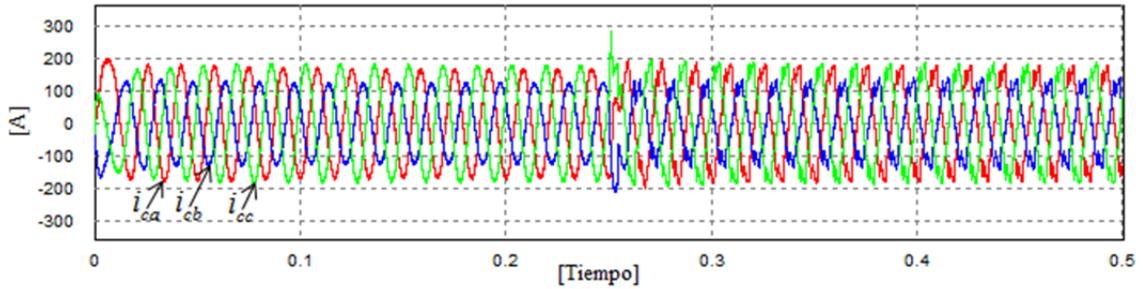
#### 4.4.4 Caso III: Compensación usando un convertidor de 5 niveles tipo CHB

Para este caso se utiliza el convertidor de 5 niveles tipo CHB para hacer la compensación del ST4H. Se emplea una modulación PWM sinusoidal, el algoritmo de la teoría  $pq$  para el cálculo de corrientes de referencia y el control de balance de tensiones de los condensadores desarrollado en el Capítulo 3. En la Tabla 4.4 se muestran los valores con los parámetros del convertidor y del controlador. El vector  $I_{pk}$  se obtiene de la sumatoria de  $\delta_{mk}$ , aplicando una ganancia  $K_3$ , como se muestra en (3.29).

**Tabla 4.4.** Valores de los parámetros del convertidor de cinco niveles tipo CHB y de la Estrategia de control.

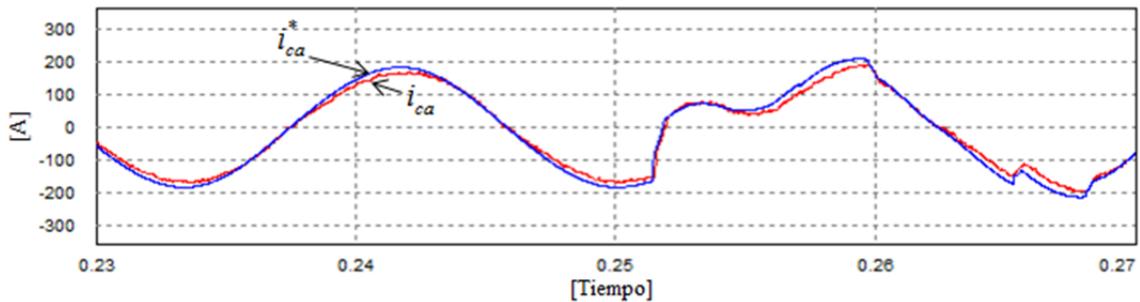
Parámetros	Descripción	Valores
$Q_0$	Potencia reactiva que entrega el convertidor	2.7 Mvar
$L_c$	Inductancia de acoplamiento	10 mH
$R_c$	Resistencia de acoplamiento	0.1 $\Omega$
$V_{cmk}$	Voltaje en el capacitor $m$ de la fase $k$	3.75 kV
$C_{mk}$	Capacitor $m$ de la fase $k$	5000 $\mu$ F
Pérdidas	Pérdidas del convertidor	3%
$f_{sw}$	Frecuencia de conmutación	10 kHz
$k_{p1}$	Ganancia proporcional para el control PI1	0.007
$T_{i1}$	Tiempo integral para el control PI1	1
$k_{p2}$	Ganancia proporcional para el control PI 2	0.002
$T_{i2}$	Tiempo integral para el control PI2	0.1
$K_3$	Ganancia 3	-100

Como en los casos anteriores el convertidor inyecta las corrientes  $i_{ca}$ ,  $i_{cb}$  e  $i_{cc}$ , para compensar el sistema de prueba propuesto, las cuales se muestran en la Fig. 4.23.



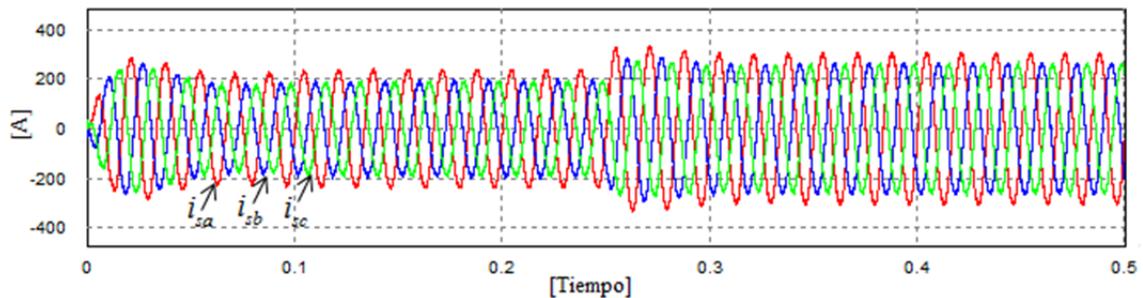
**Fig. 4.23** Corrientes entregadas por el convertidor para la compensación.

En la Fig. 4.24 podemos observar la corriente de referencia calculada  $i_{ca}^*$  y la corriente inyectada por el convertidor  $i_{ca}$ . Se ve que hay un buen seguimiento de la corriente de referencia. La corriente  $i_{ca}^*$  es calculada con la teoría  $pq$  y se modula con PWM sinusoidal para obtener  $i_{ca}$ .



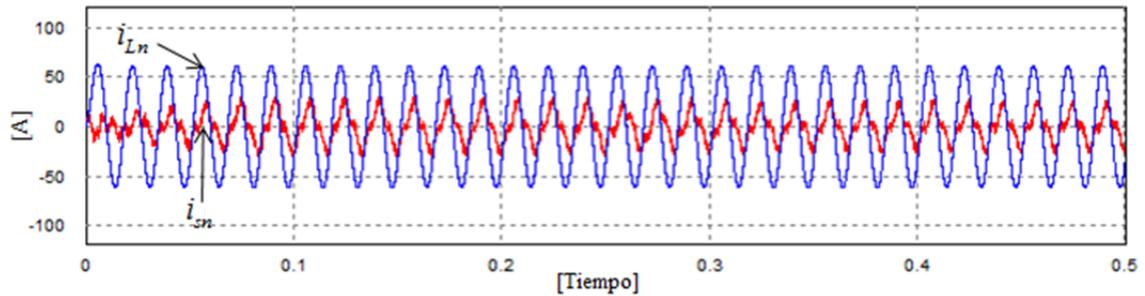
**Fig. 4.24** Corriente de referencia  $i_{ca}^*$  y corriente de salida del convertidor  $i_{ca}$ .

Las corrientes compensadas  $i_{sa}$ ,  $i_{sb}$  e  $i_{sc}$ , se muestran en la Fig. 4.25. Podemos ver que no se resuelve por completo el desbalance de corrientes, sin embargo los armónicos si fueron compensados.



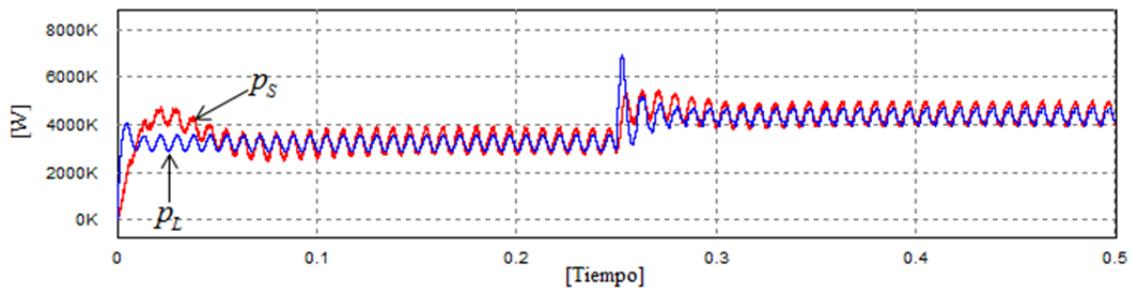
**Fig. 4.25** Corrientes compensadas.

Si no se logró quitar el desbalance en su totalidad, se debe de tener una corriente circulante en el neutro. En la Fig. 4.26 la corriente  $i_{Ln}$  es compensada y se obtiene  $i_{sn}$ , aquí podemos ver claramente que se reduce en valor, lo cual nos dice que el convertidor disminuye el desbalance.



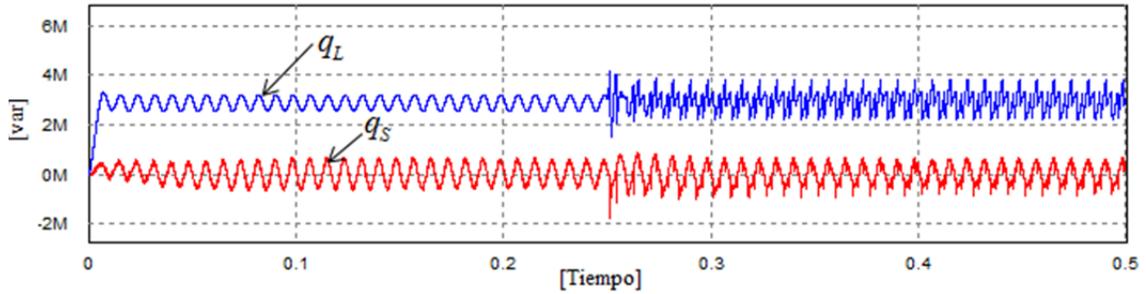
**Fig. 4.26** Corrientes en el neutro de la fuente y la carga.

Al presentarse desbalance, en la Fig. 4.27 podemos ver que la potencia activa instantánea en la carga  $p_L$  y la potencia activa instantánea en la fuente  $p_S$  son aproximadamente iguales y se tiene una frecuencia del doble de la frecuencia fundamental.



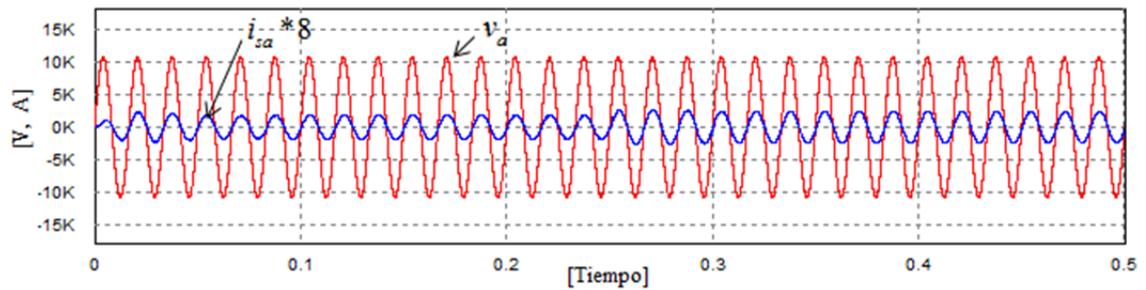
**Fig. 4.27** Potencia activa instantánea.

La potencia reactiva en la carga  $q_L$  se logra compensar, pero por la presencia del desbalance,  $q_S$  presenta una frecuencia del doble de la frecuencia fundamental y tiene un valor promedio menor al presente en la potencia reactiva de la carga, esto se muestra en la Fig. 4.28. Se puede ver que el convertidor compensa en todo momento, sin importar el incremento de carga.



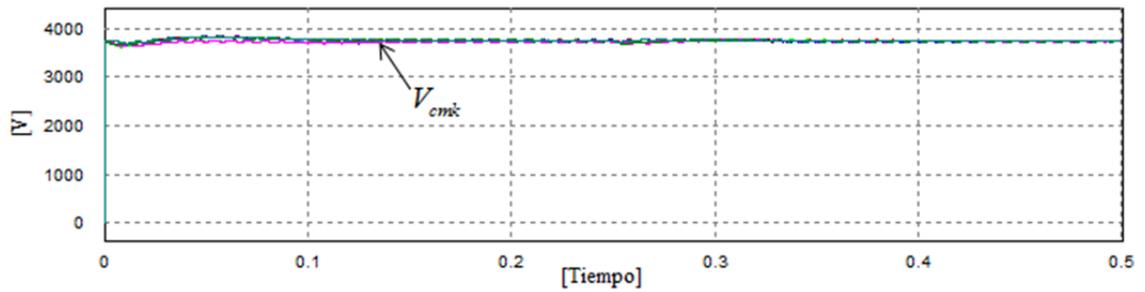
**Fig. 4.28** Potencia reactiva instantánea.

En la Fig. 4.29 se muestra la compensación de la potencia reactiva, de modo que el voltaje de fase  $v_a$  y la corriente compensada de línea  $i_{sa}$  están en fase. La corriente  $i_{sa}$  ha sido amplificada 8 veces para poder apreciarla.

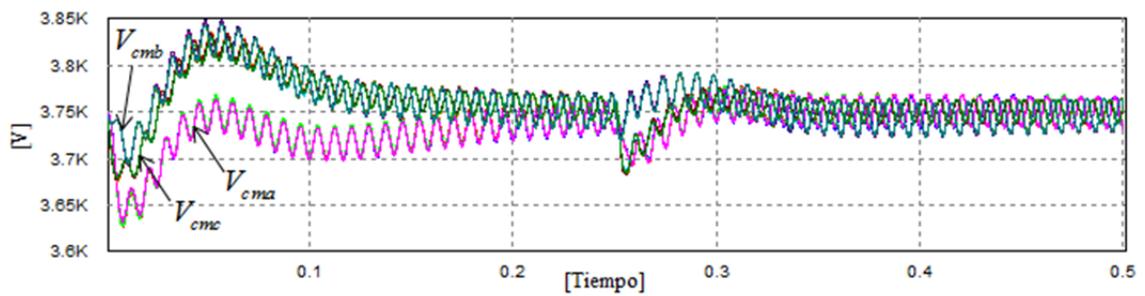


**Fig. 4.29** Voltaje y corriente de fase.

En la Fig. 4.30(a) podemos apreciar como las tensiones  $V_{cmk}$  están en el valor de referencia en todo momento y no se presentan desviaciones de tensión que pongan en riesgo la operación o la estabilidad del sistema. En la Fig. 4.30(b) se muestra el detalle de dichas tensiones, se presenta un pequeño transitorio pero rápidamente las tensiones pueden seguir su referencia sin que el incremento de carga o los armónicos introducidos en  $t = t_1$  afecten el balance de tensión en los condensadores.



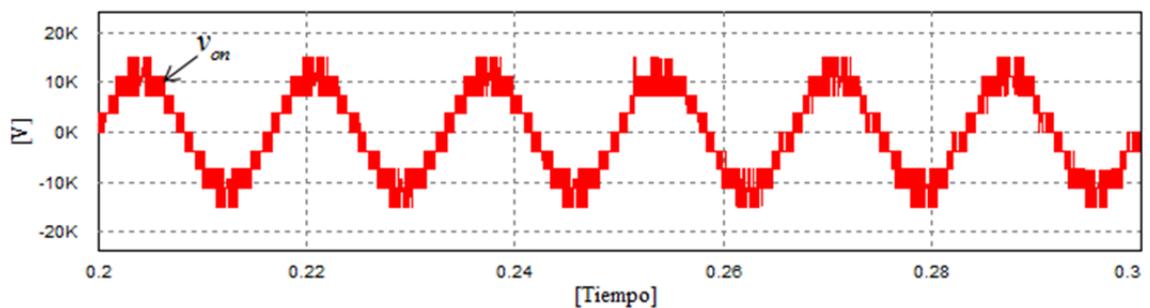
(a)



(b)

**Fig. 4.30** (a) Tensiones en los condensadores empleando la estrategia de control, (b) detalle de tensiones de la Fig. 4.30(a).

Por último, en la Fig. 4.31 se presenta la tensión de fase  $v_0$ , a la salida del convertidor multinivel. Se aprecia que la tensión está efectivamente formada de varios escalones discretos de tensión.



**Fig. 4.31** Tensión a la salida del convertidor multinivel.

En los tres casos presentados se hace la compensación del ST4H, se compensa potencia reactiva, armónicos y se disminuye el desbalance. En todos los casos compensados se tuvo una corriente resultante en el neutro del lado de la fuente, en algunos trabajos se emplean filtros LCL para reducir esta corriente [32-33], o técnicas de modulación para minimizar el número de conmutaciones de los semiconductores [34].

El control de balance de tensiones del convertidor multinivel tipo CHB funciona correctamente dando el equilibrio necesario a las tensiones en todos los condensadores, sin embargo, la estrategia de control se diseñó por fase y para compensar la corriente de neutro se modificó la corriente de secuencia cero en la teoría  $pq$  debido al vector  $I_{pk}$ , al parecer es necesario hacer alguna modificación adicional para optimizar esta parte de la compensación.

En el siguiente capítulo se analizan los datos obtenidos de las simulaciones presentando un estudio comparativo del desempeño de los tres esquemas probados para evaluar las ventajas y desventajas que presentan cada uno de ellos al compensar un ST4H.

## 4.5 Conclusión preliminar

En este capítulo se presentaron tres esquemas de compensación basados en convertidores estáticos para compensar los reactivos, armónicos y desbalances en un ST4H. Los dos primeros esquemas usan convertidores de dos niveles configurados como SC y FL, y el tercer esquema emplea un convertidor multinivel de tipo CHB. En el sistema de prueba presentado se contemplan las necesidades de compensación típicas de un ST4H.

En la compensación con el convertidor de 5 niveles tipo CHB se probó el desempeño de la estrategia de control de tensión de los condensadores propuesta en este trabajo. De los resultados obtenidos se concluye lo siguiente:

- El sistema de prueba fue diseñado para ser lo más parecido a un sistema de distribución en cuanto a los problemas más comunes presentes respecto a la calidad de la energía, incluyendo corrientes armónicas, desbalances en la carga y flujos de potencia reactiva.

- En los tres convertidores se manejan pérdidas internas, lo cual involucra un intercambio de potencia activa entre la red y el convertidor provocando desbalances de tensión en el lado de CD, dando cabida a la necesidad de emplear controles para regular la tensión en el lado de CD de los convertidores.
- El método de control propuesto cumple el objetivo de mantener la tensión en los condensadores dentro de un margen muy cercano al valor de referencia, además se conservó el control de tensión en todo momento sin importar la entrada de carga en el sistema.
- La teoría  $pq$  utilizada en esta aplicación, para el cálculo de las corrientes de referencia, demostró funcionar adecuadamente. Se eligió este algoritmo de control debido a su simplicidad y fácil aplicación.
- En los casos presentados se utiliza la modulación PWM sinusoidal en conjunto con controladores de tipo PI presentando buenos resultados en el seguimiento de las corrientes de referencia.
- Por otra parte, la estrategia de control de tensiones en el convertidor tipo CHB no presentó problemas al dar balance en los niveles de tensión de referencia, sin embargo se obtuvo una corriente resultante en el neutro del lado de la fuente, dejando cierta parte del desbalance en las corrientes compensadas. Para mejorar el funcionamiento del control se recomienda hacer una modificación en la parte de secuencia cero en el algoritmo de la teoría  $pq$ , tal como se hizo para el vector  $I_{pk}$ .

## Capítulo 5

# Evaluación y comparación del desempeño de los inversores de 2 niveles y multinivel tipo CHB en compensación de ST4H

En este capítulo se hace la evaluación del desempeño de los métodos de compensación empleados, esto se hace por medio de índices de medición a partir de los resultados obtenidos en el capítulo anterior. Además, se efectúa una comparación entre los distintos convertidores estáticos empleados en la compensación de ST4H. Se discuten los resultados y se concluye.

### 5.1 Introducción

En el capítulo anterior se mostró la compensación de un ST4H mediante distintos tipos de convertidores estáticos, por lo que es necesario hacer una evaluación de los casos expuestos para estudiar la eficacia de cada convertidor, es por eso que en este capítulo se presentan distintos índices de medición para evaluar el desempeño de los convertidores empleados en la compensación del ST4H.

Los índices que se utilizan son los siguientes: porcentaje de distorsión armónica total (%THD, por sus siglas en inglés) en las corrientes del sistema, error medio cuadrático (EMC) de las corrientes, el voltaje en los condensadores del convertidor ( $V_{CD}$ ), porcentaje de potencia reactiva (%Q) resultante después de la compensación, corriente residual en el neutro ( $I_{SN}$ ) después de la compensación y factor de potencia trifásico (FP).

Después de obtener los resultados de los índices, se hace una comparación entre los convertidores propuestos en la compensación del ST4H para determinar su eficacia, flexibilidad y confiabilidad.

A continuación se describe detalladamente cada índice de desempeño y se explica la conveniencia de estos.

## 5.2 Índices de desempeño para la comparación de los inversores

Para poder evaluar los convertidores utilizados en este trabajo se definen los siguientes índices de desempeño:

- Distorsión Armónica Total (%THD)
- Error Medio Cuadrático (EMC)
- Porcentaje de Potencia Reactiva (%Q)
- Corriente Residual en el Neutro (ISN)
- Factor de Potencia Trifásico (FP) y
- Voltaje en los condensadores del convertidor ( $V_{CD}$ ).

Los distintos índices de desempeño mencionados se describen detalladamente a continuación.

### 5.2.1 Distorsión armónica total (%THD)

Debido a que se pueden usar distintos convertidores para la eliminación de armónicos en los ST4H, es necesario tener un índice de medición que nos permita conocer qué tan eficiente es la compensación. Para esto existe un índice del porcentaje de armónicos, llamado porcentaje de distorsión total armónica (%THD).

El %THD es muy utilizado en temas relacionados con la calidad de la energía [1-3]. En [35] se establecen los límites de %THD en los puntos de conexión común (PCC) para los usuarios finales de la red eléctrica.

La ecuación a utilizar para la medición del %THD es la siguiente:

$$\%THD_i = \frac{\sqrt{\sum_{h=2}^n I_h^2}}{I_1} * (100) \quad (5.1)$$

donde  $\%THD_i$  es el porcentaje de distorsión total de armónicos de corriente,  $I_1$  es la componente fundamental de la corriente a analizar e  $I_h$  es la corriente armónica, siendo  $h$  el orden del armónico.

### 5.2.2 Error medio cuadrático (EMC)

Otro índice de medición propuesto es el error medio cuadrático (EMC), éste es un índice que entrega una referencia de la exactitud de un proceso, e indica el grado de correspondencia entre pares individuales de valores deseados y observados. Para este trabajo el EMC representa una referencia de la precisión del control de corriente, que indica el grado de correspondencia existente entre la corriente deseada que se requiere que suministre el convertidor y la que realmente se suministra al ST4H.

Para el cálculo del EMC se utilizará la siguiente ecuación:

$$EMC_k = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^t \|\hat{i}_{ck}^*(t) - i_{ck}(t)\|^2 dt} \quad (5.2)$$

donde  $k = a, b, c$ , las cuales representan a las fases del sistema;  $\hat{i}_{ck}^*(t)$  es el valor deseado o corriente de referencia,  $i_{ck}(t)$  es el valor observado o corriente suministrada por el convertidor y  $T$  es el periodo total de tiempo donde se evalúan las muestras de cada variable.

### 5.2.3 Porcentaje de potencia reactiva (%Q)

La potencia reactiva es una componente de la potencia instantánea, cuyo valor promedio es cero y que por lo tanto no es capaz de realizar trabajo útil, pero se está desplazando continuamente de la fuente hacia la carga y viceversa. Uno de los objetivos

de la compensación es eliminar la potencia reactiva en el ST4H, por lo que se utilizará un índice de medición que nos entregue la cantidad de potencia reactiva resultante después de la compensación.

Para el cálculo de la potencia reactiva instantánea se utiliza (2.7):

$$q = \frac{1}{\sqrt{3}} [(v_a - v_b)i_c + (v_b - v_c)i_a + (v_c - v_a)i_b] = \frac{1}{\sqrt{3}} (v_{ab}i_c + v_{bc}i_a + v_{ca}i_b)$$

y el índice de medición es definido por

$$\%Q = \frac{q_s}{q_L} * (100) \quad (5.3)$$

donde  $q_s$  es la potencia reactiva trifásica en el lado de la fuente y  $q_L$  es la potencia reactiva trifásica de la carga.

## 5.2.4 Corriente residual en el neutro (ISN)

Los ST4H se distinguen principalmente por tener un conductor extra al de las fases, llamado neutro, como se mencionó en la Sección 2.2. En el momento que se presenta desbalance circulará una corriente en el neutro. Un objetivo de la compensación es tener en el lado de la fuente del ST4H la menor cantidad de corriente en el neutro, por lo que el siguiente índice propuesto mide la cantidad de corriente rms en el lado de la fuente después de la compensación.

Para el cálculo de la corriente en el neutro de un ST4H se utiliza (2.1):

$$I_n = -(I_a + I_b + I_c)$$

El índice de medición que se empleará es definido por:

$$I_{SN} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T \|i_{sn}(t)\|^2 dt} \quad (5.4)$$

donde  $I_{SN}$  es el índice de medición propuesto,  $i_{sn}(t)$  es la corriente en el neutro del lado de la fuente y  $T$  es el periodo total de tiempo donde se evalúa este índice.

### 5.2.5 Factor de potencia (FP)

El factor de potencia (FP) se define como el cociente de la potencia promedio y la potencia aparente y es coincidente con el coseno del ángulo entre las componentes fundamentales del voltaje y de la corriente de fase. De esta forma es posible calcular el FP como:

$$\text{fp} = \frac{P}{S} = \cos(\theta_v - \theta_i) \quad (5.5)$$

Uno de los objetivos de medir el factor de potencia es tener una referencia sencilla para ver la eficiencia con que una carga absorbe la potencia activa. Se propone un índice de medición del factor de potencia definido por

$$\text{FP} = \frac{P_s}{S} \quad (5.6)$$

donde  $P_s$  es la potencia activa trifásica en el lado de la fuente y  $S$  es la potencia aparente después de la compensación.

### 5.2.6 Voltaje en los condensadores ( $V_{CD}$ )

Como último índice de medición se propone el valor de tensión en el lado de CD del inversor, es decir, la tensión precargada en los condensadores. Con este índice se podrá comparar, entre los convertidores, la cantidad de tensión de alimentación que se tiene

hacia los semiconductores. Además es posible saber si es necesario el uso del transformador de acoplamiento entre el convertidor y el ST4H.

Ya que los convertidores utilizados manejan diferentes arreglos en los condensadores del lado de CD, se definirán las formas en que se obtiene la medición en cada topología.

Para la topología del convertidor SC se utiliza la siguiente ecuación para el cálculo del índice:

$$V_{CD} = V_{C1} = V_{C2} \quad (5.7)$$

donde  $V_{C1}$  y  $V_{C2}$  son los voltajes de los capacitores en el lado de CD del convertidor.

Para la topología del convertidor FL se tiene que el índice es:

$$V_{CD} = V_{C1} \quad (5.8)$$

donde  $V_{C1}$  es el voltaje del capacitor en el lado de CD del convertidor.

Para la topología del convertidor multinivel tipo CHB se tiene que el índice es:

$$V_{CD} = V_{cmk} \quad (5.9)$$

donde  $V_{cmk}$  representa la tensión del capacitor  $m$  en la fase  $k$ .

### 5.3 Resultados de la evaluación y comparación de los inversores utilizados

Una vez definidos los índices de medición, éstos se aplicaron a los resultados obtenidos de las simulaciones presentadas en la Sección 4.4. A continuación se exponen los resultados obtenidos.

### 5.3.1 Distorsión armónica total (%THD)

El %THD es aplicado en el lado de la carga del ST4H y en lado de la fuente, esto último se hace después de realizar la compensación. Los resultados se presentan por fase en la Tabla 5.1.

**Tabla 5.1** Porcentaje de *THD de corriente en las fases del ST4H*.

Medición	%THD de fase		
	a	b	c
Carga	5.3517	6.4098	6.3967
SC	4.2658681	4.1940859	4.0536148
FL	3.9958935	3.9773817	4.0739258
CHB	2.6912465	2.9077172	3.0155164

Primero se presenta el contenido armónico por fase de la carga en el ST4H y después se presentan los resultados para los convertidores SC (split capacitor), FL (four legs) y CHB (puentes H en cascada). De (5.1) se tiene que si el valor del %THD es bajo, el contenido armónico es bajo, y por lo tanto la corriente compensada es muy similar con respecto a la corriente fundamental.

Como se puede apreciar se obtienen muy buenos resultados con los tres tipos de convertidores empleados, pero el convertidor multinivel tipo CHB presenta los valores más bajos, cercanos al 3%, haciéndolo muy buena opción en la compensación de armónicos en ST4H.

### 5.3.2 Error medio cuadrático (EMC)

El EMC es medido en la fase a del ST4H, debido a que no hay gran diferencia entre las otras fases. El EMC nos permite manejar valores positivos y negativos del error, sin que estos se cancelen, como ocurriría con un simple error promedio. En la Tabla 5.2 se muestran los resultados para el índice del EMC.

**Tabla 5.2** EMC de corriente para cada convertidor.

<b>Convertidor</b>	<b>EMC</b>
SC	8.7643
FL	11.658
CHB	12.6285

Los resultados que se presentan son para los convertidores SC (split capacitor), FL (four legs) y CHB (puentes H en cascada). Podemos ver como el convertidor tipo SC tiene el menor error al dar seguimiento a la corriente de referencia. Aunque los otros dos valores presentados son muy parecidos, no se tienen problemas de seguimiento por parte de los controles utilizados. Posiblemente esto se pueda mejorar al trabajar más a profundidad la parte de los controladores de corriente.

### 5.3.3 Porcentaje de potencia reactiva (%Q)

El porcentaje de potencia reactiva resultante (%Q), es calculado antes de la compensación (en la carga,  $q_L$ ) y después de la compensación (lado fuente,  $q_S$ ). Las mediciones de potencia reactiva se hacen en forma trifásica. Los resultados se muestran en la Tabla 5.3.

**Tabla 5.3** Porcentaje de potencia reactiva trifásica resultante después de la compensación con los distintos convertidores.

<b>Medición</b>	<b>Q (Mvars)</b>	<b>% Potencia Reactiva</b>
SC	0.1357127	4.64
FL	0.1311622	4.48
CHB	0.39198688	13.39
Carga	2.92747937	100

El valor de la potencia reactiva  $Q_L$  es de 100% y es medido en la carga. Se puede apreciar que los convertidores de 2 niveles presentan una menor potencia reactiva resultante de la compensación y para el caso del convertidor CHB se tiene un valor un poco mayor. Esto es debido a que se presenta una corriente residual en el neutro. Los tres convertidores logran reducir el contenido de potencia reactiva en el ST4H de forma considerable.

### 5.3.4 Corriente residual en el neutro ( $I_{SN}$ )

El índice de corriente residual en el neutro es aplicado en las corrientes compensadas por cada convertidor y es comparada con la corriente de neutro de carga sin compensar (la cual es la misma para los tres casos). En la Tabla 5.4 se muestran los resultados obtenidos para el índice  $I_{SN}$ .

**Tabla 5.4** *Corriente rms en el neutro del ST4H.*

<b>Medición</b>	<b>Corriente de neutro <math>I_{SN}</math></b>
SC	7.269416
FL	8.3534932
CHB	14.13581
Carga	43.756822

Como se puede apreciar, en la carga se tiene una corriente en el neutro debido al desbalance que se tiene en la carga, éste se menciona en la Sección 4.4, dicha corriente tiene un valor cercano a los 45 A rms. Después de la compensación todos los convertidores presentan una considerable reducción de la corriente de carga en el neutro. Se presenta un mejor resultado por el convertidor tipo SC con una corriente de menos de 8 A rms.

### 5.3.5 Factor de potencia (FP)

El factor de potencia FP se obtiene de (5.6), donde se involucran las potencias trifásicas activa y reactiva. Los resultados para este índice de medición se muestran en la Tabla 5.5.

**Tabla 5.5** *Factor de potencia en el ST4H.*

<b>Medición</b>	<b>Factor de potencia FP</b>
SC	0.9992
FL	0.9993
CHB	0.9945
Carga	0.7896

En la carga se presenta un factor de potencia menor a 0.8, lo cual lo convierte en un valor bajo. Normalmente se maneja un FP=1 como valor óptimo, y para llegar a tener dicho valor es necesario compensar la totalidad de la potencia reactiva.

Los tres convertidores utilizados presentan FP cercanos a la unidad (por encima de 0.99 para los tres convertidores) haciéndolos muy atractivos para la compensación de reactivos en ST4H.

### 5.3.6 Voltaje en los condensadores ( $V_{CD}$ )

Por último, este índice muestra la tensión de CD, la cual es la tensión de entrada para los semiconductores de cada estructura. Los resultados se muestran en la Tabla 5.6.

**Tabla 5.6** *Tensión de CD en los condensadores de los distintos convertidores.*

<b>Convertidor</b>	<b>Tensión de CD en los condensadores (kV)</b>
SC	20
FL	12
CHB	3.75

Los valores presentados muestran como el convertidor multinivel tipo CHB presenta la menor tensión de entrada para cada semiconductor, haciendo que se pueda omitir el uso de un transformador de acoplamiento, provocando una reducción de costos en comparación de los convertidores de 2 niveles. Por otra parte los convertidores SC y FL presentan grandes tensiones de CD, lo cual hace que la tensión de entrada para los semiconductores ( $V_{CD}$  o  $V_{cmk}$ ), sea impráctica en la realidad, siendo necesario recurrir a un transformador de acoplamiento o a al uso de técnicas para la puesta en serie de semiconductores de potencia

## 5.4 Comparativo de los convertidores empleados como compensadores en un ST4H

El sistema de compensación usado deberá de cumplir con los objetivos planteados. Es decir, éste debe cumplir con los objetivos de compensación que se establezcan, los cuales quedan definidos por la aplicación en la cual se utilice el compensador. Por ejemplo, en este trabajo se pretende compensar corrientes armónicas, flujo de corriente reactiva y desbalances de carga, por lo que es necesario que se logre disminuir la problemática en cuestión.

Para la compensación de sistemas trifásicos, los sistemas de compensación basados en inversores de dos niveles son muy utilizados en la actualidad por su sencillez en los controles y por tener pocos componentes en su estructura. Por otra parte los inversores multinivel tienen mayor número de componentes, lo cual conlleva a controles más complicados. Pero estos últimos presentan ventajas en cuanto al nivel de THD en las corrientes compensadas, y además el uso de un convertidor multinivel puede hacer posible eliminar el transformador de acoplamiento.

Comparando los resultados de los índices de medición, se demuestra un correcto funcionamiento por parte de todos los convertidores presentados en este trabajo. Los convertidores de 2 niveles demuestran que funcionan muy bien. Por parte del convertidor tipo multinivel CHB se muestra como una opción muy atractiva para la compensación de ST4H teniendo muy buenos resultados en el porcentaje de armónicos

en las corrientes compensadas y en la mejora del factor de potencia, en los demás índices se obtienen buenos resultados.

También, es posible definir criterios o metodologías para la evaluación del desempeño de los inversores, como se hace en [36], mediante funciones de costos e índices de medición. Pero es difícil estandarizar la cantidad de índices y los valores de los pesos en la función de costo, ya que depende de la experiencia de la persona que los utilice y de la aplicación específica del convertidor. En ocasiones, el criterio queda a consideración de la persona interesada.

Por lo anterior, se puede decir que el uso de un convertidor estático en la compensación de un ST4H presenta una gran eficiencia, flexibilidad y confiabilidad. Elegir el tipo de inversor depende de la aplicación de compensación, de los criterios empleados y de la experiencia de las personas involucradas.

## 5.5 Conclusión preliminar

En este capítulo se definieron diferentes índices de medición para evaluar el desempeño de las estructuras empleadas en la compensación de un ST4H. Estos índices fueron aplicados a los resultados obtenidos de las simulaciones del capítulo anterior. De los resultados obtenidos se concluye lo siguiente:

- Se definen seis índices de medición para la evaluación del desempeño de los convertidores empleados en la compensación de corrientes armónicas, corrientes reactivas y desbalances de carga en un ST4H.
- Cada índice de medición evalúa un aspecto de los convertidores empleados, con el fin de poder hacer una comparación.
- El inversor multinivel tipo CHB presenta una ventaja en el %THD con respecto a los inversores de 2 niveles. Además se cuenta con la posibilidad de omitir el transformador de acoplamiento entre el convertidor y el ST4H.
- El desempeño de las estructuras de compensación basadas en convertidores estáticos y evaluados en este trabajo muestra una gran eficacia y flexibilidad para las tareas planteadas.

- El tipo de convertidor que se va a emplear en la compensación de un ST4H depende de la aplicación de compensación, de los criterios empleados y de la experiencia de las personas involucradas.

# Capítulo 6

## Conclusiones y trabajos futuros

### 6.1 Conclusiones

En este trabajo se ve la necesidad de compensación en los ST4H, dando a conocer las principales problemáticas presentes, así como los medios para llevar a cabo dicha compensación y los controles requeridos para su implementación.

También se presentó una estrategia de control que da balance a la tensión de los condensadores que componen la estructura de un convertidor multinivel de cinco niveles tipo CHB. La estrategia fue puesta a prueba en simulación en un sistema de compensación de un ST4H. Además se realizó una comparación con dos esquemas de compensación basados en convertidores estáticos de dos niveles.

Los objetivos planteados en el Capítulo 1 se cumplieron en su totalidad y de los resultados obtenidos en la presente tesis, se concluye lo siguiente:

- El inversor puede ser visto como una verdadera fuente de tensión de valores discretos de tensión, debido a que la estrategia de control desarrollada es capaz de mantener una regulación de la tensión en los condensadores del inversor multinivel.
- Ante un desbalance de tensión en los condensadores, la estrategia de control hace un intercambio de energía activa entre la red y el convertidor.

- De las pruebas efectuadas a la estrategia de control en el convertidor multinivel monofásico tipo CHB de tres niveles se presenta una buena respuesta con respecto a tensiones de referencia dinámica, pérdidas en los PH y valores distintos de capacitancia en los condensadores.
- Las compensaciones realizadas al ST4H, con los métodos tradicionales de compensación y con el convertidor multinivel tipo CHB (junto con la estrategia de control propuesta para el control de las tensiones de los condensadores) permiten realizar una comparación entre los distintos métodos para obtener las principales características y el desempeño de los convertidores.
- La técnica propuesta muestra buen desempeño en compensación dinámica de potencia reactiva, corrientes armónicas y cargas desbalanceadas.
- La estrategia de control desarrollada puede ser extendida a un mayor número de niveles y puede ser implementada de manera sencilla.
- La teoría  $pq$  utilizada en este trabajo, para el cálculo de las corrientes de referencia, demostró ser muy efectiva y simple de usar.
- Los índices de desempeño propuestos son sencillos y fáciles de aplicar para la comparación de los convertidores utilizados. Estos permiten obtener información relevante de cada convertidor para evaluar el desempeño ante condiciones similares de compensación.
- Se puede llegar a omitir el transformador de acoplamiento entre el convertidor y la red eléctrica si se emplean inversores multinivel en la compensación de redes eléctricas.

## 6.2 Aportaciones

Las principales aportaciones obtenidas durante la realización de este trabajo se indican a continuación:

- Se obtuvo un banco de pruebas para simulación.
- Se desarrolló una estrategia de control que da balance satisfactoriamente a la tensión de los condensadores de un inversor de tres y cinco niveles.

- Se comprobó el funcionamiento de la estrategia de control de balance de tensiones en los condensadores por medio de simulaciones numéricas en una aplicación de compensación dinámica de potencia reactiva, corrientes armónicas y desbalances de carga en un ST4H.
- Se propusieron seis índices de desempeño para la comparación de tres topologías en la compensación de un ST4H, dando una idea del convertidor a utilizar.
- Se deja un punto de partida para posteriores investigaciones en esta misma línea de investigación.

### 6.3 Trabajos futuros

Con respecto a los objetivos alcanzados en este trabajo se hacen las siguientes recomendaciones para trabajos futuros.

- Validar los resultados obtenidos mediante la implementación física del convertidor y del método de control.
- Extender la estrategia de balance para un número mayor de niveles.
- Ajustar el método de control para realizar una eficiente compensación de cargas desbalanceadas usando el convertidor multinivel.
- Implementar la estrategia de control en las topologías multinivel tipo capacitores flotantes (FC) y neutro fijo por diodos (NPC).
- Probar el desempeño del convertidor y del control propuesto en diferentes aplicaciones relacionadas a la calidad de la energía.
- Investigar otros métodos de control, diferentes del PI, para el control de las corrientes de compensación.

## Referencias

- [1] R. C. Dugan, M. F. McGranaghan, S. Santoso y H. W. Beaty, “Electrical power systems quality,” New York: Mc Graw-Hill, 2a ed., 2003.
- [2] G. Benysek, “Improvement in the quality of delivery of electrical energy using power electronics systems,” Londres: Springer, 2007.
- [3] A. Ghosh y G. Ledwich, “Power quality enhancement using custom power devices,” Norwell, Massachusetts: Kluwer Academic Publisher. 2002.
- [4] Muhamed H. Rashid, “Electrónica de potencia, Circuitos, dispositivos y aplicaciones,” Edo. de México: Pearson, Prentice Hall, 3a ed., 2004.
- [5] J. Rodríguez, J-S. Lai y F. Z. Peng , “Multilevel inverters: A survey of topologies, controls, and applications,” *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, vol. 49, no. 4, ago., 2002, pp. 724-738.
- [6] A. Nabae, I. Takahashi y H. Akagi, “A new neutral-point clamped PWM inverter”, *IEEE Trans. on Industry Applications*, vol. IA-17, no. 5, sep./oct. 1981, pp. 518-523.
- [7] T. A. Meynard y H. Foch, “Multi-level conversion: High voltage choppers and voltage-source inverters,” en *Proc. IEEE Power Electron. Spec. Conf.*, Toledo, España, 1992, pp. 397–403.
- [8] F. Z. Peng y J. S. Lai, “A multilevel voltage-source converter with separate DC sources for static var generation,” *IEEE Trans. on Industry Applications*, vol. 32, sept./oct., 1996, pp. 1130–1138.
- [9] M. Singh, V. Khadkikar, A. Chandra y R. Varma, “Grid interconnection of renewable energy sources at the distribution level with power-quality improvement features,” *IEEE Transactions on Power Delivery*. vol. 26, no. 1, pp. 307-315, ene., 2011.
- [10] Q. Song y W. Liu, “Control of a cascade STATCOM with star configuration under unbalanced conditions,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 24, no. 1, pp. 45-58, ene., 2009.
- [11] P. Salmerón y S. Litrán, “A control strategy for hybrid power filter to compensate four-wires three-phase systems,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 25, no.7, pp. 1923-1931, jul., 2010.
- [12] P. Lohia, M. Mishra, K. Karthikeyan y K. Vasudevan, “A minimally switched control algorithm for three-phase four-leg VSI topology to compensate unbalanced

- and nonlinear load,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 23, no. 4, pp. 1935-1944, jul., 2008.
- [13] P. Salmerón, J. Montaña, J. Vázquez, J. Prieto y A. Pérez, “Compensation in nonsinusoidal, unbalanced three-phase four-wire systems with active power-line conditioner,” *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 19, no. 4, pp. 1968-1974, oct., 2004.
- [14] J. Barrena, L. Marroyo, M. Rodríguez y J. Torrealday, “Individual voltage balancing strategy for PWM cascaded H-bridge converter-based STATCOM,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 55, no. 1, pp. 21-29, ene., 2008.
- [15] Y. Li y B. Wu, “A novel DC voltage detection technique in the CHB inverter-based STATCOM,” *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 23, no. 3, pp. 1613-1619, jul., 2008.
- [16] N. Hatano y T. Ise, “Control scheme of cascaded H-bridge STATCOM using zero-sequence voltage and negative-sequence current,” *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 25, no. 2, pp. 543-550, abr., 2010.
- [17] N. Hatano y T. Ise, “A configuration and control method of cascade H-bridge STATCOM,” presented at the IEEE Power Energy Soc., General Meeting, Pittsburgh, PA, jul., 2008.
- [18] S. Vazquez, J. Leon, J. Carrasco, L. Franquelo, E. Galvan, M. Reyes, J. Sanchez y E. Dominguez, “Analysis of the power balance in the cells of multilevel cascaded H-bridge converter,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 57, no. 7, pp. 2287-2296, jul., 2010.
- [19] J. Leon, S. Kouro, S. Vazquez, R. Portillo, L. Franquelo, J. Carrasco y J. Rodriguez, “Multidimensional modulation technique for cascaded multilevel converters,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 58, no. 2, pp. 412-420, feb., 2011.
- [20] William H. Hayt Jr y Jack E. Kemmerly, “Análisis de circuitos en ingeniería,” México, D. F. Mc Graw Hill, 5a ed., 1993, pp. 317-320.
- [21] H. Akagi, E. H. Watanabe y M. Aredes, “Instantaneous power theory and applications to power conditioning,” Piscataway, NJ/New York: IEEE Press/Wiley Inter-Science, 2007.
- [22] Joao Afonso, Mauricio Aredes, Edson Watanabe, Júlio Martins, “Shunt Active Filter for power quality improvement,” International conference UIE 2000, Lisboa, Portugal, pp. 683-691, 1-4 nov., 2000.

- [23] J. G. Pinto, R. Pregitzer, Luis F. Monteiro and Joao L. Afonso. "3-phase 4-wire shunt active power filter with renewable energy interface," International Conference on Renewable Energies and Power Quality ICREPQ 2007, Sevilla, España, mar., 2007.
- [24] Thomas A. Lipo y D. Grahame Holmes, "Pulse width modulation for power converters," Hoboken, New Jersey: Wiley-IEEE Press, 2a ed., 2003.
- [25] F. Salinas, "Estrategia de control de la tensión de los condensadores de un inversor multinivel del tipo condensadores flotantes en aplicaciones de compensaciones de redes eléctricas," Tesis de Maestría, Universidad Autónoma de Nuevo León, Facultad de Ingeniería Mecánica y Eléctrica, Posgrado en Ingeniería Eléctrica, may., 2008, pp 17-28.
- [26] A. Shukla, A. Ghosh y A. Joshi, "Hysteresis current control operation of flying capacitor multilevel inverter and its application in shunt compensation of distribution systems," *IEEE Trans. on Power Delivery*, vol. 22, no. 1, ene., 2007, pp. 396-407
- [27] H. Bühler, "Convertisseurs statiques," Presse Polytechniques et universitaires romandes, Lausana, Suiza, 1991, pp 175-177.
- [28] M. F. Escalante, "Estudio de compensación de armónicos 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, abr., 2005, pp 17-28.
- [29] J. L. Afonso, M. J. S. Freitas y J. S. Martins, "p-q theory power components calculations," *IEEE International Symposium on Industrial Electronics*, Rio de Janeiro, Brasil, 9-11 jun., 2003, pp. 385–390.
- [30] D. Shen y P. W. Lehn, "Fixed-frequency space vector-modulation control for three-phase four-leg active power filters," *IEE Proceedings - Electric Power Applications*, vol. 149, pp. 268-274, jul., 2002.
- [31] S. Hirve, K. Chatterjee y B. Fernandes, "VAr compensation and elimination of harmonics in three-phase four-wire system based on unified constant-frequency integration control," Conference on Harmonics and Quality of Power, Mumbai, India. 2005.
- [32] S. Petersson, M. Salo y H. Tussa, "Applying an LCL-filter to a four-wire active power filter," Power Electronics Conference, 2006. PESC'06. 37<sup>th</sup> IEEE. Tampere, Finlandia, oct., 2006, pp 1-7.
- [33] H. Akagi, H. Hasegawa y T. Doumoto, "Design and performance of a passive EMI filter for use with a voltage-source PWM inverter having sinusoidal output voltage

and zero common-mode voltage,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 19, no. 4, jul., 2004, pp. 1069-1076.

- [34] N. Prabahakar y M. Mishra, “Dynamic hysteresis current control to minimize switching for three-phase four-leg VSI topology to compensate nonlinear load,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 25, no. 8, ago., 2010, pp. 1935-1942.
- [35] IEEE. “IEEE recommended practices and requirements for harmonic control in electrical power systems,” IEEE Std 519-1992. New York: IEEE Press, 1993.
- [36] N. P. Maldonado, “Estudio comparativo de algoritmos de control para filtros de potencia activos,” Tesis Maestría, Universidad Autónoma de Nuevo León, Facultad de Ingeniería Mecánica y Eléctrica, ene., 2009.

# Anexo A

## Sistema de prueba y archivos de simulación

En esta sección se presentan los circuitos implementados en el programa de simulación PSIM, que fueron utilizados en este trabajo. Así como los nombres de los archivos utilizados en las simulaciones.

### A1.1 ST4H y compensador paralelo

En la Fig. A1.1 se muestra el ST4H a compensar junto con los controles que hacen posible la compensación. Los subsistemas que componen al sistema de simulación son los siguientes:

- 1) Inversor
- 2) Cargas
- 3) Teoría  $pq$
- 4) Estrategia de control
- 5) Modulación PWM
- 6) Medición de potencias

El inversor 1) está conectado al ST4H y compensa la carga 2). El subsistema 3) lleva a cabo el cálculo de las corrientes de referencia mediante la teoría  $pq$ , en 4) está la estrategia de control desarrollada en el Capítulo 3, en 5) se tiene la implementación de la modulación PWM y en 6) se incluyen dos subsistemas para la medición de potencias. El nombre del archivo de simulación es *statcom\_4chb\_1.psimsch*.

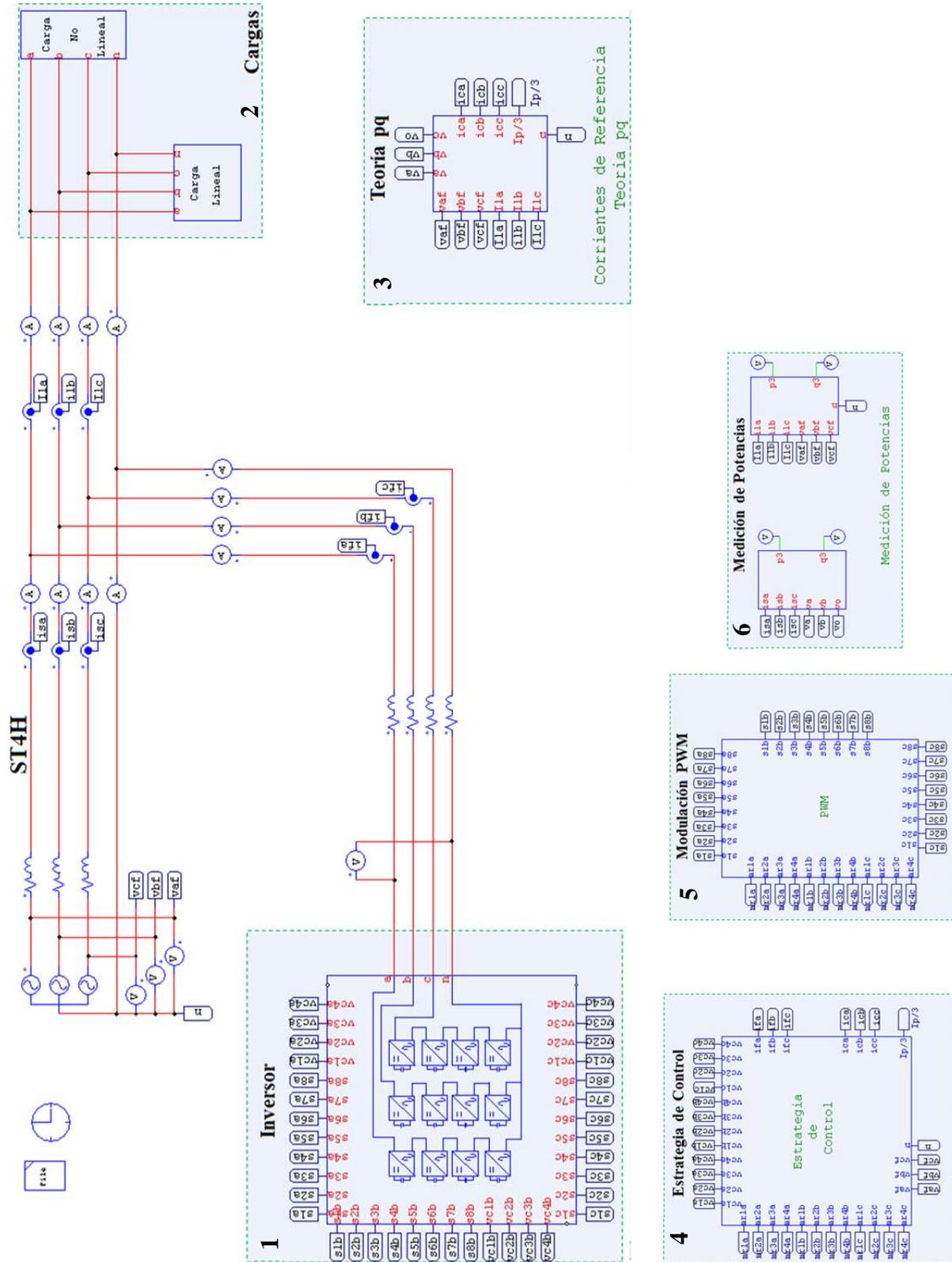
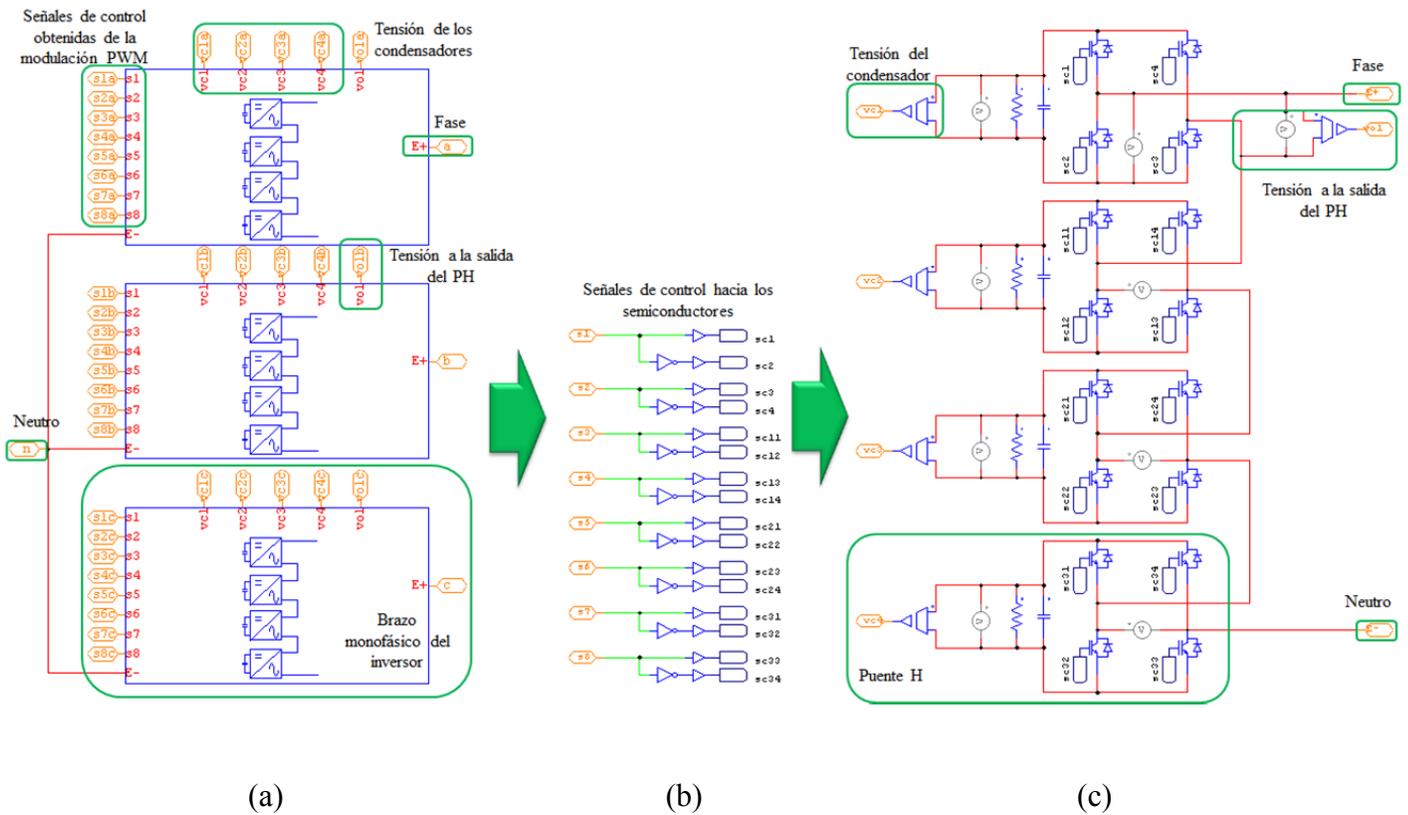


Fig. A1.1 ST4H con compensador paralelo implementado en PSIM.

## A1.2 Inversor

En la Fig. A1.2(a) se muestra al convertidor trifásico multinivel tipo CHB de 5 niveles (El nombre del archivo de simulación es *Sub\_cascade\_3F.psimsch*), en la Fig. A1.2(b) están las señales de control dirigidas hacia los semiconductores de los puentes H, mientras que en la Fig. A1.2(c) se muestra un brazo monofásico del inversor (El nombre del archivo de simulación es *Sub\_cascade5N.psimsch*).

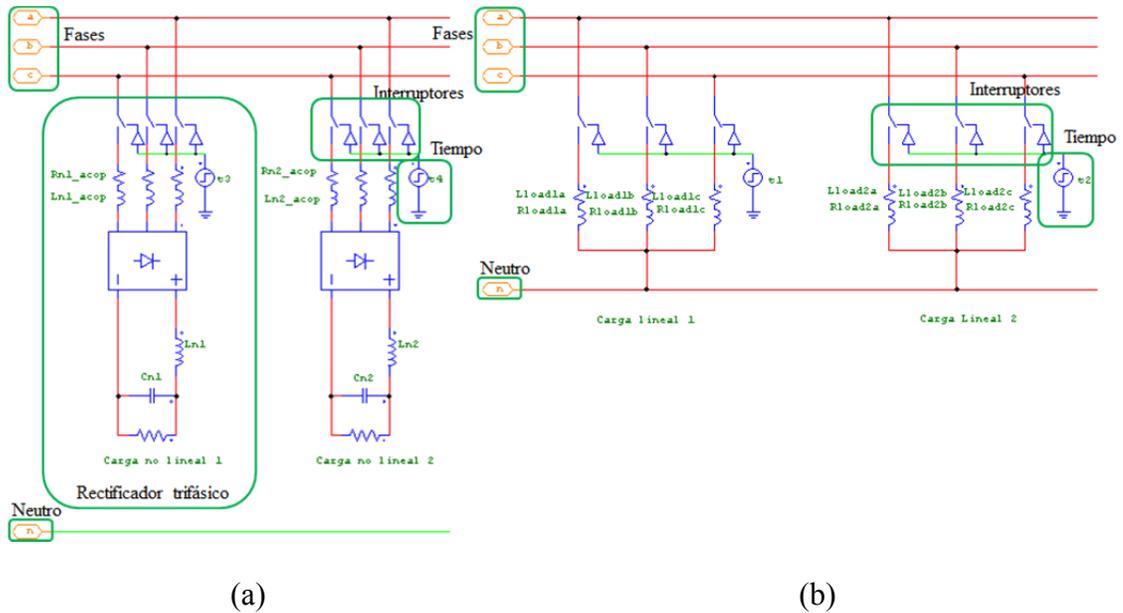


**Fig. A1.2** Convertidor multinivel tipo CHB de 5 niveles: (a) Configuración trifásica, (b) brazo monofásico y (c) señales de control para los semiconductores.

## A1.3 Carga

En la Fig. A1.3 se muestran las cargas empleadas en la simulación, en la Fig. A1.3(a) se muestra una carga no lineal constituida de rectificadores trifásicos y en la Fig. A1.3(b) una carga lineal. Ambas cargas contienen interruptores que son conmutados en

tiempos determinados. Los nombres de los archivo de simulación son *linearload.psimsch* para la caga lineal y *nonlinearload.psimsch* para la carga no lineal.



**Fig. A1.3** Cargas: (a) No-lineal y (b) lineal.

## A1.4 Teoría $pq$

En la Fig. A1.4 se muestran los bloques necesarios para el cálculo de las corrientes de referencia mediante la teoría  $pq$ . En 1) los voltajes en la fuente y las corrientes en la carga se transforman a un marco de referencia  $\alpha\beta$ . En 2) se obtienen las potencias instantáneas en la carga y en 3) son separadas mediante filtros para seleccionar las componentes a compensar. En 4) son calculadas las corrientes de referencia en un marco de referencia  $\alpha\beta$  y en 5) se realiza una transformación inversa de Clark para obtener las corrientes de referencia  $i_{ck}^*$ . En este último paso es añadida a (4.2) para compensar desbalances provocados por las corrientes  $I_{pk}$  resultantes de la estrategia de control. Todos los pasos mencionados en esta sección son descritos a detalle en las Secciones 2.6 y 4.3. El nombre del archivo de simulación es *subIref.psimsch*.

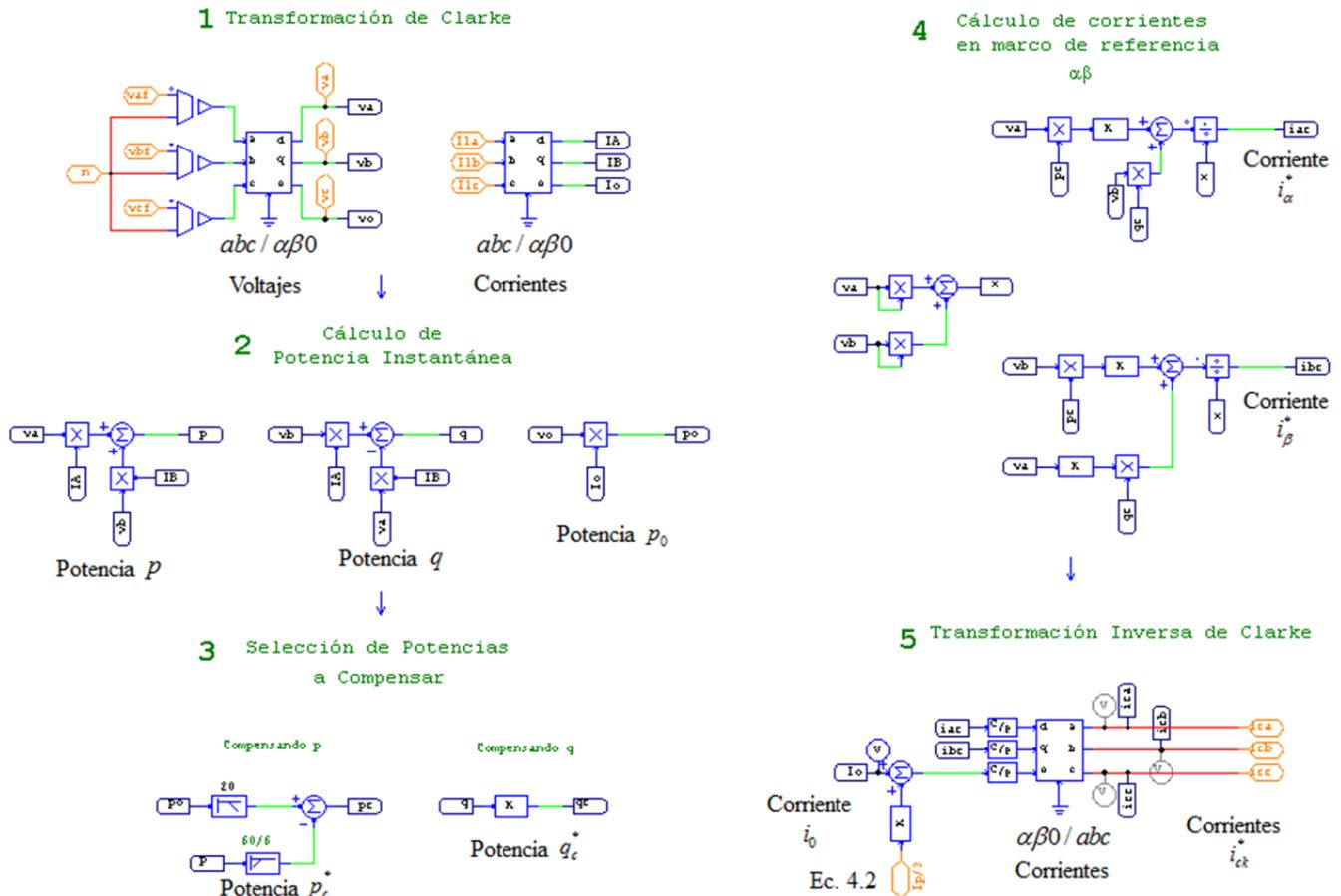
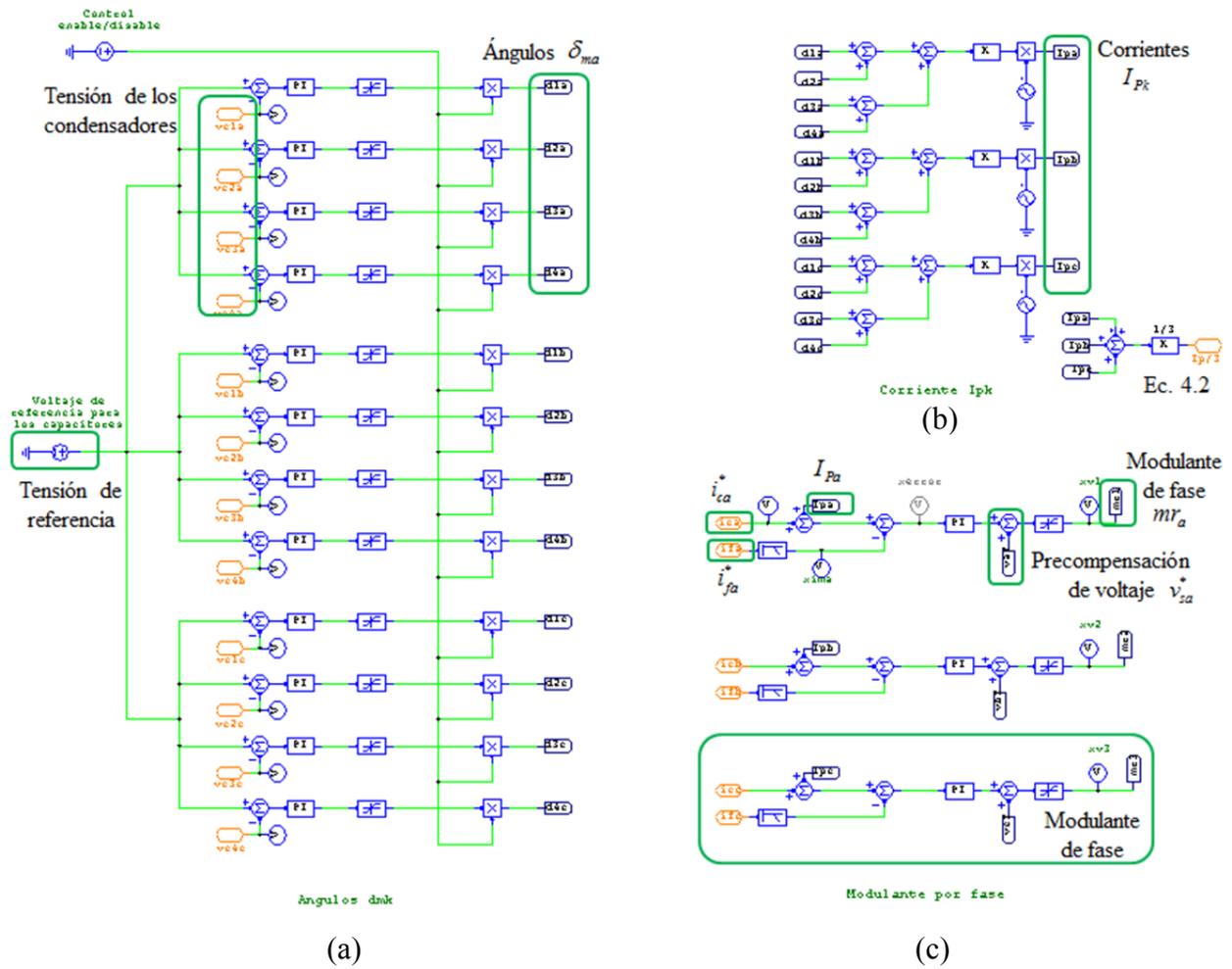


Fig. A1.4 Implementación de la teoría pq.

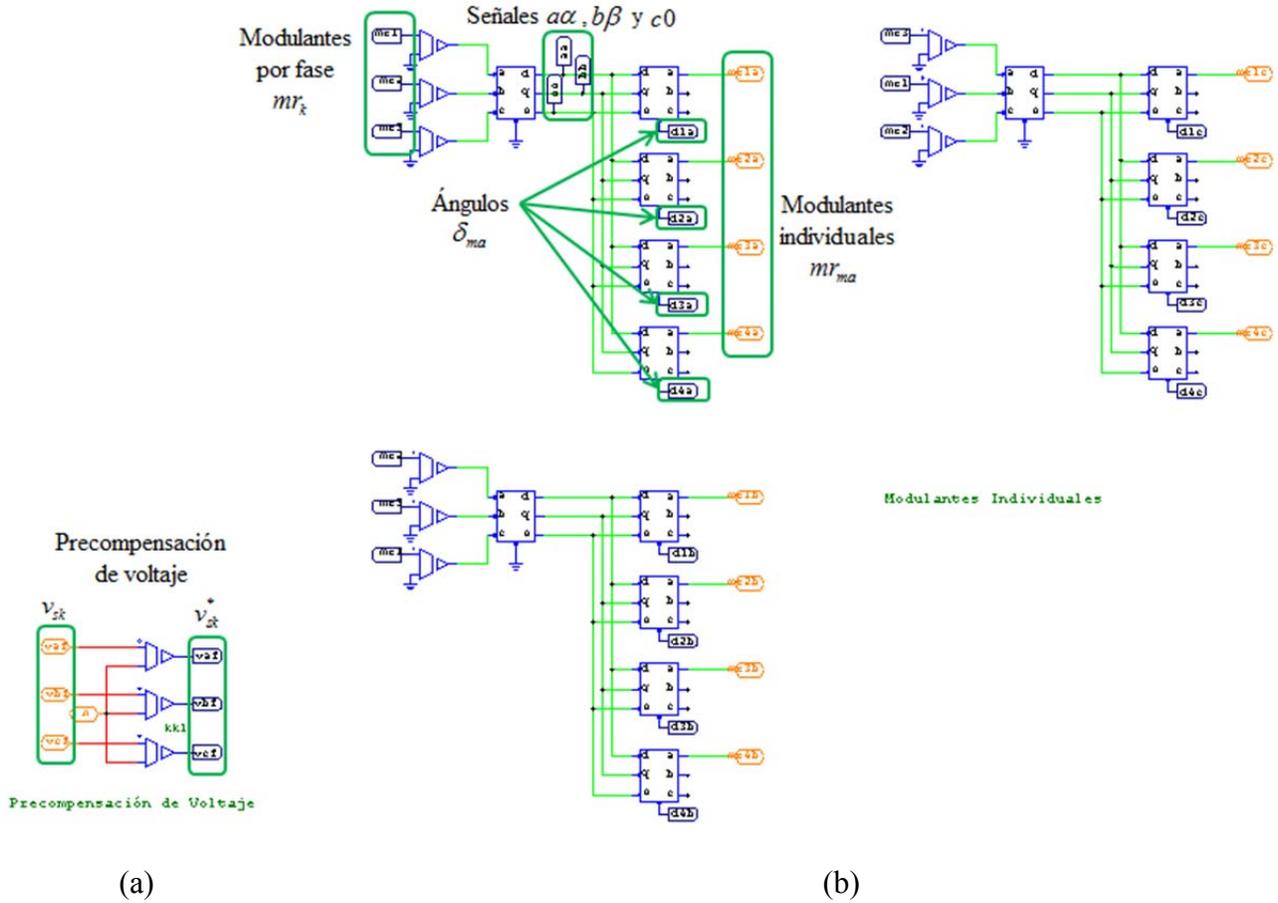
## A1.5 Estrategia de control

La implementación de la estrategia de control se muestra en las Figs. A1.5 y A1.6. En la Fig. A1.5(a) se muestra el cálculo de los ángulos  $\delta_{mk}$ , en la Fig. A1.5(b) se generan las corrientes  $I_{pk}$  y en la Fig. A1.5(c) se obtienen las modulantes por fase  $mr_k$ . La estrategia de control es descrita detalladamente en el Capítulo 4. El nombre del archivo de simulación es *estrategia\_control.psimsch*.



**Fig. A1.5** Estrategia de control: (a) ángulos  $\delta_{mk}$ , (b) corriente  $I_{Pk}$  y (c) modulantes por fase  $mr_k$ .

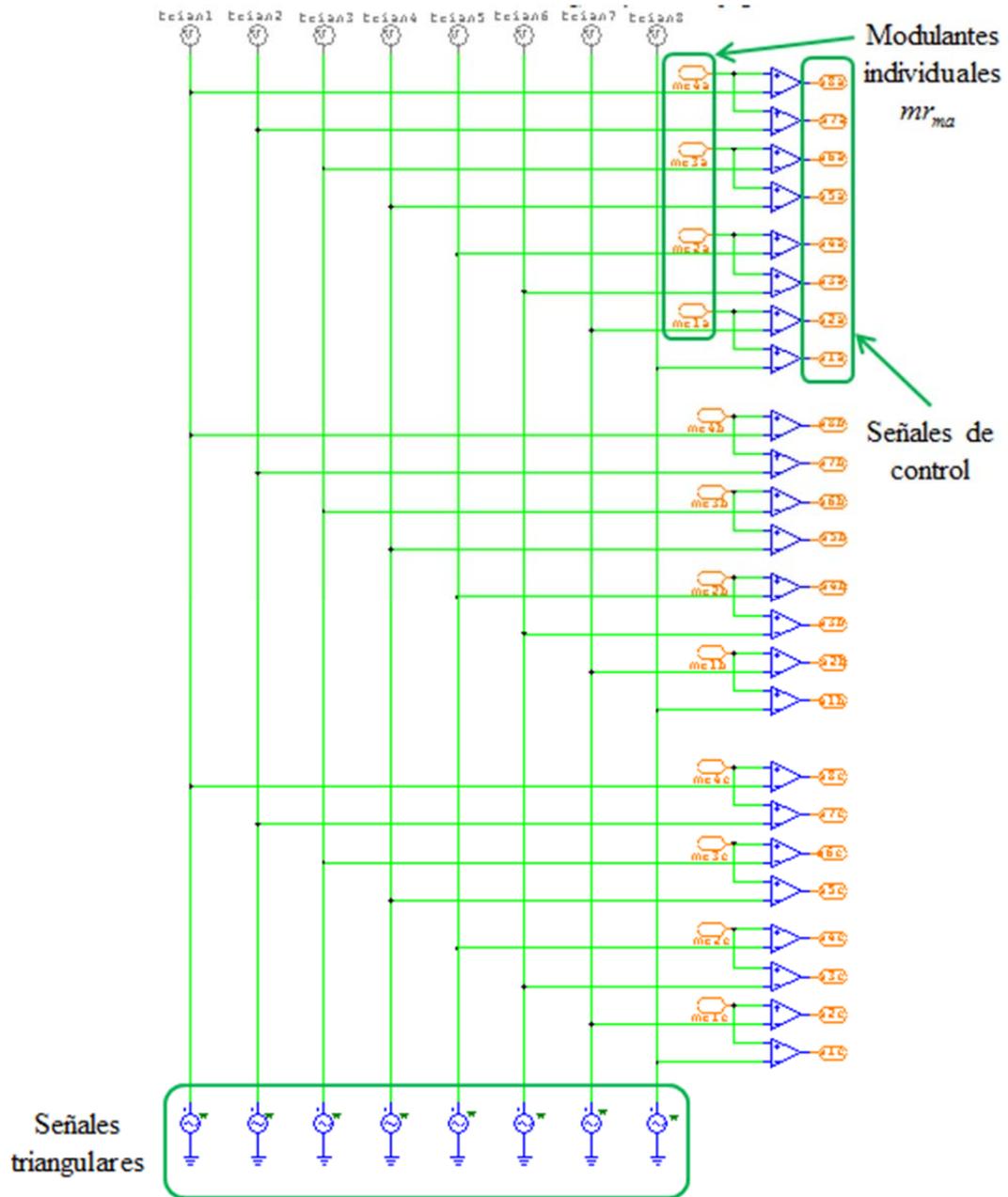
En la Fig. A1.6(a) se hace la precompensación de voltaje y en la Fig. A1.6(b) se calculan las modulantes individuales, las cuales son enviadas hacia la modulación PWM para generar las señales de control de los semiconductores.



**Fig. A1.6** Estrategia de control: (a) precompensación de tensión  $v_{sk}^*$  y (b) modulantes individuales  $mr_{mk}$ .

## A1.6 Modulación PWM

En la Fig. A1.7 se muestra la modulación PWM. Se comparan las señales triangulares (señales portadoras de alta frecuencia  $S_{port}$ ) con las modulantes individuales  $mr_{mk}$  (señal modulante  $S_{mod}$ ) dando como resultado las señales de control (señales de conmutación  $S_{ctrl}$ ). La modulación PWM es explicada más a detalle en la Sección 2.5.1 del Capítulo 2. El nombre del archivo de simulación es *PWM.psimsch*.

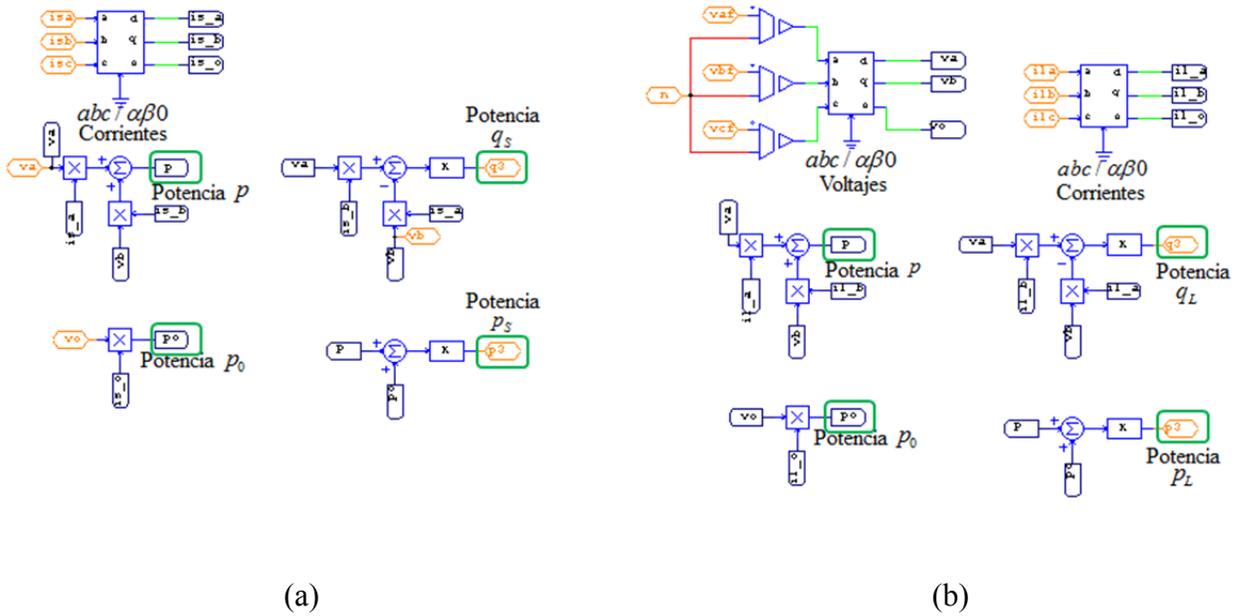


**Fig. A1.7** *Modulación PWM.*

## A1.7 Medición de potencias

En la Fig. A1.8 se muestran dos subsistemas para la medición de potencias, en la Fig. A1.8(a) se miden las potencias en la fuente y en la Fig. A1.8(b) las potencias en la

carga. Los nombres de los archivos de simulación son *power.psimsch* (fuente) y *power\_cb.psimsch* (carga).



**Fig. A1.8** Medición de potencias: (a) en la fuente y (b) en la carga.

### A1.8 Código del archivo FILE para la simulación de la Fig. A1.1

El contenido del archivo de texto (FILE, llamado: *FILE\_CHB\_5N.txt*) en el que son guardadas las variables de la simulación de la Fig. A1.1 se muestra a continuación:

```

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%CHB%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%Compensación de armónicos y
reactivos en un ST4H
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%Corrientes de referencia calculadas
por teoría pq
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%Estrategia de Control
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%Modulación PWM
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%Medición de potencias

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%Fuente%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%Tensión de línea

V=13.2k
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%Carga lineal 1%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%subsistema "linearload"
% 1500KVA, fp=0.8, Vlínea=13.2KV
%Resistencia e inductancia para la potencia
indicada
R1=92.928
L1=184.87m
%Desbalance de fases en porcentaje
desb1_a=40*1
desb1_b=0
desb1_c=0
%Valores de la carga 1

```

```

Rload1a=R1*(1-desb1_a/100)
Lload1a=L1*(1-desb1_a/100)
Rload1b=R1*(1-desb1_b/100)
Lload1b=L1*(1-desb1_b/100)
Rload1c=R1*(1-desb1_c/100)
Lload1c=L1*(1-desb1_c/100)
%Tiempo de entrada de carga
t1=0m

%%%%%%%%Carga lineal 2%%%%%%%%
%subsistema "linearload"
% 2500KVA, fp=0.7, Vlínea=13.2KV
%Resistencia e inductancia para la potencia
indicada
R2=48.7872
L2=132.02m
%Desbalance de fases en por ciento
desb2_a=0
desb2_b=0
desb2_c=0
%Valores de la carga 1
Rload2a=R2*(1-desb2_a/100)
Lload2a=L2*(1-desb2_a/100)
Rload2b=R2*(1-desb2_b/100)
Lload2b=L2*(1-desb2_b/100)
Rload2c=R2*(1-desb2_c/100)
Lload2c=L2*(1-desb2_c/100)
%Tiempo de entrada de carga
t2=0m

%%%%%%%%Carga no lineal 1%%%%%%%%
%subsistema "nonlinearload"
% 650KW, Vlínea=13.2KV
%Resistencia para la potencia indicada
Rn1=488.95765
%Filtro LC
Ln1=297.59m
Cn1=7.54u
%RL de acoplamiento a la red
Rn1_acop=0.1

Ln1_acop=5m
%Tiempo de entrada de carga
t3=0m

%%%%%%%%Carga no lineal 2%%%%%%%%
%subsistema "nonlinearload"
% 500KW, Vlínea=13.2KV
%Resistencia para la potencia indicada
Rn2=635.6449
%Filtro LC
Ln2=265.35m
Cn2=8.42u
%RL de acoplamiento a la red
Rn2_acop=0.1
Ln2_acop=0.1m
%Tiempo de entrada de carga
t4=0m

%%%%%%%%RL acoplamiento%%%%%%%%
R_acop=.00001
L_acop=10m

%%%%%%%%Variables del Inversor%%%%%%%%
vcmk=(15k/4)
cmk=5.0m

%%%%%%%%Valores de PI y Ganancias%%%%%%%%
kp1=0.007
Ti1=1
kp2=.002
Ti2=.1
k3=-100

%Frecuencia para fuente triangular
w=10k

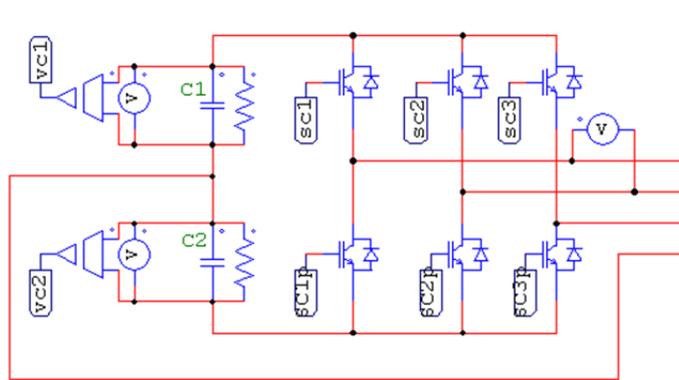
%Factor de escalamiento de la tensión de
compensación
kk1=1/(4*vcmk)

```

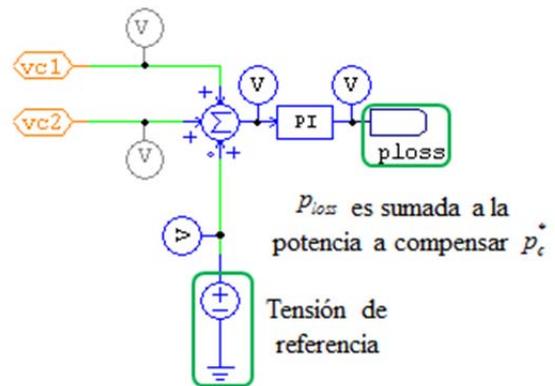
## A1.9 Topologías de 2 niveles

En la simulación fueron empleadas dos topologías de inversores de 2 niveles para la compensación del ST4H, las cuales se muestran en la Fig. A1.9. En las Figs. A1.9(a) y A1.9(c) se observan las topologías SC y FL empleadas respectivamente, en las Fig. A1.9(b) y A1.9(d) se muestra la forma en que se lleva la regulación de tensión en el lado

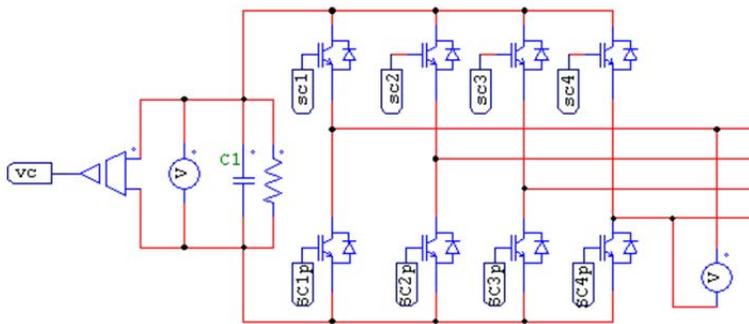
de CD de cada estructura. Ninguna de las topologías emplea la estrategia de control desarrollada en este trabajo y los parámetros de simulación se muestran en las Tablas 4.2 y 4.3 del Capítulo 4. Los nombres de los archivos de simulación son *Split\_Capacitor.psimsch* y *Four\_Legs.psimsch*.



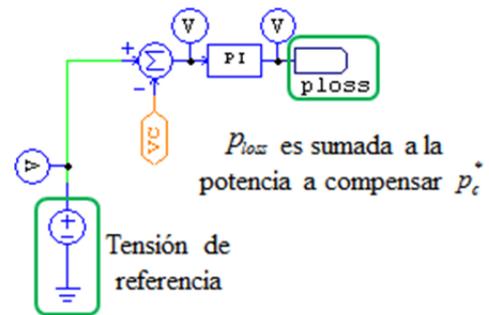
(a)



(b)



(c)

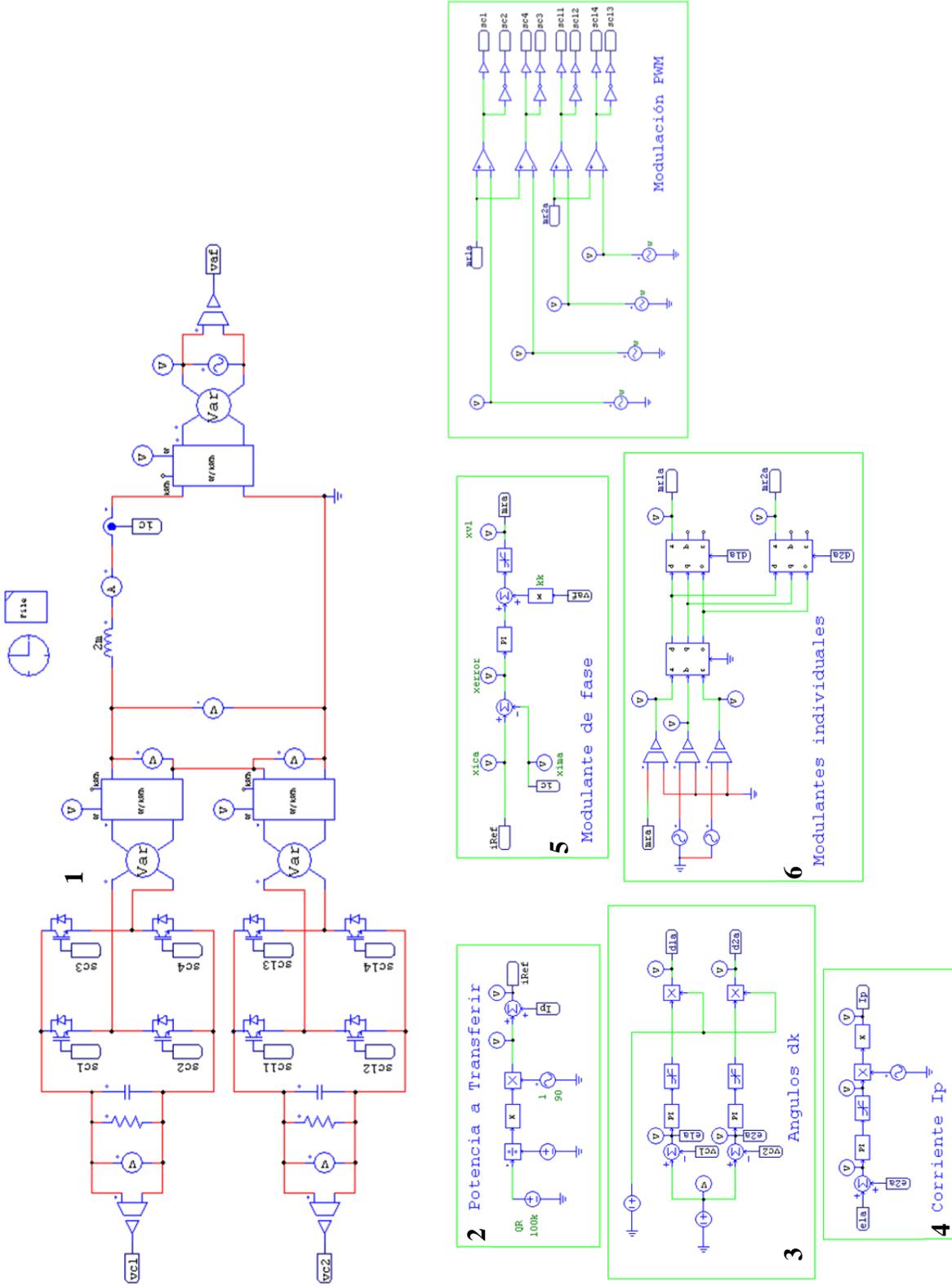


(d)

**Fig. A1.9** Topologías de inversores en 2 niveles: (a) Capacitor dividido, (b) control de tensión para el SC, (c) cuatro piernas y (d) control de tensión para el FL.

## A1.10 Sistema equivalente monofásico

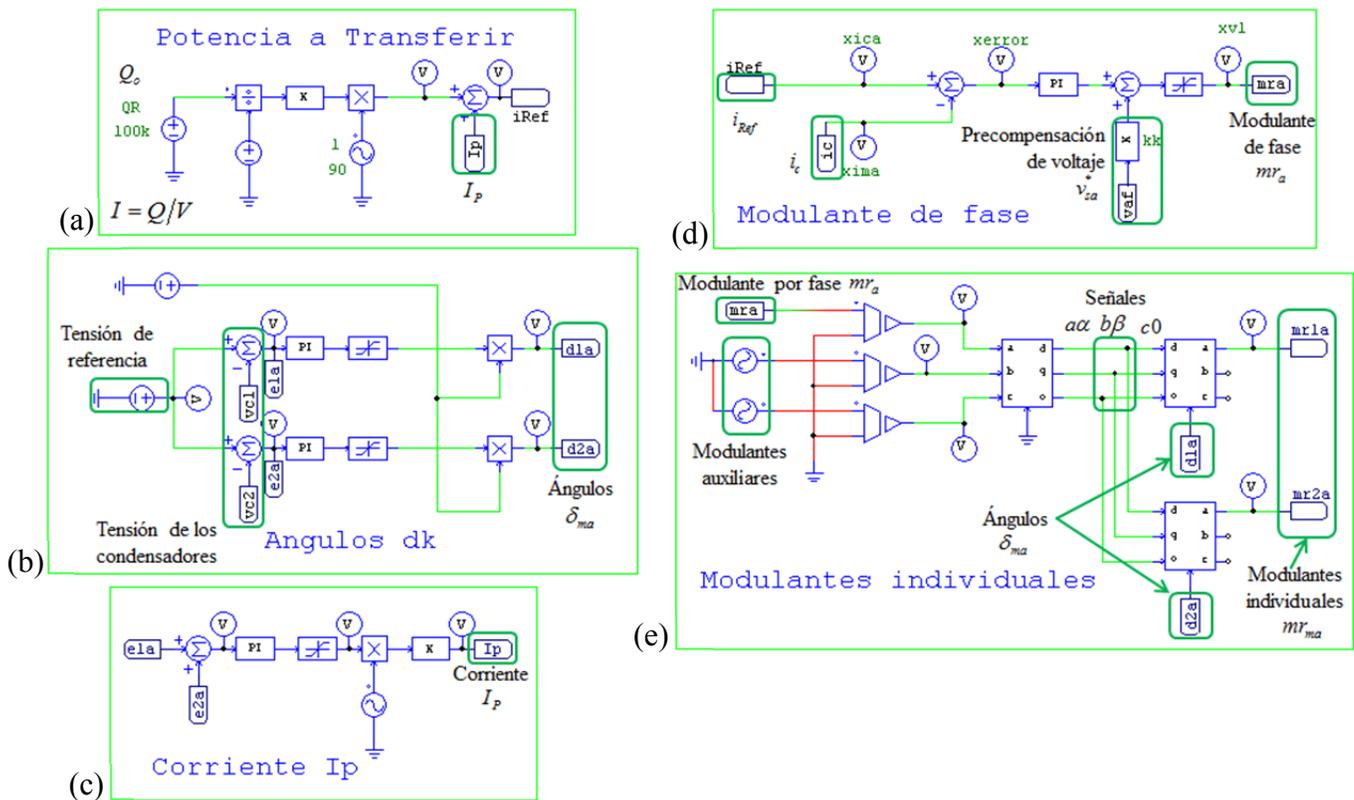
En la Fig. A1.10 se muestra un equivalente del convertidor monofásico multinivel tipo CHB de 3 niveles, el cual ésta acoplado a la red eléctrica a través de una impedancia de acoplamiento. Esta simulación es empleada en la Sección 3.7 del Capítulo 3. El nombre del archivo de simulación es *EQ\_CHB\_3N.psimsch*.



**Fig. A1.10** Sistema equivalente con fuentes de tensión del convertidor CHB de 3 niveles.

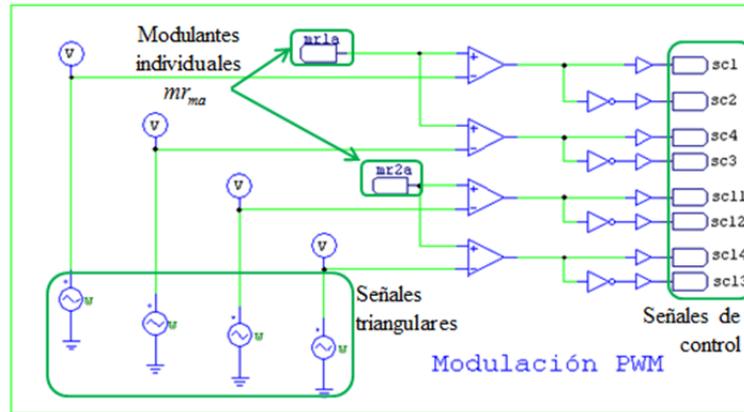
## A1.11 Controles para el sistema monofásico equivalente

En la Fig. A1.11 se muestran los controles para el sistema monofásico equivalente. En la Fig. A1.11(a) se tiene el cálculo de la potencia a transferir, en las Figs. A1.11(b) y A1.11(c) se observa parte de la estrategia de control para el balance de las tensiones en los condensadores, se realizan los cálculos de los ángulos  $\delta_{mk}$  y de la componente de potencia activa  $I_p$ , respectivamente. En la Fig. A1.11(d) se obtiene la modulante de fase  $mr_a$  y en la Fig. A1.11(e) las modulantes individuales  $mr_{ma}$ .



**Fig. A1.10** Controles para el sistema monofásico equivalente: (a) potencia a transferir, (b) ángulos  $\delta_{mk}$ , (c) corriente  $I_p$ , (d) modulantes de fase  $mr_a$  y (e) modulantes individuales  $mr_{ma}$ .

En la Fig. A1.12 se muestra la modulación PWM empleada. La modulación PWM es explicada más a detalle en la Sección 2.5.1 del Capítulo 2.



**Fig. A1.12** Sistema equivalente con fuentes de tensión del convertidor CHB de 3 niveles.

## A1.12 Código del archivo FILE para la simulación de la Fig. A1.9

El contenido del archivo de texto (FILE, llamado: *FILE\_EQ\_CHB\_3N.txt*) donde son guardadas las variables de la simulación se muestra a continuación:

```

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%% m=0.85
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%% %%%Valores de PI%%
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%% kp1=-0.03
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%% Ti1=0.0001
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%% %%%Equivalente del inversor
multinivel CHB de 3N          kp2=0.001
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%% Ti2=0.03
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%% %%%Estrategia de Control
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%% kp3=0.01
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%% %%%Modulación PWM
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%% Ti3=0.001
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%% %Factor de escalamiento de la tensión
Fuente%%                     de compensación
Vs=1200*1.4142               kk=1/(Vc1+Vc2)

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%% %%%Variables del Inversor%%
Vc1=1000
Vc2=1000
C1=700u
C2=700u

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%% %Frecuencia para fuente triangular
w=5k

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%% %Valor para modulantes auxiliares

```

## A1.13 Archivos utilizados en las simulaciones

En esta sección se presentan, en las Tablas A1.1-A1.5, los archivos utilizados en las simulaciones correspondientes a la estrategia de control y a las compensaciones realizadas en este trabajo.

**Tabla A1.1.** Archivos necesarios para la evaluación de la estrategia de control de tensiones.

<b>Sección 3.7 Evaluación de la estrategia de control de tensión</b>		
<b>Carpeta</b>	<b>Archivo principal</b>	<b>Archivos de PSIM</b>
EQ CHB 3N	<i>EQ_CHB_3N.psimsch</i>	<i>FILE_EQ_CHB_3N.txt</i>

**Tabla A1.2.** Archivos necesarios para el caso base del ST4H.

<b>Sección 4.4.1 Caso base (ST4H)</b>		
<b>Carpeta</b>	<b>Archivo principal</b>	<b>Archivos de PSIM</b>
caso base	<i>caso_base.psimsch</i>	<i>FILE_casobase.txt</i>
		<i>linearload.psimsch</i>
		<i>nonlinearload.psimsch</i>
		<i>power.psimsch</i>
		<i>power2.psimsch</i>

**Tabla A1.3.** Archivos necesarios para la compensación usando un convertidor de 2 niveles tipo capacitor dividido (SC).

<b>Sección 4.4.2 Caso I</b>		
<b>Carpeta</b>	<b>Archivo principal</b>	<b>Archivos de PSIM</b>
SPLIT CAPACITOR	<i>Split_Capacitor.psimsch</i>	<i>FILE_SC.txt</i>
		<i>linearload.psimsch</i>
		<i>nonlinearload.psimsch</i>
		<i>power.psimsch</i>
		<i>power_cb.psimsch</i>
		<i>PWM.psimsch</i>
		<i>subIref.psimsch</i>

**Tabla A1.4.** Archivos necesarios para la compensación usando un convertidor de 2 niveles tipo cuatro piernas (FL).

<b>Sección 4.4.3 Caso II</b>		
<b>Carpeta</b>	<b>Archivo principal</b>	<b>Archivos de PSIM</b>
FOUR LEGS	<i>Four_Legs.psimsch</i>	<i>FILE_FL.txt</i>
		<i>linearload.psimsch</i>
		<i>nonlinearload.psimsch</i>
		<i>power.psimsch</i>
		<i>power_cb.psimsch</i>
		<i>PWM.psimsch</i>
		<i>subIref.psimsch</i>

**Tabla A1.5.** Archivos necesarios para la compensación usando un convertidor de 5 niveles tipo CHB.

<b>Sección 4.4.4 Caso III</b>		
<b>Carpeta</b>	<b>Archivo principal</b>	<b>Archivos de PSIM</b>
CHB 5 Niveles	<i>statcom_4chb_1.psimsch</i>	<i>FILE_CHB_5N.txt</i>
		<i>linearload.psimsch</i>
		<i>nonlinearload.psimsch</i>
		<i>power.psimsch</i>
		<i>power_cb.psimsch</i>
		<i>PWM.psimsch</i>
		<i>estrategia_control.psimsch</i>
		<i>Sub_cascade_3F.psimsch</i>
		<i>Sub_cascade5N.psimsch</i>
<i>subIref.psimsch</i>		