



Universidad Autónoma de San Luis Potosí  
Centro de Investigación y Estudios de Posgrado  
Facultad de Ingeniería

**Aplicación de Convertidores Multinivel a  
Compensadores Estáticos de Potencia Reactiva  
STATCOM**

Tesis que para obtener el grado de:  
Doctor en Ingeniería Eléctrica  
Opción: Control Automático  
Presenta:

**M. C. Javier Pérez Ramírez**

Asesor:  
**Dr. Víctor Manuel Cárdenas Galindo**

San Luis Potosí, San Luis Potosí, México, Agosto de 2012







Universidad Autónoma de San Luis Potosí

Facultad de Ingeniería

Centro de Investigación y Estudios de Posgrado

Doctorado en Ingeniería Eléctrica

Opción: Control Automático



**Aplicación de Convertidores Multinivel a Compensadores Estáticos de Potencia Reactiva STATCOM**

Presenta:

---

M. C. Javier Pérez Ramírez

Sinodales:

---

Dr. Víctor Manuel Cárdenas Galindo  
(Asesor)

---

Dra. Nancy Visairo Cruz

---

Dr. Ricardo Álvarez Salas

---

Dr. Ciro Alberto Núñez Gutiérrez

---

Dr. Juan Manuel Ramírez Arredondo

---

Dr. Homero Miranda Vidales

---

Dr. Jorge Hugo Calleja Gjumlich

San Luis Potosí, San Luis Potosí, a 31 de Agosto de 2012



21 de julio de 2011

**AL M. C. JAVIER PÉREZ RAMÍREZ**  
**P R E S E N T E. –**

En atención a su solicitud de Tema y Temario, presentada por el **Dr. Víctor Manuel Cárdenas Galindo**, Asesor de la Tesis que desarrollará Usted, con el objeto de obtener el Grado de **Doctor en Ingeniería Eléctrica**. Me es grato comunicarle que en la Sesión de Consejo Técnico Consultivo celebrada el día 21 de julio del presente año, fue aprobado el Tema y Temario propuesto:

**TEMARIO:**

**“APLICACIÓN DE CONVERTIDORES MULTINIVEL A  
COMPENSADORES ESTÁTICOS DE POTENCIA REACTIVA  
STATCOM”**

- I. Introducción al STATCOM.
- II. Análisis del STATCOM multinivel.
- III. Compensación de potencia reactiva empleando el STATCOM multinivel.
- IV. STATCOM multinivel compensando potencia reactiva y corrientes armónicas.
- V. Compensación de variaciones del voltaje de red usando el STATCOM multinivel.

Conclusiones.

Anexos.

Bibliografía.

**“MODOS ET CUNCTARUM RERUM MENSURAS AUDEBO”**

**A T E N T A M E N T E**



**ING. ARMANDO VIRAMONTES ALDANA**  
**DIRECTOR**



UNIVERSIDAD AUTÓNOMA  
DE SAN LUIS POTOSÍ  
FACULTAD DE INGENIERÍA  
DIRECCION

'bcb



**FACULTAD  
DE INGENIERÍA**

Av. Manuel Nava 8  
Zona Universitaria - CP 78290  
San Luis Potosí, S.L.P.  
tel. (444) 826 2330 al39  
fax (444) 826 2336  
www.uaslp.mx



# *Dedicatoria*

*A mis padres:*

*Miguel Pérez Gutiérrez*

*Gloria Ramírez Aguilar*

*Con todo amor, respeto y admiración*

*A mi esposa e hijos:*

*Serena Hernández Linares*

*Nadia Abigail Pérez Hernández*

*Javier Isaac Pérez Hernández*

*Con todo mi amor y cariño*



# Agradecimientos

A Dios por guiarme, por darme la fuerza y la paciencia para llevar a buen término un proyecto de como éste.

A mis padres por sus consejos y por darme su ejemplo para ser mejor en lo personal y en lo profesional.

A mi esposa por su apoyo, paciencia y comprensión.

A mis hijos por impulsarme con su ejemplo de dedicación y de superación constante.

A mi asesor, el Dr. Víctor Manuel Cárdenas Galindo, por darme la oportunidad de trabajar con él, por compartir su vasto conocimiento, por guiar el trabajo de investigación; pero sobre todo por su amistad. Además de quedar agradecido por todo esto, no quiero dejar pasar la oportunidad de expresarle con toda sinceridad mi respeto, aprecio y admiración.

A la Dra. Nancy Visairo Cruz y al Dr. Ciro Núñez Gutiérrez por compartir sus conocimientos en sus respectivas clases, por los comentarios y sugerencias en la revisión de la tesis; pero sobre todo por su amistad y confianza que hicieron más llevadera mi estancia en el posgrado.

Al Dr. Ricardo Álvarez Salas por recibirme en el posgrado con tan amable atención, por permitirme llevar su clase, por ser parte de mi comité revisor y por su trato siempre tan cordial y respetuoso.

Al Dr. Homero Miranda por la ayuda otorgada en la parte práctica del proyecto, y por esas charlas tan amenas donde se generaron varias ideas para futuros trabajos.

Al Dr. Juan Manuel Ramírez Arredondo por aceptar ser parte de mi comité revisor.

Al Dr. José de Jesús Lira por su apoyo en la gestión de los trámites de titulación.

A mi compañero de doctorado Víctor Espinoza por aquellas pláticas motivacionales, por el apoyo moral y por la ayuda con mi computadora.

A mi compañero de doctorado Dr. Francisco Villalobos por su invaluable ayuda con la programación del DSP.

A mis demás compañeros del posgrado, a los de doctorado: Mario, Tonatiuh, Janeth, a los de maestría: Ricardo, Alejandro, Heriberto, Pecina, Roberto por su amistad, por la sana convivencia y por el apoyo recibido cuando se les solicitó.

A Ana por todo el apoyo brindado en mi estancia en el Laboratorio. A la señora Chela y a Sory por su gran espíritu de servicio durante toda mi estancia en el posgrado.

Al Instituto Tecnológico de Sonora (ITSON) y al PROMEP por darme todas las facilidades para poder llevar a cabo estos estudios de doctorado.

# Resumen

Este trabajo de tesis se centra en el análisis de los convertidores multinivel de celdas en cascada, cuando éstos son empleados en la compensación de potencia reactiva. El compensador sobre el que se lleva a cabo el análisis es conocido como STATCOM. El STATCOM consiste en un convertidor fuente de voltaje conectado en paralelo con la red eléctrica a través de un transformador o de un reactor de acoplamiento. La función principal del compensador es suministrar potencia reactiva a la red. Con el suministro de potencia reactiva, el STATCOM puede proporcionar soporte de voltaje y mejorar la estabilidad en los sistemas transmisión de potencia; también, tanto en la industria como en los sistemas de distribución, el STATCOM puede ofrecer beneficios tales como corregir el factor de potencia, mejorar la regulación de voltaje, y balancear sistemas trifásicos.

Por otro lado, los convertidores multinivel de celdas en cascada, son convertidores que se conforman por la conexión en serie de varios puentes H. En un convertidor multinivel a los puentes H también se les denomina celdas. Este tipo de convertidores son una buena opción para ser utilizados en el STATCOM, ya que debido a la conexión en serie de sus celdas, reducen el esfuerzo en tensión de los dispositivos de conmutación y también desplazan el contenido armónico a frecuencias más altas en comparación con un convertidor de dos niveles. Esto último hace que sea posible prescindir del transformador de acoplamiento, que normalmente es necesario en los convertidores de dos niveles. Si además se toma en cuenta la modularidad de este tipo de convertidores, entonces, se logra un sistema de compensación de potencia reactiva de fácil expansión y mantenimiento, y de tamaño compacto.

Aun cuando ya se cuenta con un estudio amplio sobre los convertidores multinivel aplicados al STATCOM, es posible ahondar más en su análisis. Para ello se ubicaron cinco puntos a desarrollar, los cuales conforman las principales contribuciones de la tesis y a continuación se enuncian en orden de importancia.

1. Se desarrolla una estrategia de control que permite la adecuada operación del STATCOM multinivel. Esta estrategia funciona tanto para convertidores simétricos como asimétricos.
2. Se muestra que el STATCOM multinivel ya sea simétrico o asimétrico puede operar simultáneamente tanto como compensador de potencia reactiva como de corrientes armónicas.
3. Se lleva a cabo una evaluación del STATCOM multinivel en la compensación de *sags*.
4. Se propone un procedimiento donde se muestra cómo calcular las amplitudes y los ángulos de los voltajes de salida de cada una de las celdas del convertidor multinivel, independientemente si se trata de un convertidor simétrico o uno asimétrico.
5. Se dimensionan los elementos pasivos que conforman el STATCOM multinivel en función de la potencia reactiva nominal que maneja el STATCOM.

El análisis queda acotado a un convertidor monofásico multinivel de celdas en cascada, ya que para sistemas trifásicos normalmente el convertidor trifásico se conforma de tres convertidores monofásicos, los cuales se controlan por separado. También se construye un prototipo de dos celdas para corroborar de manera experimental los puntos 3 y 4.

El tratamiento de los puntos mencionados se lleva a cabo lo largo de este documento, el cual ha quedado organizado en 5 capítulos.

En el Capítulo I se dan los antecedentes y la motivación del STATCOM, cuando éste hace uso de los convertidores multinivel para desempeñar su función. Y se exponen los objetivos y los alcances de la tesis.

En el Capítulo II se presenta cómo a través de una análisis de potencia es posible encontrar la amplitud y ángulo de fase para cada una de las celdas del convertidor, de tal manera que el convertidor pueda mantener regulados los buses de CD a la vez que pueda suministrar potencia reactiva a la red eléctrica. Se analiza cuáles son los parámetros que

establecen los límites del flujo de potencia reactiva entre el convertidor y la red. También se muestra cómo se dimensionan los elementos pasivos del STATCOM.

El Capítulo III se centra en el desarrollo de la estrategia de control para el STATCOM multinivel. Se muestra que la estrategia funciona tanto para convertidores simétricos como asimétricos y se valida en simulación y experimentalmente.

En el Capítulo IV se explica la modificación que se debe hacer a la estrategia de control para que el STATCOM compense simultáneamente potencia reactiva y corrientes armónicas. Se muestran resultados en simulación y experimentales, y además se hace un análisis de energía para saber en qué medida se tiene la capacidad de hacer las dos funciones al mismo tiempo.

En el Capítulo V se hace un análisis para evaluar la capacidad del STATCOM en la compensación de variaciones de voltaje. Este análisis está acotado a la compensación de *sags*. La evaluación se lleva a cabo a partir del análisis de flujo de potencia reactiva que hay entre el STATCOM y la red eléctrica.

Finalmente se emiten las conclusiones en el último capítulo.



# Contenido

	Página
Dedicatoria.....	i
Agradecimientos.....	iii
Resumen.....	v
Lista de figuras.....	xiii
Lista de tablas.....	xxiii
Capítulo I	
Introducción al STATCOM.....	1
I.1 Antecedentes.....	2
I.2 Descripción y principio de operación del STATCOM.....	4
I.3 STATCOM basado en convertidores multinivel.....	6
I.3.1 Revisión bibliográfica.....	8
I.3.2 Principales características de la revisión bibliográfica.....	15
I.4 Enfoque del trabajo de investigación.....	16
I.5 Objetivos del trabajo de investigación.....	19
I.5.1 Objetivo general.....	19
I.5.2 Objetivos particulares.....	19
I.6 Alcances de la tesis.....	20
I.7 Organización de la tesis.....	21
Capítulo II	
Análisis del STATCOM multinivel.....	23
II.1 Modelo del convertidor multinivel de celdas en cascada.....	24
II.1.1 Modelo conmutado.....	25
II.1.2 Modelo promedio.....	26
II.2 Análisis de flujo de potencia.....	29
II.3 Dimensionamiento de los elementos pasivos del STATCOM.....	33
II.3.1 Dimensionamiento de la bobina de enlace.....	33
II.3.2 Dimensionamiento de los capacitores de los buses de CD.....	34

	Página
II.4 Cálculo de amplitud y fase de los voltajes de salida en las celdas del convertidor.....	36
II.5 Resultados en simulación para el STATCOM en lazo abierto.....	44
 Capítulo III	
Compensación de potencia reactiva empleando el STATCOM multinivel.....	55
III.1 Modelo promedio del STATCOM visto como bloques en cascada.....	56
III.2 Estrategia de control.....	59
III.2.1 Control en cascada que genera la señal de control promedio.....	61
III.2.2 Mecanismo de ajuste que genera las $N$ señales de control.....	62
III.3 Resultados en simulación.....	66
III.3.1 Resultados para el convertidor simétrico.....	68
III.3.2 Resultados para el convertidor asimétrico.....	74
III.4 Resultados experimentales.....	81
III.4.1 Pruebas para el convertidor simétrico.....	82
III.4.2 Pruebas para el convertidor asimétrico binario.....	85
 Capítulo IV	
STATCOM multinivel compensando potencia reactiva y corrientes armónicas	89
IV.1 Descripción y operación del sistema.....	90
IV.2 Estrategia de control para la compensación de potencia reactiva y corrientes armónicas.....	91
IV.2.1 Obtención las corrientes de referencia $i_d^*(t)$ e $i_q^*(t)$ .....	92
IV.2.2 Obtención de la corriente de referencia $i_h^*(t)$ .....	94
IV.2.3 Obtención de las $N$ señales de control correspondientes a cada celda...	95
IV.3 Metodología para el dimensionamiento de la inductancia de acoplamiento y de los capacitores de CD.....	95
IV.3.1 Dimensionamiento de $L_f$ .....	95
IV.3.2 Dimensionamiento de los capacitores de CD.....	97
IV.4 Resultados en simulación.....	98

	Página
IV.4.1 Resultados para el convertido simétrico.....	98
IV.4.2 Resultados para el convertidor asimétrico.....	104
IV.5 Resultados experimentales.....	110
IV.6 Cuantificación de la energía para compensar potencia reactiva y corrientes armónicas.....	113
 Capítulo V	
Compensación de variaciones del voltaje de red usando el STATCOM multinivel.....	121
V.1 Descripción y funcionamiento del sistema.....	122
V.2 Análisis cuando el <i>sag</i> es provocado por una carga del lado del secundario....	123
V.3 Análisis cuando el <i>sag</i> es provocado del lado del primario.....	127
V.4 Dimensionamiento de la bobina y de los capacitores del STATCOM.....	129
V.5 Resultados en simulación.....	130
V.5.1 Detección de los <i>sags</i> de voltaje.....	131
V.5.2 Resultados para variaciones de voltaje debidas a una carga reactiva.....	132
V.5.3 Resultados para variaciones de voltaje del lado del primario del transformador.....	135
 Conclusiones.....	 139
Artículos generados.....	140
Trabajos futuros.....	143
Anexo A.....	145
Anexo B.....	153
Bibliografía.....	161



# Lista de figuras

	Página
<b>Figura I.1</b> (a) Conexión del STATCOM con la red; (b) diagrama fasorial de flujo de potencia [8]. .....	5
<b>Figura I.2</b> Topologías de convertidores multinivel: (a) diodos de enclavamiento, (b) capacitores flotantes, (c) celdas en cascada. ....	7
<b>Figura II.1</b> (a) STATCOM conformado por un convertidor multinivel de celdas en cascada conectado a la red eléctrica; (b) diagrama de la $j$ -ésima celda del convertidor multinivel; (c) diagrama equivalente de la $j$ -ésima celda donde se muestran las funciones de conmutación; (d) modelo conmutado de la $j$ -ésima celda. ....	24
<b>Figura II.2</b> Esquema donde se observa cómo en la técnica PWM, el ciclo de trabajo es proporcional a la magnitud de la moduladora. ....	26
<b>Figura II.3</b> Diagrama del circuito eléctrico que corresponde al modelo promedio del STATCOM con convertidor multinivel de celdas en cascada. ....	28
<b>Figura II.4</b> Convertidor multinivel visto como una fuente de voltaje a frecuencia fundamental conectado a la red. ....	29
<b>Figura II.5</b> (a) Potencia activa (pérdidas), que el convertidor absorbe, en función del voltaje de salida del convertidor ( $V_{inv}$ ) y del ángulo de fase ( $\alpha$ ). (b) Potencia reactiva que el convertidor suministra a la red eléctrica en función del voltaje de salida del convertidor ( $V_{inv}$ ) y la fase ( $\alpha$ ). ....	30
<b>Figura II.6</b> Potencia reactiva: evaluada en terminales de la red ( $Q_r$ ), evaluada en terminales del convertidor ( $Q_{inv}$ ), y evaluada en los extremos de $L_f$ ( $Q_L$ ), todas ellas en función del voltaje de salida del convertidor ( $V_{inv}$ ) cuando la fase ( $\alpha$ ) es cero. ....	32
<b>Figura II.7</b> Circuito equivalente que muestra el valor eficaz del voltaje de salida de cada celda y su respectivo ángulo de fase. ....	36
<b>Figura II.8</b> Circuito equivalente para el cálculo de las potencias activa y reactiva vistas desde la celda uno del convertidor. ....	40
<b>Figura II.9</b> Circuito equivalente que se utiliza para validar el flujo de potencia a partir de las amplitudes y ángulos calculados con el procedimiento del apartado II.4. ....	47

<b>Figura II.10</b> (a) Potencias reactivas $Q_{inv}$ y $Q_T$ , corriente inyectada por el STATCOM $i_f$ , para el convertidor simétrico. (b) Potencias reactivas $Q_{inv}$ y $Q_T$ , corriente inyectada por el STATCOM $i_f$ , para el convertidor asimétrico binario. ....	48
<b>Figura II.11</b> (a) Distribución de las potencias $P_{Hj}$ y $Q_{Hj}$ para el STATCOM simétrico. (b) Distribución de las potencias $P_{Hj}$ y $Q_{Hj}$ para el STATCOM asimétrico binario. ....	49
<b>Figura II.12</b> (a) Convertidor simétrico de tres celdas en lazo abierto: voltajes de CD, corriente inyectada por el STATCOM; (b) convertidor asimétrico binario de tres celdas en lazo abierto: voltajes de CD, corriente inyectada por el STATCOM. ....	50
<b>Figura II.13</b> (a) Convertidor simétrico de tres celdas en lazo abierto: voltajes de CD, corriente inyectada a la red, potencia reactiva; (b) Convertidor asimétrico binario de tres celdas en lazo abierto: voltajes de CD, corriente inyectada a la red, potencia reactiva. ....	52
<b>Figura II.14</b> Detalle alrededor de $t=4$ s. (a) Convertidor simétrico de tres celdas en lazo abierto: voltajes de CD, corriente inyectada a la red, potencia reactiva; (b) Convertidor asimétrico binario de tres celdas en lazo abierto: voltajes de CD, corriente inyectada a la red, potencia reactiva. ....	53
<b>Figura II.15</b> (a) Convertidor simétrico de tres celdas en lazo abierto: potencias activas $P_{Hj}$ , potencias reactivas en cada celda $Q_{Hj}$ , potencia reactiva en los extremos del convertidor $Q_{inv}$ ....	54
<b>Figura III.1</b> Modelo promedio del STATCOM con convertidor multinivel de celdas en cascada. ....	56
<b>Figura III.2</b> Modelo promedio del STATCOM visto como bloques en cascada. ....	58
<b>Figura III.3</b> Esquema general de un control en cascada. ....	59
<b>Figura III.4</b> Esquema general de la estrategia de control, se conforma de un control en cascada que genera una señal de control promedio y de un mecanismo de ajuste que genera las $N$ señales de control. ....	60
<b>Figura III.5</b> Esquema de control en cascada que genera la señal de control promedio. ....	62
<b>Figura III.6</b> Corriente y voltaje de una celda del convertidor, ubicados en el marco de referencia $DQ$ . ....	63

<b>Figura III.7</b> Mecanismo de ajuste que complementa la estrategia de control generando las $N$ señales de control a partir de la señal de control promedio originada en el esquema de la Figura III.5.....	66
<b>Figura III.8</b> Voltaje de CD y potencias reactivas en la red y en el convertidor. Antes de $t=0.2$ s no se aplica el mecanismo de ajuste de la estrategia control, después de este tiempo es aplicado. ....	69
<b>Figura III.9</b> Voltajes de CD y potencias reactivas en la red y en el convertidor; en $t=0.5$ s se aplica un cambio de referencia de potencia reactiva de 100 kVAR a -100 kVAR. ....	70
<b>Figura III.10</b> Detalle de $v_{inv}$ , $v_{grid}$ , $i_f$ , el error de seguimiento de la corriente y las señales de control, alrededor de $t=0.5$ s, cuando el STATCOM pasa del modo capacitivo al modo inductivo. ....	71
<b>Figura III.11</b> Detalle de $v_{inv}$ , y de los voltajes de salida de cada celda, alrededor de $t=0.5$ s, cuando el STATCOM pasa del modo capacitivo al modo inductivo. ....	72
<b>Figura III.12</b> Espectro en frecuencia de $v_{inv}$ y de los voltajes de salida de cada celda, cuando el STATCOM multinivel simétrico opera en: (a) modo capacitivo, (b) modo inductivo. ....	73
<b>Figura III.13</b> Voltajes de CD y potencias reactivas para un convertidor asimétrico binario de 3 celdas con un cambio de referencia de 100 kVAR a -100 kVAR en $t=0.4$ s. ....	76
<b>Figura III.14</b> Voltajes de CD y potencias reactivas para un convertidor asimétrico trinario de 3 celdas con un cambio de referencia de 100 kVAR a -100 kVAR en $t=0.4$ s. ....	76
<b>Figura III.15</b> Detalle de $v_{inv}$ , $v_{grid}$ , $i_f$ , el error de seguimiento de corriente y las señales de control, alrededor de $t=0.4$ s, cuando el STATCOM multinivel binario pasa del modo capacitivo al modo inductivo. ....	77
<b>Figura III.16</b> Detalle de $v_{inv}$ , $v_{grid}$ , $i_f$ , el error de seguimiento de corriente y las señales de control, alrededor de $t=0.5$ s, cuando el STATCOM multinivel trinario pasa del modo capacitivo al modo inductivo. ....	77
<b>Figura III.17</b> Detalle de $v_{inv}$ , y de los voltajes de salida de cada celda, alrededor de $t=0.5$ s, cuando el STATCOM multinivel binario pasa del modo capacitivo al modo inductivo. ....	79
<b>Figura III.18</b> Detalle de $v_{inv}$ , y de los voltajes de salida de cada celda, alrededor $t=0.5$ s, cuando el STATCOM multinivel trinario pasa del modo capacitivo al modo inductivo. ....	79

<b>Figura III.19</b> Espectro en frecuencia de $v_{inv}$ y de los voltajes de salida de cada celda, cuando el STATCOM multinivel binario opera en: (a) modo capacitivo, (b) modo inductivo. ....	80
<b>Figura III.20</b> Espectro en frecuencia de $v_{inv}$ y de los voltajes de salida de cada celda, cuando el STATCOM multinivel trinario opera en: (a) modo capacitivo, (b) modo inductivo. ....	80
<b>Figura III.21</b> Esquema general del prototipo experimental. ....	81
<b>Figura III.22</b> Simulación con los parámetros del prototipo experimental para el convertidor simétrico para un cambio de referencia de potencia reactiva de 100 a -100 VAR en $t=0.5$ s. ....	83
<b>Figura III.23</b> (a) Respuesta del convertidor simétrico de dos celdas para referencias en los buses de CD de 75V y operando a 100 VAR. (b) Respuesta en estado estable, operando a -100 VAR. ....	84
<b>Figura III.24</b> (a) $v_{inv}$ e $i_f$ para el convertidor simétrico de dos celdas operando a 100 VAR; (b) $v_{inv}$ e $i_f$ para el convertidor simétrico de dos celdas operando a -100 VAR. ....	84
<b>Figura III.25</b> (a) $v_{grid}$ e $i_f$ para el convertidor simétrico operando a 100 VAR; (b) $v_{grid}$ e $i_f$ para el convertidor simétrico operando a -100 VAR. ....	85
<b>Figura III.26</b> Simulación con los parámetros del prototipo experimental para el convertidor binario para un cambio de referencia de potencia reactiva de 100 a -100 VAR en $t=0.5$ s. ....	86
<b>Figura III.27</b> (a) Respuesta transitoria para un convertidor binario de dos celdas con referencias de voltajes de CD de 50 V y 100 V, operando a 100 VAR; (b) Respuesta transitoria para el mismo convertidor operando a -100 VAR. ....	87
<b>Figura III.28</b> (a) $v_{inv}$ e $i_f$ para el convertidor binario operando a 100 VAR; (b) $v_{inv}$ e $i_f$ para el convertidor binario operando a -100 VAR. ....	87
<b>Figura III.29</b> (a) $v_{grid}$ e $i_f$ para el convertidor binario operando a 100 VAR; (b) $v_{grid}$ e $i_f$ para el convertidor binario operando a -100 VAR. ....	88
<b>Figura IV.1</b> STATCOM multinivel y carga no lineal conectados a la red eléctrica. ....	90
<b>Figura IV.2</b> Lazo interno de control, $i_f^*(t)$ está formada por tres componentes: $i_d^*(t)$ , $i_q^*(t)$ e $i_h^*(t)$ . ....	92

<b>Figura IV.3</b> Diagrama para generar $i_d^*(t)$ . . . . .	94
<b>Figura IV.4</b> Diagrama que muestra cómo obtener $i_q^*(t)$ . . . . .	94
<b>Figura IV.5</b> Diagrama para obtener la referencia de armónicos de corriente $i_h^*(t)$ [30]. . . . .	95
<b>Figura IV.6</b> Compensación armónica a partir de $t=0.5$ s, utilizando un convertidor simétrico: voltajes en los buses de CD ( $v_{cd1}$ , $v_{cd2}$ ), potencia reactiva ( $Q_T$ ), corriente de red ( $i_{grid}$ ). . . . .	99
<b>Figura IV.7</b> Compensación armónica a partir de $t=0.5$ s, utilizando un convertidor simétrico: voltaje de salida del inversor ( $v_{inv}$ ), corriente inyectada por el STATCOM ( $i_f$ ), señales de control ( $u_1$ , $u_2$ ). . . . .	100
<b>Figura IV.8</b> Compensación armónica en los modos capacitivo e inductivo para el convertidor simétrico: voltajes en los buses de CD ( $v_{cd1}$ , $v_{cd2}$ ), potencia reactiva suministrada a la red ( $Q_T$ ), corriente de red ( $i_{grid}$ ). . . . .	100
<b>Figura IV.9</b> Compensación armónica en los modos capacitivo e inductivo para el convertidor simétrico: voltaje de salida del inversor ( $v_{inv}$ ), corriente inyectada por el STATCOM ( $i_f$ ), señales de control ( $u_1$ , $u_2$ ). . . . .	101
<b>Figura IV.10</b> Compensación armónica en el modo capacitivo para el convertidor simétrico con cambio de $R_L$ . Voltajes en los buses de CD ( $v_{cd1}$ , $v_{cd2}$ ), potencia reactiva suministrada a la red ( $Q_T$ ), corriente de red ( $i_{grid}$ ). . . . .	102
<b>Figura IV.11</b> Compensación armónica en el modo capacitivo para el convertidor simétrico con cambio de $R_L$ . Voltaje de salida del inversor ( $v_{inv}$ ), corriente inyectada por el STATCOM ( $i_f$ ), señales de control ( $u_1$ , $u_2$ ). . . . .	103
<b>Figura IV.12</b> Compensación armónica en el modo inductivo para el convertidor simétrico con cambio de $R_L$ . Voltajes en los buses de CD ( $v_{cd1}$ , $v_{cd2}$ ), potencia reactiva suministrada a la red ( $Q_T$ ), corriente de red ( $i_{grid}$ ). . . . .	103
<b>Figura IV.13</b> Compensación armónica en el modo inductivo para el convertidor simétrico con cambio de $R_L$ . Voltaje de salida del inversor ( $v_{inv}$ ), corriente inyectada por el STATCOM ( $i_f$ ), señales de control ( $u_1$ , $u_2$ ). . . . .	104
<b>Figura IV.14</b> Compensación armónica a partir de $t=0.5$ s, convertidor asimétrico binario. Voltajes en los buses de CD ( $v_{cd1}$ , $v_{cd2}$ ), potencia reactiva suministrada a la red ( $Q_T$ ), corriente de red ( $i_{grid}$ ). . . . .	105
<b>Figura IV.15</b> Compensación armónica a partir de $t=0.5$ s, convertidor asimétrico binario. Voltaje de salida del inversor ( $v_{inv}$ ), corriente inyectada por el STATCOM ( $i_f$ ), señales de control ( $u_1$ , $u_2$ ). . . . .	105

<b>Figura IV.16</b> Compensación armónica en los modos capacitivo e inductivo para el convertidor binario. Voltajes en los buses de CD ( $v_{cd1}$ , $v_{cd2}$ ), potencia reactiva suministrada a la red ( $Q_T$ ), corriente de red ( $i_{grid}$ ).	106
<b>Figura IV.17</b> Compensación armónica en los modos capacitivo e inductivo para el convertidor binario. Voltaje de salida del inversor ( $v_{inv}$ ), corriente inyectada por el STATCOM ( $i_f$ ), señales de control ( $u_1$ , $u_2$ ).	107
<b>Figura IV.18</b> Compensación armónica en el modo capacitivo para el convertidor binario con cambio de $R_L$ . Voltajes en los buses de CD ( $v_{cd1}$ , $v_{cd2}$ ), potencia reactiva suministrada a la red ( $Q_T$ ), corriente de red ( $i_{grid}$ ).	108
<b>Figura IV.19</b> Compensación armónica en el modo capacitivo para el convertidor binario con cambio de $R_L$ . Voltaje de salida del inversor ( $v_{inv}$ ), corriente inyectada por el STATCOM ( $i_f$ ), señales de control ( $u_1$ , $u_2$ ).	108
<b>Figura IV.20</b> Compensación armónica en el modo inductivo para el convertidor binario con cambio de $R_L$ . Voltajes en los buses de CD ( $v_{cd1}$ , $v_{cd2}$ ), potencia reactiva suministrada a la red ( $Q_T$ ), corriente de red ( $i_{grid}$ ).	109
<b>Figura IV.21</b> Compensación armónica en el modo inductivo para el convertidor binario con cambio de $R_L$ . Voltaje de salida del inversor ( $v_{grid}$ ), corriente inyectada por el STATCOM ( $i_f$ ), señales de control ( $u_1$ , $u_2$ ).	109
<b>Figura IV.22</b> Simulaciones utilizando los parámetros del prototipo experimental cuando el STATCOM hace simultáneamente la compensación de potencia reactiva y de corrientes armónicas.	111
<b>Figura IV.23</b> (a) Voltajes en los buses de CD, corriente inyectada por el convertidor con una referencia de 200 VAR; (b) voltajes en los buses de CD y corriente inyectada por el convertidor con una referencia de -200 VAR.	111
<b>Figura IV.24</b> (a) Voltaje de salida del convertidor, corriente inyectada por el convertidor con una referencia de 200 VAR; (b) voltaje de salida del convertidor y corriente inyectada por el convertidor con una referencia de -200 VAR.	112
<b>Figura IV.25</b> (a) Corriente inyectada por el convertidor con una referencia de 200 VAR y corriente de la red; (b) corriente inyectada por el convertidor con una referencia de -200 VAR y corriente de la red.	113
<b>Figura IV.26</b> (a) Potencia instantánea correspondiente a la ecuación (IV.13). (b) Valor absoluto de la ecuación (IV.13) a partir de la cual se cuantifica la energía correspondiente a esta ecuación.	115
<b>Figura IV.27</b> (a) Potencia instantánea correspondiente al $k$ -ésimo armónico ( $k=5$ ). Descomposición de la potencia en: (b) una componente con frecuencia $(k-1)\omega$ y en (c) una componente con frecuencia $(k+1)\omega$ .	116

<b>Figura IV.28</b> (a) Valor absoluto del primer término de la ecuación (IV.17). (b) Valor absoluto del segundo término de la ecuación (IV.17).....	118
<b>Figura IV.29</b> Corriente que demanda el rectificador a la red, junto con su espectro en frecuencia. ....	119
<b>Figura V.1</b> Diagrama del STATCOM conectado a un transformador industrial.....	122
<b>Figura V.2</b> Esquema para el cálculo de $V_{pc}$ dependiendo del tipo de carga.....	123
<b>Figura V.3</b> Potencia reactiva en función de $X_L$ para diferentes reactancias equivalentes.....	125
<b>Figura V.4</b> Profundidad del <i>sag</i> en función de $X_L$ para diferentes reactancias equivalentes.....	126
<b>Figura V.5</b> Potencia reactiva en función del <i>sag</i> del lado del secundario para diferentes reactancias equivalentes. ....	127
<b>Figura V.6</b> Potencia reactiva contra porcentaje de <i>sag</i> del lado del primario para diferentes reactancias de la fuente. ....	128
<b>Figura V.7</b> Convertidor multinivel monofásico de dos celdas para la compensación de <i>sags</i> .....	130
<b>Figura V.8</b> Gráficas para un <i>sag</i> del 16% sin compensar, generado por una carga reactiva. Voltajes en los buses de CD ( $v_{cd1}$ , $v_{cd2}$ ), voltaje en el punto de conexión ( $v_{pc}$ ), potencia reactiva demandada al transformador ( $Q_{grid}$ ) y potencia reactiva inyectada al punto de conexión ( $Q_T$ ).....	133
<b>Figura V.9</b> Gráficas para un <i>sag</i> del 16% compensado, generado por una carga reactiva. Voltajes en los buses de CD ( $v_{cd1}$ , $v_{cd2}$ ), voltaje en el punto de conexión ( $v_{pc}$ ), potencia reactiva demandada al transformador ( $Q_{grid}$ ), potencia reactiva inyectada al punto de conexión ( $Q_T$ ), voltaje del salida del convertidor ( $v_{inv}$ ).....	134
<b>Figura V.10</b> Gráficas para un <i>sag</i> del 16% sin compensar: voltajes en los buses de CD ( $v_{cd1}$ , $v_{cd2}$ ), voltaje de red ( $v_{grid}$ ) y voltaje en el punto de conexión ( $v_{pc}$ ). ....	135
<b>Figura V.11</b> Gráficas para un <i>sag</i> del 16% compensado. Voltajes en los buses de CD ( $v_{cd1}$ , $v_{cd2}$ ), voltaje de red ( $v_{grid}$ ) y voltaje en el punto de conexión ( $v_{pc}$ ). ....	136
<b>Figura V.12</b> Gráficas para un <i>sag</i> del 16% compensado. Voltaje de salida del convertidor ( $v_{inv}$ ), potencia reactiva en el secundario del transformador ( $Q_{grid}$ ), corriente demandada a la red ( $i_{grid}$ ). ....	137

<b>Figura A.1</b> Convertidor multinivel de celdas en cascada. ....	145
<b>Figura A.2</b> Moduladoras y portadoras para un convertidor de dos celdas. ....	146
<b>Figura A.3</b> Voltajes de salida de un convertidor simétrico y de sus dos celdas, para un índice de modulación de 0.8. (a) Voltajes en el tiempo. (b) Espectro en frecuencia de los voltajes.....	147
<b>Figura A.4</b> Voltajes de salida de un convertidor simétrico y de sus dos celdas, para un índice de modulación de 0.3. (a) Voltajes en el tiempo. (b) Espectro en frecuencia de los voltajes.....	148
<b>Figura A.5</b> Voltajes de salida de un convertidor simétrico y de sus dos celdas, con moduladoras diferentes, una con índice de modulación de 0.8 y fase de $0^0$ , la otra con índice de modulación de 0.89 y fase de $9^0$ . (a) Voltajes en el tiempo. (b) Espectro en frecuencia de los voltajes. ....	149
<b>Figura A.6</b> Voltajes de salida de un convertidor simétrico y de sus dos celdas, con moduladoras diferentes, una con índice de modulación de 0.3 con fase de $0^0$ , la otra con índice de modulación de 0.39 y fase de $9^0$ . (a) Voltajes en el tiempo. (b) Espectro en frecuencia de los voltajes. ....	149
<b>Figura A.7</b> Voltajes de salida de un convertidor asimétrico binario y de sus dos celdas, para un índice de modulación de 0.8. (a) Voltajes en el tiempo. (b) Espectro en frecuencia de los voltajes. ....	149
<b>Figura A.8</b> Voltajes de salida de un convertidor asimétrico binario y de sus dos celdas, para un índice de modulación de 0.3. (a) Voltajes en el tiempo. (b) Espectro en frecuencia de los voltajes. ....	151
<b>Figura A.9</b> Voltajes de salida de un convertidor asimétrico binario y de sus dos celdas, con moduladoras diferentes, una con índice de modulación de 0.8 y fase de $0^0$ , la otra con índice de modulación de 0.89 y fase de $9^0$ . (a) Voltajes en el tiempo. (b) Espectro en frecuencia de los voltajes.....	151
<b>Figura A.10</b> Voltajes de salida de un convertidor simétrico y de sus dos celdas, con moduladoras diferentes, una con índice de modulación de 0.3 y fase de $0^0$ , la otra con índice de modulación de 0.39 y fase de $9^0$ . (a) Voltajes en el tiempo. (b) Espectro en frecuencia de los voltajes. ....	152
<b>Figura B.1</b> Modelo promediado del STATCOM visto como bloques en cascada. ....	153
<b>Figura B.2</b> Esquema general de un control en cascada.....	154
<b>Figura B.3</b> Esquema de control en cascada que genera la señal de control promedio. ....	155

---

<b>Figura B.4</b> Modelo a bloques para el STATCOM de una sola celda. ....	155
<b>Figura B.5</b> Esquema de control en cascada para una sola celda.....	156
<b>Figura B.6</b> Gráficas de Bode del control interno en lazo cerrado.....	158
<b>Figura B.7</b> Sustitución del lazo interno por $G_3$ .....	158
<b>Figura B.8</b> Esquema para sintonizar el lazo externo. ....	158



# Lista de tablas

	Página
<b>Tabla I.1</b> Desempeño de los principales FACTS [2]. .....	4
<b>Tabla II.1</b> Funciones de conmutación para una celda monofásica puente completo. ....	25
<b>Tabla II.2</b> Parámetros de la red y del convertidor para pruebas en lazo abierto. ....	44
<b>Tabla II.3</b> Potencias para el convertidor simétrico de tres celdas. ....	45
<b>Tabla II.4</b> Potencias para el convertidor asimétrico binario de tres celdas. ....	46
<b>Tabla II.5</b> Potencias, amplitudes de voltajes y ángulos para el convertidor simétrico de tres celdas. ....	46
<b>Tabla II.6</b> Potencias, amplitudes de voltajes y ángulos para el convertidor binario de tres celdas. ....	47
<b>Tabla II.7</b> Rizo de tensión en cada una de las celdas para el convertidor simétrico. ....	51
<b>Tabla II.8</b> Rizo de tensión en cada una de las celdas para el convertidor simétrico. ....	51
<b>Tabla III.1</b> Parámetros para el STATCOM en lazo cerrado con convertidor simétrico de dos celdas. ....	69
<b>Tabla III.2</b> Valores de algunos de los parámetros presentados en las Figuras III. 9, III.10 y III.12. ....	71
<b>Tabla III.3</b> Parámetros para el STATCOM en lazo cerrado con convertidor asimétrico de tres celdas. ....	74
<b>Tabla III.4</b> Potencias, amplitudes de voltajes y porcentajes de rizo de tensión para los convertidores binario y trinario, ambos de tres celdas. ....	75
<b>Tabla III.5</b> Parámetros del prototipo experimental para un convertidor de dos celdas tanto simétrico como asimétrico binario. ....	82
<b>Tabla IV.1</b> Parámetros del convertidor simétrico y de la carga no lineal para resultados en simulación. ....	98
<b>Tabla IV.2</b> Parámetros del convertidor y de la carga no lineal para resultados experimentales. ....	110
<b>Tabla IV.3</b> Amplitud y energía de los armónicos de corriente que el STATCOM debe suministrar a la red cuando el rectificador maneja una carga de $25\Omega$ . ....	120
<b>Tabla V.1</b> Parámetros del sistema para compensar <i>sags</i> . ....	131



# Capítulo I

## Introducción al STATCOM

---

En este capítulo se presenta la motivación del trabajo de investigación, iniciando con los antecedentes del STATCOM, su principio de operación y capacidades; posteriormente se presenta la revisión bibliográfica del STATCOM basado en convertidores multinivel de celdas en cascada. A partir de esta revisión, se desprenden el enfoque y los objetivos de la tesis; finalmente se dan los alcances del trabajo.

## I.1 Antecedentes

El compensador estático síncrono, mejor conocido como STATCOM (*STATic synchronous COMpensator*), pertenece a la familia de los sistemas flexibles de transmisión de corriente alterna, también conocidos como FACTS (*Flexible AC Transmission Systems*). El IEEE (*Institute of Electrical and Electronics Engineers*) define el término FACTS como: “los sistemas de transmisión de corriente alterna que incorporan electrónica de potencia y otros controladores estáticos para mejorar la controlabilidad e incrementar la capacidad de transferencia en los sistemas de potencia” [1].

Ya existe un estudio amplio sobre las tecnologías FACTS [1]-[10]; con la finalidad de establecer el contexto en el que se ubica el STATCOM, se da una breve introducción a estas tecnologías. La filosofía de los FACTS se desarrolla a finales de 1980 y principios de los 90 [1], [2] y surge con dos objetivos principales: por un lado, incrementar la capacidad de transferencia de potencia eléctrica; y por el otro, mantener el flujo de potencia en las trayectorias designadas [3]. Estos objetivos surgen debido a que la demanda en los sistemas de potencia ha ido aumentando de forma continua y acelerada, lo que a su vez conlleva a problemas como sobrecarga y subutilización del potencial de transmisión, cuellos de botella y oscilaciones de potencia [1]. Sin embargo; la mejora de las redes de energía eléctrica, y en especial, la construcción de nuevas líneas de transmisión, no puede mantener el ritmo del aumento de capacidad de las centrales eléctricas y del incremento de la demanda de energía [4]. Los FACTS permiten mejorar la operación en los sistemas de transmisión con una inversión mínima en infraestructura, impacto ambiental y tiempo de implementación, comparado con la construcción de nuevas líneas de transmisión [5]. También, tienen la capacidad de ampliar los límites de operación de un sistema de transmisión donde dichos límites están impuestos por una o algunas de las siguientes propiedades de la red: límites de estabilidad, límite de voltaje, límite térmico y flujos en bucle [4]. Esta capacidad de los FACTS se debe a que pueden modificar los parámetros del sistema de potencia. La potencia que fluye entre dos puntos de una línea de transmisión tiene dos componentes: la potencia activa y la potencia reactiva, las cuales se escriben a continuación sin considerar las pérdidas en la línea:

$$P_{ij} = \frac{V_i V_j}{X_{ij}} \text{sen}(\alpha_{ij}) \quad (\text{I.1})$$

$$Q_{ij} = \frac{V_i V_j}{X_{ij}} \left( \cos(\alpha_{ij}) - \frac{V_i}{V_j} \right) \quad (\text{I.2})$$

$P_{ij}$  y  $Q_{ij}$  son las potencias activa y reactiva, respectivamente, que se transfieren entre los nodos  $i$ - $j$ ;  $V_i$  y  $V_j$  son las magnitudes de los voltajes en los nodos,  $X_{ij}$  es la reactancia de la línea de transmisión y  $\alpha_{ij}$  es la diferencia angular entre los dos nodos. De aquí que para afectar el flujo de potencia se pueden modificar los parámetros del sistema: la reactancia, los voltajes o el ángulo; cada uno de los diferentes FACTS tienen la capacidad de modificar alguno o algunos de estos tres parámetros. Al controlar la impedancia de la línea, se puede regular la corriente, así como la potencia activa. El control del ángulo  $\alpha_{ij}$  permite regular el flujo de corriente. Inyectar un voltaje en serie con la línea, ortogonal al flujo de corriente puede aumentar o disminuir la magnitud de ésta. Inyectar un voltaje en serie con la línea y con cualquier ángulo de fase puede regular la magnitud y la fase de la corriente de línea y por lo tanto se puede controlar la potencia activa y reactiva en forma más precisa. La combinación del control de la impedancia de línea con un controlador en serie, y la regulación de voltaje de un control en derivación hace posible controlar el flujo de potencia activa y reactiva entre dos subsistemas [1].

Una forma de clasificar los FACTS es en función de sus principales elementos. El primer grupo consiste de capacitores, reactores y transformadores con *taps* controlados por tiristores. El segundo grupo consiste de convertidores autoconmutados que actúan como fuentes estáticas de voltaje síncrono [6]. Dentro del primer grupo se encuentran: Condensador Serie Controlado por Tiristores (TCSC) que controla la reactancia de la línea  $X_{ij}$ , el Transformador de Desplazamiento de Fase (PST) y PST asistido (APST) que controlan el ángulo  $\alpha_{ij}$  y el Compensador Estático de VAR (SVC) que controla el voltaje en alguno de los nodos ( $V_i$  o  $V_j$ ). Dentro del segundo grupo se encuentra el STATCOM que se conecta en derivación con la red, el Controlador Serie Estático Síncrono (SSSC), y el Controlador Unificado de Flujo de Potencia (UPFC) que es un dispositivo serie-paralelo [4].

Todos estos controladores del segundo grupo impactan en el voltaje, la impedancia de línea y el ángulo de fase entre los voltajes de dos nodos. En la Tabla I.1 se presenta una comparación del desempeño de los principales FACTS.

**Tabla I.1** Desempeño de los principales FACTS [2].

FACTS	Control de flujo de potencia	Control de Voltaje	Estabilidad transitoria	Amortiguamiento de oscilaciones
SVC/STATCOM	<i>x</i>	<i>xxx</i>	<i>xxx</i>	<i>xx</i>
TCSC	<i>xx</i>	<i>x</i>	<i>xxx</i>	<i>xx</i>
SSSC	<i>xxx</i>	<i>x</i>	<i>xxx</i>	<i>xx</i>
APST	<i>xxx</i>	<i>xx</i>	<i>x</i>	<i>xx</i>
UPFC	<i>xxx</i>	<i>xxx</i>	<i>xxx</i>	<i>xxx</i>

*xxx*: fuerte influencia; *xx*: influencia intermedia; *x*: influencia reducida

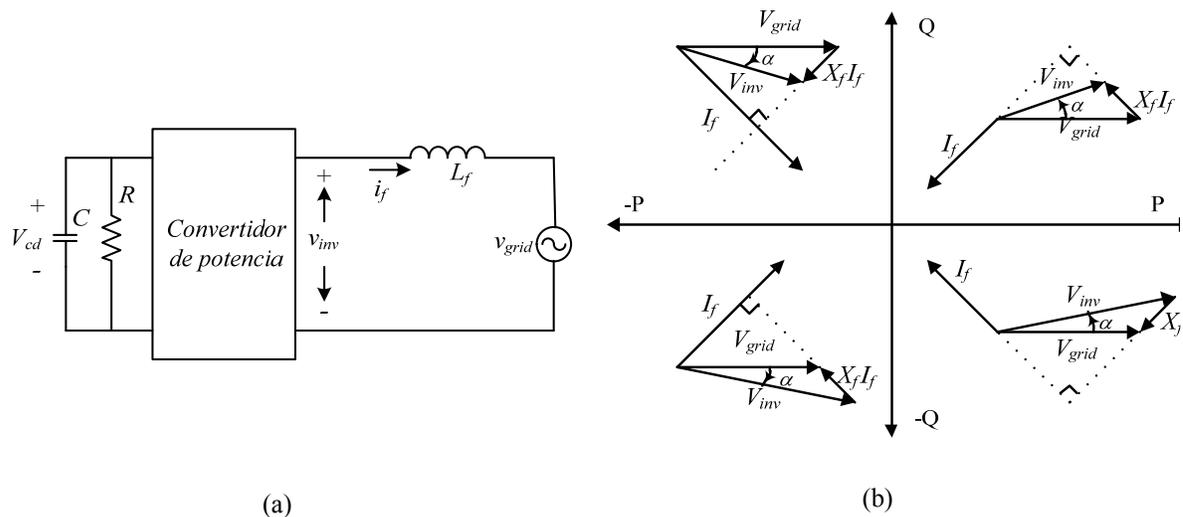
Aun cuando los FACTS ayudan a aumentar la capacidad de transmisión en las líneas ya existentes, es una tecnología que también se puede utilizar en el área distribución y en la industria [7]. En cuanto a calidad de energía se refiere, en la industria, los FACTS pueden ayudar a reducir o neutralizar disturbios eléctricos como: variaciones de voltaje (*sags*, *swells*), fluctuaciones periódicas de voltaje (*flicker*), distorsión armónica y desbalance en sistemas trifásicos [8].

El STATCOM es uno de los dispositivos FACTS conectado en paralelo con la red eléctrica, que puede usarse como compensador dinámico en sistemas transmisión de potencia, para proporcionar soporte de voltaje y mejorar la estabilidad transitoria [9]. También, en la industria y en los sistemas de distribución, el STATCOM puede ofrecer beneficios tales como corregir el factor de potencia, mejorar la regulación de voltaje, y balancear sistemas trifásicos [10].

## I.2 Descripción y principio de operación del STATCOM

El STATCOM utiliza un convertidor fuente de voltaje (VSC por sus siglas en inglés) conformado por dispositivos semiconductores como SCR (rectificador controlado de silicio), GTO (rectificadores de apagado por compuerta) o IGBT (transistor bipolar de compuerta

aislada). La Figura I.1(a) muestra cómo el STATCOM se conecta en paralelo a la red eléctrica. El STATCOM se conforma de un convertidor, el cual tiene un bus de CD y uno de CA; el bus de CA del convertidor se conecta a través de una bobina de acoplamiento  $L_f$  con la red eléctrica, mientras que del lado de CD se puede conectar una fuente de energía o un capacitor. En el convertidor de la Figura 1(a), el bus de CD tiene conectado un capacitor  $C$  y en paralelo tiene conectada una resistencia  $R$ ; esta última representa las pérdidas del convertidor.



**Figura I.1** (a) Conexión del STATCOM con la red; (b) diagrama fasorial de flujo de potencia [8].

Si en el bus de CD se tiene una fuente de energía, el STATCOM puede intercambiar potencia activa y potencia reactiva con la red eléctrica. La Figura I.1(b) ilustra los diagramas fasoriales del voltaje de la red  $v_{grid}$ , corriente  $i_f$  y el voltaje de salida del convertidor  $v_{inv}$  en los cuatro cuadrantes del plano PQ [8],  $X_f$  es la reactancia de la inductancia  $L_f$  y  $\alpha$  la fase que hay entre  $v_{inv}$  y  $v_{grid}$ . El intercambio de la potencia activa y reactiva entre el convertidor y el sistema de potencia se puede controlar ajustando la amplitud y la fase  $\alpha$  del voltaje de salida del convertidor  $v_{inv}$ . Si  $v_{inv}$  adelanta a  $v_{grid}$ , se tiene transferencia de potencia activa del convertidor hacia la red, en caso contrario, el convertidor absorbe potencia activa. Si  $v_{inv}$  es mayor que  $v_{grid}$  el convertidor entrega potencia reactiva a la red y se dice que el STATCOM trabaja en modo capacitivo; si  $v_{inv}$  es menor que  $v_{grid}$ , el convertidor absorbe

potencia reactiva y se dice que el STATCOM trabaja en modo inductivo. Cuando  $v_{inv}$  y  $v_{grid}$  están en fase no hay transferencia de potencia activa, pero si se puede intercambiar potencia reactiva, ya sea inductiva o capacitiva. En el caso de que ambos voltajes tengan la misma amplitud y la misma fase no hay transferencia de potencia activa o reactiva.

Típicamente el STATCOM no tiene conectada una fuente de energía en el bus de CD y en su lugar sólo tiene un capacitor como se ilustra en la Figura I.1(a). El STATCOM no tendrá la capacidad de entregar potencia activa a la red, pero sí podrá intercambiar potencia reactiva y trabajar en modo inductivo o en modo capacitivo de la manera que ya se mencionó. Sin embargo, el hecho de no utilizar una fuente en el bus de CD hace indispensable el uso de un esquema de control que permita regular dicho voltaje de CD [11]-[14]. En este caso, el convertidor tendrá que absorber potencia activa de la línea con la finalidad de compensar sus propias pérdidas manteniendo regulado el bus de CD. Este trabajo de tesis se centra en este caso, es decir, cuando se tiene capacitor pero no se tiene una fuente en el bus de CD, y únicamente se hablará de compensación de potencia reactiva.

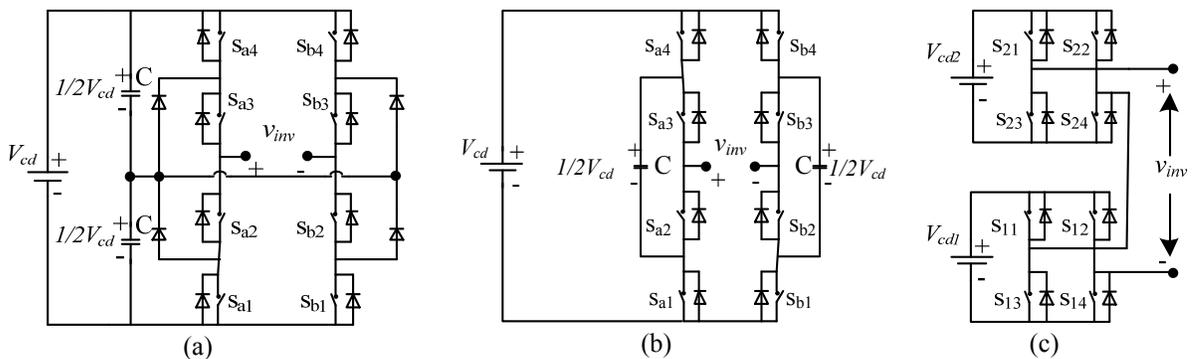
Algunas de las aplicaciones exitosas donde se ha ocupado el STATCOM son las siguientes: en mitigación de *flicker* en hornos de arco eléctrico [15], en parques de aerogeneradores [16], [17], en minería [18] y en ferrocarriles eléctricos [19].

### **I.3 STATCOM basado en convertidores multinivel**

En la actualidad existe un amplio estudio sobre inversores multinivel donde se exponen las diferentes topologías, las diferentes técnicas de conmutación y varias de sus aplicaciones [20]-[32]. Los convertidores multinivel son especialmente atractivos en sistemas de media y alta tensión, en donde los dispositivos semiconductores no tienen la capacidad para conmutar a muy altas frecuencias y simultáneamente operar con altos niveles de tensión y/o corriente [20]-[29]. En lo que se refiere al STATCOM, en la mayoría de los casos éste emplea un convertidor fuente de voltaje de dos niveles [6] y normalmente los dispositivos empleados en el convertidor conmutan a frecuencia fundamental. Un convertidor trifásico de dos niveles, típicamente consta de seis dispositivos de conmutación. Si se quiere utilizar este convertidor en una aplicación de alta tensión, se pueden conectar en serie y/o paralelo los interruptores de potencia (p.e. SCR o GTO) para formar válvulas equivalentes a cada uno de los seis

dispositivos de conmutación, de tal manera que se completen los requerimientos de tensión y de potencia de la aplicación. En los convertidores de dos niveles se utiliza un transformador para hacer el acoplamiento a la red eléctrica y también se utiliza un filtro pasivo LC para reducir el contenido armónico producido por el patrón de conmutación.

Por otro lado, un convertidor multinivel permite el manejo de alta potencia pero con la ventaja de reducir pérdidas y lograr un bajo contenido armónico [24]. También, si en un STATCOM se emplea un convertidor multinivel, es posible prescindir del transformador de acoplamiento a la red y reducir el filtro pasivo, que típicamente se utilizan con los convertidores de dos niveles, logrando que el sistema sea más compacto. Lo anterior se puede lograr debido a que los convertidores multinivel están constituidos por dispositivos semiconductores conectados en serie; pero en este caso se utiliza una estrategia de conmutación bien definida que va de acuerdo a la topología del convertidor [21], [24], [25], [27], [30]-[32]. Con lo anterior, los convertidores multinivel permiten manejar tensiones altas a la salida del convertidor, sin que los dispositivos semiconductores tengan que soportar grandes esfuerzos en voltaje.



**Figura I.2** Topologías de convertidores multinivel: (a) diodos de enclavamiento, (b) capacitores flotantes, (c) celdas en cascada.

Dentro de las topologías de convertidores multinivel, las más representativas son: 1) convertidor con diodos de enclavamiento; 2) convertidor con capacitores flotantes y 3) convertidor con celdas (puentes H) en cascada; éstas se muestran en la Figura I.2. La tercera topología tiene la ventaja sobre las dos primeras de no requerir diodos de enclavamiento ni de requerir tantos capacitores como la segunda, y en términos generales utiliza menos componentes y su modularidad la hace de fácil construcción y de fácil expansión en caso de

que así se requiera en un futuro [22], [27], [34]. Pero sobre todo, la ventaja principal radica en que no se presentan problemas de regulación por divisor capacitivo como en las dos primeras [34]. Sin embargo, su desventaja principal es que necesita fuentes separadas por cada puente H [22]. En la aplicación de STATCOM no se usan fuentes en los buses de CD y por tanto esta desventaja no se presenta. En este trabajo de tesis, el enfoque se centra en la topología de celdas en cascada debido a las ventajas ya mencionadas.

En la topología de celdas en cascada, los voltajes en los buses de CD pueden ser iguales o pueden seguir una secuencia progresiva, en múltiplos de dos o de tres entre cada par de celdas consecutivas. En el caso de que los voltajes sean iguales se le conoce como convertidor simétrico. Cuando los voltajes de CD siguen una secuencia progresiva en múltiplos de dos entre dos celdas consecutivas, se le conoce como convertidor asimétrico binario. Para el caso en que entre cada par de celdas consecutivas el voltaje de CD de la celda superior sea tres veces el de la celda inferior, al convertidor se le conoce como asimétrico trinario [30]. Los convertidores asimétricos pueden usar diferentes dispositivos de conmutación para cada celda; por ejemplo, unas celdas pueden estar constituidas por GTO, mientras que otras pueden estar conformadas por IGBT. Respecto de los convertidores simétricos, los asimétricos tienen las siguientes ventajas: reducir la cantidad de conmutaciones y utilizar de una forma más efectiva, tanto la velocidad natural de conmutación como las características de bloqueo de voltaje, de los diferentes tipos de dispositivos de electrónica de potencia que se estén usando. También, los convertidores asimétricos reducen la necesidad de un número elevado de celdas, ya que con menos celdas en cascada, y con una adecuada técnica de conmutación, se puede lograr el mismo número de niveles en el voltaje de salida que su correspondiente versión simétrica [25], [26], [28], [29]. Los convertidores asimétricos también son conocidos como convertidores híbridos.

### **I.3.1 Revisión bibliográfica**

A partir de los aspectos generales vistos tanto para el STATCOM como para los convertidores multinivel, la revisión bibliográfica se centrada específicamente en los convertidores multinivel de celdas en cascada aplicados a la compensación de potencia reactiva. Las referencias están organizadas en forma cronológica y en la siguiente subsección se hace un resumen de las principales características de los trabajos.

En [33] se presentan varias aplicaciones de convertidores multinivel y entre ellas por primera vez se propone, aunque no se desarrolla la idea, que un convertidor multinivel de celdas en cascada puede ser utilizado como generador de potencia reactiva. En [34] se expone por primera vez un estudio de la aplicación de los convertidores multinivel de celdas en cascada para la generación de potencia reactiva. Se lleva a cabo una comparación contra las topologías de diodos de enclavamiento y la de capacitores flotantes, donde básicamente se presentan las ventajas ya mencionadas en el apartado anterior.

En [35] se presenta un convertidor multinivel de celdas en cascada para trabajar como STATCOM. Se trabaja con un convertidor trifásico conformado por tres convertidores multinivel monofásicos simétricos conectados en estrella, con tres celdas para cada fase. El esquema de control consiste en un lazo de control que se encarga de regular la potencia reactiva que se inyecta a la red mientras que, para regular los buses de CD, se utiliza otro lazo que calcula el ángulo necesario para suministrar la potencia activa al convertidor; se hace énfasis en que la técnica de control permite eliminar el tercer armónico que se genera en la corriente debido al segundo armónico que aparece en el voltaje del bus de CD, el cual es incluido en la señal moduladora. Cada uno de los convertidores monofásicos se controla de forma independiente. Se utiliza la técnica de conmutación denominada “multiportadoras con corrimiento de fase” [30], [32]. Se muestra una forma de dimensionar los capacitores del bus de CD en función del rizo de voltaje y se expone cómo se lleva a cabo la precarga de los capacitores de los buses de CD. Todo lo anterior se verifica con resultados en simulación. Sin embargo, no se incluye el dimensionamiento de los capacitores como función de la potencia reactiva que se desea suministrar a la red, ni se muestra como dimensionar la bobina de acoplamiento. También, se considera que los dispositivos de conmutación en cada celda son idénticos, lo cual en la práctica es difícil de conseguir.

En [36] se muestra en detalle cómo obtener el modelo del STATCOM conectado a la red; parte del modelo conmutado, continúa con el modelo promediado en coordenadas  $abc$ , y finalmente deja el modelo en coordenadas  $DQ0$ . El estudio se basa en un convertidor multinivel trifásico de puentes H en cascada que forman tres convertidores monofásicos conectados en estrella. Se utiliza la técnica de modulación por ancho de pulso denominada “multiportadoras desplazadas en fase” [31], [32]. Para simplificar el modelo se asume que las

pérdidas en los puentes H de un mismo nivel son idénticas y se trabaja con un convertidor simétrico. Se diseña un lazo de control que modifica el ángulo entre el voltaje de salida del STATCOM y el voltaje de la red para compensar las pérdidas por cada grupo de puentes H de un mismo nivel; con esto se regula el voltaje de CD en cada uno de los capacitores. Se considera que el sistema trifásico está balanceado y se presentan resultados en simulación para un convertidor simétrico de tres celdas. La manera de obtener el modelo es muy clara e ilustrativa; sin embargo, es importante aclarar que no es posible hacer la consideración de que las pérdidas en cada celda son iguales, ya que es precisamente uno de los principales problemas del STATCOM al estar estructurado como un convertidor de celdas en cascada.

En [37] se presenta un estudio sobre el control basado en la linealización entrada-salida aplicado a un STATCOM multinivel. Se trabaja sobre un convertidor trifásico conformado por tres convertidores monofásicos conectados en estrella de dos celdas cada uno. Se lleva a cabo una comparación entre dos estrategias de control, una que corresponde a variar el voltaje en el bus de CD, dejando fijo el índice de modulación para llevar cabo la compensación de potencia reactiva; y la otra donde se dejan fijos los buses de CD y se modifica el índice de modulación y el ángulo de la señal moduladora para conseguir el mismo objetivo. La segunda resulta tener un mejor desempeño. Se trabaja sobre un convertidor simétrico y del lado de los buses de CD el control actúa sobre el voltaje total de CD y no sobre el voltaje individual de cada celda. Esto no garantiza que los buses de CD estén regulados de forma adecuada y que haya un equilibrio en la potencia que cada celda suministra. Los resultados sólo presentan la suma de los voltajes de CD y no muestran los voltajes de forma individual.

En [38] se estudia un convertidor multinivel asimétrico trinario conectado en estrella que es utilizado para balancear los voltajes en cada fase de un sistema trifásico. Se realiza un análisis económico del número de dispositivos de conmutación y de capacitores comparando entre un convertidor multinivel y uno de dos niveles. Se reporta el ahorro en componentes que tiene el convertidor multinivel para las mismas condiciones de potencia que un convertidor de dos niveles. Se utiliza una técnica de modulación en escalera [32] para reducir las pérdidas por conmutación y por lo tanto disminuir costos en el sistema de enfriamiento. Se dimensionan los capacitores en función de los ángulos a los que se deben disparar los

dispositivos de conmutación. El convertidor consta de tres convertidores multinivel de dos celdas en cascada cada uno, y está pensado para implementarse con GTO. El esquema de control propuesto regula la potencia reactiva para mantener el balance de voltajes entre las tres fases; además regula los voltajes en buses de CD aun bajo condiciones de desbalance. El control se desarrolla en el marco  $DQ0$ , y se presentan resultados tanto en simulación como experimentales. Los resultados experimentales utilizan un prototipo a escala basado en MOSFET y el algoritmo de control se desarrolla en un DSP. La forma de regular individualmente los buses de CD no es sencilla, ya que queda en función de los ángulos de disparo de cada uno de los dispositivos de conmutación, y la complejidad crece conforme crece el número de celdas. No se muestran resultados que evidencien la regulación de los voltajes en los buses de CD.

En [39] se pone especial atención en la regulación de los buses de CD de un convertidor de celdas en cascada que trabaja como STATCOM. La estrategia de control que se propone consiste de dos partes: la primera genera una señal de control asumiendo que las celdas son idénticas; la segunda parte consiste en modificar la amplitud de esa señal de control de tal manera que el voltaje promedio en los buses de CD sea el mismo aún cuando el tamaño del rizo de este voltaje sea diferente. Se presentan resultados experimentales para un convertidor simétrico monofásico de dos celdas y también se muestran resultados en simulación para un convertidor monofásico simétrico de cuatro celdas. El hecho de que la magnitud del rizo de tensión en los buses de CD sea diferente, implica que la potencia reactiva sea diferente para cada celda, lo cual hace que no se tenga un conveniente balance de energía entre las celdas del convertidor.

En [40] se propone un control no lineal basado en la linealización exacta. Se trabaja sobre un convertidor conformado por tres convertidores multinivel monofásicos, conectados en delta. Se modela el convertidor en el marco  $DQ$  y se dejan las ecuaciones en el formato que requiere la técnica de linealización exacta. Se emplean dos lazos de control, uno para la componente  $D$ , encargado de la regulación de los buses de CD y otro para la componente  $Q$ , encargado de regular la potencia reactiva. Se asume que los voltajes en los buses de CD son iguales y que las pérdidas son homogéneas en cada una de las celdas que conforman el convertidor. Se presentan resultados experimentales y en simulación, ambos con un

convertidor que contiene ocho celdas para cada convertidor monofásico. No se presentan detalles sobre cómo regular individualmente los voltajes en los buses de CD; esto es fundamental, ya que las pérdidas en cada una de las celdas son diferentes.

En [41] se da un enfoque analítico de cómo obtener el modelo en pequeña señal del STATCOM. Se utilizan tres convertidores monofásicos multinivel con cuatro celdas en cascada cada uno, los cuales se conectan en delta. Cada celda conmuta a frecuencia fundamental y con un ángulo que permite eliminar los armónicos de baja frecuencia, a la vez que permite obtener nueve niveles entre los extremos de cada convertidor monofásico, cuando estos son vistos por separado. También se presenta una estrategia de control que ajusta el voltaje en los capacitores a través del intercambio de potencia activa entre el STATCOM y la red, de esta manera se genera el voltaje de salida del STATCOM para inyectar o absorber potencia reactiva de la red. Se presentan resultados en simulación para validar el modelo. No se presentan resultados que evidencien la regulación de los voltajes de CD. También, el modelado y la estrategia de control están asociados directamente con la técnica de modulación empleada, entonces la propuesta no se podría seguir utilizando si se quisiera cambiar a otra técnica de modulación.

En [42] se presenta la técnica “PWM programado” [32] para convertidores multinivel de celdas en cascada. Para el caso de un convertidor multinivel, el número de soluciones para ángulos e índices de modulación que permiten disminuir la amplitud de armónicos no deseados, es muy elevado, por ello, aquí se presenta como optimizar esta técnica. El estudio está acotado a un convertidor trifásico de tres celdas por cada rama, con lo cual se pueden alcanzar 7 niveles. El enfoque es para dispositivos que conmutan a baja frecuencias como los ETO (tiristor de apagado por emisor) y la aplicación está orientada para trabajar el convertidor como STATCOM conectado al sistema de transmisión. Se considera que el sistema está balanceado. Se presentan resultados en simulación de la operación del STATCOM mostrando cómo se reduce el contenido armónico de la corriente que se inyecta a la red generado por el patrón de conmutación, cumpliendo con el estándar 519 de la IEEE en el punto de conexión común.

En [43] se aborda el problema de desbalance de voltaje entre las fases de un sistema trifásico. Se lleva a cabo un análisis sobre cómo compensar desbalances entre fases ya sea en corriente o en voltaje. El STATCOM está conformado por tres convertidores monofásicos los cuales pueden estar conectados en estrella o en delta; el análisis abarca los dos casos. El artículo está principalmente centrado en la metodología de balanceo y se muestran resultados en simulación donde se aprecia cómo se logra dicho balance aunque no se dan detalles del convertidor ni sobre la técnica de modulación empleada.

En [44] se presenta el control de un STATCOM para un sistema trifásico en configuración estrella. Hace énfasis en que al usar un convertidor multinivel, se puede retirar el transformador de acoplamiento a la red que es necesario cuando se utiliza un convertidor de diodos de enclavamiento de tres niveles. Se hace un diseño para un sistema trifásico de media tensión con 6.6 kV a 1 MVA, determinando que se deben de utilizar tres convertidores monofásicos simétricos multinivel conectados en estrella de seis celdas cada uno. Cada convertidor utiliza la estrategia de PWM con portadoras desplazadas en fase [31], [32]. La finalidad del artículo es mostrar que además de entregar o absorber la potencia reactiva demandada por la carga, también es posible mantener regulados los voltajes en los capacitores. Para esto, la estrategia de control propuesta, que está basada en un modelo en  $DQ0$ , consta de tres partes: en primer lugar, un control para regular la potencia reactiva que se debe inyectar a la red; en segundo lugar, un control para regular los buses de CD, en este caso los convertidores multinivel que conforman cada una de las fases se tratan por separado como convertidores monofásicos, entonces se tiene un lazo de control por cada convertidor monofásico que regula el voltaje de CD como si se tratase de una sola celda. Y en tercer lugar, se tiene un control individual por cada celda que regula el voltaje en cada uno de los capacitores del convertidor. Se presentan resultados tanto en simulación como experimentales. Los resultados experimentales se obtienen con un prototipo a escala de 200 V a 1 kVA que consta de tres celdas, por cada convertidor monofásico, basadas en IGBT; el algoritmo de control se realiza en un DSP mientras que la técnica de conmutación se lleva a cabo en tres FPGA. En este caso, se asume que el sistema trifásico está balanceado.

En [45] se evalúa el STATCOM en la mitigación del *flicker* producido por un horno de arco eléctrico. El STATCOM está basado en un convertidor trifásico que consta de una celda

o puente H por cada fase. La estrategia de control se lleva a cabo en dominio  $DQ$  y se utilizan dos lazos de control de corriente, uno para regular la potencia reactiva que mitiga el *flicker* y otro para regular la potencia activa que compensa las pérdidas en los convertidores y que permite mantener regulados los voltajes en los buses de CD. Se presentan resultados tanto en simulación como experimentales. Los resultados experimentales se llevan a cabo en un prototipo escalado a baja potencia y se utiliza un analizador de transitorios en redes. La estrategia de control se implementa en un DSP mientras que la técnica de conmutación se lleva a cabo en un FPGA. En este caso los resultados no evidencian la regulación de voltajes en los buses de CD.

En [46] se analiza una estrategia para balancear los buses de CD correspondientes a cada fase de un sistema trifásico. La propuesta es para un convertidor trifásico conformado por tres convertidores monofásicos conectados en estrella que constan de un solo puente H cada uno. Se propone una estrategia de control basado en un modelo en pequeña señal en coordenadas  $DQ0$ ; a partir de este modelo se proponen dos lazos de corriente, uno para compensación de potencia reactiva y otro para la compensación de pérdidas en las celdas que conforman el convertidor trifásico; también se tiene un lazo de voltaje que genera la referencia de corriente para el lazo encargado de compensar las pérdidas. Con estos lazos de control se asegura un voltaje de CD promedio, sin embargo, no se garantiza que los buses de CD de cada convertidor tengan el mismo valor. Por ello, se agregan otros tres lazos de voltaje que permiten que cada uno de los voltajes en los buses de CD tenga el mismo valor. Se presentan resultados tanto en simulación como en un prototipo experimental. No se comenta cómo se tendría que modificar la estrategia de control para el caso que se tengan más celdas por cada fase.

En [47] se plantea una estrategia de modulación PWM, a través de la cual se puede garantizar la regulación de los buses de CD en un STATCOM multinivel de celdas en cascada, además de que la potencia reactiva se distribuye de forma equilibrada en las celdas del convertidor simétrico que se está utilizando. Una desventaja es que algunos de los transistores que conforman las celdas pueden conmutar más veces que otros dependiendo de la diferencia de las pérdidas entre las celdas. Únicamente se presentan resultados en simulación para un convertidor monofásico de dos celdas.

En [48] se presenta un esquema de control para un STATCOM monofásico basado en un convertidor multinivel simétrico de celdas en cascada. El control, además de regular la potencia reactiva que se desea entregar o absorber a la red, pone especial énfasis en la regulación individual de los voltajes en buses de CD. La regulación de los buses de CD se logra controlando el ángulo del voltaje de salida de cada puente H. Se presentan tanto resultados en simulación como experimentales para un convertidor simétrico de dos celdas. El planteamiento presentado en este trabajo se toma como base para el desarrollo de esta tesis.

En [49] se lleva a cabo una comparación entre [47] y [48] donde se verifica que en [47] se tiene una mejor respuesta dinámica.

### **I.3.2 Principales características de la revisión bibliográfica**

Con la finalidad de tener un marco general que sirva de apoyo para entender el enfoque de la tesis, se resumen las principales características de los trabajos revisados:

- El convertidor multinivel de celdas en cascada es una opción viable para trabajar como STATCOM en los sistemas de transmisión, en la industria y en los sistemas de distribución [33]-[48].
- El STATCOM trifásico se conforma de tres convertidores monofásicos que pueden ser conectados en estrella o en delta, donde cada fase se controla por separado [33]-[48].
- La problemática común que se aborda, es la regulación de los buses de CD ya que las pérdidas en cada una de las celdas son diferentes [33]-[49].
- Se han explorado técnicas tanto de control lineal como no lineal; en ambos casos el desempeño es adecuado y en lo que respecta a los resultados observados no se aprecia una diferencia significativa entre una u otra técnica [37],[40].

- La mayoría de los artículos centran el estudio en convertidores simétricos, excepto en [38].
- Se muestra que es posible reducir el *flicker* y el desbalance de voltajes [45], [38], [43].
- En algunos de los artículos [6], [8], [13] se menciona que el STATCOM multinivel tiene la capacidad de hacer la función de filtro activo de corriente, ya que el STATCOM tiene exactamente la misma estructura que se utiliza en un filtro activo; sin embargo, únicamente se comenta pero no se analiza el caso.

#### **I.4 Enfoque del trabajo de investigación**

La necesidad de aumentar la capacidad de las líneas transmisión en el sistema eléctrico ha dado origen a los FACTS. La motivación de trabajar con el STATCOM está ligada a su potencial como uno de los FACTS más utilizados en sistemas de transmisión [9]. Pero también es atractivo en los sistemas de distribución y en la industria, ya que a través de la compensación de potencia reactiva, ayuda a solventar necesidades tales como: mantener la estabilidad de voltaje, corregir el factor de potencia, disminuir la distorsión armónica y balancear sistemas trifásicos [10].

Por otro lado, la motivación para trabajar con convertidores multinivel se debe a que son adecuados para ser utilizados en el STATCOM, ya que reducen el esfuerzo en tensión de los dispositivos de conmutación y también se desplaza el contenido armónico de conmutación a frecuencias más altas en comparación con un convertidor de dos niveles [30]-[32]. Esto último hace posible que el STATCOM multinivel utilice únicamente una bobina de acoplamiento en lugar del transformador de acoplamiento y del filtro pasivo LC, que normalmente son necesarios en los convertidores de dos niveles. Al observar que una de las ventajas principales de estos convertidores es la modularidad, entonces es factible lograr un sistema de compensación de potencia reactiva de fácil expansión, compacto, de fácil mantenimiento y de bajo costo [23], [38]. Debido a estas características es que vale la pena profundizar más en el tema.

Con la finalidad de contribuir en el análisis del STATCOM multinivel de celdas en cascada se plantean cinco puntos los cuales al momento de comenzar el trabajo de investigación no habían sido abordados en la literatura. De aquí que el enfoque de la tesis está basado en los siguientes cinco puntos, en los cuales se pone de manifiesto los problemas que se abordan, y las soluciones a estos se convierten en las principales contribuciones de este trabajo de investigación.

1. El STATCOM suministra potencia reactiva a la red eléctrica y al mismo tiempo absorbe la potencia activa que se utiliza para compensar las pérdidas en el convertidor, que a su vez permite mantener regulados los buses de CD. Para lograr esto, el voltaje de salida del convertidor debe tener una cierta componente fundamental con amplitud y ángulo respecto al voltaje de red. Cuando se tiene un convertidor monofásico de un sólo puente H, es posible encontrar el ángulo y la amplitud del voltaje de salida del convertidor. Al dividir este voltaje de salida entre el voltaje promedio del bus de CD, se tiene la señal moduladora que se utiliza para generar el patrón de conmutación del convertidor. Si esto mismo se quiere hacer en los convertidores multinivel de celdas en cascada, se deben de encontrar los ángulos y las amplitudes de los voltajes de salida en cada celda. Sin embargo, no es una tarea sencilla, ya que existe una interrelación muy estrecha entre las celdas debido a su conexión serie. Una modificación que se haga a la amplitud y fase del voltaje de salida de cualquiera de las celdas repercutirá en las otras, ya que modificará la corriente que es la misma en todas las celdas. Entonces, un problema a resolver es: cómo calcular las amplitudes y los ángulos de los voltajes de salida de cada una de las celdas del convertidor multinivel de celdas en cascada.
2. Aun cuando en [35] y en [38] se presenta una manera de dimensionar los capacitores del bus de CD en función del rizo de tensión, no se tiene una manera de dimensionar los capacitores en función de la potencia reactiva nominal, y más aun en función de la potencia reactiva que maneja una celda en particular. Para lograr esto, se debe de tener claro cómo se reparte la potencia reactiva en las diferentes celdas y a partir de ahí se podría proponer una forma de dimensionar cada uno de los capacitores independientemente si se tratase de un convertidor simétrico o asimétrico. En lo que

se refiere a la bobina de acoplamiento, también es conveniente contar con una manera de dimensionarla para la potencia reactiva nominal a la que se quiere que trabaje el STATCOM. Resumiendo, se tiene el problema de dimensionar los capacitores y la bobina de acoplamiento a partir de la potencia reactiva que se desea suministrar a la red.

3. Es necesaria una estrategia de control que permita la regulación de los buses de CD y al mismo tiempo el suministro de potencia reactiva hacia la red; ya en la literatura están reportadas diferentes formas de llevar a cabo esto. Sólo un artículo reporta el caso para un convertidor asimétrico trinario [38], en todos los demás trabajos reportados se tratan convertidores simétricos. Con un convertidor híbrido o asimétrico es posible tener, en un mismo convertidor, celdas con dispositivos que operan a altas potencias y celdas con dispositivos que operan a potencias menores, lo cual hace que estos convertidores puedan transferir potencias mucho mayores que su correspondiente versión simétrica; además, con una estrategia de conmutación adecuada se obtienen más niveles en el voltaje de salida que su correspondiente versión simétrica, lo cual conlleva a una disminución del contenido armónico inyectado a la red. Por estas ventajas, se pone atención en los convertidores asimétricos, pero ahora la estrategia de control para estos convertidores, debe considerar que además de que las pérdidas son diferentes en cada una de las celdas, también los voltajes de los buses de CD lo son y por ende la potencia reactiva que cada celda maneja. Aun cuando se deben tomar en cuenta estas consideraciones para los convertidores asimétricos, la estructura sigue siendo la misma que para los simétricos; es decir, están constituidos por celdas conectadas en serie. Independientemente de estas consideraciones, es un reto resolver el problema de encontrar una estrategia general de control que sirva tanto para convertidores asimétricos como simétricos.
4. Un filtro activo de corriente está construido de la misma forma que un STATCOM, es decir, es un convertidor conectado en paralelo con la red a través de una bobina y en el bus de CD cuenta con un capacitor como en la Figura I.1(a). En el caso de ser un convertidor multinivel se tendría un capacitor por cada bus de CD. Como ya se

comentó en la revisión bibliográfica, debido a que el STATCOM y el filtro activo se construyen de la misma forma, éste puede tener la capacidad de compensar potencia reactiva y corrientes armónicas, de forma simultánea. Partiendo de la hipótesis de que es factible compensar potencia reactiva y corrientes armónicas, el problema se convierte en encontrar una estrategia de control que pueda hacer las dos tareas al mismo tiempo, además de mantener regulados los buses de CD.

5. El STATCOM tiene como una de sus principales funciones regular el voltaje de la red eléctrica a través de la inyección de potencia reactiva, en este caso se plantea contestar la pregunta de hasta qué niveles de voltaje puede regular, para ello es necesario llevar a cabo un análisis del STATCOM multinivel para compensar variaciones de voltaje.

## **I.5 Objetivos del trabajo de investigación**

### **I.5.1 Objetivo general**

Analizar la operación de convertidores multinivel de celdas en cascada en la compensación de potencia reactiva considerando sus diferentes modos de operación.

La hipótesis del trabajo de investigación es la siguiente: es posible hacer un análisis generalizado del STATCOM multinivel de celdas en cascada que sirva tanto para convertidores simétricos como asimétricos, sin importar el número de celdas que lo conformen. Esta generalización del análisis debe de incluir principalmente: una estrategia de control que permita regular los buses de CD del convertidor a la vez que permita el suministro de potencia reactiva a la red eléctrica.

### **I.5.2 Objetivos particulares**

1. Proponer un procedimiento donde se muestre cómo calcular las amplitudes y los ángulos de los voltajes de salida de cada una de las celdas del convertidor multinivel, independientemente si se trata de un convertidor simétrico o uno asimétrico.

2. Dimensionar los capacitores, de los buses de CD del convertidor, y la bobina de acoplamiento en función de la potencia reactiva que se desea suministrar a la red.
3. Desarrollar una estrategia de control que permita la regulación de los buses de CD y al mismo tiempo el suministro de potencia reactiva que demande la red. Esta estrategia debe funcionar tanto para convertidores simétricos como asimétricos.
4. Mostrar que el STATCOM multinivel ya sea simétrico o asimétrico puede operar simultáneamente como compensador de potencia reactiva y de corrientes armónicas.
5. Analizar el STATCOM multinivel en la compensación de variaciones de voltaje a través del suministro de potencia reactiva hacia la red eléctrica.

## **I.6 Alcances de la tesis**

1. El análisis está basado en un convertidor multinivel monofásico de celdas en cascada, ya que como se ha visto, una forma conveniente de utilizar este convertidor en sistemas trifásicos es controlando cada fase por separado.
2. La construcción del prototipo experimental consiste en un convertidor de dos celdas en cascada y que puede funcionar como convertidor simétrico o asimétrico.
3. El procedimiento para calcular las amplitudes y los ángulos del voltaje de salida de cada celda del convertidor no toma en cuenta la resistencia interna de la bobina.
4. La validación de la estrategia de control se lleva a cabo haciendo pruebas tanto en simulación como en el prototipo experimental. Se verifica que se lleva a cabo la regulación de los buses de CD mientras se suministra potencia reactiva a la red.
5. La simultaneidad de las funciones de filtro activo de corriente y de compensador de potencia reactiva se valida tanto en simulación como en el prototipo experimental.
6. El análisis de la compensación de variaciones de voltaje de red, se centra en la compensación de *sags* ya que ésta es una de las variaciones más abruptas y por lo tanto una de las que más le pueden exigir al STATCOM, además de que es una de las más comunes; este análisis únicamente se valida en simulación.

## **I.7 Organización de la tesis**

El documento de tesis está organizado de la siguiente forma: en el Capítulo II se presenta un análisis de potencia donde se observa cómo se transfiere potencia tanto activa como reactiva entre el convertidor y la red eléctrica. También se muestra como dimensionar los capacitores y la bobina del STATCOM en función de la máxima potencia reactiva que el convertidor puede suministrar a la red eléctrica. Finalmente, se lleva a cabo un procedimiento para encontrar las amplitudes y ángulos necesarios de las señales moduladoras que permiten suministrar la potencia reactiva a la red y compensar las pérdidas en cada una de las celdas. En el Capítulo III se presenta la estrategia de control que permite mantener regulados los buses de CD a la vez que se suministra la potencia reactiva que la red eléctrica necesita. En el Capítulo IV se muestra cómo la estrategia de control, presentada en el Capítulo III, también puede ser utilizada para que el convertidor pueda compensar potencia reactiva y corrientes armónicas de forma simultánea. En el Capítulo V se presenta un análisis de la capacidad del STATCOM para compensar variaciones de voltaje. Finalmente se presentan las conclusiones.



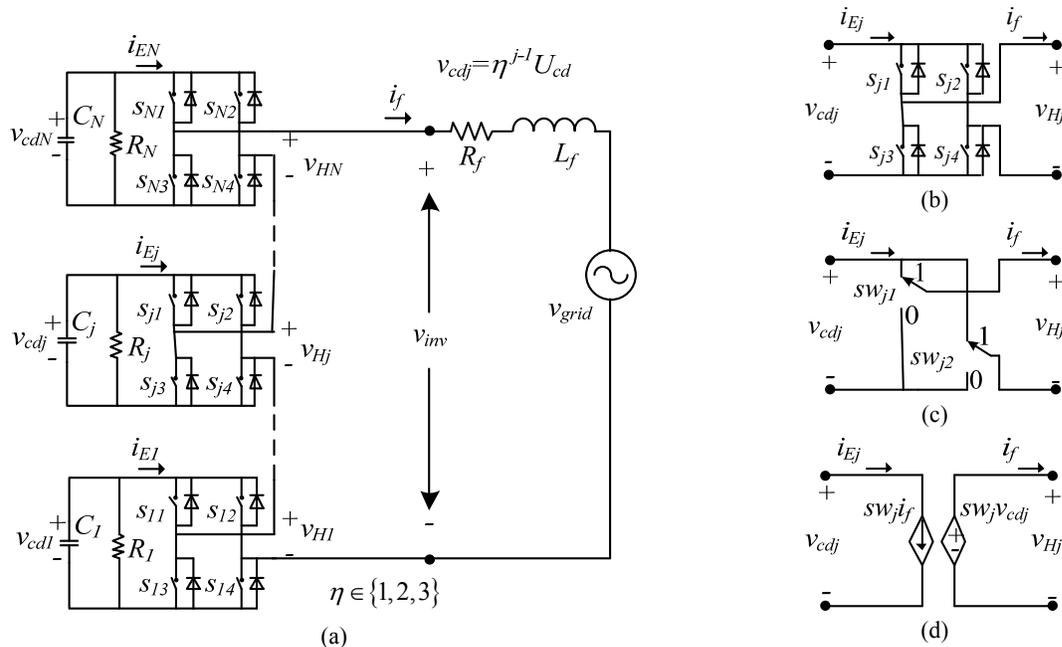
# Capítulo II

## Análisis del STATCOM multinivel

---

En este capítulo se hace un análisis de la operación del STATCOM en lazo abierto. En primer lugar, se obtiene el modelo promedio del convertidor multinivel acoplado a la red, el cual se usa en el resto del capítulo. En segundo lugar, se analiza cómo se lleva a cabo el flujo de potencia reactiva entre el convertidor y la red y se observan cuáles son los parámetros que establecen los límites de dicho flujo. Como tercer punto, se muestra un procedimiento para dimensionar los elementos pasivos del STATCOM en función de la máxima potencia reactiva que se desea sea suministrada a la red. Finalmente, se presenta una metodología para encontrar la amplitud y fase de las moduladoras correspondiente a cada celda del convertidor, de tal manera que se pueda suministrar a la red una potencia reactiva deseada y al mismo tiempo compensar las pérdidas que permiten mantener los voltajes de los buses de CD en un valor determinado.

## II.1 Modelo del convertidor multinivel de celdas en cascada



**Figura II.1** (a) STATCOM conformado por un convertidor multinivel de celdas en cascada conectado a la red eléctrica; (b) diagrama de la  $j$ -ésima celda del convertidor multinivel; (c) diagrama equivalente de la  $j$ -ésima celda donde se muestran las funciones de conmutación; (d) modelo conmutado de la  $j$ -ésima celda.

En la Figura II.1(a) se aprecia el STATCOM, el cual consiste de un convertidor multinivel de celdas en cascada conectado a la red a través de la bobina de acoplamiento  $L_f$ ; la resistencia interna de esta bobina se denota como  $R_f$ . El convertidor multinivel está conformado por celdas conectadas en serie. Cada una de las celdas está formada por un puente H de cuatro interruptores con su respectivo capacitor; la resistencia  $R_j$  que aparece en paralelo con el capacitor representa las pérdidas de la celda. Así, a la  $j$ -ésima celda le corresponde el  $j$ -ésimo capacitor  $C_j$  y su respectiva resistencia. Los voltajes en los buses de CD en cada celda se denotan como  $v_{cdj}$ ; estos voltajes cumplen con la relación  $v_{cdj} = \eta^{j-1} U_{cd}$ , donde  $U_{cd}$  se toma como la unidad de voltaje en los buses de CD y a partir de ésta se calculan los voltajes en los demás buses de CD. Nótese que  $v_{cd1} = U_{cd}$ . Cuando  $\eta=1$  todos los voltajes de los buses de CD son iguales y al convertidor se le conoce como convertidor multinivel simétrico. Cuando  $\eta=2$ , entre dos celdas consecutivas el voltaje del bus de CD de

la celda superior es el doble del de la celda inferior; a este convertidor se le conoce como asimétrico binario. En el caso de que  $\eta=3$ , el voltaje de CD de una celda es tres veces el voltaje de su correspondiente celda consecutiva inferior y el convertidor es conocido como asimétrico trinario. El voltaje de salida del convertidor multinivel es  $v_{inv}$ .

Para obtener el modelo del STATCOM con convertidor multinivel de celdas en cascada, en primer lugar se genera un modelo conmutado del convertidor, posteriormente se obtiene un modelo promedio del convertidor, y finalmente al modelo promedio del convertidor se le integran sus respectivos capacitores del lado de CD; y del lado de CA se integra la bobina de enlace y la red eléctrica [53].

### II.1.1 Modelo conmutado

De la Figura II.1(a) se toma la  $j$ -ésima celda del convertidor como se muestra en la Figura II.1(b); esta celda puede operar como un convertidor de tres niveles. Para generar los tres niveles a la salida de la celda, es posible sustituir los dos interruptores de una rama por un sólo interruptor como se muestra en la Figura II.1(c), donde ahora sólo aparecen los interruptores  $sw_{j1}$  y  $sw_{j2}$ , los cuales pueden tomar cualquiera de las dos posiciones: cero o uno [30], [53]. La Tabla II.1 resume el comportamiento del circuito de la Figura II.1(c) donde  $v_{Hj}$  queda en función de  $v_{cdj}$ , e  $i_{Ej}$  en función de  $i_f$ .

**Tabla II.1** Funciones de conmutación para una celda monofásica puente completo.

$sw_{j2}$	$sw_{j1}$	$v_{Hj}$	$i_{Ej}$
0	0	0	0
0	1	$v_{cdj}$	$i_f$
1	0	$-v_{cdj}$	$-i_f$
1	1	0	0

De la Tabla II.1 se pueden obtener las siguientes ecuaciones:

$$v_{Hj} = (sw_{j1} - sw_{j2})v_{cdj} \quad (II.1)$$

$$i_{Ej} = (sw_{j1} - sw_{j2})i_f \quad (II.2)$$

Definiendo la función de conmutación  $sw_j = (sw_{j1} - sw_{j2})$ , con  $sw_j \in \{-1, 0, 1\}$ , el voltaje de salida y la corriente de entrada del  $j$ -ésimo puente H están dados por:

$$v_{Hj} = sw_j v_{cdj} \quad (II.3)$$

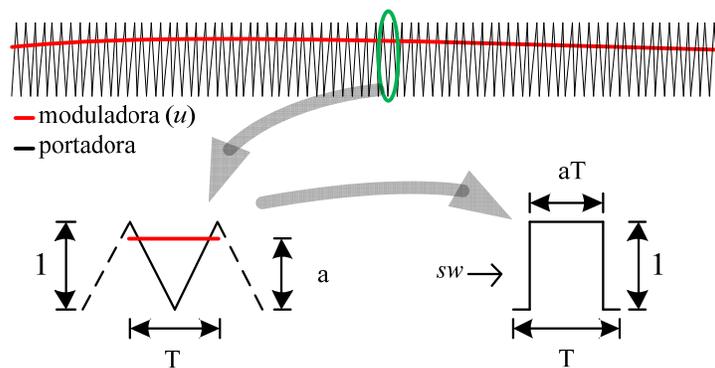
$$i_{Ej} = sw_j i_f \quad (II.4)$$

Las ecuaciones (II.3) y (II.4) conforman el modelo conmutado de una celda del convertidor multinivel y están representadas por el circuito de la Figura II.1(d). Finalmente, el voltaje de salida del convertidor, considerando su conexión serie, queda dado por:

$$v_{inv} = \sum_{j=1}^N sw_j v_{cdj} \quad (II.5)$$

### II.1.2 Modelo promedio

El modelo promedio es la versión continua del modelo conmutado y resulta ser una buena aproximación del modelo conmutado siempre y cuando la frecuencia de conmutación sea lo suficientemente elevada.



**Figura II.2** Esquema donde se observa cómo en la técnica PWM, el ciclo de trabajo es proporcional a la magnitud de la modulación.

El promedio, en un periodo  $T$ , de una señal periódica  $x(t)$  está definido de la siguiente forma:

$$\tilde{x}(t) = \frac{1}{T} \int_{t-T}^t x(\tau) d\tau \quad (\text{II.6})$$

Por otro lado, la función de conmutación  $sw_j$  se puede obtener mediante la comparación de una portadora y una moduladora (modulación por ancho de pulso, PWM) como se muestra en la Figura II.2. El ancho de pulso en un periodo de conmutación  $T$  es directamente proporcional a la amplitud de la moduladora; esto se cumple mejor si la frecuencia de la portadora es mucho más alta que la de la señal moduladora. Así, si la frecuencia de conmutación es lo suficientemente alta, la moduladora, en un periodo de conmutación, se aproxima a una constante (ver Figura II.2). Entonces, una buena aproximación del promedio de la función de conmutación  $sw_j$  es la misma señal moduladora, la cual se denota como  $u_j$  [53]. Retomando esta misma idea y suponiendo que las señales  $i_f$  y  $v_{cdj}$  tienen pendientes suaves, se toma la aproximación de que el valor de estas señales es constante en un periodo de conmutación y por lo tanto el promedio de  $v_{Hj}$  e  $i_{Ej}$  quedan como sigue [52]:

$$\tilde{v}_{Hj}(t) = \frac{1}{T} \int_{t-T}^t v_{cdj} sw_j(\tau) d\tau = u_j v_{cdj} \quad (\text{II.7})$$

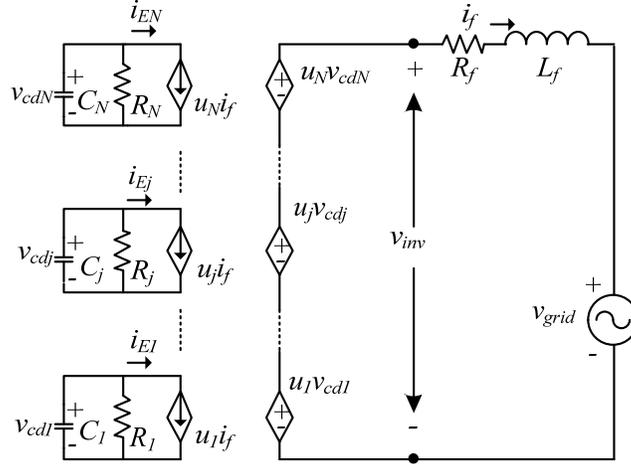
$$\tilde{i}_{Ej}(t) = \frac{1}{T} \int_{t-T}^t i_f sw_j(\tau) d\tau = u_j i_f \quad (\text{II.8})$$

Por claridad se van a omitir las tildes de  $\tilde{v}_{Hj}$  e  $\tilde{i}_{Ej}$  y en su lugar sólo se utilizarán  $v_{Hj}$  e  $i_{Ej}$  para denotar las variables promediadas. Por lo tanto, las ecuaciones (II.4) y (II.6) se reescriben en su versión promediada (continua) quedando como:

$$i_{Ej} = u_j i_f \quad (\text{II.9})$$

$$v_{inv} = \sum_{j=1}^N v_{Hj} = \sum_{j=1}^N u_j v_{cdj} \quad (\text{II.10})$$

El circuito equivalente del modelo promedio para una celda es el mismo que se muestra en la Figura II.1(d), sólo que en este caso se cambia la señal discontinua  $sw_j \in \{-1, 0, 1\}$  por la señal continua  $u_j \in [-1, 1]$ ; por lo tanto, el modelo promedio ahora sólo trabaja con señales continuas. Finalmente, se incorporan los elementos pasivos que aparecen en la Figura II.1(a), y se obtiene el circuito de la Figura II.3.



**Figura II.3** Diagrama del circuito eléctrico que corresponde al modelo promedio del STATCOM con convertidor multinivel de celdas en cascada.

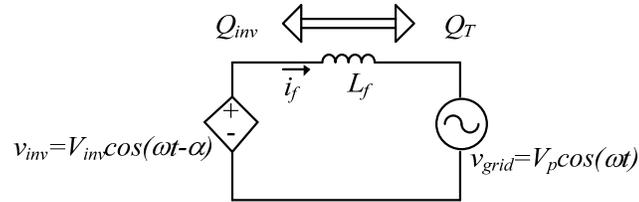
A partir de la Figura II.3 se obtiene una ecuación de corriente del lado de CA y  $N$  ecuaciones de voltaje del lado de CD, lo cual comprende el modelo promedio del STATCOM multinivel de celdas en cascada. La ecuación de corriente está dada por (II.11). Las  $N$  ecuaciones de voltaje, del lado CD, tienen exactamente la misma forma que (II.12), por ello en lugar de escribir todas las  $N$  ecuaciones, únicamente se escribe para la  $j$ -ésima celda.

$$\frac{di_f}{dt} = \frac{1}{L_f} \left( \sum_{j=1}^N u_j v_{cdj} - R_f i_f - v_{grid} \right) \quad (\text{II.11})$$

$$\frac{dv_{cdj}}{dt} = \frac{-1}{C_j} \left( \frac{v_{cdj}}{R_j} + i_f u_j \right) \quad (\text{II.12})$$

## II.2 Análisis de flujo de potencia

El flujo de potencia entre la red eléctrica y el convertidor queda totalmente determinado por la amplitud y la fase del voltaje de salida del convertidor multinivel. Para este análisis únicamente se trabaja con el voltaje de salida del convertidor ( $v_{inv}$ ), como se observa en la Figura II.7. El análisis está basado en el modelo promedio y por lo tanto no toma en cuenta los armónicos de voltaje producidos por la técnica de modulación y se asume que el voltaje de salida se encuentra a la misma frecuencia ( $\omega$ ) del voltaje de la red. Por simplicidad se omite la resistencia interna de  $L_f$ .



**Figura II.4** Convertidor multinivel visto como una fuente de voltaje a frecuencia fundamental conectado a la red.

De la Figura II.4, la corriente eficaz inyectada a la red queda como:

$$I_f = \frac{(V_{inv} \cos(\alpha) + jV_{inv} \sin(\alpha)) - V_p}{j\sqrt{2}\omega L_f} \quad (\text{II.13})$$

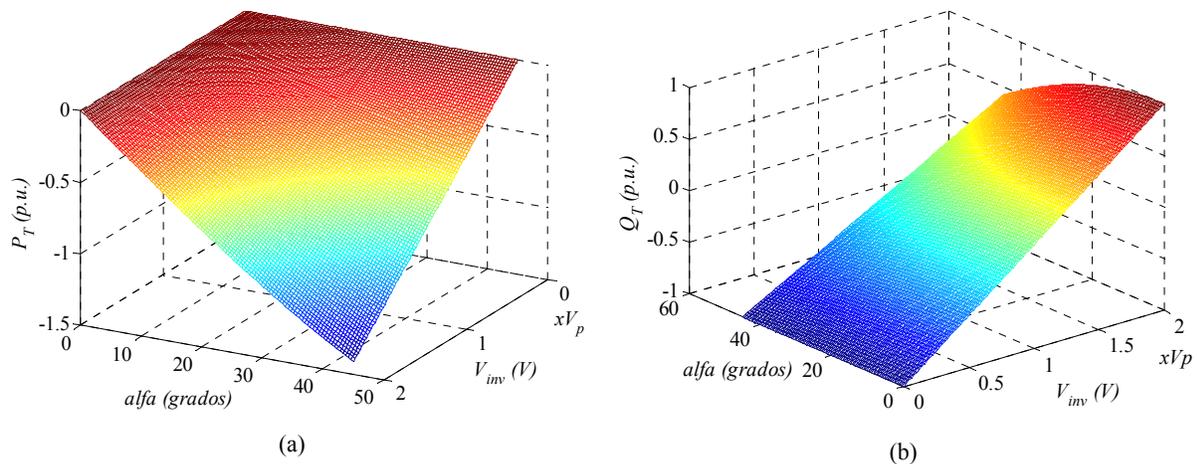
Con esto, las potencias activa y reactiva calculadas en las terminales de la fuente  $v_{grid}$ , quedan de la siguiente forma:

$$P_T = \frac{V_p}{2\omega L_f} V_{inv} \sin(\alpha) \quad (\text{II.14})$$

$$Q_T = \frac{V_p}{2\omega L_f} (V_{inv} \cos(\alpha) - V_p) \quad (\text{II.15})$$

La Figura II.5 muestra las gráficas de potencias activa y reactiva respectivamente, el ángulo  $\alpha$  corre de cero a 45 grados, mientras que el voltaje  $V_{inv}$  corre de cero a hasta  $2V_p$ .

La Figura II.5(a) muestra la gráfica de la ecuación (II.14) correspondiente a la potencia activa que debe entregar la red con la finalidad de compensar las pérdidas en el convertidor. Se puede observar que la fase tiene que ser diferente de cero ya que de no ser así, no habría flujo de potencia activa y por lo tanto no habría forma de compensar las pérdidas en el convertidor.



**Figura II.5** (a) Potencia activa (pérdidas), que el convertidor absorbe, en función del voltaje de salida del convertidor ( $V_{inv}$ ) y del ángulo de fase ( $\alpha$ ). (b) Potencia reactiva que el convertidor suministra a la red eléctrica en función del voltaje de salida del convertidor ( $V_{inv}$ ) y la fase ( $\alpha$ ).

Normalmente, se requiere un ángulo de unas cuantas unidades o fracciones de grados eléctricos para lograr la compensación de las pérdidas. La Figura II.5(b) muestra la gráfica de la potencia reactiva correspondiente a la ecuación (II.41). Dependiendo del tamaño de  $V_{inv}$ , el convertidor trabaja como una carga reactiva capacitiva o inductiva. Considerando ángulos  $\alpha$  cercanos a cero, el mínimo de potencia reactiva, donde el convertidor está trabajando en modo inductivo, se alcanza cuando el voltaje  $V_{inv}$  es próximo a cero.

$$Q_{T\min} = \frac{-V_p^2}{2\omega L_f} \quad (II.16)$$

Bajo la misma consideración de un ángulo cercano a cero, el máximo valor de potencia reactiva se alcanza para el máximo valor de  $V_{inv}$ . Si se quiere que el máximo del valor de potencia reactiva sea igual en magnitud que el valor mínimo, entonces el valor máximo del

voltaje de salida del convertidor se debe de elegir como  $V_{inv-max} = 2V_p$  y para este caso, la máxima potencia reactiva queda como:

$$Q_{Tmax} = \frac{V_p^2}{2\omega L_f} \quad (II.17)$$

Que el máximo y el mínimo de potencia reactiva sean iguales, quiere decir que el STATCOM puede suministrar la misma cantidad de potencia reactiva tanto para el modo inductivo como para el modo capacitivo.

Otro aspecto a resaltar es que la potencia reactiva calculada a partir de las terminales del convertidor ( $Q_{inv}$ ) difiere de aquella calculada en las terminales de la red eléctrica ( $Q_T$ ). Una manera de calcular  $Q_{inv}$  es considerando que el ángulo del voltaje de salida del inversor es cero, mientras que el voltaje de la red ahora tiene un ángulo de desfase de  $-\alpha$ ; de esta forma la potencia reactiva calculada desde las terminales de la fuente  $v_{inv}$  queda como:

$$Q_{inv} = \frac{V_{inv}}{2\omega L_f} (V_{inv} - V_p \cos(\alpha)) \quad (II.18)$$

También se debe cumplir lo siguiente:

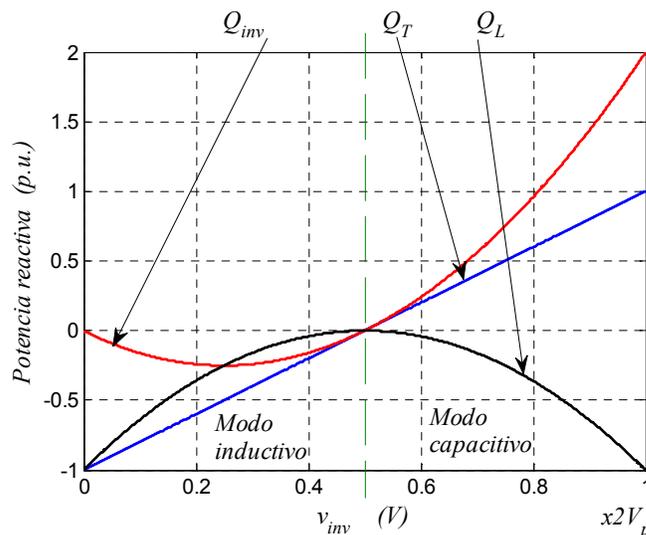
$$Q_T = Q_{inv} + Q_L \quad (II.19)$$

donde  $Q_L$  es la potencia reactiva que absorbe  $L_f$ .

En la Figura II.6 se presentan las gráficas de  $Q_T$ ,  $Q_{inv}$  y  $Q_L$  en función de  $V_{inv}$ , para valores de  $\alpha$  cercanos a cero, además se toma  $V_{inv-max} = 2V_p$ . Se puede apreciar que mientras  $Q_T$  exhibe un comportamiento lineal,  $Q_{inv}$  y  $Q_L$  tienen un comportamiento cuadrático. El convertidor trabaja en modo inductivo para valores de  $V_{inv}$  que van desde cero hasta  $V_p$ , y trabaja en modo capacitivo para valores que van desde  $V_p$  hasta  $2V_p$ . La potencia reactiva que genera el convertidor  $Q_{inv}$  debe ser suficiente para que, al sumarse con la potencia  $Q_L$

que absorbe el inductor de enlace, se tenga como resultado la potencia  $Q_T$  que se desea suministrar a la red eléctrica. Así, por ejemplo, si se requiere absorber la máxima potencia reactiva, entonces el voltaje del inversor debe ser cero y el trabajo lo hace completamente el inductor de enlace  $L_f$ . Por otro lado, y con base en la Figura II.6, si se quiere inyectar la máxima potencia reactiva a la red, el convertidor debe generar el doble de potencia reactiva que absorbe el inductor de enlace. Con todo esto, se puede afirmar que el límite inferior de transferencia de potencia reactiva ( $Q_{T\min}$ ) lo impone el valor de la bobina de enlace, mientras que el límite superior ( $Q_{T\max}$ ), lo impone el valor máximo del voltaje de salida del convertidor. Si se requiere que los rangos de operación tanto en modo inductivo como en modo capacitivo sean iguales, entonces se debe elegir  $V_{inv\text{-max}} = 2V_p$ . Bajo esta última condición, y como se puede apreciar en la gráfica de la Figura II.6, la máxima potencia reactiva vista desde las terminales del convertidor está dada como:

$$Q_{inv\max} = \frac{V_p^2}{\omega L_f} \quad (\text{II.20})$$



**Figura II.6** Potencia reactiva: evaluada en terminales de la red ( $Q_T$ ), evaluada en terminales del convertidor ( $Q_{inv}$ ), y evaluada en los extremos de  $L_f$  ( $Q_L$ ), todas ellas en función del voltaje de salida del convertidor ( $V_{inv}$ ) cuando la fase ( $\alpha$ ) es cero.

Debido a la conexión serie de las celdas del convertidor multinivel, la potencia reactiva en las terminales del convertidor debe ser la suma de las potencia reactivas en cada una de las celdas, las cuales se denotan como  $Q_{Hj}$ .

$$Q_{inv} = \sum_{j=1}^N Q_{Hj} \quad (\text{II.21})$$

Y a su vez, la potencia reactiva en cada una de las celdas puede quedar en función de la potencia reactiva  $Q_{inv}$  y en función de  $\eta$ , quedando definida para un convertidor simétrico o uno asimétrico.

$$Q_{Hj} = \frac{\eta^{j-1}}{\sum_{k=1}^N \eta^{k-1}} Q_{inv} \quad (\text{II.22})$$

## II.3 Dimensionamiento de los elementos pasivos del STATCOM

### II.5.1 Dimensionamiento de la bobina de enlace

Como se mencionó en el apartado anterior, la máxima transferencia de potencia reactiva en modo inductivo está limitada por el valor de  $L_f$ , de aquí que se puede tomar la magnitud de la potencia dada en (II.16) y con ella se tendría el valor de  $L_f$ . Por otro lado, si se toma el valor de  $V_{inv-\max} = 2V_p$ , el mínimo y el máximo de potencia reactiva son iguales en magnitud y por lo tanto es indiferente si se toma (II.16) o (II.17) para dimensionar  $L_f$ . En términos generales, el valor de la inductancia de acoplamiento queda en función de la máxima potencia reactiva como sigue:

$$L_f = \frac{V_p^2}{2\omega Q_{T\max}} \quad (\text{II.23})$$

El valor de la inductancia es inversamente proporcional a la máxima potencia reactiva que se desea suministrar a la red. Esto quiere decir que entre mayor sea la potencia reactiva que se desea suministrar, más pequeño debe ser el valor de la inductancia y viceversa.

### II.5.2 Dimensionamiento de los capacitores de los buses de CD

El dimensionamiento de los capacitores se presenta en función de la potencia reactiva que cada celda maneja, y en función del rizo de voltaje que se desea en cada bus de CD. Se sigue conservando la idea de que el convertidor genera un voltaje a frecuencia fundamental, lo mismo que en cada una de sus celdas. Para que el análisis sea útil para cualquier celda, se toma la  $j$ -ésima celda del convertidor multinivel.

Del modelo promedio de la Figura II.3, se puede escribir la ecuación del nodo del lado del bus de CD para la  $j$ -ésima celda.

$$i_{Ej} = i_{Cj} + i_{Rj} = u_j i_f \quad (\text{II.24})$$

donde  $i_{Cj}$  es la corriente que pasa por el capacitor,  $i_{Rj}$  es la corriente que pasa por el resistencia que representa las pérdidas y  $u_j$  es la señal moduladora.

Sean, la señal moduladora  $u_j = m_j \cos(\omega t)$ , donde  $m_j$  es el índice de modulación, la corriente  $i_f = I_p \cos(\omega t - \phi_j)$ , donde  $\phi_j$  es la fase entre  $u_j$  e  $i_f$ , y la corriente en el capacitor  $i_{Cj} = C_j \frac{dv_{cdj}}{dt}$ . De acuerdo a la operación de STATCOM es posible establecer que  $\phi_j \approx \pm 90^\circ$ ; también se asume que  $i_{Cj} \gg i_{Rj}$ . Tomando en cuenta estas consideraciones, la ecuación (II.24) se puede reescribir como:

$$\frac{dv_{cdj}}{dt} \approx \pm \frac{m_j I_p}{2C_j} \text{sen}(2\omega t) \quad (\text{II.25})$$

La solución a esta ecuación está conformada por el valor promedio del voltaje de CD ( $V_{cdj}$ ) más un rizo de voltaje al doble de la frecuencia fundamental.

$$v_{cdj} \approx V_{cdj} \mp \frac{m_j I_p}{4\omega C_j} \cos(2\omega t) \quad (\text{II.26})$$

También, tomando en cuenta las consideraciones previas y que el voltaje pico de salida es  $V_{Hj} = m_j v_{cdj}$ , la potencia reactiva en una celda está dada como:

$$Q_{Hj} = \frac{1}{2} V_{Hj} I_p = \frac{1}{2} m_j v_{cdj} I_p = \frac{1}{2} m_j \eta^{j-1} U_{cd} I_p \quad (\text{II.27})$$

El valor pico-pico del rizo de tensión se denota como:

$$\Delta v_{cdj} = \frac{2m_j I_p}{4\omega C_j} \quad (\text{II.28})$$

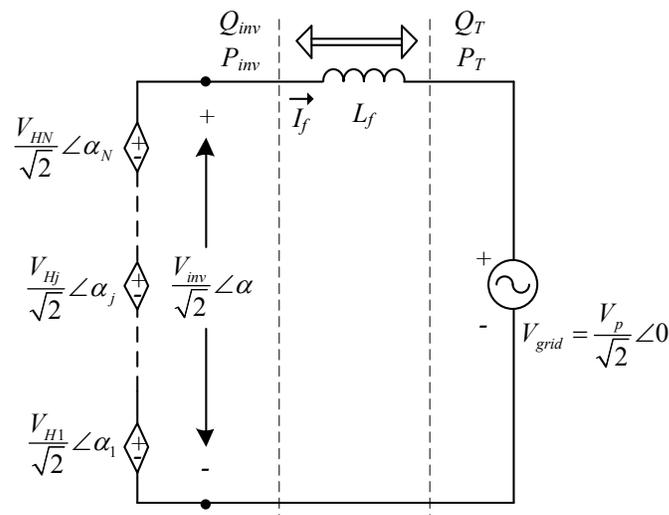
A partir de esta ecuación se puede despejar el valor del capacitor. También, se pueden agregar los términos necesarios para que el capacitor quede en función de la potencia reactiva que cada celda aporta.

$$C_j = \frac{m_j I_p}{2\omega \Delta v_{cdj}} = \frac{m_j I_p \eta^{j-1} U_{cd}}{2\omega \eta^{j-1} U_{cd} \Delta v_{cdj}} = \frac{Q_{Hj}}{\omega \eta^{j-1} U_{cd} \Delta v_{cdj}} \quad (\text{II.29})$$

Para que el valor del capacitor quede en función de la máxima potencia reactiva que el convertidor va a suministrar a la red, se deben de utilizar también las ecuaciones (II.22) y (II.20).

## II.4 Cálculo de amplitud y fase de los voltajes de salida en las celdas del convertidor

Las amplitudes y ángulos de los voltajes de salida de cada celda deben ser los adecuados para que el STATCOM multinivel pueda suministrar potencia reactiva a la red, y a la vez pueda compensar las pérdidas en cada una de sus celdas. La compensación de las pérdidas en cada una de las celdas garantiza mantener fijo un valor deseado de voltaje en cada uno de los buses de CD. Al modificar la amplitud y ángulo de una de las celdas, hay un efecto directo en las demás celdas, ya que se está modificando la corriente, la cual es la misma para todas las celdas. Esta estrecha interrelación entre celdas es debida a la conexión serie que existe entre ellas. El procedimiento para obtener la amplitud y la fase de los voltajes de salida de cada celda debe considerar esta interrelación entre celdas; también, debe quedar en función de cantidades conocidas como lo son: la potencia reactiva que se desea suministrar a la red ( $Q_T$ ) y de las pérdidas en cada celda ( $P_{Hj}$ ).



**Figura II.7** Circuito equivalente que muestra el valor eficaz del voltaje de salida de cada celda y su respectivo ángulo de fase.

Para este análisis, se asume que el voltaje de salida del inversor, y de cada una de las celdas, son sinusoidales y tienen la misma frecuencia ( $\omega$ ) que el voltaje de red. No se considera el rizo de tensión que existe en los buses de CD. También se desprecia el valor de la resistencia interna de la bobina de acoplamiento. Tomando en cuenta todo lo anterior, a partir del modelo promedio de la Figura II.3 se genera la Figura II.7, la cual representa en forma fasorial el voltaje de salida de cada una de las celdas, con sus valores eficaces y

ángulos de fase. Así, si el voltaje de salida de la  $j$ -ésima celda está dado por  $u_j v_{cdj} = V_{Hj} \cos(\omega t + \alpha_j)$ , donde  $V_{Hj}$  es el voltaje pico y  $\alpha_j$  es el ángulo de fase entre este voltaje y el voltaje de red  $v_{grid} = V_p \cos(\omega t)$ ; entonces, la representación fasorial de este voltaje es  $\frac{V_{Hj}}{\sqrt{2}} \angle \alpha_j$ , y el voltaje de salida del convertidor queda como:

$$\frac{V_{inv}}{\sqrt{2}} \angle \alpha = \sum_{j=1}^N \frac{V_{Hj}}{\sqrt{2}} \angle \alpha_j \quad (\text{II.30})$$

El voltaje eficaz de la red está dado por:

$$V_{grid} = \frac{V_p}{\sqrt{2}} \angle 0 \quad (\text{II.31})$$

donde  $V_p$  es el voltaje pico y la fase es de cero grados. De aquí se puede determinar la corriente eficaz  $I_f$  que el STATCOM inyecta a la red.

$$I_f = \frac{[(V_{H1} \cos(\alpha_1) + V_{H2} \cos(\alpha_2) + \dots + V_{HN} \cos(\alpha_N)) + j(V_{H1} \sin(\alpha_1) + V_{H2} \sin(\alpha_2) + \dots + V_{HN} \sin(\alpha_N))] - V_p}{j\sqrt{2}\omega L_f} \quad (\text{II.32})$$

Las potencias activa y reactiva, medidas en las terminales de  $V_{grid}$  (Figura II.7), quedan de la siguiente forma:

$$P_T = \frac{V_p [V_{H1} \sin(\alpha_1) + V_{H2} \sin(\alpha_2) + \dots + V_{HN} \sin(\alpha_N)]}{2\omega L_f} \quad (\text{II.33})$$

$$Q_T = \frac{V_p [V_p - (V_{H1} \cos(\alpha_1) + V_{H2} \cos(\alpha_2) + \dots + V_{HN} \cos(\alpha_N))]}{2\omega L_f} \quad (\text{II.34})$$

Cada uno de los sumandos que conforman (II.33) son potencias activas y se pueden definir como:  $P_1 = \frac{V_p V_{H1} \text{sen}(\alpha_1)}{2\omega L_f}$ ,  $P_2 = \frac{V_p V_{H2} \text{sen}(\alpha_2)}{2\omega L_f}$ , ... etc. En términos generales, para la  $j$ -ésima celda queda como:

$$P_j = \frac{V_p V_{Hj} \text{sen}(\alpha_j)}{2\omega L_f} \quad (\text{II.35})$$

De la misma forma para las potencias reactivas:  $Q_1 = \frac{V_p V_{H1} \text{cos}(\alpha_1)}{2\omega L_f}$ ,  $Q_2 = \frac{V_p V_{H2} \text{cos}(\alpha_2)}{2\omega L_f}$ , ... etc. Y para la  $j$ -ésima celda:

$$Q_j = \frac{V_p V_{Hj} \text{cos}(\alpha_j)}{2\omega L_f} \quad (\text{II.36})$$

En (II.34) se observa que la potencia reactiva además contiene el término  $V_p^2 / 2\omega L_f$ ; este término corresponde a la potencia reactiva cuando el voltaje de salida del convertidor es cero, y es cuando la inductancia  $L_f$  absorbe la máxima potencia reactiva de la red. Por lo anterior, este término se denota como:

$$Q_{L\text{max}} = \frac{V_p^2}{2\omega L_f} \quad (\text{II.37})$$

Hechas estas apreciaciones, las ecuaciones (II.33) y (II.34) se pueden reescribir de la siguiente forma:

$$P_T = P_1 + P_2 + \dots + P_N = \sum_{j=1}^N P_j \quad (\text{II.38})$$

$$Q_T = Q_{L\text{max}} - (Q_1 + Q_2 + \dots + Q_N) = Q_{L\text{max}} - \sum_{j=1}^N Q_j \quad (\text{II.39})$$

A partir de (II.35) y (II.36) se pueden encontrar  $V_{Hj}$  y su respectiva fase  $\alpha_j$ . De (II.35) se tiene que:

$$V_{Hj} = \frac{2\omega L_f P_j}{V_p \text{sen}(\alpha_j)} \quad (\text{II.40})$$

Sustituyendo (II.40) en (II.36), se obtiene el ángulo para cualquier celda:

$$\alpha_j = \text{Tan}^{-1} \left( \frac{P_j}{Q_j} \right) \quad (\text{II.41})$$

Es importante aclarar que las ecuaciones (II.40) y (II.41) están en función de las potencias activas ( $P_j$ ) y reactivas ( $Q_j$ ) definidas en (II.35) y (II.36), respectivamente. Sin embargo, deben quedar en función de potencias reactivas que se tienen como conocidas ( $Q_T$  y  $Q_{L_{\max}}$ ) y en función de las pérdidas en cada celda ( $P_{Hj}$ ).

En lo que respecta a las potencias reactivas, es posible determinar el valor de  $Q_j$  a partir de las potencias reactivas conocidas  $Q_T$  y  $Q_{L_{\max}}$ . Para esto, se tiene que la potencia reactiva se reparte de la misma forma que los voltajes en los buses de CD ya que la corriente que circula por cada una de las celdas es la misma debido a la conexión en serie de las celdas. De aquí que la  $j$ -ésima potencia reactiva  $Q_j$  también puede escribirse como:

$$Q_j = \eta^{j-1} Q_1 \quad (\text{II.42})$$

donde  $Q_1$  es la potencia reactiva correspondiente a la celda uno. Por lo tanto, la sumatoria de todas las  $Q_j$  está dada por:

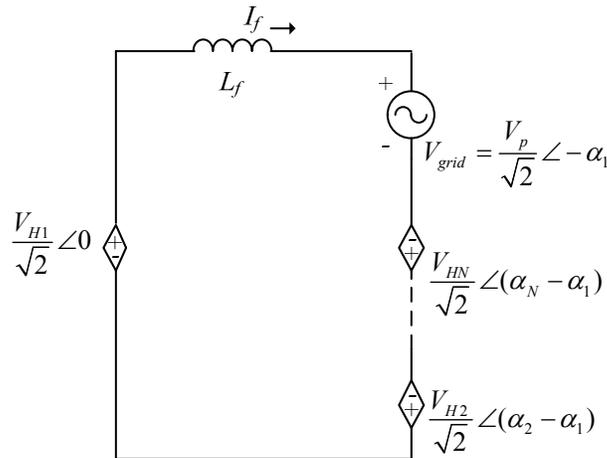
$$\sum_{j=1}^N Q_j = Q_1 + \eta^1 Q_1 + \eta^2 Q_1 + \dots + \eta^{N-1} Q_1 = Q_1 \sum_{j=1}^N \eta^{j-1} \quad (\text{II.43})$$

Despejando  $Q_1$  de (II.42) y utilizando (II.39), se puede reescribir  $Q_j$  en términos de  $Q_T$  y  $Q_{L_{\max}}$ .

$$Q_j = \frac{\eta^{j-1}}{\sum_{k=1}^N \eta^{k-1}} (Q_{L_{\max}} - Q_T) \quad (\text{II.44})$$

Por otro lado, respecto de las potencia activas, es importante aclarar que las potencias activas  $P_j$  definidas en (II.35) difieren de las potencias activas que cada celda disipa (pérdidas  $P_{Hj}$ ). Para la  $j$ -ésima celda,  $P_j$  depende únicamente del voltaje de salida  $v_{Hj}$  y del voltaje de red  $v_{grid}$ ; mientras que  $P_{Hj}$  depende del voltaje de la red y del resto de los voltajes de cada celda, debido a la conexión serie de las celdas. Una vez aclarada la diferencia entre  $P_j$  y  $P_{Hj}$ , la tarea es buscar una función de mapeo que permita obtener las  $P_j$  a partir de las  $P_{Hj}$ , y de esa manera utilizar (II.40) y (II.41) para encontrar las amplitudes y los ángulos de fase para cada celda.

La Figura II.8 muestra la forma en que se calculan las pérdidas para la celda uno. Se parte de que el voltaje de salida de la celda uno tiene fase cero y se modifican los ángulos de las fuentes restantes.



**Figura II.8** Circuito equivalente para el cálculo de las potencias activa y reactiva vistas desde la celda uno del convertidor.

La corriente que la celda uno inyecta a la red y a las demás celdas a través de  $L_f$  queda de la siguiente forma:

$$I_f = \frac{V_{H1} - [V_p \cos(\alpha_1) - jV_p \text{sen}(\alpha_1)]}{j\sqrt{2}\omega L_f} + \frac{[V_{H2} \cos(\alpha_2 - \alpha_1) + jV_{H2} \text{sen}(\alpha_2 - \alpha_1)]}{j\sqrt{2}\omega L_f} + \dots$$

$$\dots + \frac{[V_{HN} \cos(\alpha_N - \alpha_1) + jV_{HN} \text{sen}(\alpha_N - \alpha_1)]}{j\sqrt{2}\omega L_f} \quad (\text{II.45})$$

A partir de esta corriente se pueden obtener la potencia activa asociada a las pérdidas y la potencia reactiva, vistas desde la celda uno:

$$P_{H1} = \frac{V_p V_{H1} \text{sen}(\alpha_1)}{2\omega L_f} + \frac{V_{H2} V_{H1} \text{sen}(\alpha_2 - \alpha_1)}{2\omega L_f} + \frac{V_{H3} V_{H1} \text{sen}(\alpha_3 - \alpha_1)}{2\omega L_f} \dots + \frac{V_{HN} V_{H1} \text{sen}(\alpha_N - \alpha_1)}{2\omega L_f} \quad (\text{II.46})$$

$$Q_{H1} = \frac{V_{H1}(V_p \cos(\alpha_1) - V_{H1})}{2\omega L_f} - \frac{V_{H2} V_{H1} \cos(\alpha_2 - \alpha_1)}{2\omega L_f} - \frac{V_{H3} V_{H1} \cos(\alpha_3 - \alpha_1)}{2\omega L_f} \dots - \frac{V_{HN} V_{H1} \cos(\alpha_N - \alpha_1)}{2\omega L_f} \quad (\text{II.47})$$

Tomando como base (II.46), se pueden escribir  $N$  ecuaciones que corresponden a las pérdidas en cada celda, obteniendo el siguiente sistema de ecuaciones:

$$P_{H1} = \frac{V_p V_{H1} \text{Sen}(\alpha_1)}{2\omega L_f} + \frac{V_{H2} V_{H1} \text{sen}(\alpha_2 - \alpha_1)}{2\omega L_f} + \frac{V_{H3} V_{H1} \text{sen}(\alpha_3 - \alpha_1)}{2\omega L_f} \dots + \frac{V_{HN} V_{H1} \text{sen}(\alpha_N - \alpha_1)}{2\omega L_f}$$

$$P_{H2} = \frac{V_p V_{H2} \text{sen}(\alpha_2)}{2\omega L_f} + \frac{V_{H1} V_{H2} \text{sen}(\alpha_1 - \alpha_2)}{2\omega L_f} + \frac{V_{H3} V_{H2} \text{sen}(\alpha_3 - \alpha_2)}{2\omega L_f} \dots + \frac{V_{HN} V_{H2} \text{sen}(\alpha_N - \alpha_2)}{2\omega L_f}$$

$$P_{H3} = \frac{V_p V_{H3} \text{sen}(\alpha_3)}{2\omega L_f} + \frac{V_{H1} V_{H3} \text{sen}(\alpha_1 - \alpha_3)}{2\omega L_f} + \frac{V_{H2} V_{H3} \text{sen}(\alpha_2 - \alpha_3)}{2\omega L_f} \dots + \frac{V_{HN} V_{H3} \text{sen}(\alpha_N - \alpha_3)}{2\omega L_f} \quad (\text{II.48})$$

$$\vdots$$

$$P_{HN} = \frac{V_p V_{HN} \text{sen}(\alpha_N)}{2\omega L_f} + \frac{V_{H1} V_{HN} \text{sen}(\alpha_1 - \alpha_N)}{2\omega L_f} + \frac{V_{H2} V_{HN} \text{sen}(\alpha_2 - \alpha_N)}{2\omega L_f} \dots + \frac{V_{H(N-1)} V_{HN} \text{sen}(\alpha_{N-1} - \alpha_N)}{2\omega L_f}$$

De aquí se observa claramente que las potencias activas definidas en (II.35) difieren de las pérdidas en cada celda.

Si se toma cualquier término de alguna de las ecuaciones del sistema (II.48) donde intervenga las celdas  $j$  y  $k$ , se tiene la siguiente expresión:

$$\frac{V_{Hk}V_{Hj}\text{sen}(\alpha_j - \alpha_k)}{2\omega L_f} = \frac{V_{Hj}\text{sen}\alpha_j V_{Hk}\text{cos}\alpha_k - V_{Hk}\text{sen}\alpha_k V_{Hj}\text{cos}\alpha_j}{2\omega L_f} \quad (\text{II.49})$$

De las ecuaciones (II.35) y (II.36) se observa que  $V_{Hj}\text{sen}(\alpha_j) = \frac{2\omega L_f P_j}{V_p}$  y que  $V_{Hj}\text{cos}(\alpha_j) = \frac{2\omega L_f Q_j}{V_p}$ , y si se utiliza (II.37), entonces (II.49) se puede reescribir en términos de las potencias activas y reactivas definidas en (II.35) y (II.36) respectivamente.

$$\frac{V_{Hk}V_{Hj}\text{sen}(\alpha_j - \alpha_k)}{2\omega L_f} = \frac{2\omega L_f Q_k P_j}{V_p^2} - \frac{2\omega L_f Q_j P_k}{V_p^2} = \frac{Q_k P_j}{Q_{L\max}} - \frac{Q_j P_k}{Q_{L\max}} \quad (\text{II.50})$$

Utilizando (II.50) y (II.35), el sistema de ecuaciones (II.48) se puede reescribir como sigue:

$$\begin{aligned} P_{H1} &= P_1 + \left( \frac{Q_1}{Q_{L\max}} P_2 - \frac{Q_2}{Q_{L\max}} P_1 \right) + \left( \frac{Q_1}{Q_{L\max}} P_3 - \frac{Q_3}{Q_{L\max}} P_1 \right) \dots + \left( \frac{Q_1}{Q_{L\max}} P_N - \frac{Q_N}{Q_{L\max}} P_1 \right) \\ P_{H2} &= P_2 + \left( \frac{Q_2}{Q_{L\max}} P_1 - \frac{Q_1}{Q_{L\max}} P_2 \right) + \left( \frac{Q_2}{Q_{L\max}} P_3 - \frac{Q_3}{Q_{L\max}} P_2 \right) \dots + \left( \frac{Q_2}{Q_{L\max}} P_N - \frac{Q_N}{Q_{L\max}} P_2 \right) \\ P_{H3} &= P_3 + \left( \frac{Q_3}{Q_{L\max}} P_1 - \frac{Q_1}{Q_{L\max}} P_3 \right) + \left( \frac{Q_3}{Q_{L\max}} P_2 - \frac{Q_2}{Q_{L\max}} P_3 \right) \dots + \left( \frac{Q_3}{Q_{L\max}} P_N - \frac{Q_N}{Q_{L\max}} P_3 \right) \\ &\vdots \\ P_{HN} &= P_N + \left( \frac{Q_N}{Q_{L\max}} P_1 - \frac{Q_1}{Q_{L\max}} P_N \right) + \left( \frac{Q_N}{Q_{L\max}} P_2 - \frac{Q_2}{Q_{L\max}} P_N \right) \dots + \left( \frac{Q_N}{Q_{L\max}} P_{N-1} - \frac{Q_{N-1}}{Q_{L\max}} P_N \right) \end{aligned} \quad (\text{II.51})$$

Reordenando términos, se tiene:

$$\begin{aligned}
 P_{H1} &= \frac{1}{Q_{L\max}} [(Q_{L\max} - Q_2 - Q_3 \cdots - Q_N)P_1 + Q_1P_2 + Q_1P_3 \cdots + Q_1P_N] \\
 P_{H2} &= \frac{1}{Q_{L\max}} [Q_2P_1 + (Q_{L\max} - Q_1 - Q_3 \cdots - Q_N)P_2 + Q_2P_3 \cdots + Q_2P_N] \\
 P_{H3} &= \frac{1}{Q_{L\max}} [Q_3P_1 + Q_3P_2 + (Q_{L\max} - Q_1 - Q_2 \cdots - Q_N)P_3 \cdots + Q_3P_N] \\
 &\vdots \\
 P_{HN} &= \frac{1}{Q_{L\max}} [Q_NP_1 + Q_NP_2 + Q_NP_{N-1} \cdots + (Q_{L\max} - Q_1 - Q_2 \cdots - Q_{N-1})P_N]
 \end{aligned} \tag{II.52}$$

Es importante notar que en los términos de la diagonal (que están entre paréntesis) no aparece el término de potencia reactiva correspondiente a esa ecuación; por ejemplo, en la ecuación uno correspondiente a  $P_{H1}$ , los términos que están dentro del paréntesis no contienen a  $Q_1$ . Lo mismo ocurre para la ecuación dos, entre los términos que están en el paréntesis no se encuentra  $Q_2$ , y así sucesivamente. Una vez hecha esta aclaración y utilizando la ecuación (II.39), se tiene que el mapeo entre  $P_{Hj}$  y  $P_j$ , está dado por:

$$\mathbf{P} = \mathbf{A}_Q^{-1} \mathbf{P}_H \tag{II.53}$$

donde

$$\mathbf{P}_H = \begin{bmatrix} P_{H1} \\ P_{H2} \\ P_{H3} \\ \vdots \\ P_{HN} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{A}_Q = \frac{1}{Q_{L\max}} \begin{bmatrix} (Q_T + Q_1) & Q_1 & Q_1 & \cdots & Q_1 \\ Q_2 & (Q_T + Q_2) & Q_2 & \cdots & Q_2 \\ Q_3 & Q_3 & (Q_T + Q_3) & \cdots & Q_3 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ Q_N & Q_N & Q_N & \cdots & (Q_T + Q_N) \end{bmatrix} \text{ y } \mathbf{P} = \begin{bmatrix} P_1 \\ P_2 \\ P_3 \\ \vdots \\ P_N \end{bmatrix}$$

Entonces, para poder utilizar las ecuaciones (II.40) y (II.41) que determinan la amplitud y fase del voltaje de salida de cada celda, se deben utilizar previamente las ecuaciones (II.44) y (II.53).

## II.5 Resultados en simulación para el STATCOM en lazo abierto

El análisis desarrollado en los apartados anteriores aplica para convertidores simétricos y asimétricos, sin importar el número de celdas. Para la validación de dicho análisis se considera suficiente utilizar un convertidor de tres celdas en dos de sus versiones: la simétrica y la asimétrica binaria.

**Tabla II.2** Parámetros de la red y del convertidor para pruebas en lazo abierto.

Convertidor simétrico		Convertidor asimétrico binario	
Parámetro	Valor	Parámetro	Valor
$v_{grid}$	180 V <sub>pico</sub> @ 60 Hz	$v_{grid}$	180 V <sub>pico</sub> @ 60 Hz
$L_f$	5 mH	$L_f$	5 mH
$V_{cd1}$	120 V	$V_{cd1}$	51.4 V
$V_{cd2}$	120 V	$V_{cd2}$	102.8V
$V_{cd3}$	120 V	$V_{cd3}$	205.5V
$C_1$	3200 uF	$C_1$	3200 uF
$C_2$	3200 uF	$C_2$	3200 uF
$C_3$	3200 uF	$C_3$	3200 uF
(Resistencia de pérdidas)		(Resistencia de pérdidas)	
$R_1$	200Ω	$R_1$	200Ω
$R_2$	1kΩ	$R_2$	1kΩ
$R_3$	200Ω	$R_3$	200Ω
Frec. de conmutación.	9 kHz	Frec. de conmutación.	9 kHz

La Tabla II.2 muestra los parámetros del convertidor y de la red que se usan en las simulaciones. El valor de la bobina corresponde a una transferencia máxima de potencia reactiva de 8.6 kVAR, ecuación (II.17). Y el máximo rizo de tensión en los buses de CD para un convertidor simétrico, con los capacitores de la Tabla II.2, es del 33%, ecuación (II.29).

Para operar el STATCOM, se elijen arbitrariamente dos cantidades de potencia reactiva ( $Q_T$ ) a inyectar a la red: una para trabajar en modo inductivo a -6 kVAR, y la otra para trabajar en modo capacitivo a 6 kVAR. La potencia reactiva en las terminales del convertidor ( $Q_{inv}$ ) se obtiene con la ecuación (II.18). Para esto es necesario obtener  $V_{inv}$  y  $\alpha$  a partir de las ecuaciones (II.14) y (II.15), los cuales quedan como  $V_{inv} = (2\omega L_f P_T) / (V_p \text{sen}(\alpha))$  y  $\alpha = \tan^{-1}(P_T / Q_T)$ . Aquí es importante aclarar que la potencia activa medida desde las terminales del convertidor ( $P_{inv}$ ) es la misma que la potencia activa medida en las terminales del voltaje de red ( $P_T$ ), esto debido a que se está despreciando la resistencia interna de la bobina de acoplamiento. Las  $Q_{Hj}$  se obtienen con (II.22) a partir de  $Q_{inv}$ . Con las resistencias que representan las pérdidas ( $R_1, R_2, R_3$ ) y con los voltajes en los buses de CD ( $V_{cd1}, V_{cd2}, V_{cd3}$ ), se calculan las correspondientes potencias activas ( $P_{Hj} = V_{cdj}^2 / R_j$ ). Los valores de potencias cuando el STATCOM opera en modo inductivo y en modo capacitivo, para el caso de un convertidor simétrico, se muestran en la Tabla II.3. Lo correspondiente para el caso del convertidor asimétrico binario se muestra en la Tabla II.4.

**Tabla II.3** Potencias para el convertidor simétrico de tres celdas.

Modo inductivo		Modo capacitivo	
Parámetro	Valor	Parámetro	Valor
$Q_T$	-6 kVAR	$Q_T$	6 kVAR
$I_p$	66.60 A	$I_p$	66.60 A
$Q_{inv}$	-1.81 kVAR	$Q_{inv}$	10.19 kVAR
$Q_{H1}$	0.60 kVAR	$Q_{H1}$	3.39 kVAR
$Q_{H2}$	0.60 kVAR	$Q_{H2}$	3.39 kVAR
$Q_{H3}$	0.60 kVAR	$Q_{H3}$	3.39 kVAR
$P_{H1}$	72.0 W	$P_{H1}$	72.0 W
$P_{H2}$	14.4 W	$P_{H2}$	14.4 W
$P_{H3}$	72.0 W	$P_{H3}$	72.0 W

**Tabla II.4** Potencias para el convertidor asimétrico binario de tres celdas.

Modo inductivo		Modo capacitivo	
Parámetro	Valor	Parámetro	Valor
$Q_T$	-6 kVAR	$Q_T$	6 kVAR
$I_p$	66.60 A	$I_p$	66.60 A
$Q_{inv}$	-1.81 kVAR	$Q_{inv}$	10.19 kVAR
$Q_{H1}$	0.25 kVAR	$Q_{H1}$	1.45 kVAR
$Q_{H2}$	0.51 kVAR	$Q_{H2}$	2.91 kVAR
$Q_{H3}$	1.03 kVAR	$Q_{H3}$	5.82 kVAR
$P_{H1}$	-13.22 W	$P_{H1}$	-13.22 W
$P_{H2}$	-10.57 W	$P_{H2}$	-10.57 W
$P_{H3}$	-211.5 W	$P_{H3}$	-211.5 W

La potencia reactiva máxima que absorbe el inductor ( $Q_{L_{max}}$ ) se calcula con (II.37). Las potencias reactivas  $Q_j$  se calculan con (II.44) y las potencias activas  $P_j$  con (II.53). Finalmente, con (II.40) y (II.41) es posible calcular las amplitudes ( $V_{H_{pj}}$ ) y los ángulos ( $\alpha_j$ ) de los voltajes de salida de cada una de las celdas. Los valores de estos parámetros se presentan en las Tablas II.5 y II.6. La Tabla II.5 muestra el caso del convertidor simétrico.

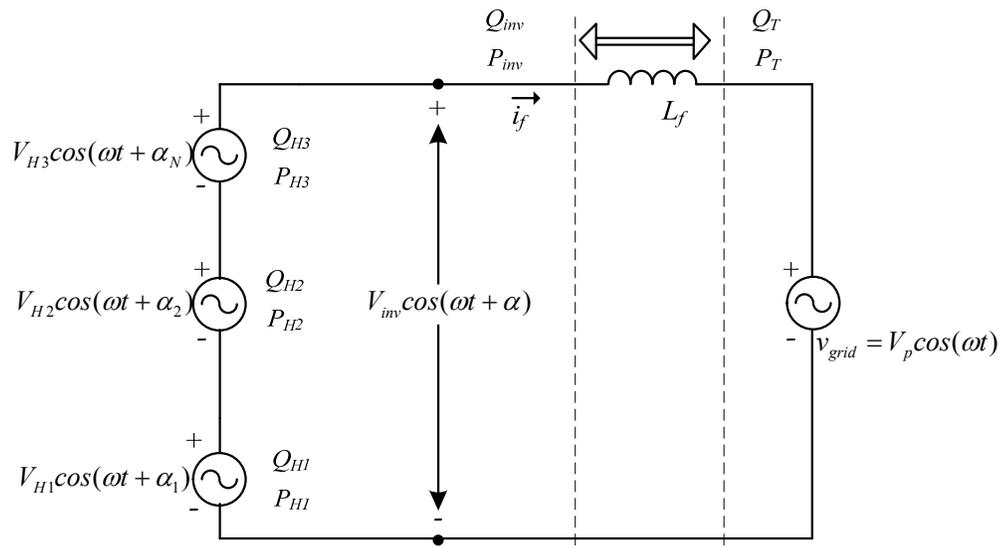
**Tabla II.5** Potencias, amplitudes de voltajes y ángulos para el convertidor simétrico de tres celdas.

Modo inductivo		Modo capacitivo	
Parámetro	Valor	Parámetro	Valor
$Q_T$	-6 kVAR	$Q_T$	6 kVAR
$Q_{L_{max}}$	8.6 kVAR	$Q_{L_{max}}$	8.6 kVAR
$P_1$	-80.30 W	$P_1$	-25.29 W
$P_2$	2.20 W	$P_2$	-107.8 W
$P_3$	-80.30 W	$P_3$	-25.29 W
$Q_1$	0.86 kVAR	$Q_1$	4.86 kVAR
$Q_2$	0.86 kVAR	$Q_2$	4.86 kVAR
$Q_3$	0.86 kVAR	$Q_3$	4.86 kVAR
$V_{H1}$	18.19 V <sub>pico</sub>	$V_{H1}$	101.89 V <sub>pico</sub>
$V_{H2}$	18.11 V <sub>pico</sub>	$V_{H2}$	101.91 V <sub>pico</sub>
$V_{H3}$	18.19 V <sub>pico</sub>	$V_{H3}$	101.89 V <sub>pico</sub>
$\alpha_1$	-5.30 <sup>0</sup>	$\alpha_1$	-0.29 <sup>0</sup>
$\alpha_2$	0.14 <sup>0</sup>	$\alpha_2$	-1.26 <sup>0</sup>
$\alpha_3$	-5.30 <sup>0</sup>	$\alpha_3$	-0.29 <sup>0</sup>

La Tabla II.6 muestra el caso del convertidor asimétrico binario.

**Tabla II.6** Potencias, amplitudes de voltajes y ángulos para el convertidor binario de tres celdas.

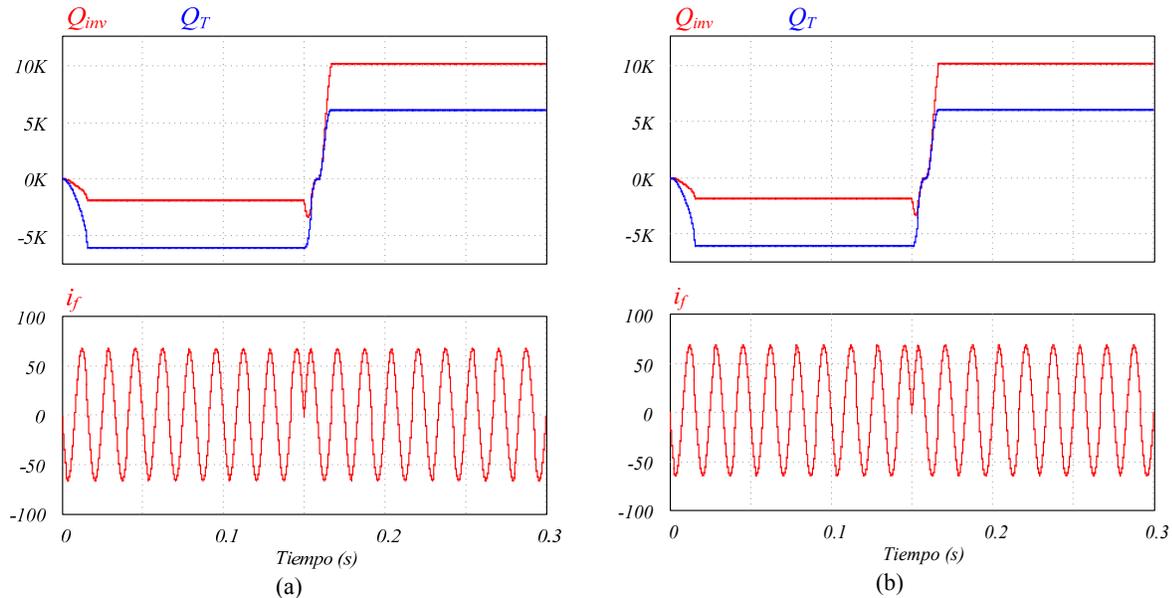
Modo inductivo		Modo capacitivo	
Parámetro	Valor	Parámetro	Valor
$Q_T$	-6 kVAR	$Q_T$	6 kVAR
$Q_{Lmax}$	8.6 kVAR	$Q_{Lmax}$	8.6 kVAR
$P_1$	-4.40 W	$P_1$	-62.85 W
$P_2$	13.92 W	$P_2$	-148.44 W
$P_3$	-244.92 W	$P_3$	-24.10 W
$Q_1$	0.37 kVAR	$Q_1$	2.08 kVAR
$Q_2$	0.74 kVAR	$Q_2$	4.16 kVAR
$Q_3$	1.48 kVAR	$Q_3$	8.33 kVAR
$V_{H1}$	7.76 V <sub>pico</sub>	$V_{H1}$	43.68 V <sub>pico</sub>
$V_{H2}$	15.52 V <sub>pico</sub>	$V_{H2}$	87.38 V <sub>pico</sub>
$V_{H3}$	31.47 V <sub>pico</sub>	$V_{H3}$	174.67 V <sub>pico</sub>
$\alpha_1$	-0.68°	$\alpha_1$	-1.72°
$\alpha_2$	1.07°	$\alpha_2$	-2.03°
$\alpha_3$	-9.38°	$\alpha_3$	-0.16°



**Figura II.9** Circuito equivalente que se utiliza para validar el flujo de potencia a partir de las amplitudes y ángulos calculados con el procedimiento del apartado II.4.

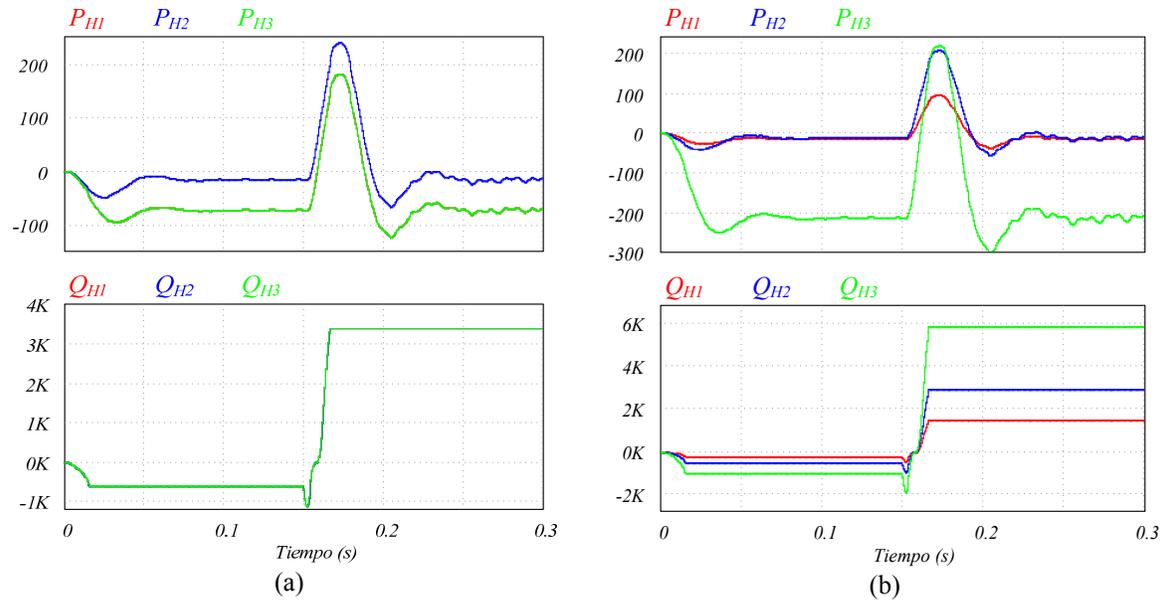
Una vez que se calcularon las amplitudes y los ángulos de los voltajes de salida de cada celda, se lleva a cabo la validación en simulación. En primer lugar se verifica que el flujo de

potencia entre la red y las celdas se lleve a cabo de forma adecuada. Para esto se considera el circuito de la Figura II.9, donde se utilizan fuentes de voltaje en lugar de las celdas del convertidor. Esta simulación se lleva a cabo en PSIM®.



**Figura II.10** (a) Potencias reactivas  $Q_{inv}$  y  $Q_T$ , corriente inyectada por el STATCOM  $i_f$ , para el convertidor simétrico. (b) Potencias reactivas  $Q_{inv}$  y  $Q_T$ , corriente inyectada por el STATCOM  $i_f$ , para el convertidor asimétrico binario.

La Figura II.10 muestra las potencias reactivas  $Q_{inv}$  y  $Q_T$  y la corriente  $i_f$  que se inyecta a la red. Antes de  $t=0.15$  s el STATCOM está operando en modo inductivo, después de ese tiempo opera en modo capacitivo. Se aprecia el cambio de fase de la corriente al cambiar de modo de operación. El valor pico de la corriente es de 66.6 A, la cual corresponde a la magnitud de potencia reactiva de 6 kVAR en ambos modos de operación. Aun cuando las gráficas de la Figura II.10 parecen idénticas, el conjunto de gráficas de la Figura II.10(a) corresponde al caso simétrico, mientras que la Figura II.10(b) corresponde al caso asimétrico binario. La similitud es de esperarse, ya que en ambos casos se está inyectando la misma potencia reactiva a la red eléctrica, esto se puede apreciar en los valores calculados en las Tablas II.3 y II.4.



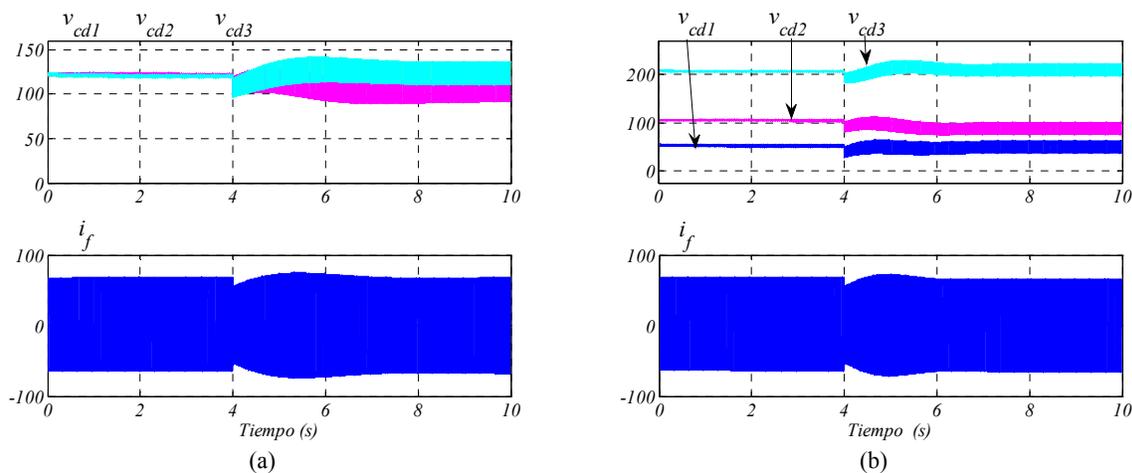
**Figura II.11** (a) Distribución de las potencias  $P_{Hj}$  y  $Q_{Hj}$  para el STATCOM simétrico. (b) Distribución de las potencias  $P_{Hj}$  y  $Q_{Hj}$  para el STATCOM asimétrico binario.

La Figura II.11 muestra como se distribuyen, en cada celda, las potencias reactivas ( $Q_{Hj}$ ) y las potencias activas ( $P_{Hj}$ ). La Figura II.11(a) muestra el caso simétrico, mientras que la Figura II.11(b) corresponde al caso asimétrico binario. En  $t=0.15$  s se está pasando del modo inductivo al modo capacitivo. Ya sea para el caso simétrico o para el asimétrico, se corrobora en las gráficas que las pérdidas  $P_{Hj}$  corresponden con los calculados y presentados en las Tablas II.3 y II.4. En las gráficas se observa un transitorio en las potencias activas al inicio y en  $t=0.15$  s; esto se debe al filtrado que ocupan los medidores de potencia.

En relación a la distribución de las potencia reactivas, se observa que corresponden a las calculadas en las Tablas II.3 y II.4. Para el caso simétrico se observa un sólo trazo en las potencias reactivas; esto es porque todas son iguales y los trazos están sobrepuestos.

Los siguientes resultados validan el modelo promedio que corresponde a las ecuaciones (II.11) y (II.12). Para obtener las señales moduladoras ( $u_j$ ) que ocupa el modelo, únicamente se divide cada uno de los voltajes de salida previamente calculados (Tablas II.5 y II.6) entre su correspondiente voltaje de CD (Tabla II.2). En este caso, se utiliza Simulink de Matlab<sup>®</sup>

para simular el modelo de tres celdas con los parámetros de la Tabla II.2. En la Figura II.12 se presentan las variables de estado del modelo, que corresponden a los tres voltajes en los buses de CD y a la corriente que STATCOM inyecta a red. El tiempo de simulación tiene que estar en el orden de segundos para poder apreciar la estabilización en los buses de CD y de la corriente. Antes de  $t=4$  s el STATCOM opera en modo inductivo después de este tiempo opera en modo capacitivo. Se observa que en estado estable la corriente pico corresponde al valor que se espera de 66.66 A. También, los voltajes en los buses de CD se aproximan a los indicados en la Tabla II.2.



**Figura II.12** (a) Convertidor simétrico de tres celdas en lazo abierto: voltajes de CD, corriente inyectada por el STATCOM; (b) convertidor asimétrico binario de tres celdas en lazo abierto: voltajes de CD, corriente inyectada por el STATCOM.

El rizo de tensión en los buses de CD, que se presenta en las gráficas, se puede estimar con ayuda de la ecuación (II.28). En cada celda, la amplitud pico-pico del rizo de tensión es directamente proporcional al producto del voltaje  $V_{Hf}$  por la corriente  $I_p$ , ecuación (II.54). Por lo tanto, la amplitud del rizo de tensión en una celda, en función de su voltaje de salida, sigue un comportamiento como el que exhibe la magnitud de  $Q_{inv}$ . Es decir, si se obtuviera el valor absoluto de la gráfica de  $Q_{inv}$  de la Figura II.6, ese comportamiento es el que seguiría la

amplitud del rizo de tensión. Es por ello que para el ejemplo que se está utilizando, el rizo de tensión es más pequeño en modo inductivo que para el modo capacitivo.

$$\Delta V_{cdj} = \frac{m_j V_{cdj} I_p}{2v_{cdj} \omega C_j} = \frac{V_{Hj} I_p}{2v_{cdj} \omega C_j} \quad (II.54)$$

Para el ejemplo que se está manejando,  $I_p = 66.66A$  tanto para el modo inductivo como para el modo capacitivo. Con esta corriente y con los  $V_{Hj}$  de la Tabla II.7 se calcula la amplitud pico-pico del rizo de tensión; a partir de esta amplitud se obtiene el porcentaje de dicho rizo para cada celda. Estos porcentajes, tanto para el modo inductivo como para el modo capacitivo, se muestran en las Tablas II.7 y II.8, para el convertidor simétrico y asimétrico, respectivamente.

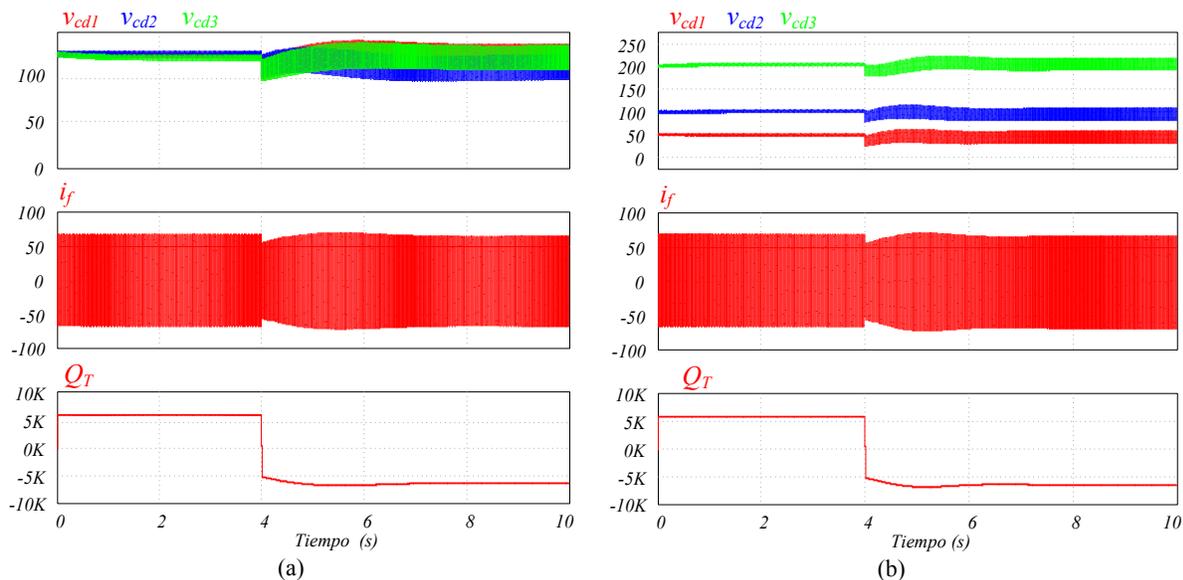
**Tabla II.7** Rizo de tensión en cada una de las celdas para el convertidor simétrico.

Modo inductivo		Modo capacitivo	
Parámetro	Valor	Parámetro	Valor
$\Delta V_{cd1}$	3.5%	$\Delta V_{cd1}$	19.5%
$\Delta V_{cd2}$	3.5%	$\Delta V_{cd2}$	19.5%
$\Delta V_{cd3}$	3.5%	$\Delta V_{cd3}$	19.5%

**Tabla II.8** Rizo de tensión en cada una de las celdas para el convertidor simétrico.

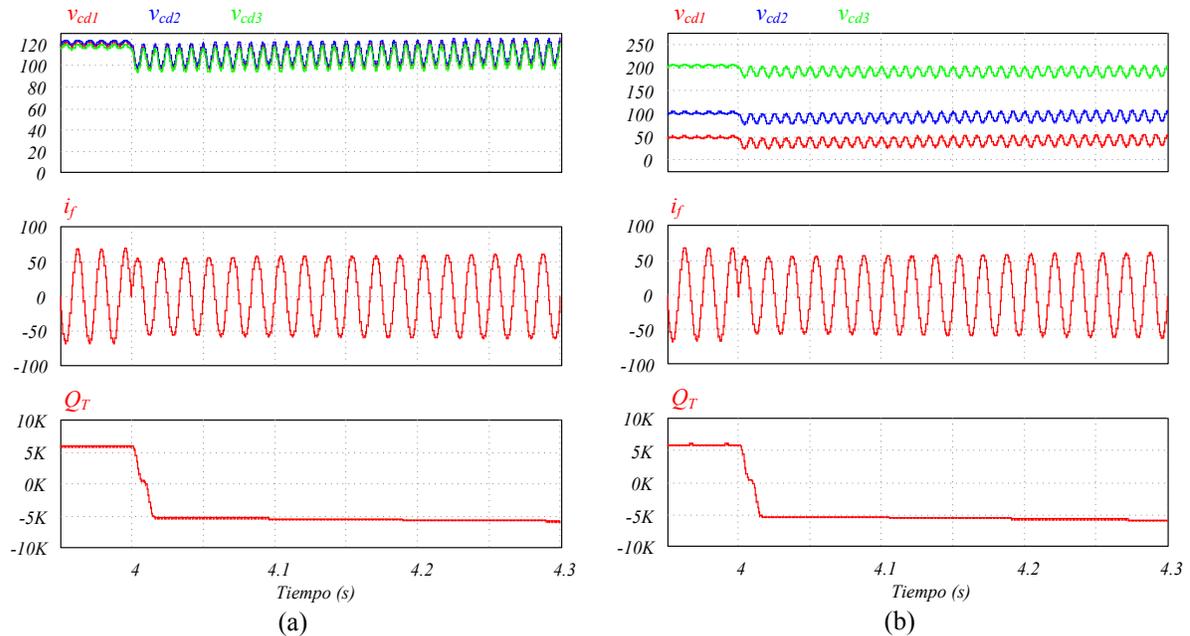
Modo inductivo		Modo capacitivo	
Parámetro	Valor	Parámetro	Valor
$\Delta V_{cd1}$	8%	$\Delta V_{cd1}$	45.6%
$\Delta V_{cd2}$	4%	$\Delta V_{cd2}$	22.8%
$\Delta V_{cd3}$	2%	$\Delta V_{cd3}$	11.4%

Ahora se valida el análisis sobre el modelo conmutado. En este caso, las simulaciones se llevan cabo en PSIM<sup>®</sup> sobre el circuito de la Figura II.1 y se utilizan los parámetros de la Tabla II.2. La Figura II.13(a) presenta los resultados correspondientes al convertidor simétrico, al que se le aplican las mismas señales moduladoras que se utilizaron en el modelo promedio. Al aplicar las moduladoras a su correspondiente celda, se obtienen los voltajes deseados en los buses de CD, la corriente inyectada a la red y la potencia reactiva suministrada a la red. Antes de  $t=4$  s el convertidor absorbe de la red 6 kVAR, después de ese tiempo el convertidor entrega 6 kVAR. Es posible apreciar que los resultados para el modelo promedio son muy próximos a los resultados del modelo conmutado; en ambos casos los voltajes en los buses de CD se aproximan a los valores dados en la Tabla II.2, y el valor pico de la corriente es el mismo en ambos modelos; además se verifica que la corriente corresponde con la cantidad de potencia reactiva deseada en ambos modos de operación. La Figura II.13(b) muestra lo correspondiente al caso del convertidor binario, se aprecia como los buses de CD son múltiplos de 2, mientras que la potencia reactiva suministrada a la red es la misma que para el caso simétrico.



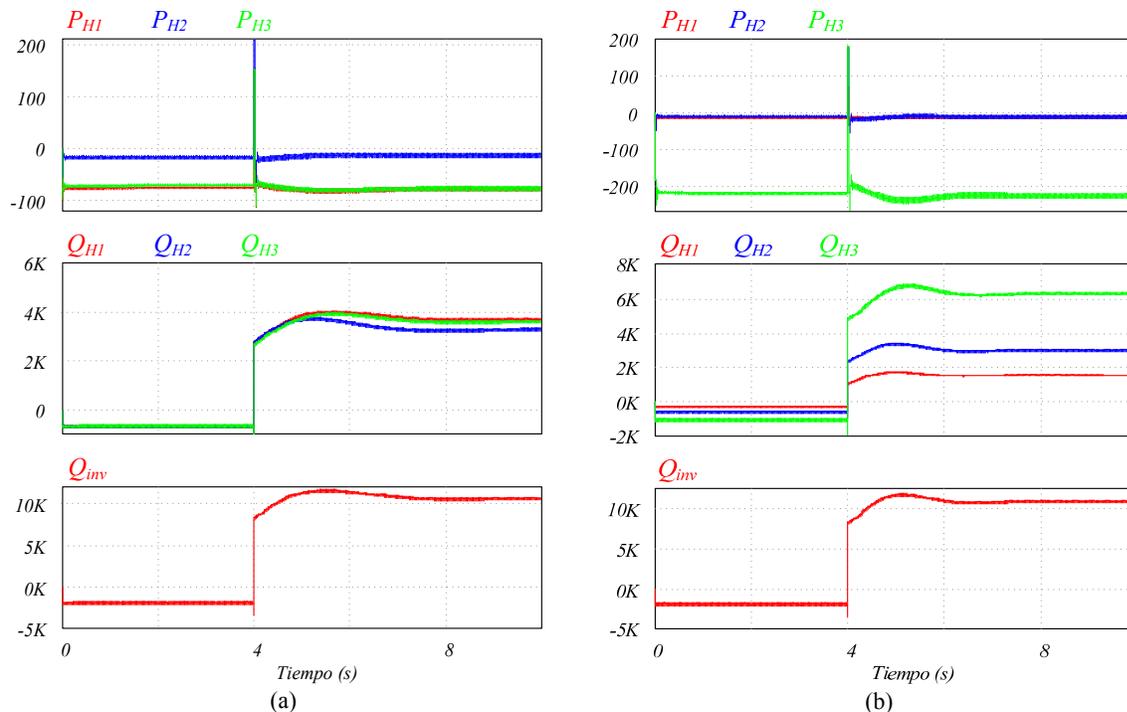
**Figura II.13** (a) Convertidor simétrico de tres celdas en lazo abierto: voltajes de CD, corriente inyectada a la red, potencia reactiva; (b) Convertidor asimétrico binario de tres celdas en lazo abierto: voltajes de CD, corriente inyectada a la red, potencia reactiva.

Para poder apreciar las formas de onda del rizo y de la corriente la Figura II.14 muestra un detalle alrededor de  $t=4$  s. Se aprecia como el rizo de voltaje tiene el doble de la frecuencia fundamental, y al pasar del modo inductivo al modo capacitivo la corriente cambia de fase.



**Figura II.14** Detalle alrededor de  $t=4$  s. (a) Convertidor simétrico de tres celdas en lazo abierto: voltajes de CD, corriente inyectada a la red, potencia reactiva; (b) Convertidor asimétrico binario de tres celdas en lazo abierto: voltajes de CD, corriente inyectada a la red, potencia reactiva.

En la Figura II.15 se presentan las pérdidas en cada celda ( $P_{Hj}$ ), la potencia reactiva ( $Q_{inv}$ ) que suministra el convertidor y las potencia reactivas  $Q_{Hj}$  con las que contribuye cada celda. Es posible apreciar que los valores de estas tres potencias se aproximan a los presentados en las Tablas III.3 y II.4; sin embargo, existen algunas discrepancias. Estas discrepancias se deben principalmente al rizo de tensión en los buses de CD, y se puede apreciar que cuando el rizo de tensión es más pequeño, la aproximación a los valores de potencias en las Tablas II.3 y II.4 es mejor.



**Figura II.15** (a) Convertidor simétrico de tres celdas en lazo abierto: potencias activas  $P_{Hj}$ , potencias reactivas en cada celda  $Q_{Hj}$ , potencia reactiva en los extremos del convertidor  $Q_{inv}$ .

El análisis presentado en la sección II.4 permite calcular las señales moduladoras en lazo abierto, y aunque no se toma en cuenta el rizo de tensión en los buses de CD, permite corroborar la similitud de las dinámicas en las variables de estado de los modelos promedio y conmutado. A pesar de las discrepancias en los valores de potencias reactivas, es posible observar que la distribución de éstas sigue el comportamiento especificado en la sección II.2. También permite verificar el tamaño del rizo de tensión de los buses de CD a partir de las ecuaciones que se utilizan para dimensionar los capacitores. En términos generales, el análisis presentado a lo largo del capítulo es útil para convertidores simétricos y asimétricos, trabajando en cualquiera de los dos modos de operación, ya sea inductivo o capacitivo.

# Capítulo III

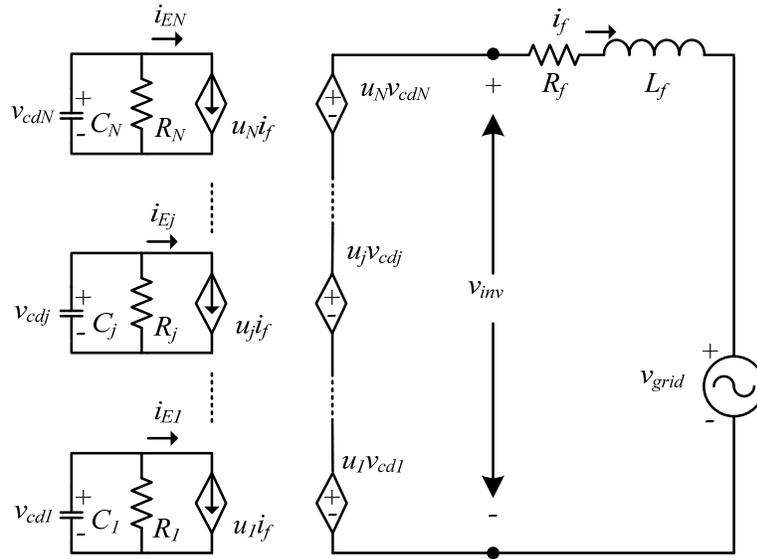
## Compensación de potencia reactiva empleando el STATCOM multinivel

---

En este capítulo se muestra cómo se lleva a cabo la compensación de potencia reactiva utilizando los dos tipos de convertidores multinivel: simétrico y asimétrico. Para esto, es necesario contar con una estrategia de control que permita dos objetivos: mantener regulados los buses de CD del convertidor y suministrar la potencia reactiva que requiere la red eléctrica. Se parte del modelo promedio visto en el capítulo anterior, con una representación alternativa que permite visualizarlo como un bloque interno conectado en cascada con  $N$  bloques de salida. A continuación, se desarrolla la estrategia de control, consistente de un control en cascada que genera una señal de control promedio y de un mecanismo de ajuste que genera las  $N$  señales de control. Para corroborar que se lleva a cabo correctamente el suministro de potencia reactiva y la regulación de los voltajes de los buses de CD, se presentan resultados en simulación para un convertidor simétrico de dos celdas, y para un convertidor asimétrico conformado de tres celdas, cubriendo el caso binario y trinario. Finalmente se muestran resultados experimentales sobre un prototipo de dos celdas tanto para el caso simétrico como para el caso asimétrico binario.

### III.1 Modelo promedio del STATCOM visto como bloques en cascada

La Figura III.1 muestra el circuito eléctrico del modelo promedio del STATCOM. Los voltajes en los buses de CD están denotados por  $v_{cdj}$ ; las pérdidas en cada celda están representadas por las resistencias  $R_j$ ;  $L_f$  y  $R_f$  representan la bobina de acoplamiento y su resistencia interna respectivamente,  $u_j$  son las señales de control o moduladoras.



**Figura III.1** Modelo promedio del STATCOM con convertidor multinivel de celdas en cascada.

De este circuito, se obtiene una ecuación de corriente del lado de CA, mientras que del lado de CD se obtienen  $N$  ecuaciones de voltaje. La ecuación de corriente se presenta en (III.1), y en (III.2) se presenta únicamente la  $j$ -ésima ecuación de voltaje de CD, ya que las  $N$  ecuaciones de voltaje tienen la misma forma.

$$\frac{di_f}{dt} = \frac{1}{L_f} \left( \sum_{j=1}^N u_j v_{cdj} - i_f R_f - v_{grid} \right) \quad (III.1)$$

$$\frac{dv_{cdj}}{dt} = \frac{-1}{C_j} \left( \frac{v_{cdj}}{R_j} + i_f u_j \right) \quad (III.2)$$

Este modelo se puede ver de otra forma si se aplica la transformada de Laplace, considerando condiciones iniciales cero. De la ecuación (III.1) se toma como salida la corriente  $i_f$ , y como entrada la sumatoria de los productos de las señales de control y los voltajes de CD menos el voltaje de red ( $\sum_{j=1}^N u_j v_{cdj} - v_{grid}$ ), de esta forma se tiene la siguiente función de transferencia:

$$G_{i_f} = \frac{\mathcal{L}\{i_f\}}{\mathcal{L}\left\{\sum_{j=1}^N u_j v_{cdj} - v_{grid}\right\}} = \frac{1/R_f}{s(L_f/R_f) + 1} \quad (III.3)$$

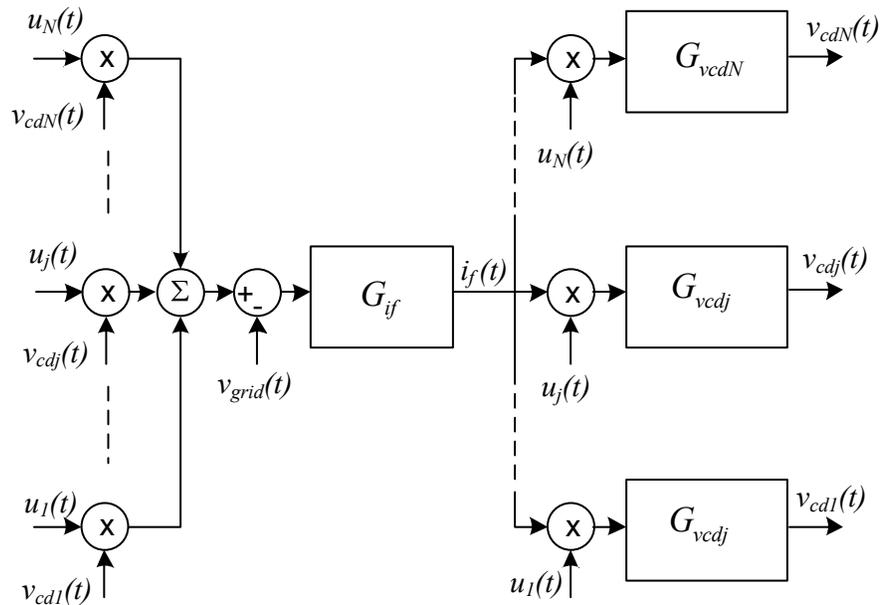
Y si de la ecuación (III.2), se toma  $v_{cdj}$  como salida, y el producto  $i_f u_j$  como entrada, entonces se tiene la siguiente función de transferencia:

$$G_{v_{cdj}} = \frac{\mathcal{L}\{v_{cdj}\}}{\mathcal{L}\{i_f u_j\}} = \frac{-R_j}{sR_j C_j + 1} \quad (III.4)$$

Con esto se logra tener una representación alternativa del modelo del STATCOM, la cual se muestra en la Figura III.2. Esta representación del modelo muestra la conexión en cascada de un bloque, que tiene como salida la corriente  $i_f$ , con  $N$  bloques que tienen como salidas los voltajes de CD  $v_{cdj}$ .

Del modelo de la Figura III.2, los voltajes  $v_{cdj}$  se obtienen al introducir la señal conformada por el producto de la corriente por su respectiva señal de control ( $i_f u_j$ ) a un filtro pasa-bajas de primer orden. De acuerdo a la operación del STATCOM se sabe que  $i_f$  y  $u_j$  son señales sinusoidales a la misma frecuencia de la red eléctrica y que están casi en cuadratura; estas señales no pueden estar en cuadratura exacta, ya que de ser así, no podría existir un nivel de CD. La frecuencia de corte del filtro pasa-bajas está ubicada en  $1/R_j C_j$  y tiene una ganancia de CD igual al valor de las pérdidas  $R_j$ . Esto quiere decir que el nivel de

CD de la señal que entrada ( $i_f u_j$ ), se amplifica en  $R_j$  veces, y las componentes a frecuencias superiores a  $1/R_j C_j$  son atenuadas. Entre más grande es el capacitor, la frecuencia de corte es más baja y el rizo de voltaje de CD es menor.



**Figura III.2** Modelo promedio del STATCOM visto como bloques en cascada.

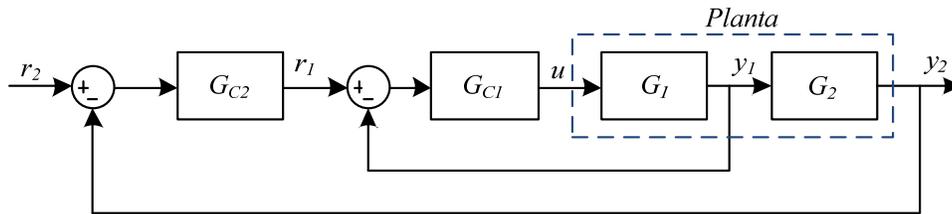
En lo que respecta al bloque interno, con salida de corriente  $i_f$ , es también un filtro pasa-bajas con frecuencia de corte en  $R_f / L_f$ , y una ganancia de  $1/R_f$ . Entre más pequeño es el valor de la inductancia, es más grande el ancho de banda de esta función de transferencia. La entrada a esta función de transferencia ( $\sum_{j=1}^N v_{cdj} u_j - v_{grid}$ ) es la sumatoria del producto de cada señal de control por su correspondiente voltaje de CD y a esta sumatoria se resta el voltaje de red. El voltaje del bus de CD está conformado por un valor constante más un rizo que está al doble de la frecuencia fundamental, y si la señal de control se asume senoidal a frecuencia fundamental, entonces el producto  $v_{cdj} u_j$  da como resultado una señal a frecuencia fundamental más un tercer armónico. Este tercer armónico es directamente proporcional al tamaño del rizo de voltaje y es atenuado por el filtro pasa-bajas de los bloques de salida. De esta manera, la corriente contiene un tercer armónico pero de muy baja

amplitud, y entre más grande el capacitor, este tercer armónico se vuelve despreciable. Típicamente el ancho de banda del bloque interno es mayor que el de los bloques de salida, esto también quiere decir que, la dinámica del bloque interno es más rápida que la de los bloques de salida.

La conexión en cascada del modelo permite la utilización de un control en cascada [50], como se verá en el apartado siguiente.

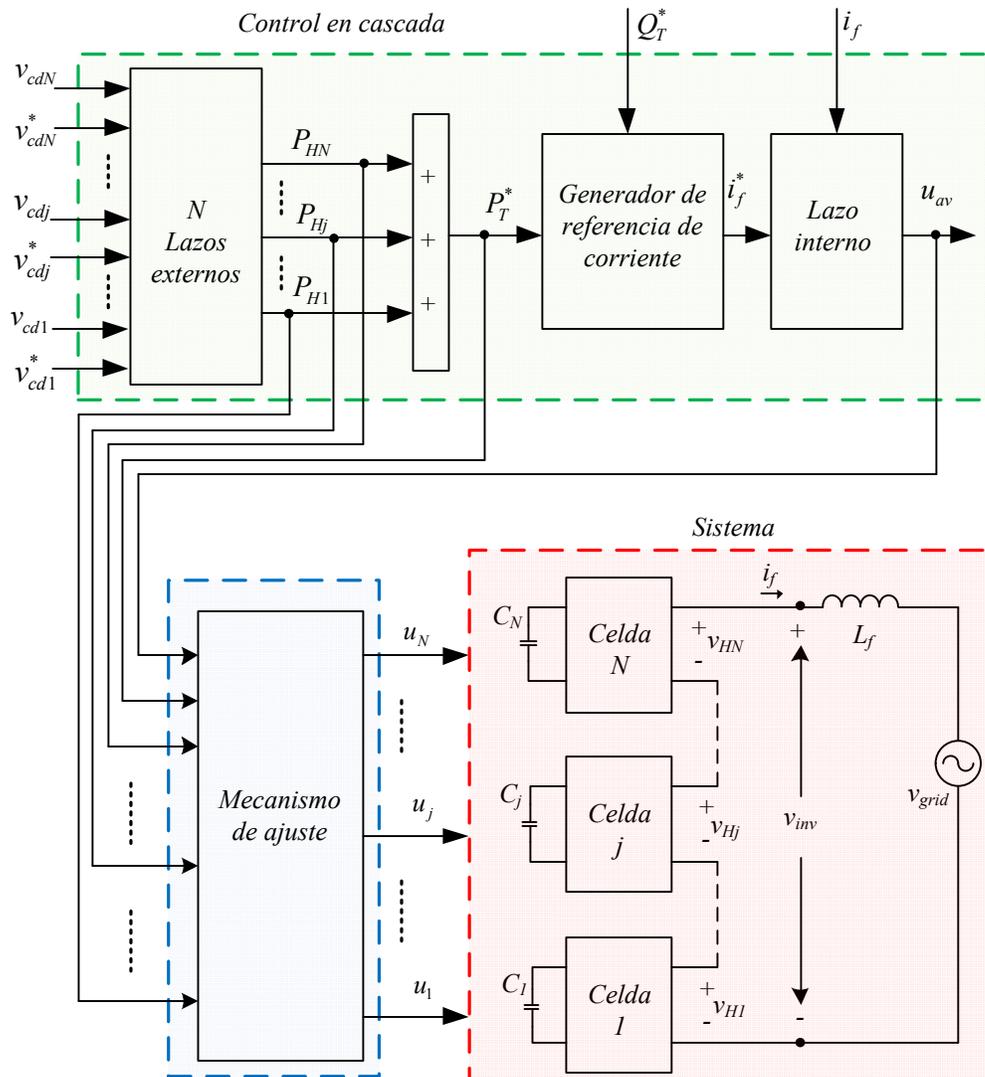
### III.2 Estrategia de control

De acuerdo a [50], en un sistema donde se quieren controlar dos variables con sólo una señal de control, es conveniente visualizar al sistema como una conexión de dos bloques en cascada, donde la salida del primer bloque es la entrada del segundo bloque. Entonces, una estrategia adecuada de control corresponde a un esquema de control en cascada. Como se muestra en la Figura III.3, el control en cascada consiste en controlar con un lazo interno la variable de salida del primer bloque y con un lazo externo la variable de salida del segundo bloque. La salida del bloque de control del lazo externo sirve de referencia al lazo interno.



**Figura III.3** Esquema general de un control en cascada.

Como se puede apreciar en la Figura III.2, se tienen  $N+1$  variables a controlar:  $N$  voltajes de los buses de CD ( $v_{cdj}$ ) y una corriente ( $i_f$ ). Sólo se tienen  $N$  señales de control ( $u_j$ ) y además se puede distinguir la conexión en cascada. Por lo anterior, la propuesta de control se basa en la técnica de control en cascada, con las consideraciones necesarias, ya que se trata de un sistema de múltiples entradas y múltiples salidas. Para desarrollar la estrategia de control se ha tomado como base el trabajo presentado en [48], el cual está orientado a un convertidor simétrico. En este caso se desarrolla una estrategia de control que funciona tanto para convertidores simétricos como asimétricos.



**Figura III.4** Esquema general de la estrategia de control, se conforma de un control en cascada que genera una señal de control promedio y de un mecanismo de ajuste que genera las  $N$  señales de control.

La estrategia de control consta de dos estructuras: la primera genera una señal de control promedio a partir de un esquema de control en cascada; la segunda es un mecanismo de ajuste que genera las  $N$  señales de control a partir de la señal de control promedio. En la Figura III.4 se muestra el esquema de control; la parte que genera la señal de control promedio consiste de  $N$  lazos externos de voltaje y un lazo interno de corriente. Los lazos externos regulan los voltajes en los buses de CD ( $v_{cdj}$ ); cada una de las salidas de control de estos lazos corresponden a una estimación de las pérdidas en cada celda ( $P_{Hj}$ ). Con la suma

de estas pérdidas se forma una parte de la referencia de corriente para el lazo interno, y la otra parte se determina a partir de la potencia reactiva ( $Q_T^*$ ) que se desea inyectar a la red. Con la referencia de corriente adecuada, el lazo interno de corriente puede generar la señal de control promedio ( $u_{av}$ ). Si las pérdidas, las potencias reactivas y los voltajes de CD fueran iguales en cada una de las celdas, entonces la señal de control promedio sería suficiente para poder hacer la regulación de los buses de CD además de inyectar la potencia reactiva que la red demande. Sin embargo, aun para un convertidor simétrico donde los voltajes de los buses de CD y las potencias reactivas son iguales en cada celda, las pérdidas son diferentes. Para un convertidor asimétrico las pérdidas, potencias reactivas y los voltajes de CD siempre son diferentes. Por ello es necesario tener un mecanismo de ajuste que permita, a partir de la señal de control promedio y de las pérdidas estimadas por los lazos externos, obtener cada una de las  $N$  señales de control.

### III.2.1 Control en cascada que genera la señal de control promedio

Si  $v_{grid} = V_p \cos(\omega t)$  e  $i_f = I_p \cos(\omega t - \varphi)$ , donde  $\omega$  es la frecuencia de red,  $V_p$  e  $I_p$  son los valores pico del voltaje y la corriente respectivamente, y  $\varphi$  es el ángulo entre  $v_{grid}$  e  $i_f$ , la potencia instantánea se puede escribir como:

$$p(t) = V_p \cos(\omega t) [I_p \cos(\varphi) \cos(\omega t) + I_p \sin(\varphi) \sin(\omega t)] \quad (III.5)$$

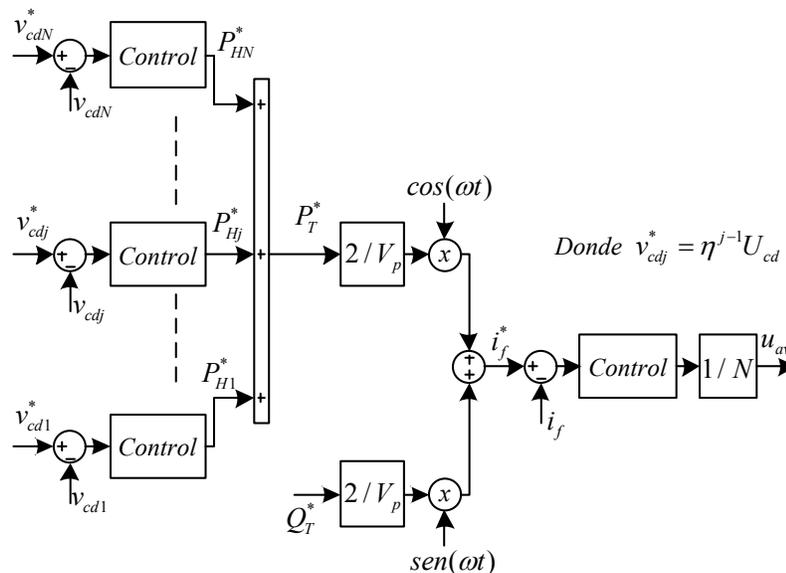
De aquí que las potencias totales activa y reactiva que el convertidor puede suministrar a la red quedan como:

$$P_T = \frac{1}{2} V_p I_p \cos(\varphi) \quad (III.6)$$

$$Q_T = \frac{1}{2} V_p I_p \sin(\varphi) \quad (III.7)$$

Usando estas dos ecuaciones se pueden generar las referencias de corriente en el esquema de control de la Figura III.5.

El lazo interno de corriente genera la señal de control promedio que asegura la correcta inyección de corriente del convertidor hacia la red de tal manera que se suministre la potencia reactiva y que se compensen las pérdidas en cada celda. Los  $N$  lazos externos de voltaje garantizan la regulación de los buses de CD, ya que se encargan de hacer un estimado de las pérdidas en cada celda y a partir de ello se genera una parte de la referencia del lazo interno de corriente, con ayuda de la ecuación (III.6). La otra parte de la referencia de corriente, correspondiente a la potencia reactiva, se obtiene con la ecuación (III.7). Como se observa en la Figura III.5, la parte de la referencia de corriente que corresponde a las pérdidas se multiplica por el  $\cos(\omega t)$ , ya que ésta debe de estar en fase con el voltaje de red; mientras que la parte correspondiente a la potencia reactiva se multiplica por el  $\text{sen}(\omega t)$ , porque debe de estar en cuadratura con el voltaje de red.



**Figura III.5** Esquema de control en cascada que genera la señal de control promedio.

### III.2.2 Mecanismo de ajuste que genera las $N$ señales de control

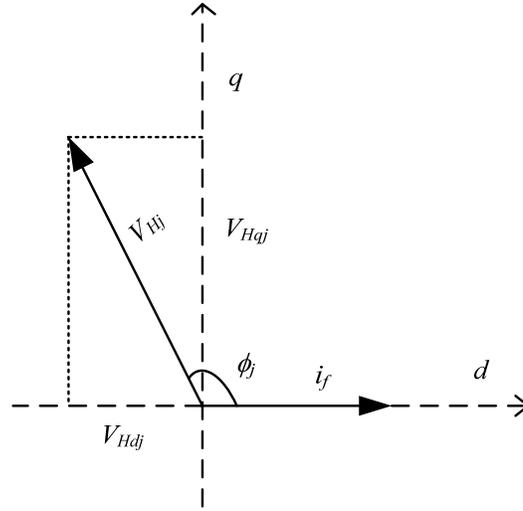
Al igual que la corriente de referencia, la señal de control promedio ( $u_{av}$ ) se puede descomponer en dos señales, una que está en fase con el voltaje de la red y la otra en cuadratura. A diferencia de la referencia de corriente, la componente que está en fase con el voltaje de red es la encargada del suministro de potencia reactiva, mientras que la componente que está en cuadratura es la que está encargada de la regulación de los buses de

CD. La componente de  $u_{av}$ , que está en fase con el voltaje de red hace que cada celda suministre una potencia reactiva individual, proporcional al valor de voltaje de su correspondiente bus de CD ( $v_{cdj} = \eta^{j-1}U_{cd}$ ). En el caso de un convertidor simétrico, las potencias reactivas individuales serán iguales, mientras que para un convertidor asimétrico las potencias se repartirán siguiendo la secuencia de múltiplos de dos (convertidor binario) o de tres (convertidor trinario). La suma de las contribuciones de potencia reactiva de cada celda deberá dar como resultado la inyección de la potencia reactiva total con la que fue generada esta componente de  $u_{av}$ . Una condición necesaria para conseguir el desempeño descrito, es que los voltajes en los buses de CD estén correctamente regulados. Si se aplica a cada una de las celdas la parte de  $u_{av}$ , que está en cuadratura con el voltaje de red, lo más probable es que no se pueda lograr una buena regulación en los buses de CD, ya que las pérdidas seguramente son diferentes. Con lo expuesto anteriormente, una forma de regular adecuadamente los voltajes en los buses de CD es haciendo un ajuste a  $u_{av}$ , pero únicamente en la componente que está en cuadratura con el voltaje de red, es decir, únicamente en la componente encargada de la compensación de pérdidas. El ajuste a  $u_{av}$ , se hace para cada celda, generando las  $N$  señales de control.

Tomando en cuenta un marco de referencia  $DQ$ , la corriente  $i_f$  se ubica en la dirección  $d$  y entonces los voltajes de salida de cada una de las celdas tienen una fase  $\phi_j$  respecto de  $i_f$  (Figura III.6). Las potencias activa (pérdidas) y reactiva, vistas desde la  $j$ -ésima celda se pueden escribir como:

$$P_{Hj} = \frac{1}{2} I_p V_{Hj} \cos(\phi_j) = \frac{1}{2} I_p \eta^{j-1} m_j U_{cd} \cos(\phi_j) = \frac{1}{2} I_p V_{Hdj} \quad (\text{III.8})$$

$$Q_{Hj} = \frac{1}{2} V_{Hj} I_p \sin(\phi_j) = \frac{1}{2} \eta^{j-1} m_j U_{cd} I_p \sin(\phi_j) = \frac{1}{2} V_{Hjq} I_p \quad (\text{III.9})$$



**Figura III.6** Corriente y voltaje de una celda del convertidor, ubicados en el marco de referencia  $DQ$ .

El voltaje pico de salida de cada celda está dado por:  $V_{Hj} = m_j V_{cdj} = m_j \eta^{j-1} U_{cd}$ , donde  $m_j$  es el  $j$ -ésimo índice de modulación y  $V_{Hdj} = \eta^{j-1} m_j U_{cd} \cos(\phi_j)$ . El interés se ubica únicamente en la potencia activa ya que es el término directamente relacionado con las pérdidas de cada celda, y al compensar estas pérdidas mediante la manipulación de  $V_{Hdj}$  se logra mantener la regulación de los buses de CD. También, la potencia activa en cada celda se puede ver como una potencia activa promedio más una desviación.

$$P_{Hj} = \frac{1}{2} V_{Hdj} I_p = P_{Hav} + \Delta P_{Hj} = \frac{1}{2} (V_{Hdav} + \Delta V_{Hdj}) I_p \quad (\text{III.10})$$

donde  $P_{Hav} = \frac{1}{2} V_{Hdav} I_p$ ,  $\Delta P_{Hj} = \frac{1}{2} \Delta V_{Hdj} I_p$  y considerando (III.8) y (III.10), la desviación en voltaje está dada por:

$$\Delta V_{Hdj} = \frac{2(P_{Hj} - P_{Hav})}{I_p} \quad \text{para } j = 1, 2, \dots, N-1 \quad (\text{III.11})$$

El subíndice  $j$ , va de 1 a  $N-1$  ya que la suma total de todas las  $\Delta V_{Hdj}$  debe ser cero para no alterar la potencia activa total que generó a la señal de control promedio, por tanto:

$$\Delta P_{HN} = -\sum_{j=1}^{N-1} \Delta P_{Hj} \Rightarrow \Delta V_{HdN} = -\sum_{j=1}^{N-1} \Delta V_{Hdj} \quad (\text{III.12})$$

Si  $V_{Hj} = m_j V_{cdj}$  y  $V_{Hdj} = V_{Hj} \cos(\phi_j) = m_j \cos(\phi_j) V_{cdj}$ , entonces la componente de la señal de control en la dirección  $d$  del marco de referencia  $DQ$  se define como:  $u_{dj} = m_j \cos(\phi_j)$  y su respectiva desviación se puede definir como:  $\Delta u_{dj} = \Delta(m_j \cos(\phi_j))$ . Por lo tanto:

$$\Delta u_{dj} = \frac{2(P_{Hj} - P_{Hav})}{I_p V_{cdj}} \quad \text{para } N = 1, 2, \dots, N-1 \quad (\text{III.13})$$

y

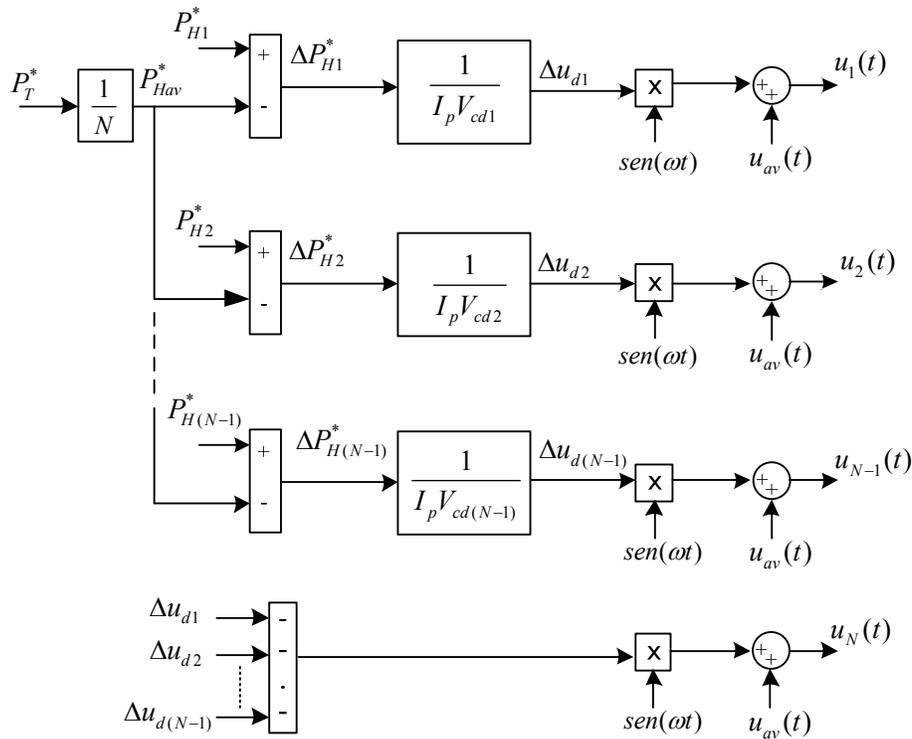
$$\Delta u_{dN} = -\sum_{j=1}^{N-1} \Delta u_{dj} \quad (\text{III.14})$$

Finalmente, una señal de control individual para la  $j$ -ésima celda es la suma de la señal de control promedio más su respectiva desviación dada por (III.22).

$$u_j(t) = u_{av}(t) + \Delta u_{dj} \text{sen}(\omega t) \quad (\text{III.15})$$

El diagrama mostrado en la Figura III.7 se obtiene de (III.13), (III.14) y (III.15). Se resalta el hecho de que  $\Delta u_{dj}$  es el valor pico de una señal senoidal que es ortogonal al voltaje de la red. Si el voltaje de salida del convertidor está en fase con el voltaje de red  $v_{grid}$ , se genera una corriente en cuadratura con  $v_{grid}$ , lo que corresponde a una potencia reactiva. Si el voltaje de salida del convertidor está en cuadratura con  $v_{grid}$ , se genera una corriente en fase con  $v_{grid}$ , lo que corresponde a una potencia activa. Entonces para que el voltaje de salida de cada celda esté en cuadratura con el voltaje de red,  $\Delta u_{dj}$  se debe multiplicar por  $\text{sen}(\omega t)$ . Se

debe notar también, que las  $P_{Hj}$ ,  $P_T$  y la señal de control promedio ( $u_{av}$ ) vienen del esquema de la Figura III.5, así como se muestra en la Figura III.4.



**Figura III.7** Mecanismo de ajuste que complementa la estrategia de control generando las  $N$  señales de control a partir de la señal de control promedio originada en el esquema de la Figura III.5.

La estrategia de control, esquematizada en las Figuras III.5 y III.7, aplica tanto para convertidores simétricos como asimétricos manteniendo regulados los buses de CD y suministrando la potencia reactiva que demanda la red. El valor pico de la corriente  $I_p$  se puede obtener introduciendo la corriente  $i_f$  a un bloque de transformada  $DQ$  monofásica [51] y se puede calcular en tiempo real de la siguiente forma:  $I_p = \sqrt{i_d^2 + i_q^2}$ , donde  $i_d$  e  $i_q$  son las dos componentes de  $i_f$  en el marco  $DQ$ .

### III.3 Resultados en simulación

Con la finalidad de verificar el desempeño de la estrategia de control se presentan varias simulaciones en PSIM<sup>®</sup>. La técnica de conmutación utilizada es la de modulación de

ancho de pulso con portadoras desplazadas en fase (PSCPWM, por sus siglas en inglés), tanto para el convertidor simétrico como para el asimétrico. Se utilizan controladores  $PI$ , tanto para el lazo interno de corriente, como para los lazos externos de voltaje mostrados en la Figura III.5.

Antes de entrar de lleno a las pruebas en simulación, se van a retomar algunas ecuaciones del Capítulo II con la finalidad de hacer más clara la presentación de los resultados. Estas ecuaciones tienen la finalidad de poder hacer una estimación de la potencia reactiva en las terminales del convertidor ( $Q_{inv}$ ) a partir de la potencia reactiva que se desea inyectar a la red ( $Q_r$ ), ya que como se podrá notar en los resultados, estas dos potencias son diferentes. En los resultados también se muestra la contribución de potencia reactiva que hace cada celda, por ello también se retoma la ecuación que muestra cómo se hace la distribución de  $Q_{inv}$  en cada una de las celdas.

Si las pérdidas totales del convertidor están dadas por  $P_T$  y la potencia reactiva que se desea inyectar a la red es  $Q_r$ , entonces el voltaje de salida del convertidor tendrá la siguiente amplitud y el siguiente ángulo de fase, respecto del voltaje de red.

$$V_{inv} = \frac{2\omega L_f P_T}{V_p \text{sen}(\alpha)} \quad (\text{III.16})$$

$$\alpha = \tan^{-1} \left( \frac{P_T}{\frac{V_p^2}{2\omega L_f} - Q_r} \right) \quad (\text{III.17})$$

Esto viene de las ecuaciones (II.40) y (II.41).

También, se sabe que la potencia reactiva en las terminales del voltaje de red ( $Q_{inv}$ ) está dada por:

$$Q_{inv} = \frac{V_{inv}(V_p \cos(\alpha) - V_{inv})}{2\omega L_f} \quad (III.18)$$

Del Capítulo II se sabe que la forma en que se distribuye  $Q_{inv}$  en cada celda está dada por:

$$Q_{Hj} = \frac{\eta^{j-1}}{\sum_{k=1}^N \eta^{k-1}} Q_{inv} \quad (III.19)$$

Por otro lado, en los resultados se estará observando cómo el tamaño del rizo de tensión depende de la amplitud de las señales de control dado por el índice de modulación  $m_j$  y de la amplitud de corriente  $I_p$ .

$$\Delta V_{cdj} = \frac{m_j I_p}{2\omega C_j} = \frac{V_{Hj} I_p}{2\omega V_{cdj} C_j} \quad (III.20)$$

Considerando un ángulo  $\alpha_j$  cercano a cero, se puede tener una aproximación de  $V_{Hj}$  a partir de  $V_{inv}$ . Bajo esta misma consideración,  $I_p$  se obtiene con (III.22).

$$V_{Hj} \approx \frac{\eta^{j-1}}{\sum_{k=1}^N \eta^{k-1}} V_{inv} \quad (III.21)$$

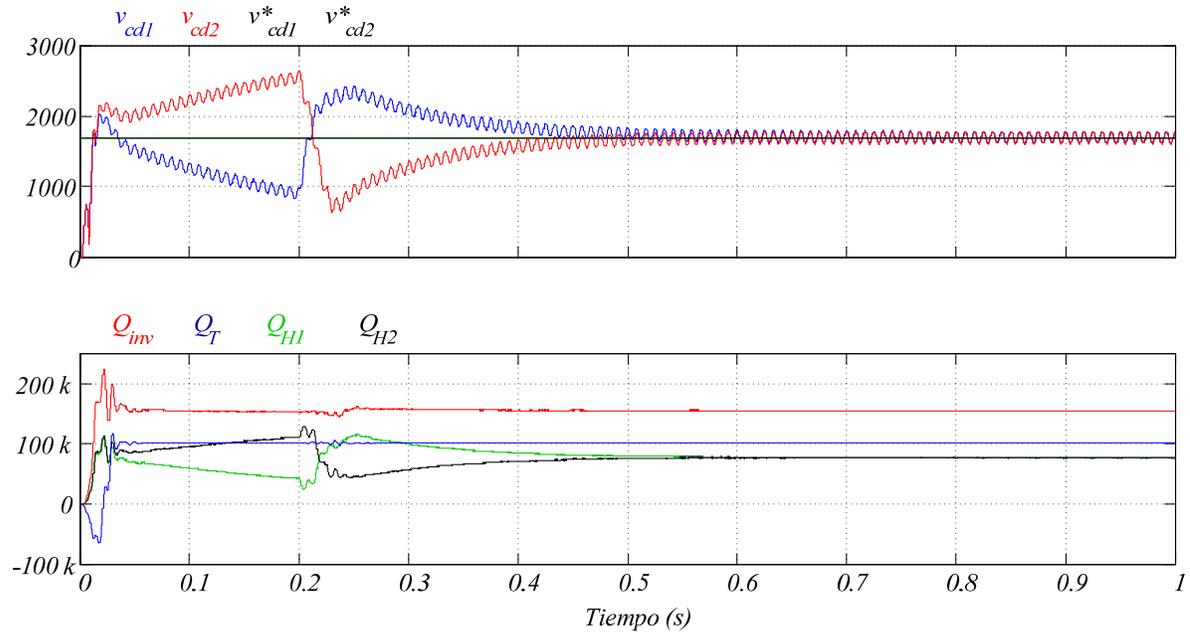
$$I_p \approx \frac{2Q_T}{V_p} \quad (III.22)$$

### III.3.1 Resultados para el convertidor simétrico

En primer lugar se muestran los resultados correspondientes al convertidor simétrico, se trata de un convertidor de dos celdas. La Tabla III.1 muestra los parámetros que se utilizaron para estas pruebas. En el anexo B se muestra el procedimiento para sintonizar los controladores.

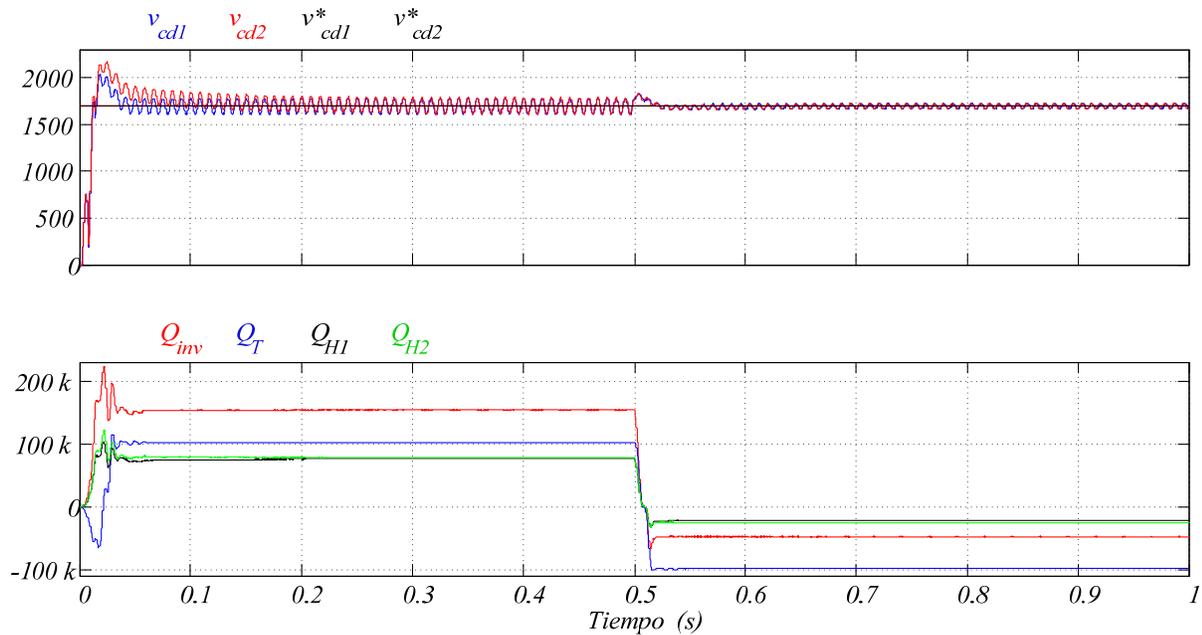
**Tabla III.1** Parámetros para el STATCOM en lazo cerrado con convertidor simétrico de dos celdas.

Convertidor simétrico	
Parámetro	Valor
$Q_{max}$	200 kVAR
$v_{grid} (V_p)$	1697 V @ 60 Hz
$V_{cd1} = V_{cd2}$	1697V
$C_1 = C_2$	700uF;
Pérdidas ( $R_1, R_2$ )	200Ω, 5kΩ
Frec. conmutación.	5kHz
$L_f$	19 mH
PI, lazo de corriente ( $K_p, T_i$ )	0.05, 0.0002s
PI, lazos de voltaje ( $K_p, T_i$ )	80, 0.1s


**Figura III.8** Voltaje de CD y potencias reactivas en la red y en el convertidor. Antes de  $t=0.2$  s no se aplica el mecanismo de ajuste de la estrategia control, después de este tiempo es aplicado.

La Figura III.8 muestra cómo trabaja la estrategia de regulación. De  $t=0$  a  $t=0.2$  s, únicamente se aplica la señal de control promedio ( $u_{av}$ ) a ambas celdas, las cuales tienen pérdidas diferentes; es decir, no se está utilizando el mecanismo de ajuste de la Figura III.7. No se logra la regulación de los buses de CD, aunque sí se inyecta la potencia reactiva

deseada. En  $t=0.2$  s se aplica el mecanismo de ajuste y se aprecia cómo las pérdidas se compensan adecuadamente, logrando la regulación de los buses de CD; en este caso el STATCOM está trabajando en modo capacitivo con una referencia de potencia reactiva de 100 kVAR. Como los voltajes en los buses de CD son iguales, la contribución de potencia reactiva de cada celda es la misma.



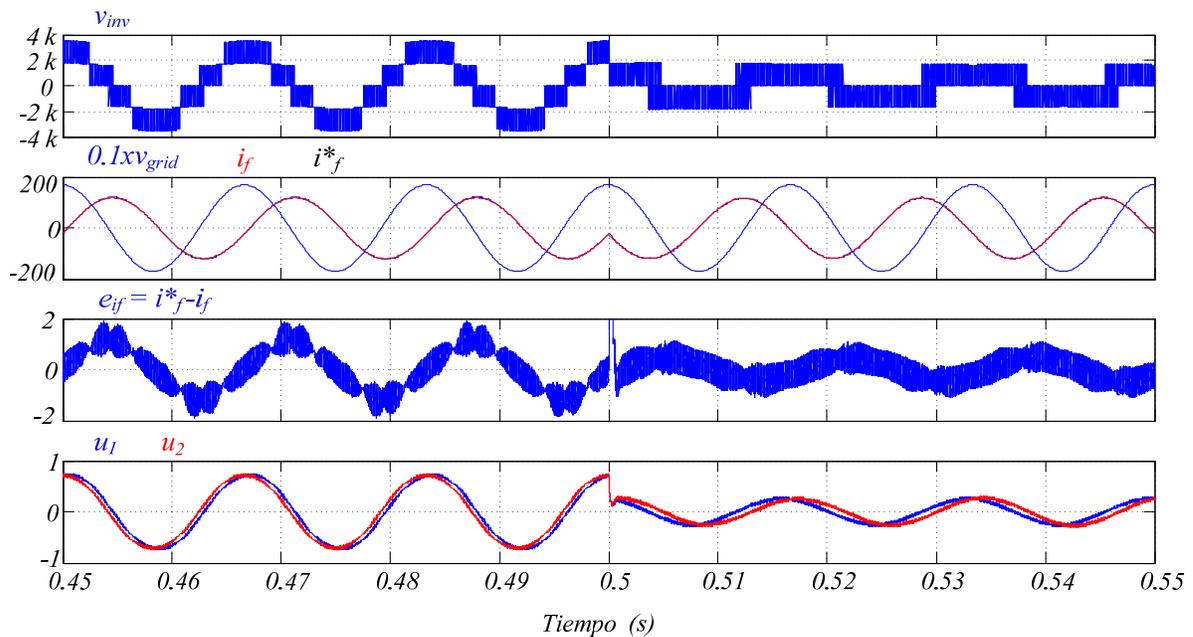
**Figura III.9** Voltajes de CD y potencias reactivas en la red y en el convertidor; en  $t=0.5$  s se aplica un cambio de referencia de potencia reactiva de 100 kVAR a -100 kVAR.

Las gráficas de la Figura III.9 muestran la respuesta con el mecanismo de ajuste aplicado, y en  $t=0.5$  s se lleva a cabo un cambio del modo de operación capacitivo al modo inductivo. Para el modo capacitivo la referencia de potencia reactiva es de 100 kVAR, mientras que para el modo inductivo la referencia es de -100 kVAR. Se aprecia la diferencia entre la potencia reactiva en las terminales del convertidor ( $Q_{inv}$ ) y la vista en las terminales desde la red ( $Q_T$ ).  $Q_{inv}$  se obtiene de (III.18) y su distribución en cada una de las celdas se lleva a cabo como lo indica (III.19); los parámetros de desempeño se encuentran en la Tabla III.2. Se observa que la estrategia tiene buen desempeño aun con el cambio de operación del convertidor, ya que los voltajes de CD siguen bien regulados. También se observa cómo el tamaño del rizo de voltaje cambia al pasar de un modo de operación a otro, esto se debe a que el rizo de voltaje depende el índice de modulación y del valor pico de la corriente  $i_f$ , como

se observa en la ecuación (III.20). Los valores de porcentajes de rizo de tensión se encuentran en la Tabla III.2.

**Tabla III.2** Valores de algunos de los parámetros presentados en las Figuras III. 9, III.10 y III.12.

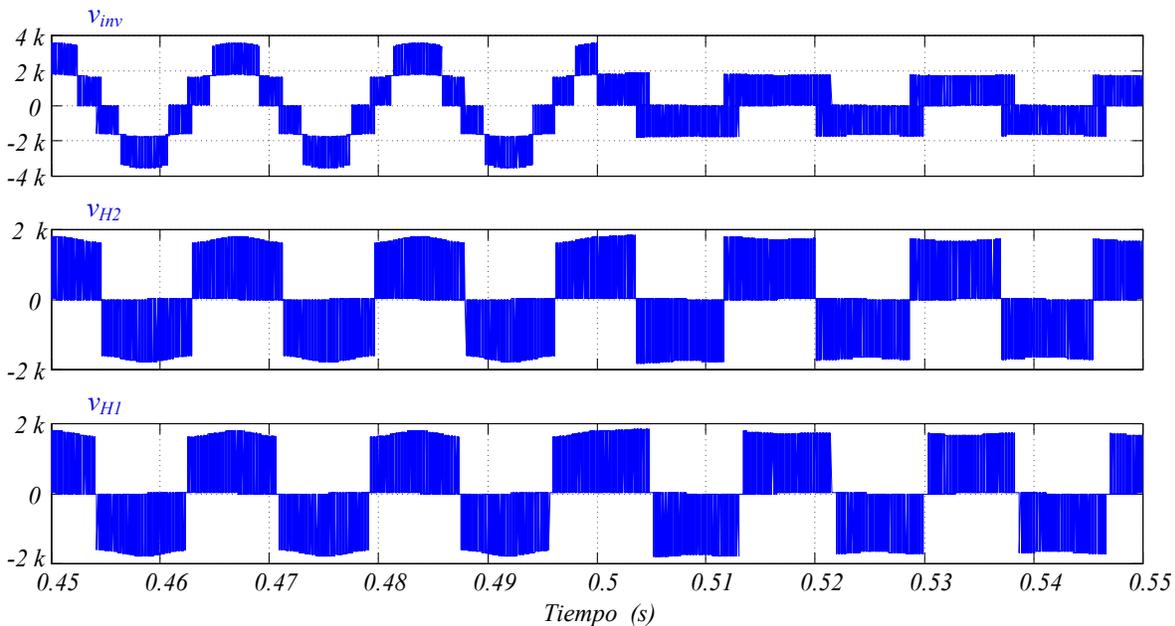
Modo capacitivo		Modo inductivo	
Parámetro	Valor	Parámetro	Valor
$Q_T$	100 kVAR	$Q_T$	-100 kVAR
$Q_{inv}$	151.77 kVAR	$Q_{inv}$	-48.23 kVAR
$Q_{H1}$	75.88 kVAR	$Q_{H1}$	-2.41 kVAR
$Q_{H2}$	75.88 kVAR	$Q_{H2}$	-2.41 kVAR
$I_p$	117.86 A	$I_p$	117.86 A
$V_{inv}$	2544.3 V <sub>pico</sub>	$V_{inv}$	862.14 V <sub>pico</sub>
$V_{H1}$	1272.2 V <sub>pico</sub>	$V_{H1}$	431.07 V <sub>pico</sub>
$V_{H2}$	1272.2 V <sub>pico</sub>	$V_{H2}$	431.07 V <sub>pico</sub>
$\Delta V_{cd1}$	9.87 %	$\Delta V_{cd1}$	3.37 %
$\Delta V_{cd2}$	9.87 %	$\Delta V_{cd2}$	3.37 %



**Figura III.10** Detalle de  $v_{inv}$ ,  $v_{grid}$ ,  $i_f$ , el error de seguimiento de la corriente y las señales de control, alrededor de  $t=0.5$  s, cuando el STATCOM pasa del modo capacitivo al modo inductivo.

La Figura III.10 muestra un detalle de algunas variables en la vecindad de  $t=0.5$  s; en ese instante se lleva a cabo el cambio de referencia de potencia reactiva. Se muestra el voltaje

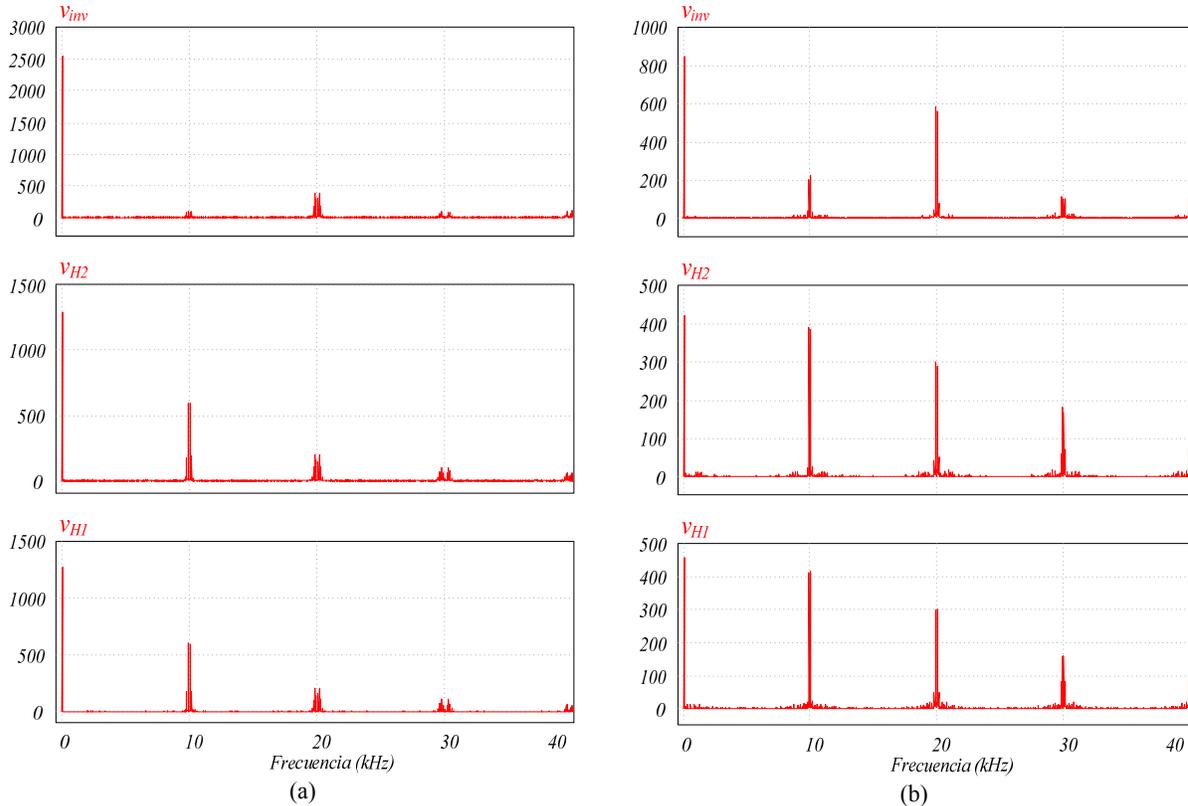
de salida del convertidor ( $v_{inv}$ ), donde se aprecia la técnica de conmutación. Cuando el STATCOM opera en modo capacitivo, el voltaje presenta los 5 niveles; mientras que en modo inductivo sólo se observan 3 niveles. Esto refleja la operación normal de la técnica de conmutación PSCPWM, donde para índices de modulación superiores a 0.5 se tienen 5 niveles y para menores a este valor se tiene 3 niveles (ver Anexo A). También se muestran el voltaje de red ( $v_{grid}$ ) junto con la corriente ( $i_f$ ) donde se aprecia que la fase de la corriente es de  $-90^\circ$  en modo capacitivo y de  $90^\circ$  en modo inductivo. Para facilitar la comparación, el voltaje de red se escala por un factor de 0.1. El valor pico de la corriente se encuentra en la Tabla III.2. También se muestra error de seguimiento de la corriente. Finalmente se muestran las dos señales de control, donde es posible ver el desfase debido a que las pérdidas son diferentes y también se puede observar que cuando trabaja en modo capacitivo el índice de modulación es mayor que 0.5, mientras que para el modo inductivo es menor que 0.5.



**Figura III.11** Detalle de  $v_{inv}$ , y de los voltajes de salida de cada celda, alrededor de  $t=0.5$  s, cuando el STATCOM pasa del modo capacitivo al modo inductivo.

En la Figura III.11 se presentan las formas de onda del voltaje de salida del convertidor y los voltajes de salida de cada una de las celdas. Cada celda utiliza la modulación por ancho de pulso de tres niveles. La ondulación que se observa en la amplitud de estas formas de onda

se debe al rizo de tensión en los buses de CD, esta ondulación se puede minimizar haciendo más grande el valor de los capacitores de los buses de CD; sin embargo, en este caso no es necesario ya que el STATCOM tiene un adecuado funcionamiento. En el voltaje de salida del convertidor, los 5 niveles en modo capacitivo se forman por el adecuado desfaseamiento que existe entre las portadoras correspondientes a cada celda.



**Figura III.12** Espectro en frecuencia de  $v_{inv}$  y de los voltajes de salida de cada celda, cuando el STATCOM multinivel simétrico opera en: (a) modo capacitivo, (b) modo inductivo.

La Figura III.12 presenta el contenido armónico del voltaje de salida del convertidor y de los voltajes de salida de cada celda. Los valores aproximados de los voltajes del convertidor, a frecuencia fundamental, se encuentran en la Tabla III.2. La Figura III.12(a) corresponde al modo capacitivo, mientras que la Figura III.12(b) corresponde al modo inductivo. En ambos modos de operación, en los voltajes de salida de cada celda, los armónicos más próximos a la fundamental se encuentran alrededor del doble de la frecuencia de conmutación. La suma de los voltajes individuales conforma el voltaje de salida del

inversor; de acuerdo a la técnica de conmutación empleada, los armónicos de  $v_{inv}$  alrededor del doble de la frecuencia de conmutación se deberían de cancelar; sin embargo, sólo se minimizan. La razón es la siguiente: en la técnica de modulación que se ha empleado para este tipo de inversores multinivel, el patrón de conmutación se genera a partir de moduladoras idénticas; en el caso del STATCOM normalmente se tienen moduladoras diferentes, ya que se requiere compensar las pérdidas que son diferentes en cada celda. Debido a esto, los armónicos alrededor del doble de la frecuencia de conmutación no se pueden cancelar, únicamente se minimizan, esto se presenta en mayor detalle en el Anexo A.

### III.3.2 Resultados para el convertidor asimétrico

Los siguientes resultados tienen la finalidad de mostrar que la estrategia de control trabaja tanto para convertidores simétricos como asimétricos. La Tabla III.3 muestra los parámetros que se utilizan tanto para un convertidor asimétrico binario como para un trinario. La sintonización se lleva a cabo de la misma manera que para el convertidor simétrico, y el procedimiento se muestra en el anexo B.

**Tabla III.3** Parámetros para el STATCOM en lazo cerrado con convertidor asimétrico de tres celdas.

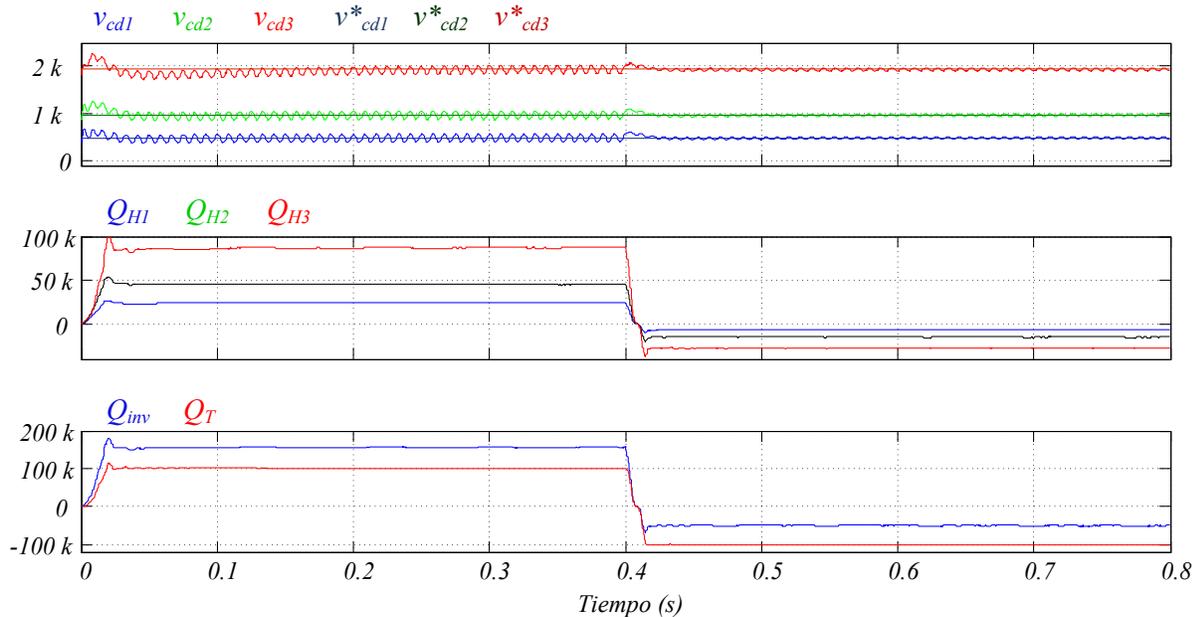
Convertidor binario		Convertidor trinario	
Parámetro	Valor	Parámetro	Valor
$Q_{max}$	200 kVAR	$Q_{max}$	200 kVAR
$v_{grid}(V_p)$	1697 V @ 60 Hz	$v_{grid}(V_p)$	1697 V @ 60 Hz
$U_{cd}$	485V	$U_{cd}$	261V
$C_1 = C_2 = C_3;$	700uF;	$C_1 = C_2 = C_3;$	700uF;
Pérdidas ( $R_1, R_2, R_3$ )	1.2 k $\Omega$ , 600 $\Omega$ , 300 $\Omega$	Pérdidas ( $R_1, R_2, R_3$ )	1.2 k $\Omega$ , 600 $\Omega$ , 300 $\Omega$
Frec. Conmutación (celda <sub>1</sub> , celda <sub>2</sub> , celda <sub>3</sub> )	1.8kHz	Frec. conmutación (celda <sub>1</sub> , celda <sub>2</sub> , celda <sub>3</sub> )	1.8kHz
$L_f$	19 mH	$L_f$	19 mH
PI, lazo de corriente ( $K_p, T_i$ )	0.01, 0.0001s	PI, lazo de corriente ( $K_p, T_i$ )	0.01, 0.0001s
PI, lazos de voltaje ( $K_p, T_i$ )	50, 0.1s	PI, lazos de voltaje ( $K_p, T_i$ )	50, 0.1s

Las Figuras de la III.13 a la III.16 muestran resultados para el convertidor binario, mientras que las Figuras de la III.17 a la III.20 corresponden al caso trinario. Ambos convertidores son de tres celdas.

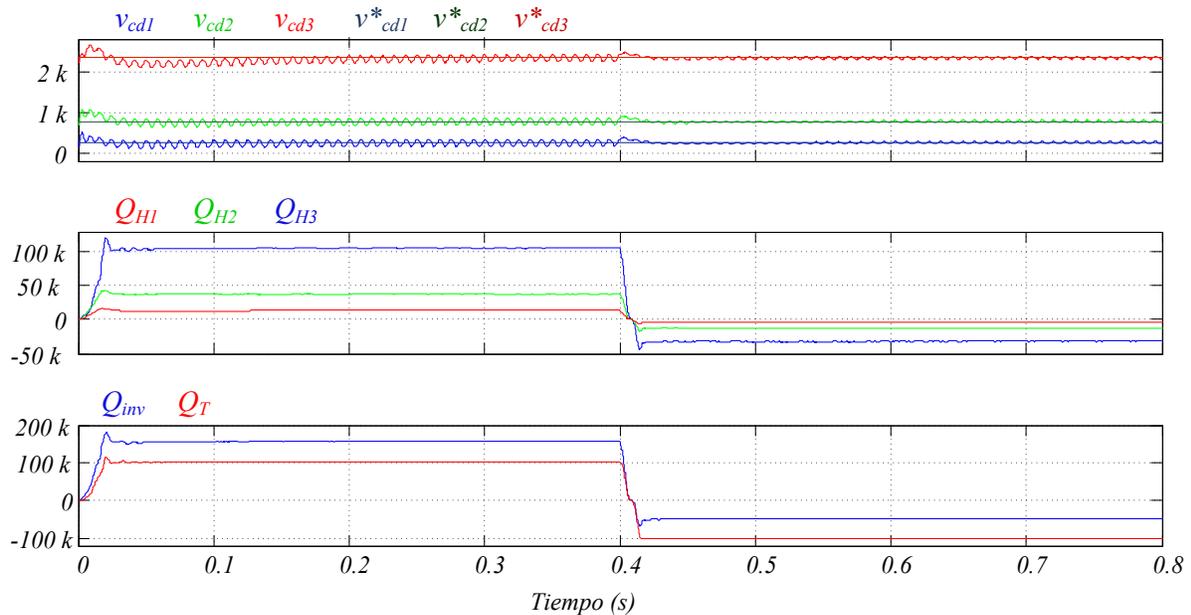
Para mostrar la operación del STATCOM, se programa un cambio de 100 kVAR (modo capacitivo) a -100 kVAR (modo inductivo) en  $t=0.4$  s. En las Figuras III.13 y III.14 se puede observar que los voltajes de CD se estabilizan siguiendo la relación  $v_{cdj} = \eta^{j-1}U_{cd}$ , con  $U_{cd}$  especificado en la Tabla III.3. La potencia reactiva que hay en las terminales del convertidor ( $Q_{inv}$ ), dada por (III.18), se reparte en las celdas de acuerdo con (III.19). Los porcentajes de los rizados de tensión y los valores de las potencias reactivas se encuentran en las Tabla III.4, para el convertidor binario y trinario, respectivamente.

**Tabla III.4** Potencias, amplitudes de voltajes y porcentajes de rizo de tensión para los convertidores binario y trinario, ambos de tres celdas.

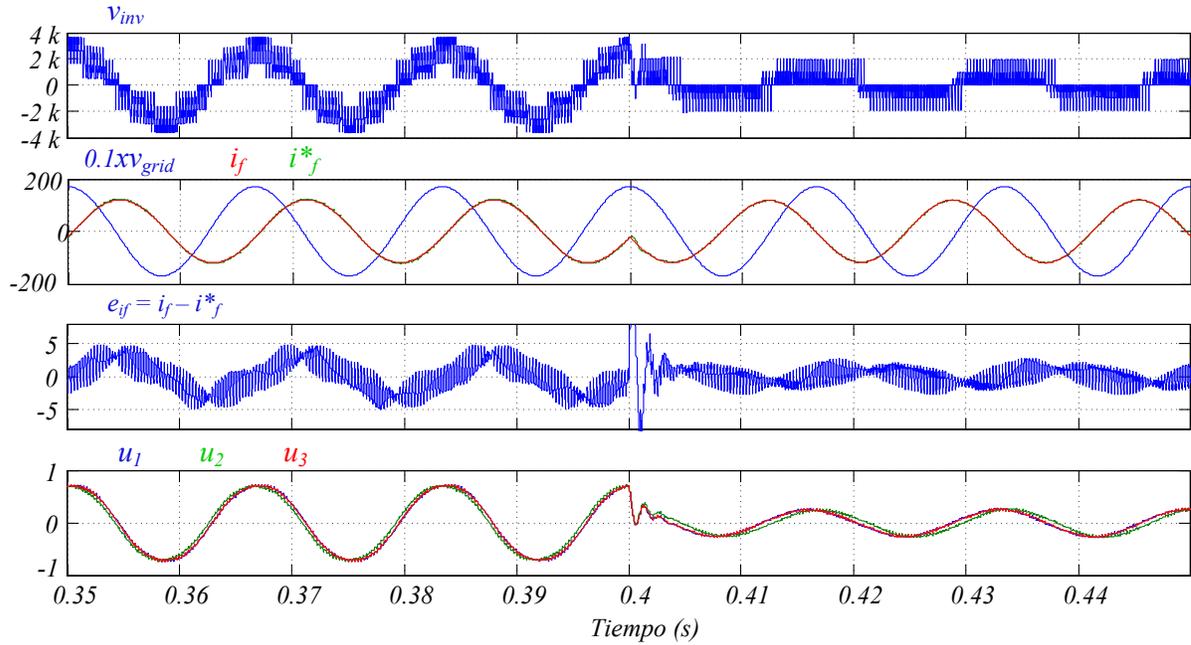
Parámetro	Convertidor binario		Convertidor trinario	
	Modo capacitivo	Modo inductivo	Modo capacitivo	Modo inductivo
$Q_T$	100 kVAR	-100 kVAR	100 kVAR	-100 kVAR
$Q_{inv}$	150.76 kVAR	-49.23 kVAR	151.63 kVAR	-48.36 kVAR
$Q_{H1}$	21.53 kVAR	-7.03 kVAR	11.66 kVAR	-3.72 kVAR
$Q_{H2}$	43.07 kVAR	-14.06 kVAR	34.99 kVAR	-11.16 kVAR
$Q_{H3}$	86.15 kVAR	-28.13 kVAR	104.98 kVAR	-33.48 kVAR
$I_p$	117.86 A	117.86 A	117.86 A	117.86A
$V_{inv}$	2544 V	861.33 V <sub>pico</sub>	2546.5 V	868.54 V <sub>pico</sub>
$V_{H1}$	363.43 V	123.05 V <sub>pico</sub>	195.88 V	66.81 V <sub>pico</sub>
$V_{H2}$	726.87 V	246.09 V <sub>pico</sub>	587.65 V	200.43 V <sub>pico</sub>
$V_{H3}$	1453.7 V	492.19 V <sub>pico</sub>	1763 V	601.3 V <sub>pico</sub>
$\Delta V_{cd1}$	34.52 %	11.688 %	64.17 %	21.88%
$\Delta V_{cd2}$	17.26 %	5.8439 %	21.39 %	7.29 %
$\Delta V_{cd3}$	8.63 %	2.9219 %	7.13 %	2.43 %



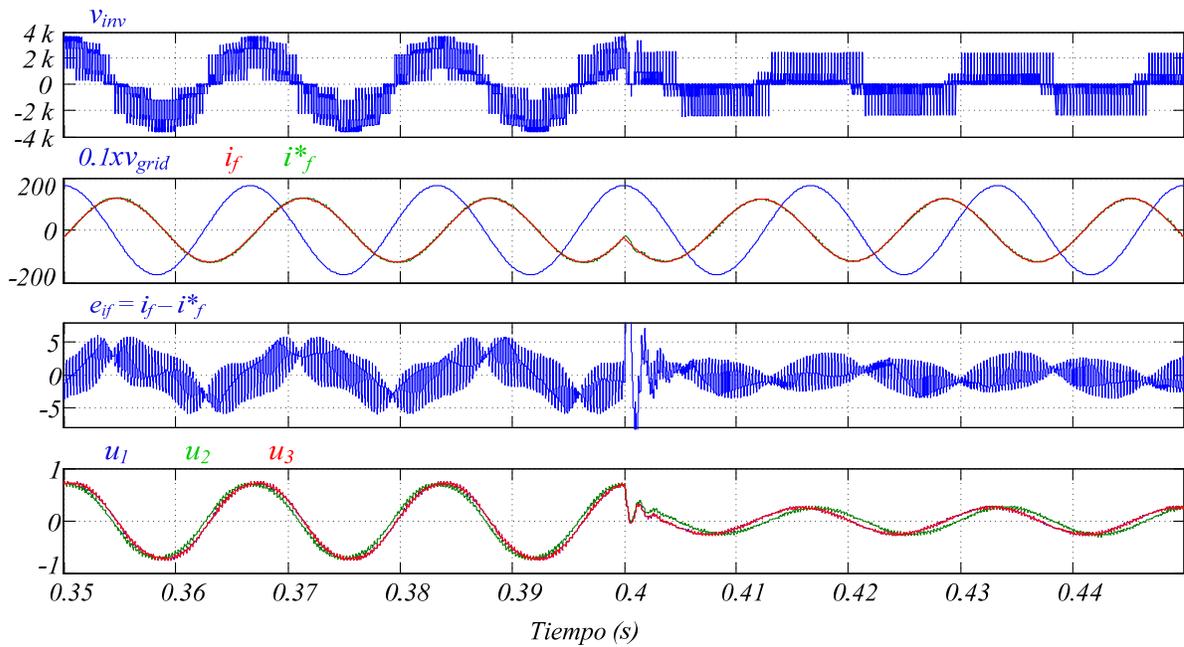
**Figura III.13** Voltajes de CD y potencias reactivas para un convertidor asimétrico binario de 3 celdas con un cambio de referencia de 100 kVAR a -100 kVAR en  $t=0.4$  s.



**Figura III.14** Voltajes de CD y potencias reactivas para un convertidor asimétrico trinario de 3 celdas con un cambio de referencia de 100 kVAR a -100 kVAR en  $t=0.4$  s.



**Figura III.15** Detalle de  $v_{inv}$ ,  $v_{grid}$ ,  $i_f$ , el error de seguimiento de corriente y las señales de control, alrededor de  $t=0.4$  s, cuando el STATCOM multinivel binario pasa del modo capacitivo al modo inductivo.



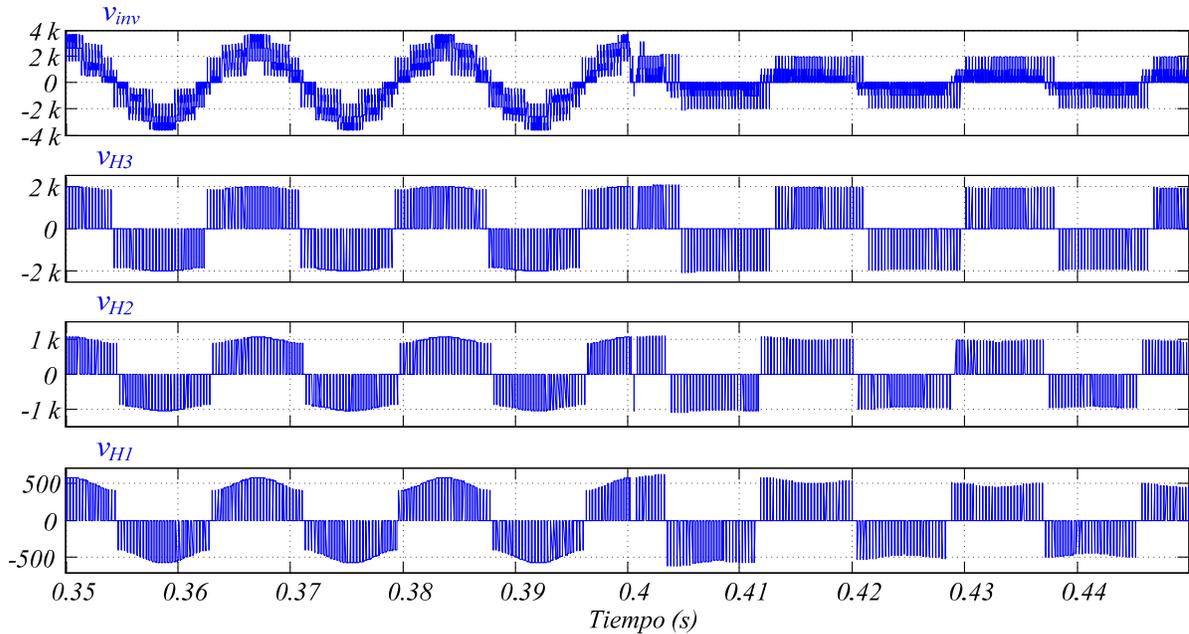
**Figura III.16** Detalle de  $v_{inv}$ ,  $v_{grid}$ ,  $i_f$ , el error de seguimiento de corriente y las señales de control, alrededor de  $t=0.5$  s, cuando el STATCOM multinivel trinario pasa del modo capacitivo al modo inductivo.

En las Figuras III.15 y III.16 se presenta un acercamiento de algunas señales alrededor de  $t=0.4$  s. Se muestra el voltaje de salida para ambos convertidores, donde se aprecia la técnica de modulación. En ambos convertidores se observa cómo la corriente cambia de fase al pasar del modo capacitivo al inductivo. Al igual que para el convertidor simétrico, el voltaje de red se ha escalado por un factor de 0.1 para apreciar mejor el cambio de fase. También se presenta el error de seguimiento de la corriente. Por último se presentan las tres señales de control, donde se observa que la amplitud es la encargada del establecer el modo de operación y la cantidad de potencia reactiva que se desea suministrar a la red, mientras que la fase es la encargada de compensar las pérdidas para poder regular los buses de CD.

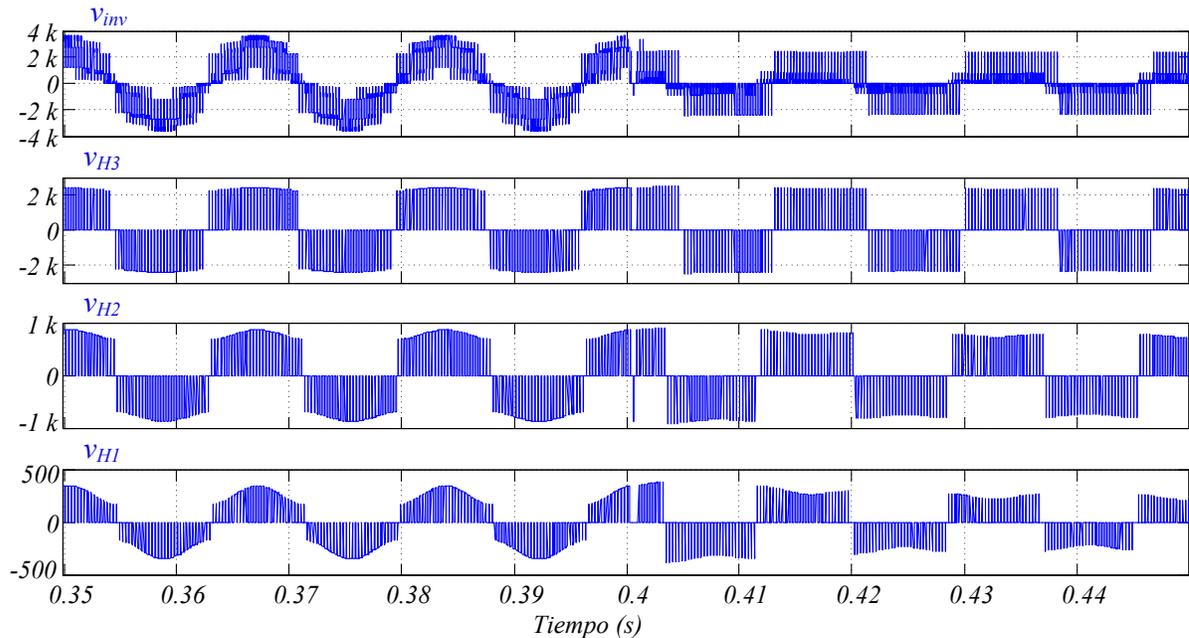
Las Figuras III.17 y III.18 muestra los voltajes de salida del convertidor y de las celdas. Para las celdas individuales se observan los tres niveles, tanto para el caso binario como para el trinario. Al igual que en el convertidor simétrico se aprecia una ondulación en su amplitud debido al rizo de tensión de los buses de CD, de ser necesario, éste se puede minimizar incrementando el valor de los capacitores en los buses de CD. Aún cuando los niveles en el voltaje de salida ( $v_{inv}$ ) no se distribuyen de una manera lo suficientemente uniforme para poder apreciarlos, para el convertidor binario son 13 en modo capacitivo y 7 para en modo inductivo; para el convertidor trinario se tienen 15 niveles en modo capacitivo y 7 en modo inductivo. Para el caso de un inversor donde previamente se tienen regulados los buses de CD y donde se utiliza la modulación en escalera, para tres celdas, el convertidor binario debe de alcanzar hasta  $2^{3+1} - 1 = 13$  niveles, mientras que el convertidor trinario  $3^3 = 27$  [30]. Debido a la técnica de conmutación empleada no se alcanzan estos niveles en el convertidor trinario; sin embargo, en el voltaje de salida del convertidor, el contenido armónico se desplaza al doble de la frecuencia de conmutación; y alrededor de esta frecuencia los armónicos se minimizan (Figuras III.19 y III.20).

Las Figuras III.19 y III.20 muestran los contenidos armónicos de los voltajes de salida: del convertidor y de cada celda. Al igual que para el convertidor simétrico, se utiliza la técnica de modulación de portadoras desplazadas en fase. Cuando esta técnica se aplica al STATCOM no se garantiza que el contenido armónico se desplace a frecuencias más altas que al doble de la de conmutación; en cambio, se logra que los armónicos del voltaje de salida del convertidor se minimicen alrededor del doble de la frecuencia de conmutación.

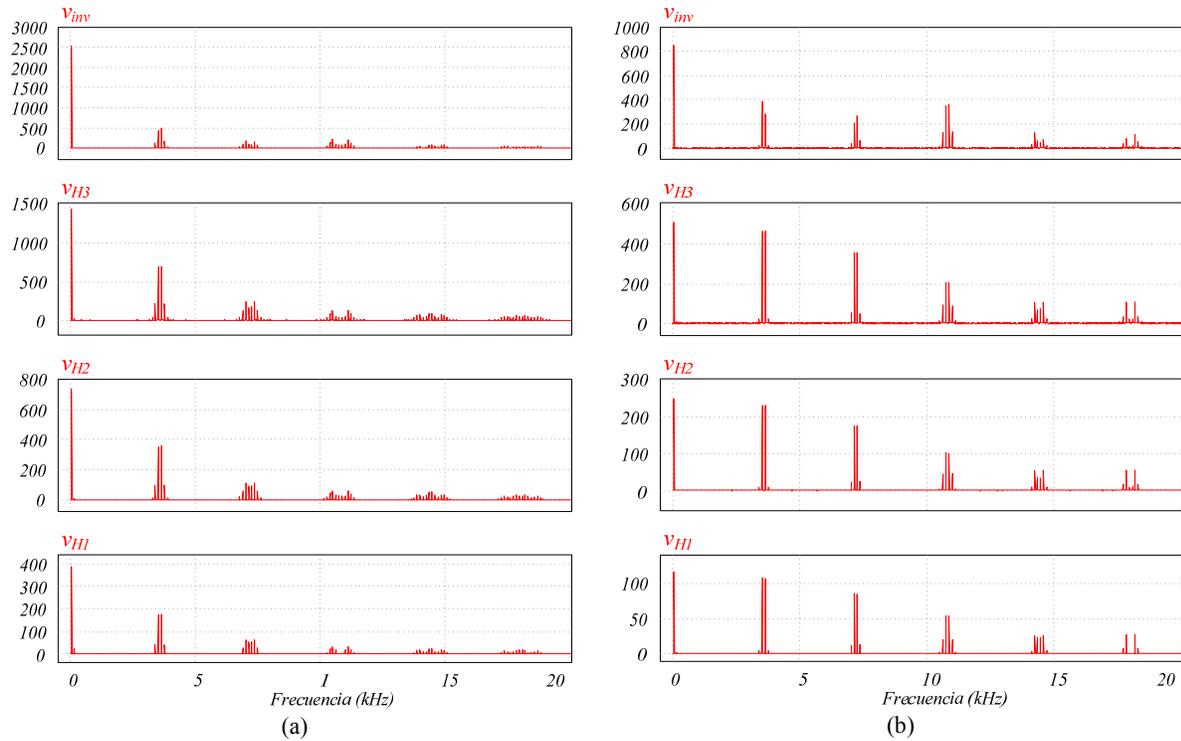
Esto se trata en mayor detalle en el Anexo A. Los valores de voltajes a frecuencia fundamental, para el convertidor y cada celda, se encuentran en la Tabla III.4.



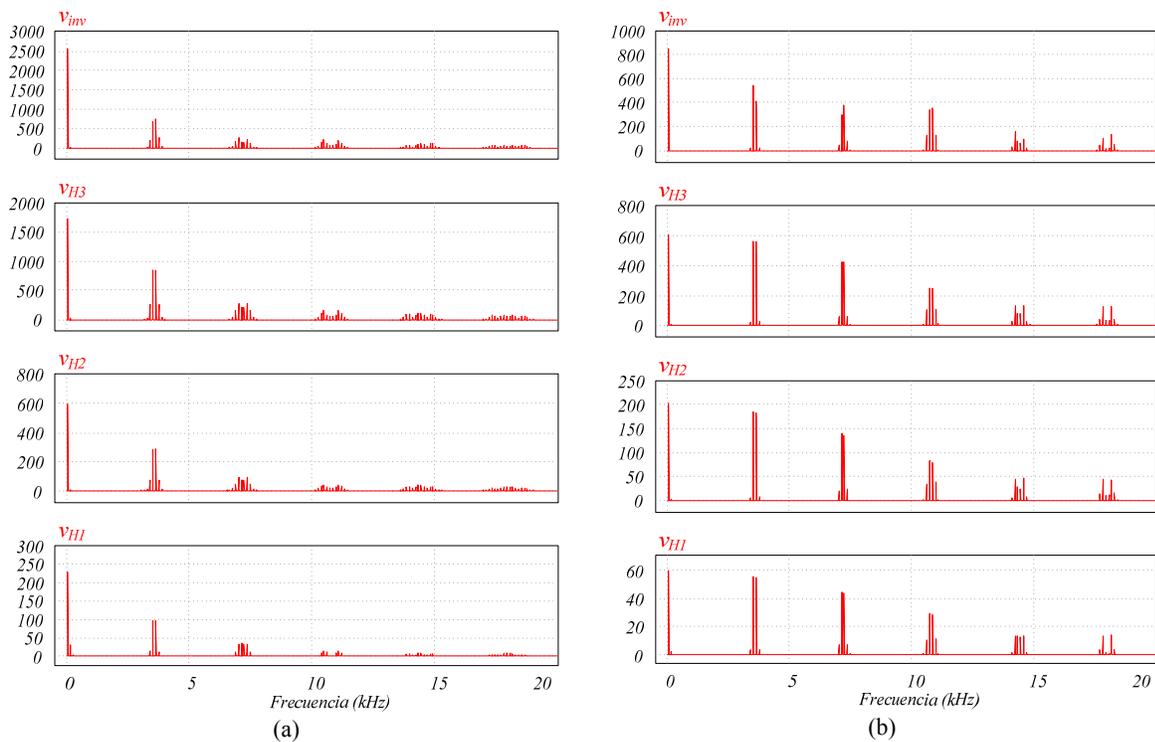
**Figura III.17** Detalle de  $v_{inv}$ , y de los voltajes de salida de cada celda, alrededor de  $t=0.5$  s, cuando el STATCOM multinivel binario pasa del modo capacitivo al modo inductivo.



**Figura III.18** Detalle de  $v_{inv}$ , y de los voltajes de salida de cada celda, alrededor  $t=0.5$  s, cuando el STATCOM multinivel ternario pasa del modo capacitivo al modo inductivo.



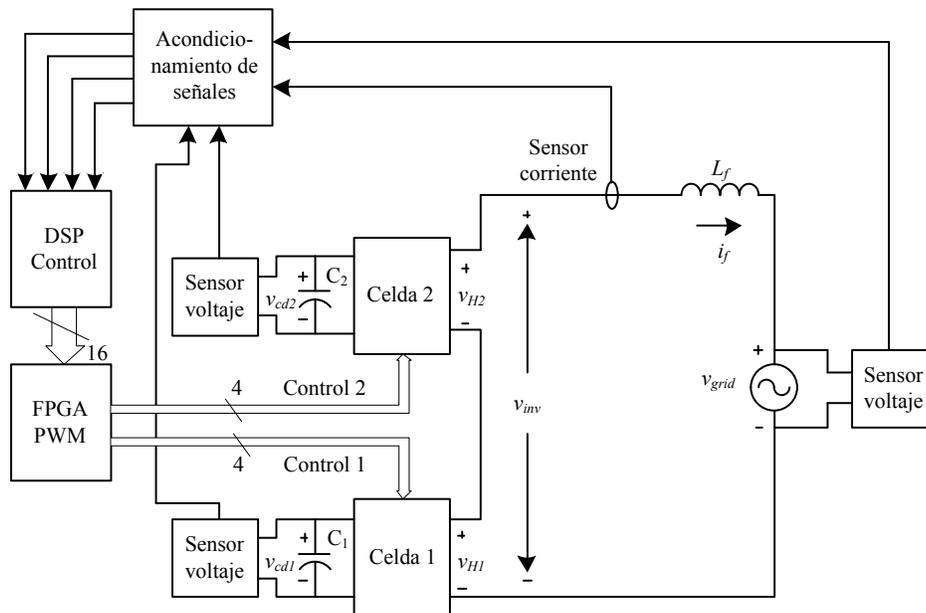
**Figura III.19** Espectro en frecuencia de  $v_{inv}$  y de los voltajes de salida de cada celda, cuando el STATCOM multinivel binario opera en: (a) modo capacitivo, (b) modo inductivo.



**Figura III.20** Espectro en frecuencia de  $v_{inv}$  y de los voltajes de salida de cada celda, cuando el STATCOM multinivel trinario opera en: (a) modo capacitivo, (b) modo inductivo.

### III.4 Resultados experimentales

El esquema de un prototipo experimental a escala se presenta en la Figura III.21; cuenta con dos convertidores de voltaje puente H conectados en cascada, llamados celda 1 y celda 2, los cuales se encuentran acoplados a la red mediante la bobina  $L_f$ . Cada celda está construida por cuatro MOSFET. La técnica de modulación multinivel se desarrolla en el FPGA *XILINX SPARTAN 3* [54] y los algoritmos de control en la tarjeta de desarrollo basada en DSP *TMX320F28335 eZdsp* [55]-[59]. El sistema está instrumentado con cuatro sensores: uno para sensar la corriente que se inyecta a la red, uno para sensar el voltaje de la red y dos para sensar los voltajes en los buses de CD. Las salidas de los sensores de corriente y de voltaje se introducen a un acondicionador de señales. Estas cuatro señales son leídas por el convertidor de analógico a digital del DSP para su respectivo procesamiento. Una vez procesadas las señales, el DSP manda las palabras de control necesarias al FPGA para que éste genere el patrón de PWM requerido para cada uno de los cuatro MOSFET que conforman cada celda.



**Figura III.21** Esquema general del prototipo experimental.

Se presentan dos grupos de pruebas sobre el prototipo: uno para el caso de un convertidor simétrico ( $V_{cd1} = V_{cd2}$ ) y el otro para un convertidor asimétrico binario

( $V_{cd2} = 2V_{cd1}$ ). Los parámetros usados tanto para el convertidor simétrico como para el asimétrico se muestran en la Tabla III.5.

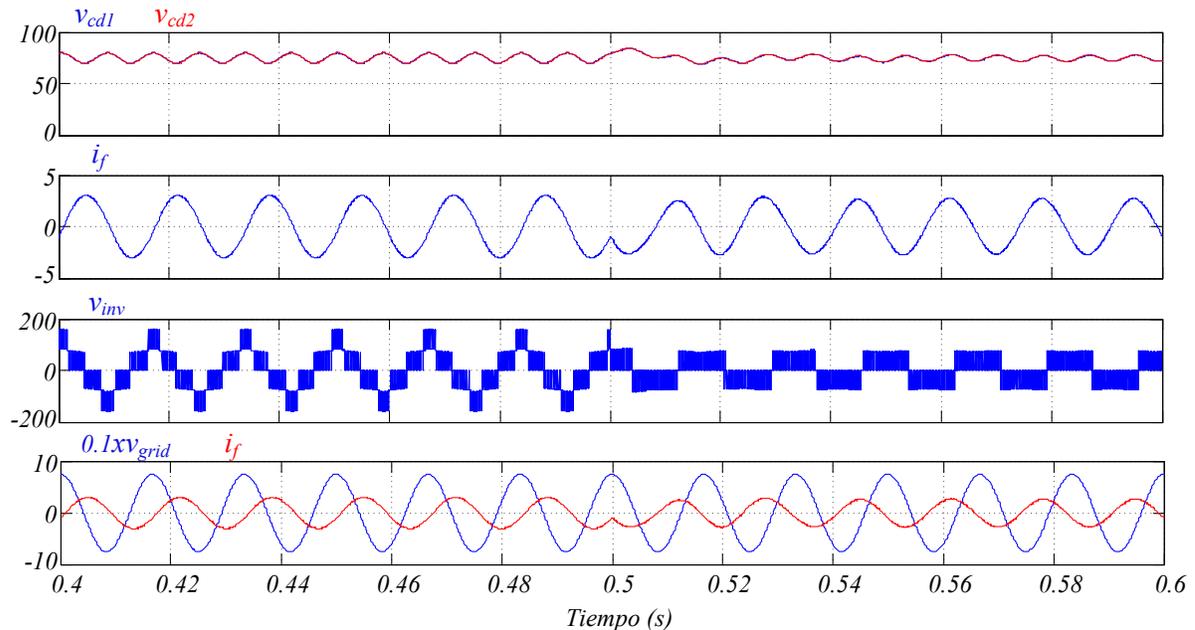
**Tabla III.5** Parámetros del prototipo experimental para un convertidor de dos celdas tanto simétrico como asimétrico binario.

Convertidor simétrico		Convertidor asimétrico binario	
Parámetro	Valor	Parámetro	Valor
$Q_{max}$	600 VAR	$Q_{max}$	600 VAR
$v_{grid}$	75 V <sub>p</sub> @ 60 Hz	$v_{grid}$	75 V <sub>p</sub> @ 60 Hz
$V_{cd1} = V_{cd2}$	75V	$V_{cd1}, V_{cd2}$	50V, 100V
$C_1 = C_2$	470uF;	$C_1 = C_2$	470uF;
Frec. conmutación (celda <sub>1</sub> , celda <sub>2</sub> )	9600Hz, 9600 Hz	Frec. conmutación (celda <sub>1</sub> , celda <sub>2</sub> )	1800Hz, 1800 Hz
$L_f$	6.4 mH	$L_f$	6.4 mH
$r_f$	1.5 Ω	$r_f$	1.5 Ω
Frec. de muestreo	9600Hz	Frec. de muestreo	7200Hz
PI, lazo de corriente (K <sub>p</sub> , T <sub>i</sub> )	0.5, 0.0005s	PI, lazo de corriente (K <sub>p</sub> , T <sub>i</sub> )	0.5, 0.0005s
PI, lazos de voltaje (K <sub>p</sub> , T <sub>i</sub> )	3, 0.1s	PI, lazos de voltaje (K <sub>p</sub> , T <sub>i</sub> )	3, 0.1s

#### III.4.1 Pruebas para el convertidor simétrico

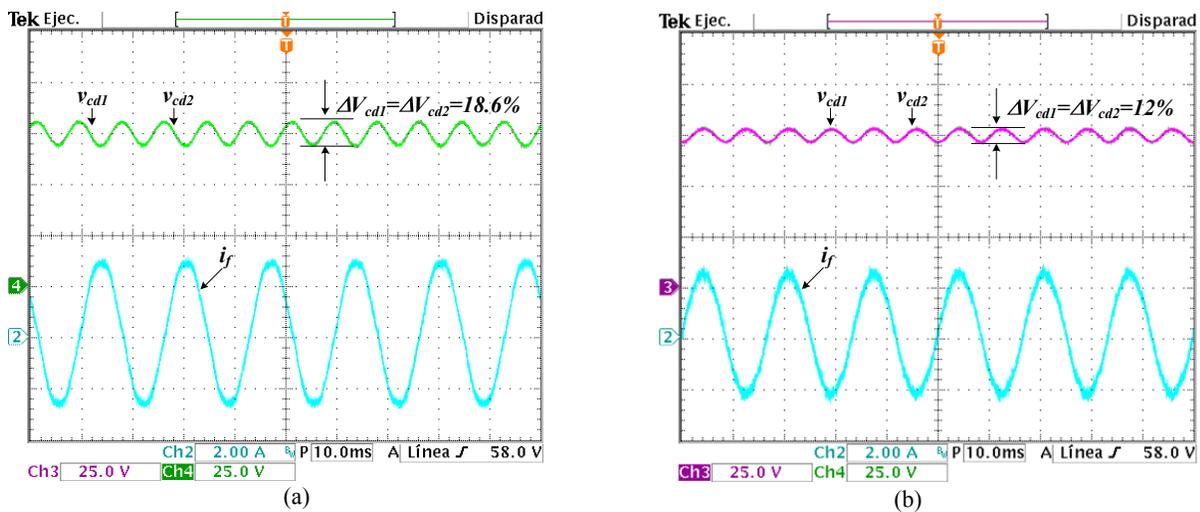
Para tener un punto de comparación más directo se han llevado a cabo simulaciones utilizando los parámetros del prototipo experimental que se encuentran en la Tabla III.5. La Figura III.22 muestra únicamente las señales que coinciden con las obtenidas con el prototipo experimental. Antes de  $t=0.5$  s se muestra al STATCOM trabajando en modo capacitivo para una referencia de potencia reactiva de 100 VAR, después de ese instante trabaja en modo inductivo con una referencia de potencia reactiva de -100 VAR. Se tienen los voltajes en los buses de CD, donde se observa como cambia el tamaño del rizo al pasar de un modo de operación a otro. Se muestra la corriente que el STATCOM inyecta a la red. El voltaje de salida del convertidor cambia de 5 niveles a 3 al pasar del modo capacitivo al modo inductivo. Finalmente se presentan el voltaje de red y la corriente que inyecta el STATCOM,

donde se observa como la corriente se atrasa o se adelanta dependiendo del modo de operación. El voltaje de red se ha escalado por un factor de 0.1 para una mejor apreciación.



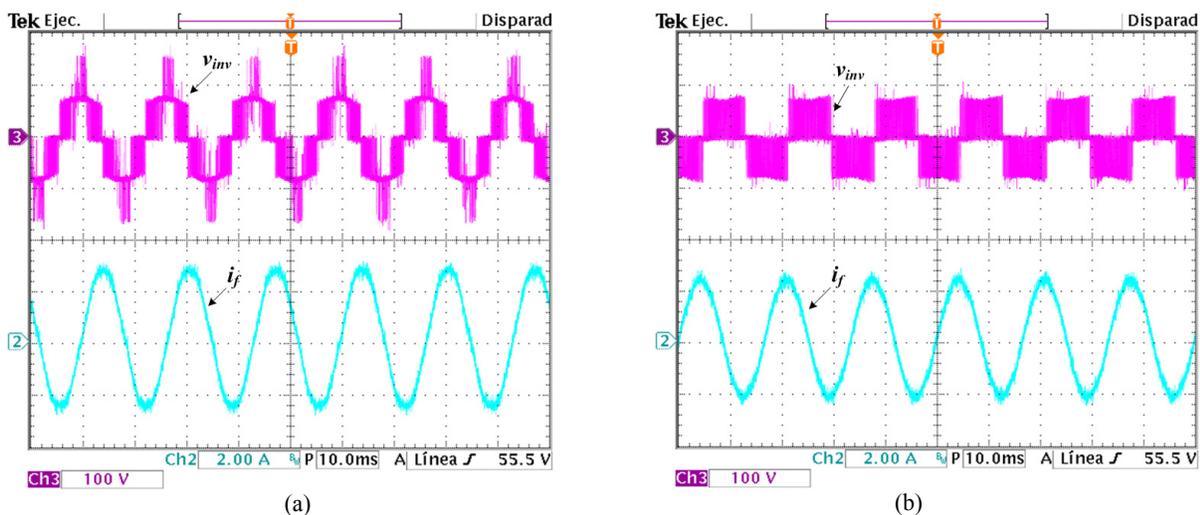
**Figura III.22** Simulación con los parámetros del prototipo experimental para el convertidor simétrico para un cambio de referencia de potencia reactiva de 100 a -100 VAR en  $t=0.5$  s.

A continuación se muestran los resultados experimentales. La Figura III.23(a) muestra la respuesta en estado estable de los voltajes de CD ( $v_{cd1}$ ,  $v_{cd2}$ ) y de la corriente ( $i_f$ ); se tiene una referencia de 75 V para los buses de CD, así como una referencia de potencia reactiva de 100 VAR (modo capacitivo). La Figura III.23(b) muestra lo mismo pero en este caso se ha cambiado la referencia de potencia reactiva a -100 VAR (modo inductivo). Para ambos modos de operación el valor aproximado de la corriente pico que se inyecta a la red es de 2.6 A; es importante aclarar que para el cálculo de esta corriente no se está tomando en cuenta el valor de la resistencia interna de la bobina de acoplamiento. También es posible apreciar el tamaño del rizo de tensión de los buses de CD, como se esperaba del análisis y las simulaciones, en modo inductivo es menor que en modo capacitivo.

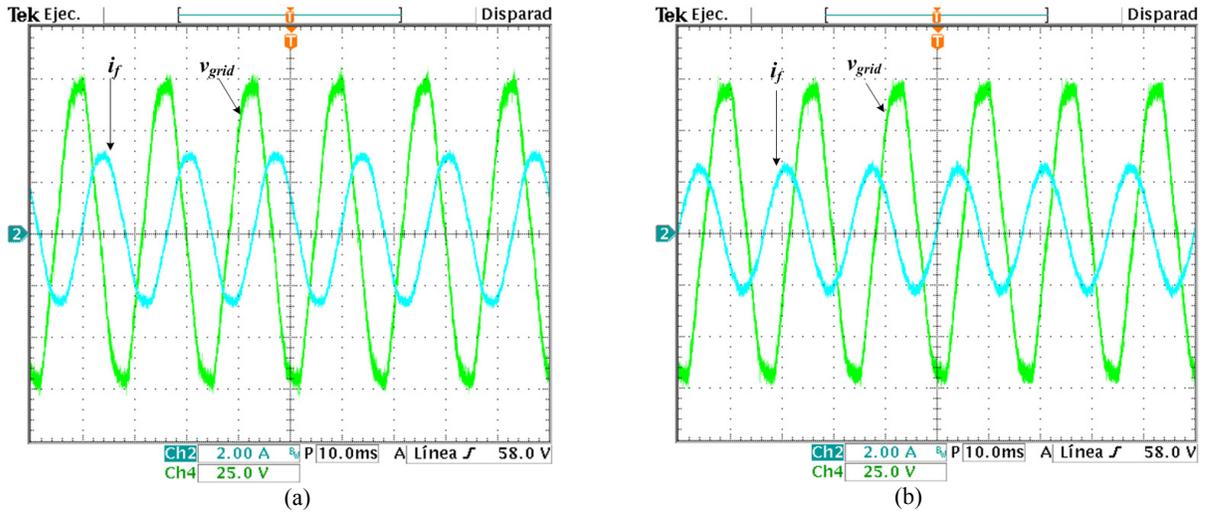


**Figura III.23** (a) Respuesta del convertidor simétrico de dos celdas para referencias en los buses de CD de 75V y operando a 100 VAR. (b) Respuesta en estado estable, operando a -100 VAR.

El voltaje de salida del convertidor y la corriente se muestran en la Figura III.24. Dependiendo en qué modo opere el STATCOM, el voltaje de salida del convertidor cambia, así como la fase de la corriente. La Figura III.24(a) muestra al STATCOM operando en modo capacitivo mientras que el modo inductivo se muestra en la Figura III.24(b). Se aprecia una gran similitud tanto en las formas de onda como en las magnitudes respecto de las simulaciones de la Figura III.22.



**Figura III.24** (a)  $v_{inv}$  e  $i_f$  para el convertidor simétrico de dos celdas operando a 100 VAR; (b)  $v_{inv}$  e  $i_f$  para el convertidor simétrico de dos celdas operando a -100 VAR.



**Figura III.25** (a)  $v_{grid}$  e  $i_f$  para el convertidor simétrico operando a 100 VAR; (b)  $v_{grid}$  e  $i_f$  para el convertidor simétrico operando a -100 VAR.

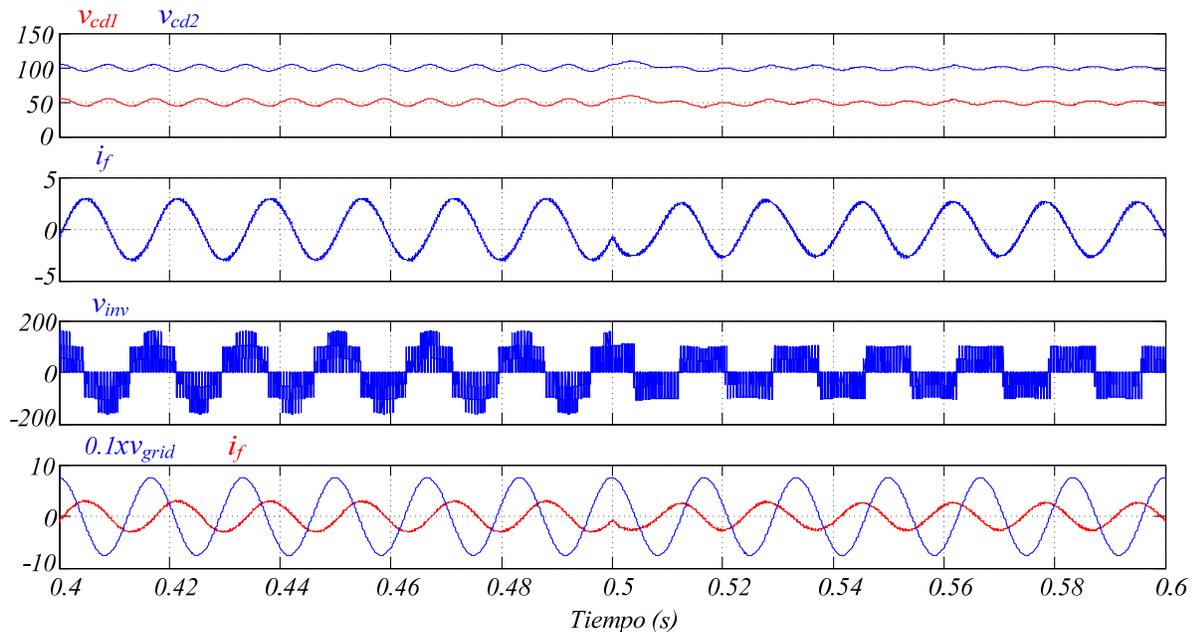
Con el fin de observar cómo cambia la fase de la corriente respecto del voltaje de la red la corriente, la Figura III.25 muestra estas dos señales juntas. La Figura III.25(a) corresponde al modo capacitivo y la corriente tiene una fase de aproximadamente  $-90^\circ$ , mientras que la Figura III.25(b) corresponde al modo inductivo donde la corriente tiene una fase próxima a  $90^\circ$ .

Aun cuando el prototipo experimental está escalado, es posible apreciar la similitud de estos resultados respecto de aquellos llevados a cabo en simulación presentados en las Figuras III.9 y III.10. Sin embargo, la mayor similitud se presenta con las simulaciones llevadas a cabo con los parámetros del prototipo experimental de la Figura III.22.

### III.4.2 Pruebas para el convertidor asimétrico binario

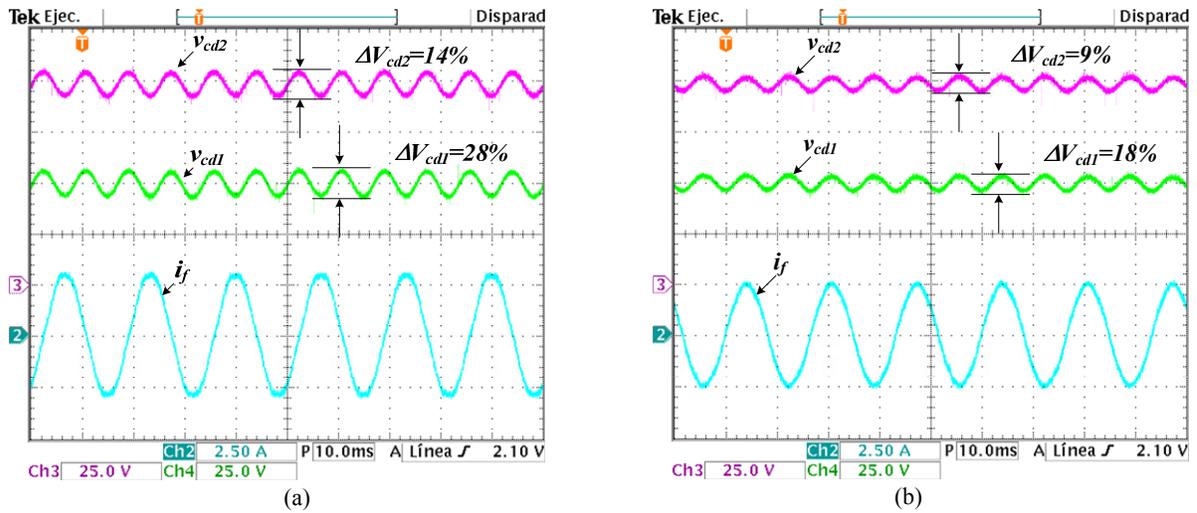
Al igual que con el inversor simétrico, en este caso también se han llevado a cabo simulaciones utilizando los parámetros del prototipo experimental mostrados en la Tabla III.5. Estas simulaciones son una referencia que permite establecer una comparación directa con los resultados experimentales. Nuevamente, en  $t=0.5$  s se hace un cambio de referencia de potencia reactiva de 100 a -100 VAR. Se muestran los voltajes en los buses de CD, la corriente que el STATCOM inyecta a la red y el voltaje de salida del convertidor. La corriente tiene una amplitud pico de aproximadamente 2.6 A en ambos modos de operación, mientras que el voltaje de salida del convertidor muestra siete niveles en modo capacitivo y

cinco en modo inductivo. También, dependiendo el modo de operación, se aprecia el adelanto y atraso de la corriente respecto del voltaje de red, que ha sido escalado por 0.1 para una mejor apreciación.



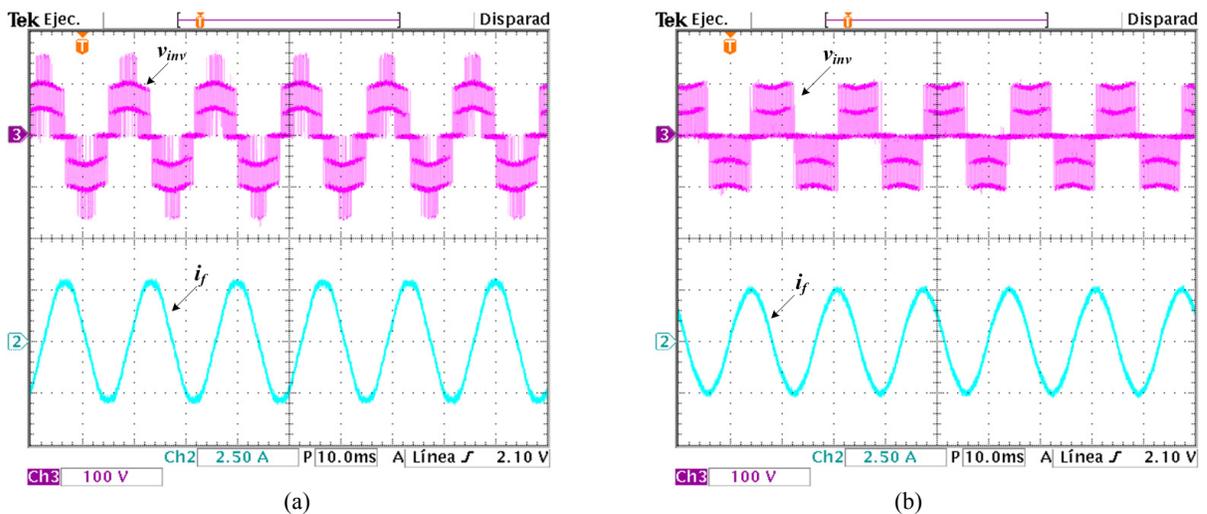
**Figura III.26** Simulación con los parámetros del prototipo experimental para el convertidor binario para un cambio de referencia de potencia reactiva de 100 a -100 VAR en  $t=0.5$  s.

Como ya se mostró en simulaciones previas, la estrategia de control funciona independientemente si el convertidor es simétrico o asimétrico. En este caso se llevaron a cabo pruebas experimentales para un convertidor asimétrico binario, los parámetros utilizados se encuentran en la Tabla III.5. La Figura III.27(a) muestra la respuesta en estado estable para referencias de los buses de CD de 50V y 100V, y con una referencia de potencia reactiva de 100 VAR; mientras que la Figura III.27(b) muestra lo correspondiente para una referencia de potencia reactiva de -100 VAR. El valor aproximado de la corriente pico para ambos modos de operación es de 2.6 A. Como era de esperarse, de acuerdo a las simulaciones, el rizo de tensión en los buses de CD es mayor en modo capacitivo que en modo inductivo; observar la similitud con las señales de la Figura III.26.



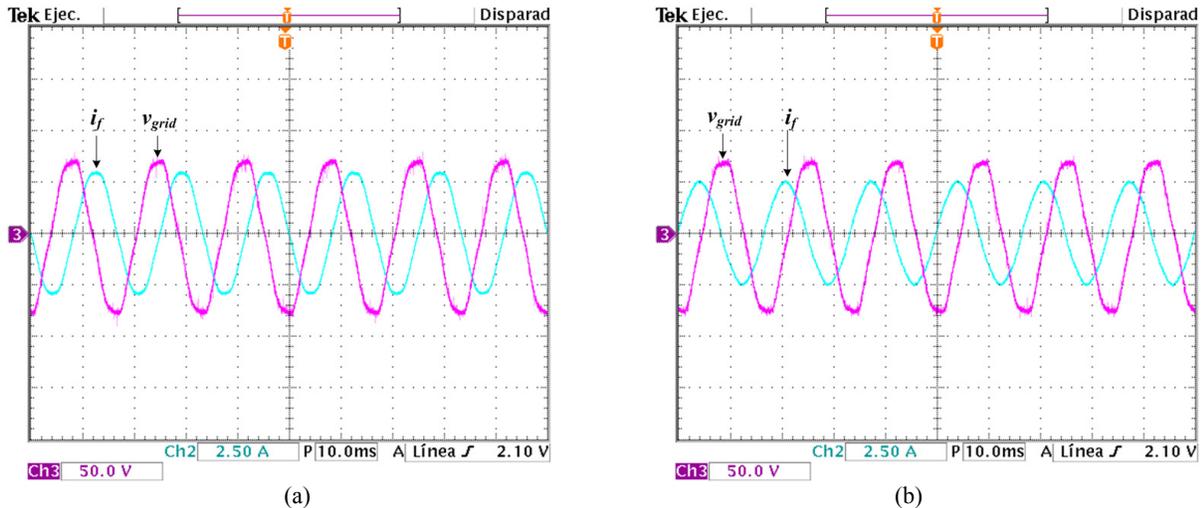
**Figura III.27** (a) Respuesta transitoria para un convertidor binario de dos celdas con referencias de voltajes de CD de 50 V y 100 V, operando a 100 VAR; (b) Respuesta transitoria para el mismo convertidor operando a -100 VAR

El voltaje de salida del convertidor y la corriente se presentan en la Figura III.28, la forma de este voltaje depende de la referencia de potencia reactiva, para el modo capacitivo el voltaje presenta los 7 niveles ya el voltaje a frecuencia fundamental debe ser mayor que el voltaje de red; mientras que para el modo inductivo el voltaje de salida a frecuencia fundamental debe ser menor que el voltaje de red y por lo tanto el número de niveles disminuye a 5. La Figura III.28(a) muestra el modo capacitivo y la Figura III.28(b) muestra el modo inductivo.



**Figura III.28** (a)  $v_{inv}$  e  $i_f$  para el convertidor binario operando a 100 VAR; (b)  $v_{inv}$  e  $i_f$  para el convertidor binario operando a -100 VAR.

El voltaje de la red y la corriente se presentan en la Figura III.29. La Figura III.29(a) muestra la operación en modo capacitivo, mientras que la Figura III.29(b) muestra el modo inductivo y se puede apreciar el cambio de fase de la corriente entre un modo de operación y otro.



**Figura III.29** (a)  $v_{grid}$  e  $i_f$  para el convertidor binario operando a 100 VAR; (b)  $v_{grid}$  e  $i_f$  para el convertidor binario operando a -100 VAR.

Se observa la similitud tanto en las magnitudes como en las formas de onda con respecto de los resultados en simulación de la Figura III.26.

En conclusión, los resultados experimentales, al igual que los de simulación, prueban que la estrategia de control funciona adecuadamente; ya que se mantienen regulados los voltajes de los buses de CD, a la vez que el STATCOM multinivel suministra potencia reactiva a la red. Además queda corroborado que la estrategia funciona tanto para convertidores simétricos como asimétricos.

# Capítulo IV

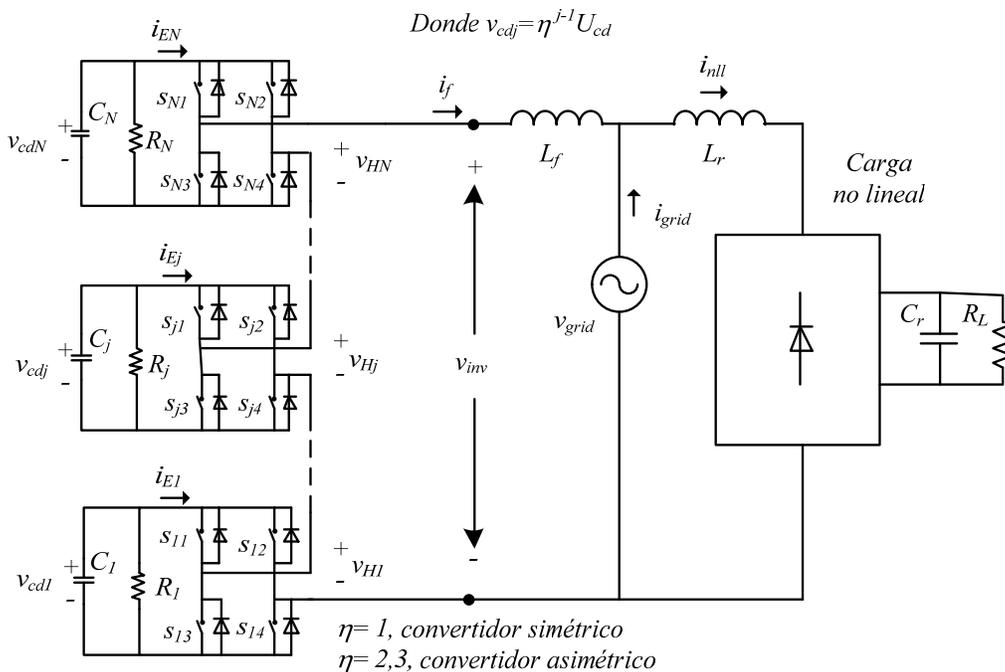
## STATCOM multinivel compensando potencia reactiva y corrientes armónicas

---

En este capítulo se estudia cómo se puede ampliar la funcionalidad del STATCOM, de tal manera que además de compensar potencia reactiva, también pueda compensar armónicos de corriente. Se utiliza la misma estrategia de control que consiste de un lazo interno de corriente y  $N$  lazos externos de voltaje. En este caso se muestra cómo obtener cada una de las componentes que deben conformar la referencia de corriente para el lazo interno, que a saber son tres: una para regular los buses de CD, otra para suministrar la potencia reactiva y otra para compensar armónicos de corriente. También, se hacen algunas observaciones respecto al dimensionamiento de la bobina de acoplamiento y de los capacitores en los buses de CD. Los resultados, tanto en simulación como experimentales, muestran la factibilidad de que el STATCOM lleve a cabo la compensación de potencia reactiva y de armónicos de corriente de forma simultánea. Finalmente se presenta un estudio para cuantificar en qué medida el STATCOM hace las funciones de compensador de potencia reactiva y de filtro activo.

### IV.1 Descripción y operación del sistema

En la Figura IV.1 se muestra el convertidor multinivel monofásico y una carga no lineal conectados a la red. Los elementos que conforman el STATCOM son: la inductancia de acoplamiento  $L_f$ , las pérdidas en cada celda representadas por  $R_j$  y los capacitores en los buses de CD  $C_j$ . Respecto a la carga no-lineal, se tiene un rectificador monofásico con su respectivo capacitor de filtrado  $C_r$  y su carga  $R_L$ ; este rectificador está acoplado a la red por medio de la inductancia  $L_r$ . El voltaje de salida del convertidor ( $v_{inv}$ ) es la suma de los voltajes de salida de cada celda ( $v_{Hj}$ ). Los voltajes en los buses de CD están dados por:  $v_{cdj} = \eta^{j-1} U_{cd}$  para  $j=1,2,\dots,N$ , donde  $\eta \in \{1,2,3\}$ , y  $U_{cd}$  es la unidad de voltaje, que corresponde a la primera celda; cuando  $\eta=1$  se trata de un convertidor simétrico, mientras que para  $\eta$  igual a dos o tres se trata de un convertidor asimétrico binario o trinario respectivamente.



**Figura IV.1** STATCOM multinivel y carga no lineal conectados a la red eléctrica.

En este esquema, la operación del STATCOM consiste en inyectar corriente a la red eléctrica con el fin de compensar potencia reactiva y corrientes armónicas. La compensación de potencia reactiva se lleva a cabo cuando la fundamental del voltaje de salida del convertidor ( $v_{inv}$ ) está en fase con el voltaje de la red ( $v_{grid}$ ). Cuando la fundamental de  $v_{inv}$  es menor que  $v_{grid}$  el convertidor trabaja como reactor, absorbiendo potencia reactiva de la red; en el caso contrario, el convertidor trabaja como capacitor entregando potencia reactiva a la red; cuando los dos voltajes son iguales no hay transferencia de potencia reactiva. La distorsión armónica de corriente se compensa inyectando en contrafase los armónicos de corriente. Para regular los voltajes de CD ( $v_{cdj}$ ) es necesario compensar las pérdidas en el convertidor, absorbiendo potencia activa de la red. Esta absorción de potencia activa se logra a través de una componente del voltaje de salida de cada celda, la cual debe ser ortogonal al voltaje de la red. Esta componente normalmente es de una amplitud reducida. Es importante aclarar que los armónicos producidos por el patrón de conmutación no son considerados en el desarrollo de este capítulo.

## IV.2 Estrategia de control para la compensación de potencia reactiva y corrientes armónicas

En este caso el STATCOM multinivel debe lograr tres objetivos: mantener regulados los voltajes de CD, suministrar la potencia reactiva que la red necesita y compensar armónicos de corriente. Por lo tanto, se propone que la corriente inyectada por el convertidor a la red tenga tres componentes:

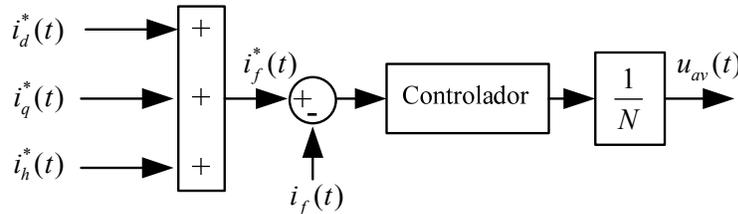
$$i_f(t) = i_d(t) + i_q(t) + i_h(t) \quad (IV.1)$$

Cada componente está asociada directamente con un objetivo,  $i_d(t)$  es una corriente con la misma frecuencia y fase que el voltaje de red; esta corriente permite compensar las pérdidas del compensador para mantener regulados los buses de CD. La corriente  $i_q(t)$  es de la misma frecuencia que  $v_{grid}$  y se encuentra, ya sea, adelantada o atrasada  $90^\circ$  respecto del voltaje de red, esta corriente es proporcional a la cantidad de potencia reactiva que se desea suministrar a la red. Los armónicos de corriente son representados por  $i_h(t)$  y deben ser

inyectados a la red de tal forma que se compense la distorsión armónica que generan las cargas no lineales. Nótese que ninguna de las tres componentes se puede obtener a partir de las otras dos, esto es debido a que entre ellas son linealmente independientes y por lo tanto es posible tratarlas de forma separada.

Tomando en cuenta lo anterior, es posible adaptar la estrategia de control en cascada expuesta previamente en la sección III.2 del Capítulo III, la cual consiste de dos partes: una sección que genera una señal de control promedio, estructurada por una lazo interno de corriente y de  $N$  lazos de voltaje de CD; la segunda sección es un mecanismo de ajuste del cual se obtienen las  $N$  señales de control correspondientes a cada celda. A continuación se expone la estrategia de adaptación para incluir la compensación de corrientes armónicas.

El lazo interno de corriente debe de seguir la referencia de corriente  $i_f^*(t)$ , formada por:  $i_d^*(t)$ ,  $i_q^*(t)$  e  $i_h^*(t)$ . La Figura IV.2 muestra este lazo interno, el cual genera la señal de control promedio  $u_{av}(t)$ .



**Figura IV.2** Lazo interno de control,  $i_f^*(t)$  está formada por tres componentes:  $i_d^*(t)$ ,  $i_q^*(t)$  e  $i_h^*(t)$ .

#### IV.2.1 Obtención de las corrientes de referencia $i_d^*(t)$ e $i_q^*(t)$

Asumiendo que  $v_{grid} = V_p \cos(\omega t)$ , las componentes  $i_d^*(t)$  e  $i_q^*(t)$  se originan a partir de una corriente que se denota como  $i_{f\omega}^*(t)$  y que está dada como:

$$i_{f\omega}^*(t) = I_p \cos(\omega t + \varphi) = I_p \cos(\varphi) \cos(\omega t) + I_p \sin(\varphi) \sin(\omega t) = i_d^*(t) + i_q^*(t) \quad (\text{IV.2})$$

donde  $\omega$  es la frecuencia del voltaje de red;  $V_p$  e  $I_p$  son los valores pico de  $v_{grid}$  e  $i_{f\omega}^*(t)$  respectivamente, y  $\varphi$  es la fase entre  $v_{grid}$  e  $i_{f\omega}^*$ .

De esta manera  $i_d^*(t)$  e  $i_q^*(t)$  quedan definidas como:

$$i_d^*(t) = I_p \cos(\varphi) \cos(\omega t) \quad (IV.3)$$

$$i_q^*(t) = I_p \sin(\varphi) \sin(\omega t) \quad (IV.4)$$

Por lo tanto es posible reescribir  $i_f^*(t)$  como:

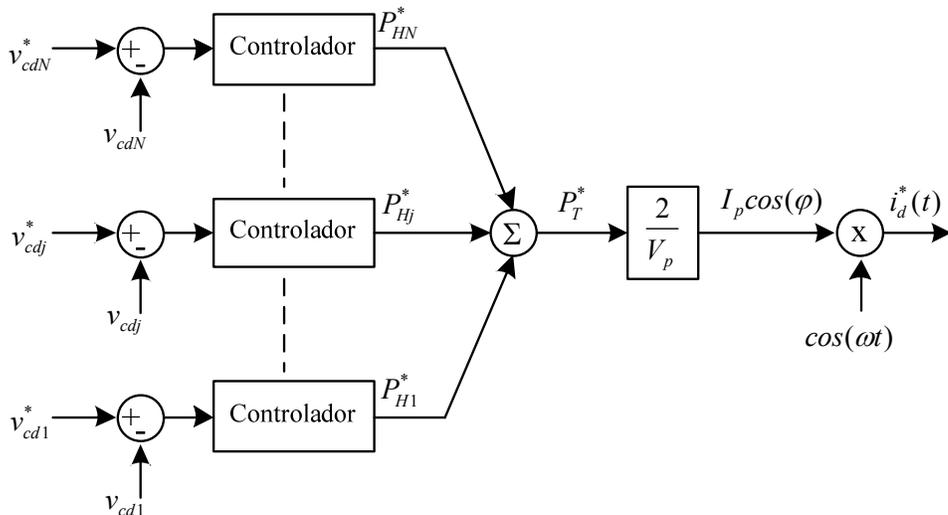
$$i_f^*(t) = i_{f\omega}^*(t) + i_h^*(t) = I_p \cos(\varphi) \cos(\omega t) + I_p \sin(\varphi) \sin(\omega t) + i_h^*(t) \quad (IV.5)$$

De  $i_{f\omega}^*(t)$  se obtienen las potencias activa y reactiva que la red suministra al convertidor.

$$P_T = \frac{1}{2} V_p I_p \cos(\varphi) \quad (IV.6)$$

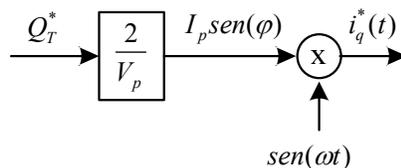
$$Q_T = \frac{1}{2} V_p I_p \sin(\varphi) \quad (IV.7)$$

Con los  $N$  lazos externos de voltaje es posible estimar las pérdidas individuales en cada celda ( $P_{Hj}^*$ ), y al sumar estas pérdidas se obtienen las pérdidas totales en el convertidor ( $P_T^*$ ), entonces, con ayuda de (IV.4) y (IV.6) se obtiene  $i_d^*(t)$ , como se muestra en la Figura IV.3.



**Figura IV.3** Diagrama para generar  $i_d^*(t)$ .

Para obtener  $i_q^*(t)$ , la potencia reactiva ( $Q_T^*$ ) que el convertidor suministra a la red, se asume conocida. Por tanto, de (IV.4) y (IV.7) se puede obtener  $i_q^*(t)$ , como se muestra en la Figura IV.4. En las Figuras IV.3 y IV.4  $V_p$  se toma como un valor constante correspondiente al valor pico del voltaje nominal de la red eléctrica.

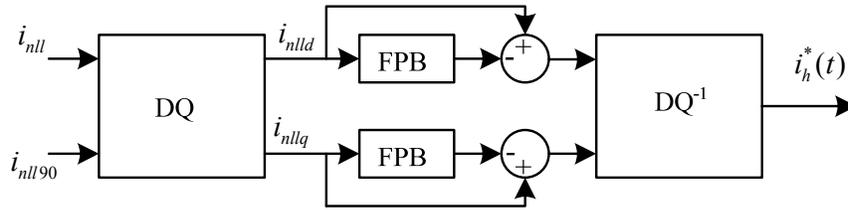


**Figura IV.4** Diagrama que muestra cómo obtener  $i_q^*(t)$ .

#### IV.2.2 Obtención de la corriente de referencia $i_h^*(t)$

La forma de obtener  $i_h^*(t)$  está basada en [30]. El método consiste en utilizar la transformada DQ monofásica [51]. Para usar esta transformación es necesario generar una componente imaginaria. Esta componente imaginaria se obtiene desfasando  $90^0$  la señal que se desea transformar. En este caso la señal que se desea transformar es la corriente de la carga no lineal ( $i_{nll}$ ) de la Figura IV.1, y la componente imaginaria se denota como  $i_{nll90}$ . La

transformación de estas dos corrientes da como resultado las componentes  $i_{nll d}$  e  $i_{nll q}$ , entonces con ayuda de un filtro pasa-bajas y con una operación de resta se obtienen los armónicos de corriente en DQ. Estos armónicos en DQ se introducen a un bloque de la transformada DQ inversa generando la referencia correspondiente de los armónicos de corriente ( $i_h^*$ ). La Figura IV.5 muestra el esquema para generar  $i_h^*$ .



**Figura IV.5** Diagrama para obtener la referencia de armónicos de corriente  $i_h^*(t)$  [30].

### IV.2.3 Obtención de las $N$ señales de control correspondientes a cada celda

Hasta ahora se ha visto como obtener las referencias de corriente correspondientes; sin embargo, esta parte de la estrategia de control sólo entrega la señal de control promedio. Para generar las  $N$  señales de control, se sigue utilizando el mecanismo de ajuste que se presentó en la Figura III.7 del capítulo anterior. Esto es posible, debido a que el mecanismo sólo modifica la componente de corriente que tiene que ver con las pérdidas ( $i_d^*(t)$ ) y no afecta las otras dos componentes.

## IV.3 Metodología para el dimensionamiento de la inductancia de acoplamiento y de los capacitores de CD

### IV.3.1 Dimensionamiento de $L_f$

La inductancia  $L_f$  cumple con tres funciones: a) limita la máxima cantidad de potencia reactiva que el convertidor puede inyectar a la red, b) determina la distorsión armónica en corriente que el convertidor inyecta a la red debido al patrón de conmutación, y c) influye en la respuesta dinámica para el seguimiento de la referencia  $i_h^*$ . Existe un compromiso entre el valor de  $L_f$  y el desempeño y capacidad del STATCOM. Un valor reducido de  $L_f$  está

asociado a una mayor capacidad de suministro de potencia reactiva, una mayor distorsión armónica y una mayor velocidad de seguimiento a  $i_h^*$ . Un valor grande de  $L_f$  está asociado a una menor cantidad de potencia reactiva inyectada a la red, una menor distorsión de corriente y una menor velocidad de seguimiento de  $i_h^*$ . El caso ideal sería que  $L_f$  permitiera inyectar una gran cantidad de potencia reactiva, baja distorsión armónica de corriente y un seguimiento rápido de  $i_h^*$ .

Para dimensionar  $L_f$  respecto del máximo valor de potencia reactiva que se desea suministrar a la red se tiene la siguiente expression:

$$L_f = \frac{V_p^2}{2\omega Q_{\max}} \quad (\text{IV.8})$$

Esta forma de dimensionar la inductancia permite que los índices de modulación, correspondientes a las señales de control de cada celda, puedan cubrir el rango completo desde cero hasta uno. Por otro lado, es posible estimar la velocidad de seguimiento a la referencia de armónicos de corriente a partir de la ecuación de voltaje en  $L_f$ .

$$\frac{di_f}{dt} = \frac{v_{inv} - v_{grid}}{L_f} = \frac{V_{inv} \cos(\omega t - \alpha) - V_p \cos(\omega t)}{L_f} \approx \frac{(V_{inv} - V_p) \cos(\omega t)}{L_f} \quad (\text{IV.9})$$

De acuerdo a la operación del STATCOM, se puede considerar que el desfaseamiento entre  $v_{inv}$  y  $v_{grid}$  es cercano a cero ( $\alpha \approx 0$ ), entonces la máxima pendiente se tiene cuando

$V_{inv} = 2V_p$ , es decir  $\left(\frac{di_f}{dt}\right)_{\max} = \frac{V_p}{L_f}$ . Esta máxima pendiente puede ser comparada con la

máxima pendiente de la suma de los armónicos, el peor caso ocurre cuando los armónicos están en fase. Si el  $k$ -ésimo armónico está dado por  $i_{fk} = I_{pk} \text{sen}(k\omega t)$ , con  $k \geq 2$ , la máxima

pendiente ocurre cuando el armónico cruza por cero, y quedaría dada por  $\left(\frac{di_{fk}}{dt}\right)_{\max} = I_{pk} k\omega$ .

La idea es que la máxima pendiente de  $i_f$  sea mayor o igual que la suma de las máximas pendientes de los armónicos que se desean considerar, en caso contrario se tendría que hacer más pequeño el valor de  $L_f$ . La limitante del método es que no se llega inmediatamente a un valor óptimo de  $L_f$  que asegure la velocidad de seguimiento de la referencia de corriente, a la vez que la señal de control trabaje en todo el rango entre cero y uno. Sin embargo, utilizando este método se obtienen buenos resultados como se observa más adelante.

### IV.3.2 Dimensionamiento de los capacitores de CD

Los capacitores en los buses de CD deben ser dimensionados para poder compensar potencia reactiva y los armónicos de corriente; también deben de asegurar un tamaño de rizo deseado en los buses de CD. Entre más potencia reactiva se suministre a la red, más grande es el tamaño del rizo en los buses de CD. Del Capítulo II, la expresión que permite dimensionar el capacitor correspondiente a la  $j$ -ésima celda en función de un rizo deseado ( $\Delta V_{cdj}$ ) y de la máxima potencia reactiva que maneja esa celda ( $Q_{H \max j}$ ), está dada como sigue:

$$C_j = \frac{Q_{H \max j}}{\omega V_{cdj} (\Delta V_{cdj})} \quad (\text{IV.10})$$

Esta expresión se obtuvo a frecuencia fundamental, en el último apartado de este capítulo se presenta una forma de mapear la potencia reactiva y los armónicos de corriente a su correspondiente cantidad de energía. Si se suma la energía que corresponde a la potencia reactiva y la energía que corresponde a los armónicos de corriente se tendría la energía total a la que se quiere que trabaje el STATCOM. Ahora, esta energía total se puede traducir a una potencia reactiva nominal a frecuencia fundamental, la cual se sabe cómo se reparte en cada celda y entonces se puede seguir utilizando la ecuación (IV.10) para dimensionar los capacitores del STATCOM.

## IV.4 Resultados en simulación

Esta sección se divide en dos partes, en la primera se presentan resultados para un convertidor simétrico y en la segunda para un convertidor asimétrico, validando la estrategia para ambos tipos de convertidores.

### IV.4.1 Resultados para el convertidor simétrico

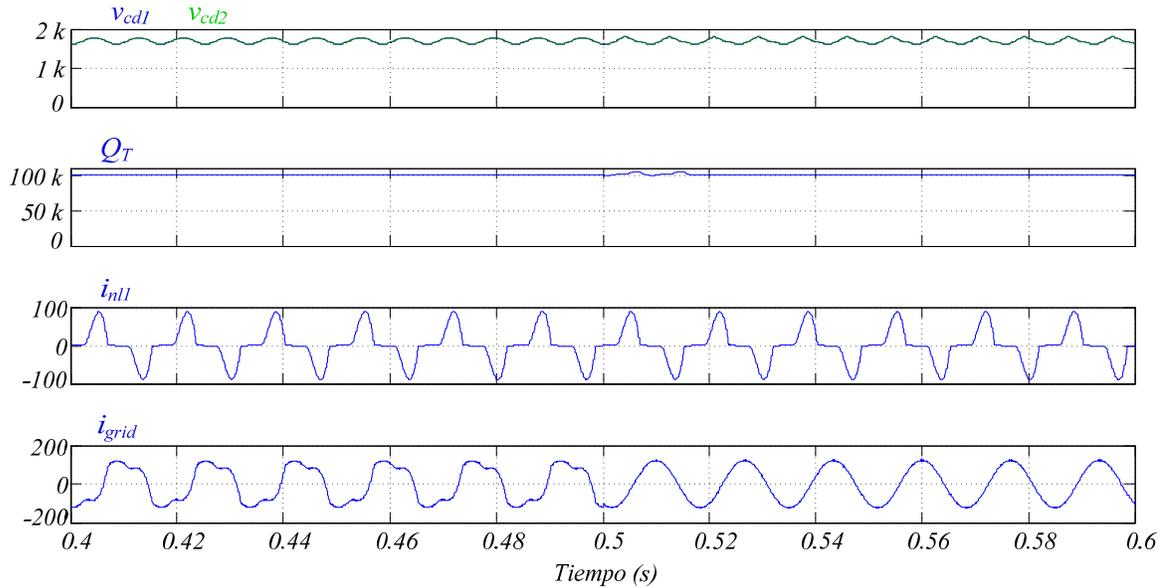
La Tabla IV.1 muestra los parámetros de un convertidor de dos celdas y de un rectificador monofásico que está actuando como carga no lineal. Tanto para el lazo interno de corriente como para los lazos externos de voltaje se utilizaron controladores PI. La técnica de conmutación utilizada fue la de multi-portadoras desplazadas en fase. Los controladores se sintonizan como se muestra en el Anexo B.

**Tabla IV.1** Parámetros del convertidor simétrico y de la carga no lineal para resultados en simulación.

Convertidor simétrico de dos celdas		Rectificador como carga no lineal	
Parámetro	Valor	Parámetro	Valor
$Q_{NOM}$	240 kVAR	$P_{max}$	115 kWatts
$v_{grid}$	1200 V <sub>RMS</sub> @ 60 Hz	$v_{grid}$	1200 V <sub>RMS</sub> @ 60 Hz
$V_{cd1}, V_{cd2}$	1700V, 1700V	$C_r$	1200uF;
$C_1 = C_2$ ;	700uF;	$L_r$	10 mH;
$R_1, R_2$	500Ω, 1000Ω	$r_r$ (pérdidas de $L_r$ )	1.5 Ω
$L_f$	16 mH	$R_L$	50 y 25Ω
$r_f$ (pérdidas de $L_f$ )	1.5 Ω		
Frec. Conmut. (celda <sub>1</sub> , celda <sub>2</sub> )	4800Hz		
PI lazo de corriente ( $K_p, T_i$ )	0.05, 0.0001 s		
PI lazos de voltaje ( $K_p, T_i$ )	150, 0.1 s		

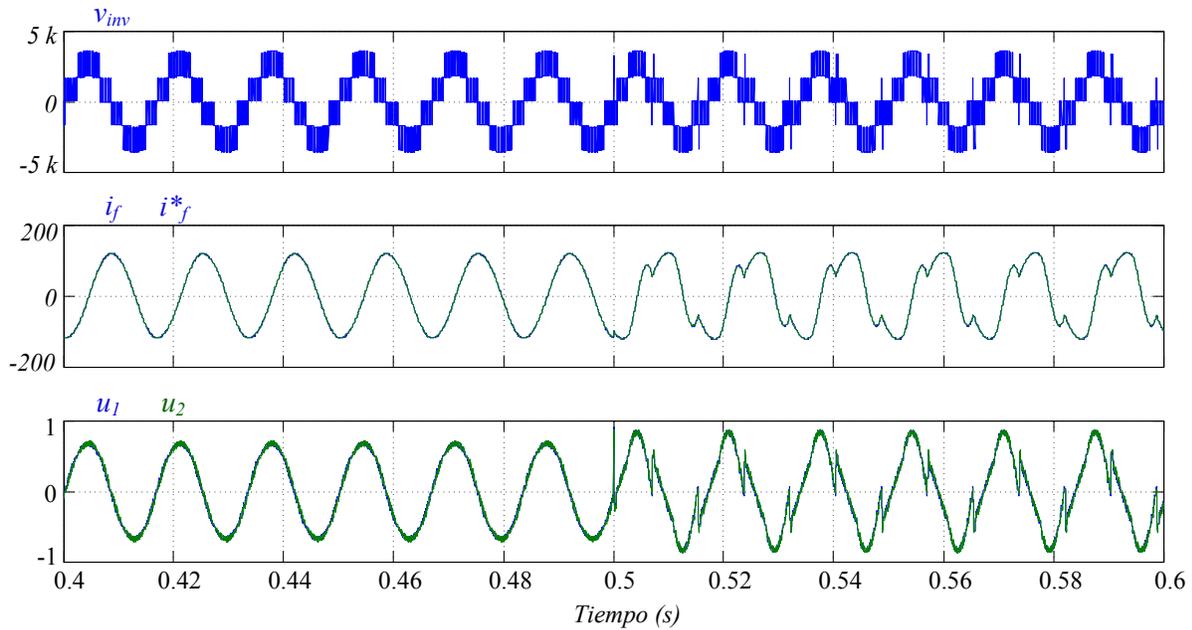
En la Figura IV.6 se muestra el desempeño del STATCOM alrededor de  $t=0.5$  s; antes de este tiempo sólo está compensado potencia reactiva y no está habilitada la función para compensar armónicos de corriente. Después de  $t=0.5$  s compensa, de forma simultánea,

potencia reactiva y armónicos de corriente. En este caso el rectificador tiene una carga ( $R_L = 50\Omega$ ) equivalente a 57 kW. Se muestra la estabilización de voltajes en los buses de CD, la compensación de potencia reactiva a 100 kVAR, la corriente en la carga no lineal, y se observa que la corriente de la red ( $i_{grid}$ ), antes de  $t=0.5$  s, está contaminada de armónicos ( $THD=27\%$ ) y después de este tiempo esos armónicos de corriente son compensados ( $THD=1.72\%$ ).



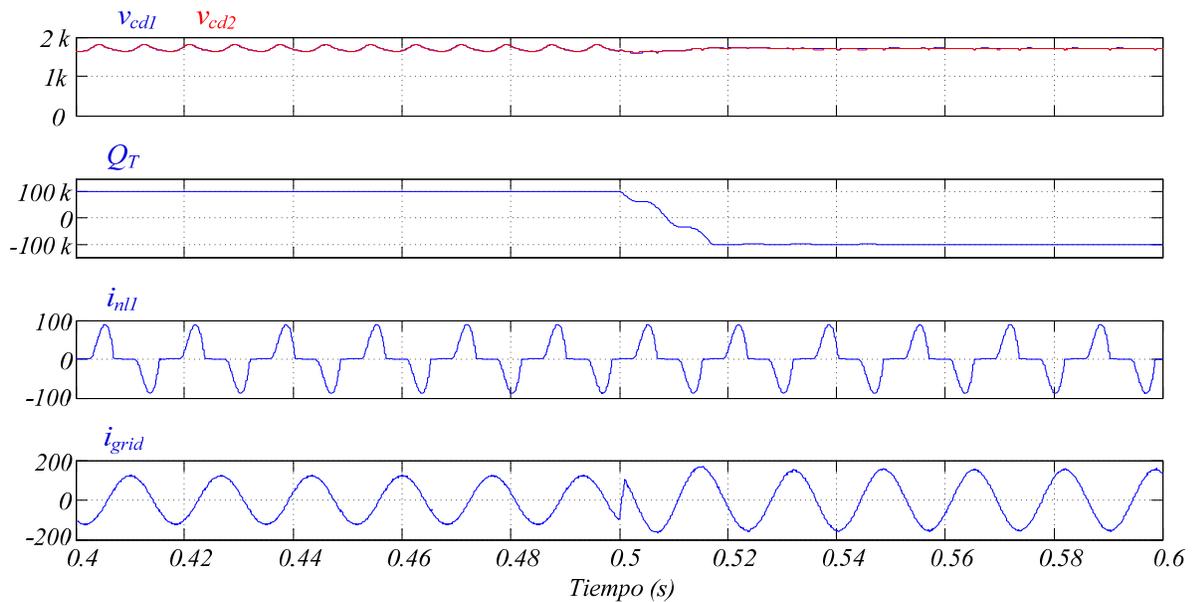
**Figura IV.6** Compensación armónica a partir de  $t=0.5$  s, utilizando un convertidor simétrico: voltajes en los buses de CD ( $v_{cd1}$ ,  $v_{cd2}$ ), potencia reactiva ( $Q_T$ ), corriente de red ( $i_{grid}$ ).

En la Figura IV.7 se presentan las formas de onda del voltaje de salida del convertidor ( $v_{inv}$ ), la corriente que el STATCOM inyecta a red ( $i_f$ ) y las señales de control correspondientes a cada celda ( $u_1$  y  $u_2$ ). Se aprecian los cinco niveles del voltaje de salida ya que el TATCOM está trabajando en modo capacitivo. La diferencia de estas formas de onda es evidente cuando sólo se compensa potencia reactiva (antes de  $t=0.5$  s) y cuando se compensa potencia reactiva y armónicos de corriente de forma simultánea (después de  $t=0.5$  s). Después de  $t=0.5$  s la corriente  $i_f$  y las señales de control cambian de su forma sinusoidal a una forma donde se agregan los armónicos de baja frecuencia que se desean eliminar.



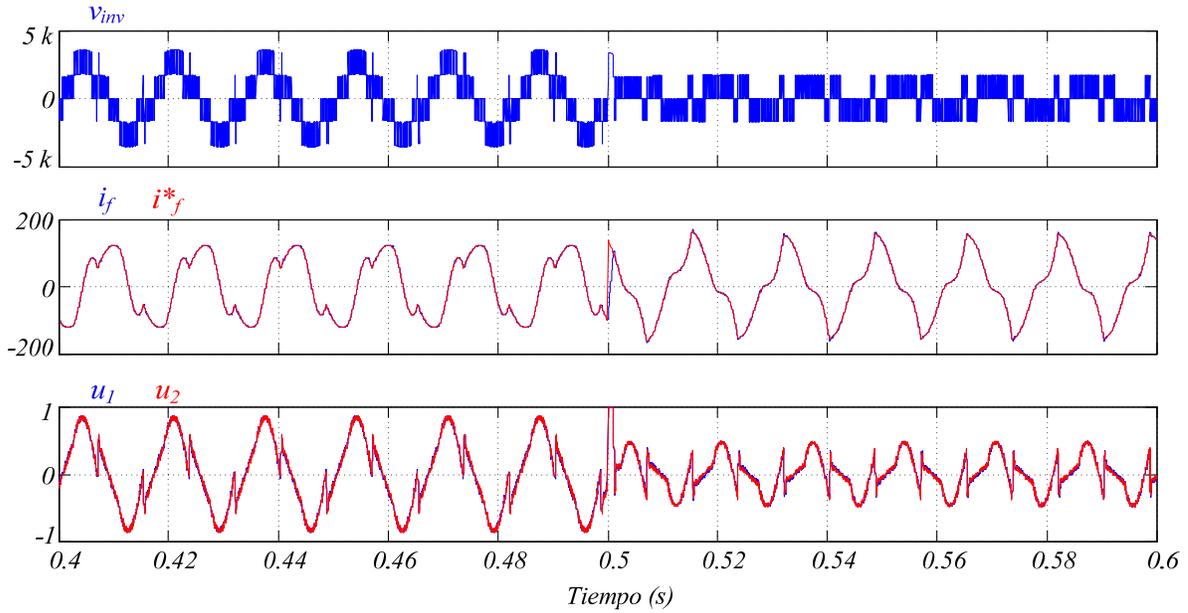
**Figura IV.7** Compensación armónica a partir de  $t=0.5$  s, utilizando un convertidor simétrico: voltaje de salida del inversor ( $v_{inv}$ ), corriente inyectada por el STATCOM ( $i_f$ ), señales de control ( $u_1$ ,  $u_2$ ).

La Figura IV.8 muestra al STATCOM compensando simultáneamente potencia reactiva y armónicos de corriente, con el rectificador operando a 57 kW.



**Figura IV.8** Compensación armónica en los modos capacitivo e inductivo para el convertidor simétrico: voltajes en los buses de CD ( $v_{cd1}$ ,  $v_{cd2}$ ), potencia reactiva suministrada a la red ( $Q_T$ ), corriente de red ( $i_{grid}$ ).

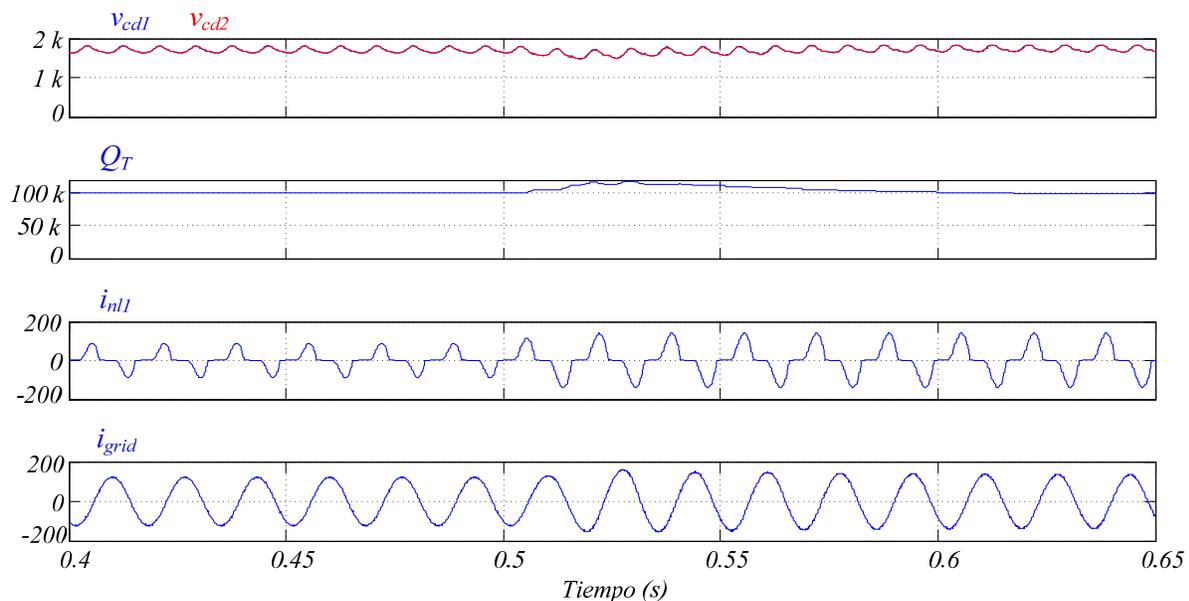
El STATCOM trabaja en modo capacitivo antes de  $t=0.5$  s, inyectando 100 kVAR, después de este instante cambia al modo inductivo absorbiendo 100 kVAR. Se aprecia la estabilización de los voltajes en los buses de CD, la potencia reactiva suministrada a la red, la corriente que consume la carga no lineal y la corriente de red. Se observa que la corriente de red está siendo compensada en armónicos, la cual en modo capacitivo tiene una  $THD=1.72\%$  y en modo inductivo  $THD=0.81\%$ .



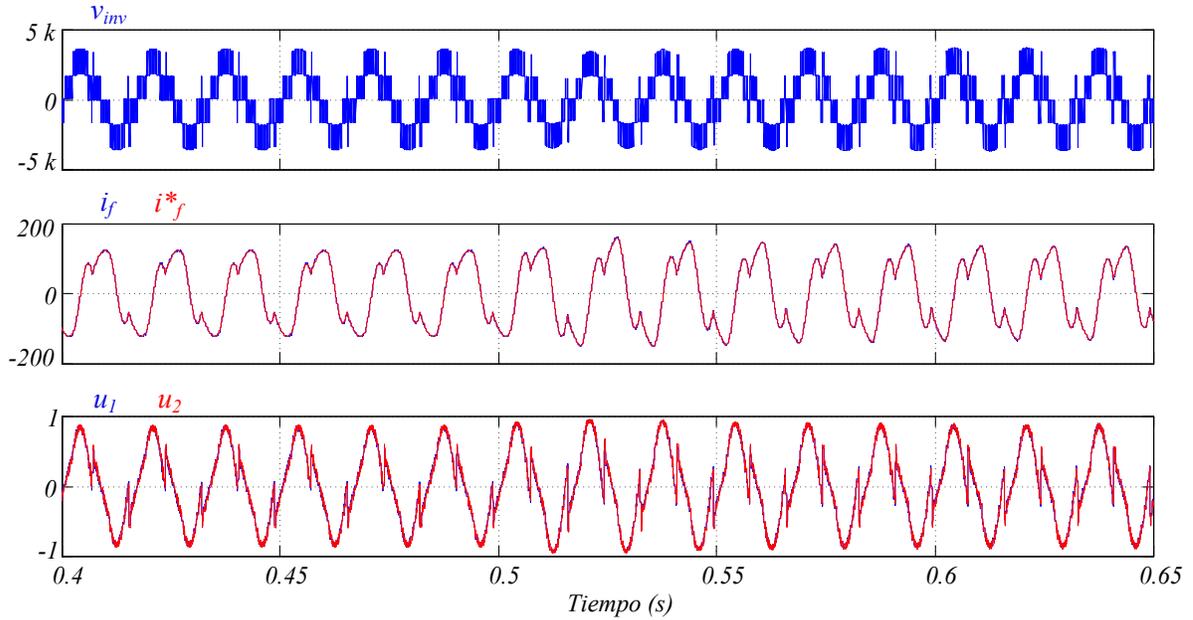
**Figura IV.9** Compensación armónica en los modos capacitivo e inductivo para el convertidor simétrico: voltaje de salida del inversor ( $v_{inv}$ ), corriente inyectada por el STATCOM ( $i_f$ ), señales de control ( $u_1$ ,  $u_2$ ).

En la Figura IV.9 se tienen el voltaje de salida del convertidor, la corriente que debe ser inyectada a red para poder compensar la potencia reactiva, en ambos modos de operación, además de estar compensado los armónicos producidos por el rectificador monofásico. En la Figura IV.7(b) se pueden apreciar cómo cambian las formas de onda de  $v_{inv}$ ,  $i_f$ ,  $u_1$  y  $u_2$ , dependiendo del modo de operación del STATCOM.

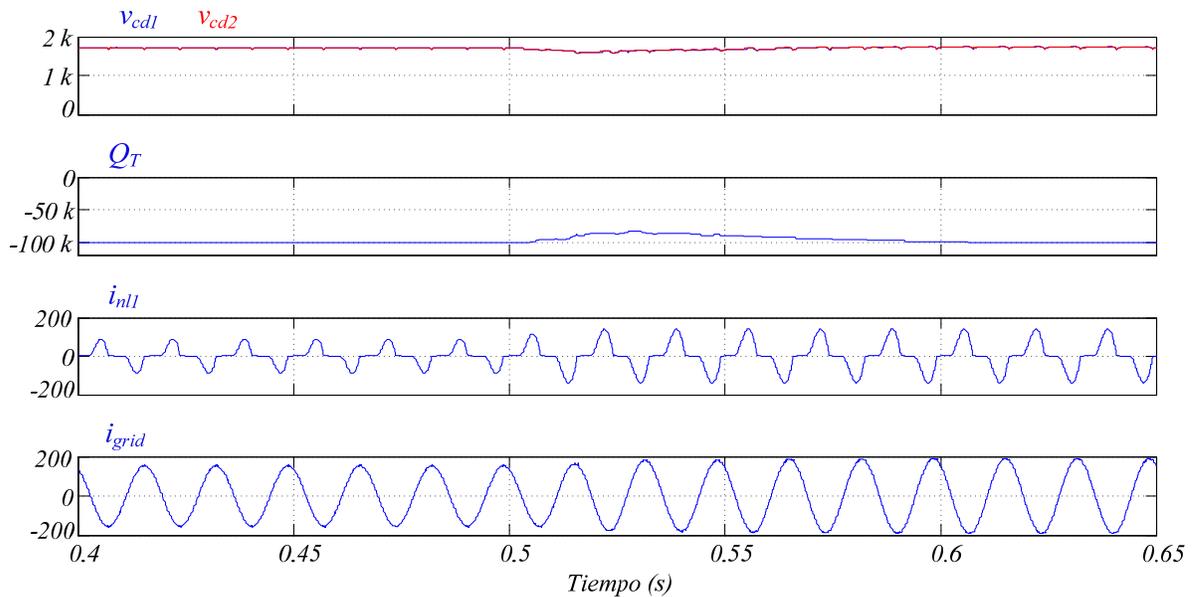
La finalidad de las gráficas de las Figuras IV.10 a la IV.13 es mostrar que aun cuando haya un cambio de carga en el rectificador el STATCOM es capaz de seguir compensado potencia reactiva y los armónicos de corriente; para ello, en  $t=0.5$  s, se realiza un cambio en carga del rectificador pasando de 57 kW a 115 kW. Las Figuras IV.10 y IV.11 muestra al STATCOM trabajando en modo capacitivo compensado 100 kVAR, además de compensar los armónicos de corriente producidos por el rectificador monofásico. En  $t=0.5$  s se hace el cambio de carga a 115 kW. Se observa como los voltajes en los buses de CD y la potencia reactiva suministrada sufren un transitorio pero después de un intervalo de tiempo de aproximadamente 0.1 s permanecen estables. La corriente de red antes del cambio de carga tiene una  $THD= 1.72\%$  y después del cambio la  $THD= 1.78\%$ . Las Figura IV.12 y IV.13 muestra lo correspondiente para el caso cuando el STATCOM está trabajando en modo inductivo. En este caso, la corriente de red antes del cambio de carga tiene una  $THD=0.81\%$  y después del cambio de carga tiene una  $THD=0.84\%$ .



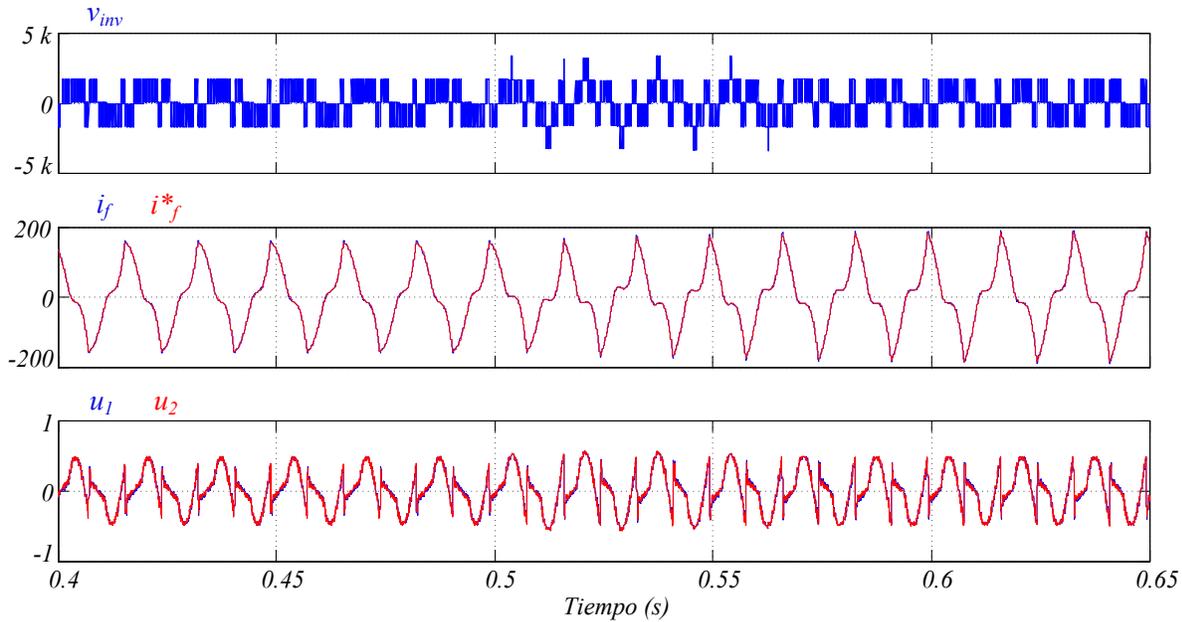
**Figura IV.10** Compensación armónica en el modo capacitivo para el convertidor simétrico con cambio de  $R_L$ . Voltajes en los buses de CD ( $v_{cd1}$ ,  $v_{cd2}$ ), potencia reactiva suministrada a la red ( $Q_T$ ), corriente de red ( $i_{grid}$ ).



**Figura IV.11** Compensación armónica en el modo capacitivo para el convertidor simétrico con cambio de  $R_L$ . Voltaje de salida del inversor ( $v_{inv}$ ), corriente inyectada por el STATCOM ( $i_f$ ), señales de control ( $u_1$ ,  $u_2$ ).



**Figura IV.12** Compensación armónica en el modo inductivo para el convertidor simétrico con cambio de  $R_L$ . Voltajes en los buses de CD ( $v_{cd1}$ ,  $v_{cd2}$ ), potencia reactiva suministrada a la red ( $Q_T$ ), corriente de red ( $i_{grid}$ ).

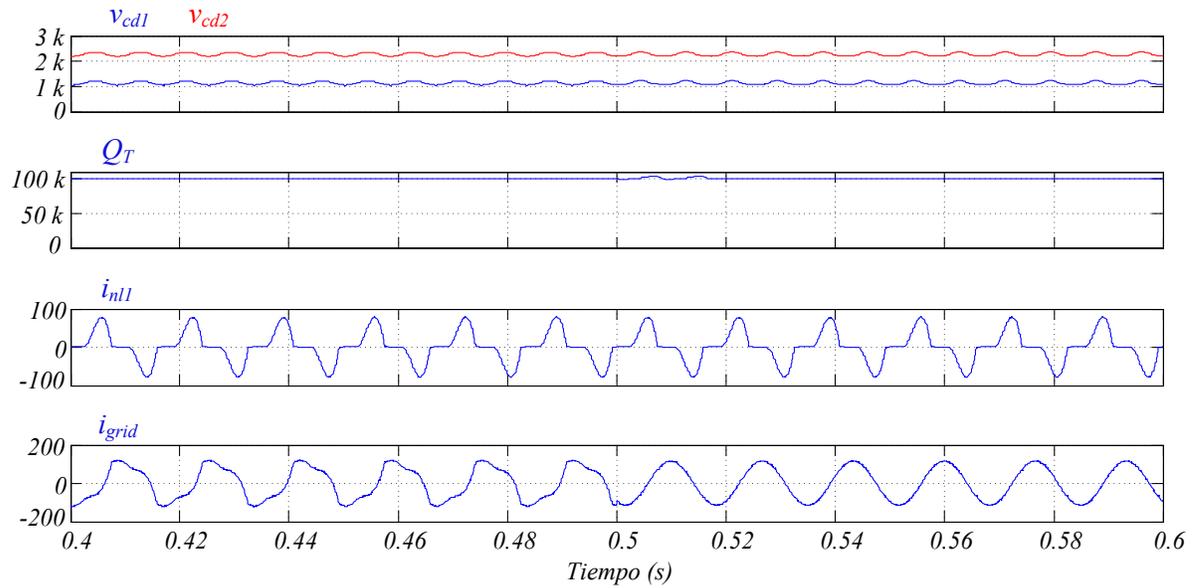


**Figura IV.13** Compensación armónica en el modo inductivo para el convertidor simétrico con cambio de  $R_L$ . Voltaje de salida del inversor ( $v_{inv}$ ), corriente inyectada por el STATCOM ( $i_f$ ), señales de control ( $u_1$ ,  $u_2$ ).

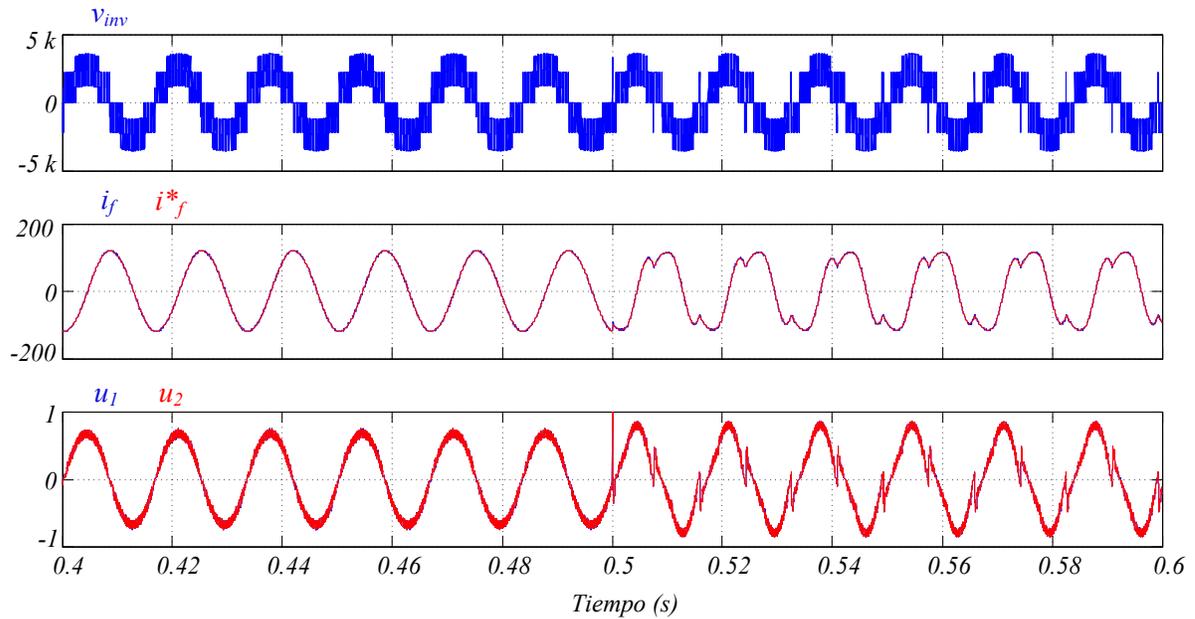
#### IV.4.2 Resultados para el convertidor asimétrico

La estrategia de control también es válida para los convertidores asimétricos; para estos resultados se han utilizado los mismos parámetros de la Tabla IV.1 y un convertidor binario:  $V_{cd1} = 1133 \text{ V}$  y  $V_{cd2} = 2266 \text{ V}$ . Aquí también se utiliza la técnica de conmutación de multiportadoras desplazadas en fase.

La Figura IV.14 presenta el caso en donde se observa cómo el STATCOM únicamente compensa potencia reactiva y después de 0.5 segundos compensa simultáneamente potencia reactiva y corrientes armónicas. En este caso los buses de CD tienen la relación 2:1; también, se observa que se alcanza la referencia de potencia reactiva deseada (100 kVAR) y se aprecia como la corriente de red ha cambiado a su forma sinusoidal después de  $t=0.5 \text{ s}$ , que es cuando se ha habilitado la función de filtro activo. La corriente de red tiene una  $THD=23.5\%$  antes de activar la función de filtro activo, y una  $THD=1.51\%$  después de activarla. En la Figura IV.15 se encuentran: el voltaje de salida del convertidor, la corriente que inyecta el STATCOM a la red y las dos señales de control. Este conjunto de señales cambia su forma de onda una vez que se activa la función de filtro activo.

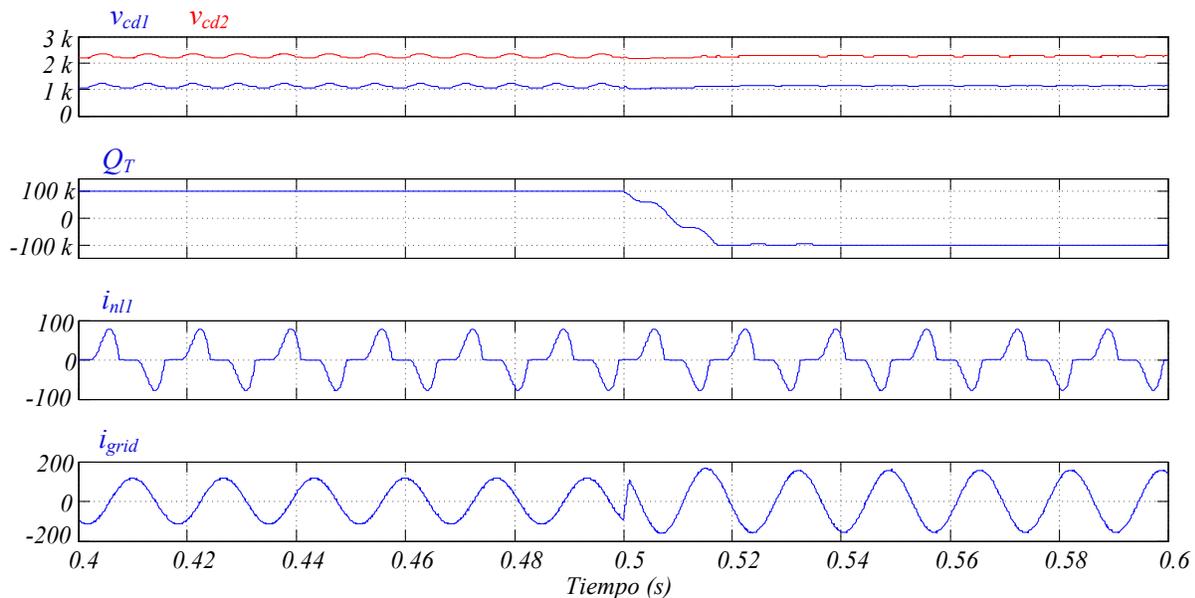


**Figura IV.14** Compensación armónica a partir de  $t=0.5$  s, convertidor asimétrico binario. Voltajes en los buses de CD ( $v_{cd1}$ ,  $v_{cd2}$ ), potencia reactiva suministrada a la red ( $Q_r$ ), corriente de red ( $i_{grid}$ ).

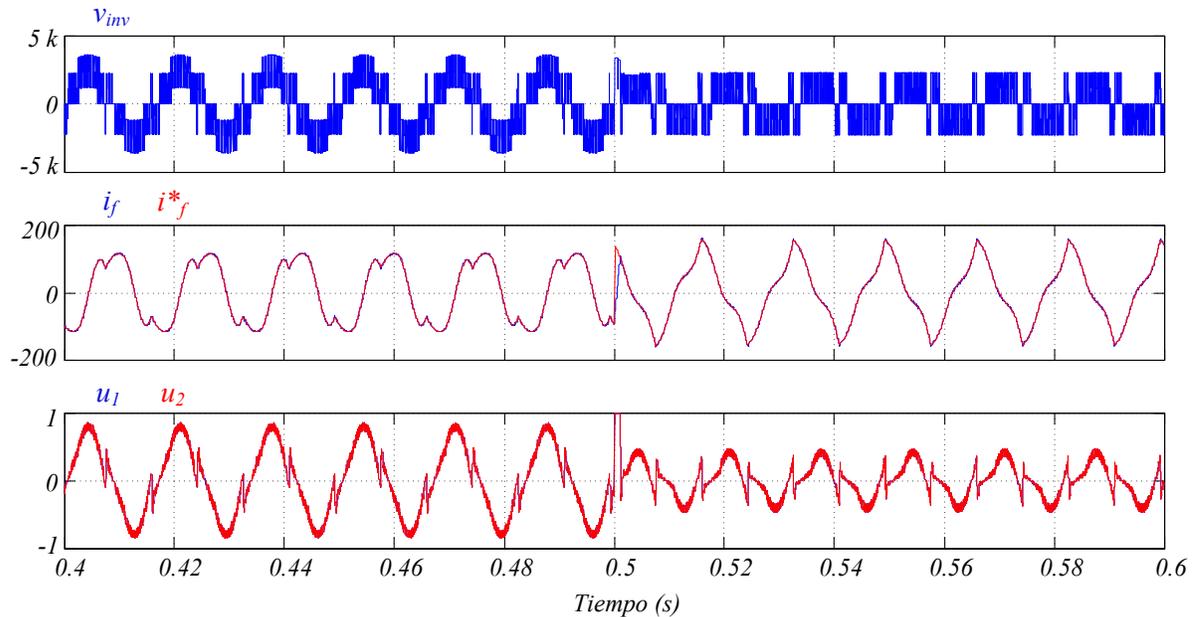


**Figura IV.15** Compensación armónica a partir de  $t=0.5$  s, convertidor asimétrico binario. Voltaje de salida del inversor ( $v_{inv}$ ), corriente inyectada por el STATCOM ( $i_f$ ), señales de control ( $u_1$ ,  $u_2$ ).

Las Figuras IV.16 y IV.17 muestran como los voltajes de CD siguen estables al aplicarse un cambio de referencia de potencia reactiva que va de 100 kVAR (modo capacitivo) a -100 kVAR (modo inductivo), compensando simultáneamente corrientes armónicas. Cuando el STATCOM está trabajando en modo capacitivo, la corriente de red tiene una  $THD=1.51\%$ , y en modo inductivo tiene una  $THD=0.71\%$ . También se muestra el voltaje de salida del convertidor, donde los índices de modulación de las señales de control son mayores a 0.5 para el modo capacitivo, y por ello se tienen 7 niveles y en el modo inductivo sólo se tienen 5 niveles ya que los índices de modulación son menores 0.5. También se aprecia la corriente que el STATCOM inyecta a la red; el cambio en la forma de onda se debe al cambio de fase de la corriente  $i_q(t)$ , al pasar del modo a capacitivo al modo inductivo.

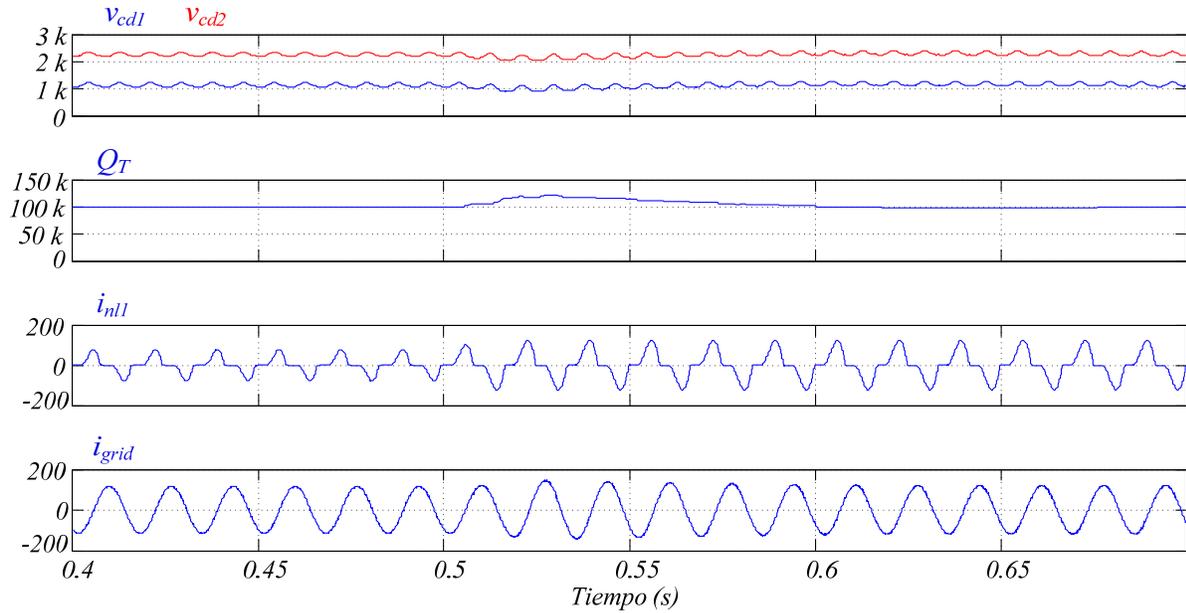


**Figura IV.16** Compensación armónica en los modos capacitivo e inductivo para el convertidor binario. Voltajes en los buses de CD ( $v_{cd1}$ ,  $v_{cd2}$ ), potencia reactiva suministrada a la red ( $Q_T$ ), corriente de red ( $i_{grid}$ ).

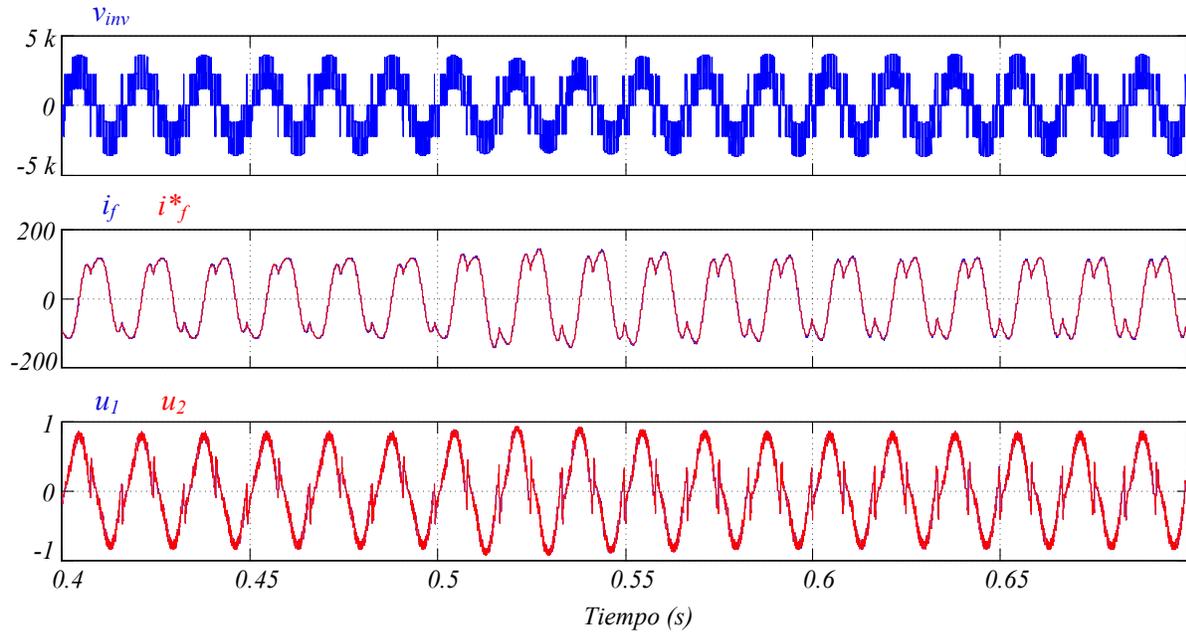


**Figura IV.17** Compensación armónica en los modos capacitivo e inductivo para el convertidor binario. Voltaje de salida del inversor ( $v_{inv}$ ), corriente inyectada por el STATCOM ( $i_f$ ), señales de control ( $u_1$ ,  $u_2$ ).

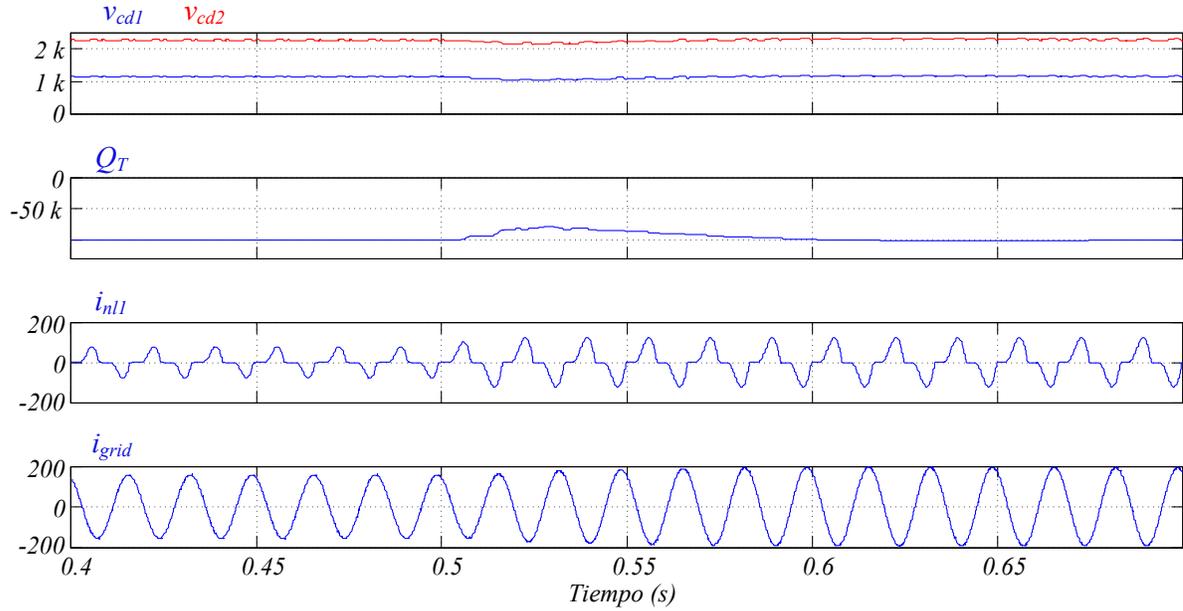
Las Figuras, de la IV.18 a la IV.21, muestran al STATCOM trabajando en modo capacitivo y en modo inductivo respectivamente, con transitorios de carga armónica. En ambos casos, en  $t=0.5\text{ s}$  se lleva a cabo un cambio en la carga del rectificador de 57 kW a 115 kW. Después del cambio de carga, existe un breve transitorio tanto en los voltajes de CD y en el suministro de potencia reactiva; sin embargo, no se pierde la estabilidad y la corriente de red sigue siendo compensada en armónicos de corriente. Cuando el STATCOM está operando en modo capacitivo, antes del cambio de carga la corriente de red tiene una  $THD=1.51\%$ , después del cambio tiene una  $THD= 1.7\%$ . Operando en modo inductivo la corriente de red tiene una  $THD= 0.71\%$  antes de cambiar la carga, y una  $THD= 0.73\%$  después del cambio. Las Figuras IV.19 y IV.21 muestran como se ajustan las señales de control, las cuales a su vez generan la forma de onda del voltaje de salida del STATCOM y la corriente que éste debe inyectar a la red.



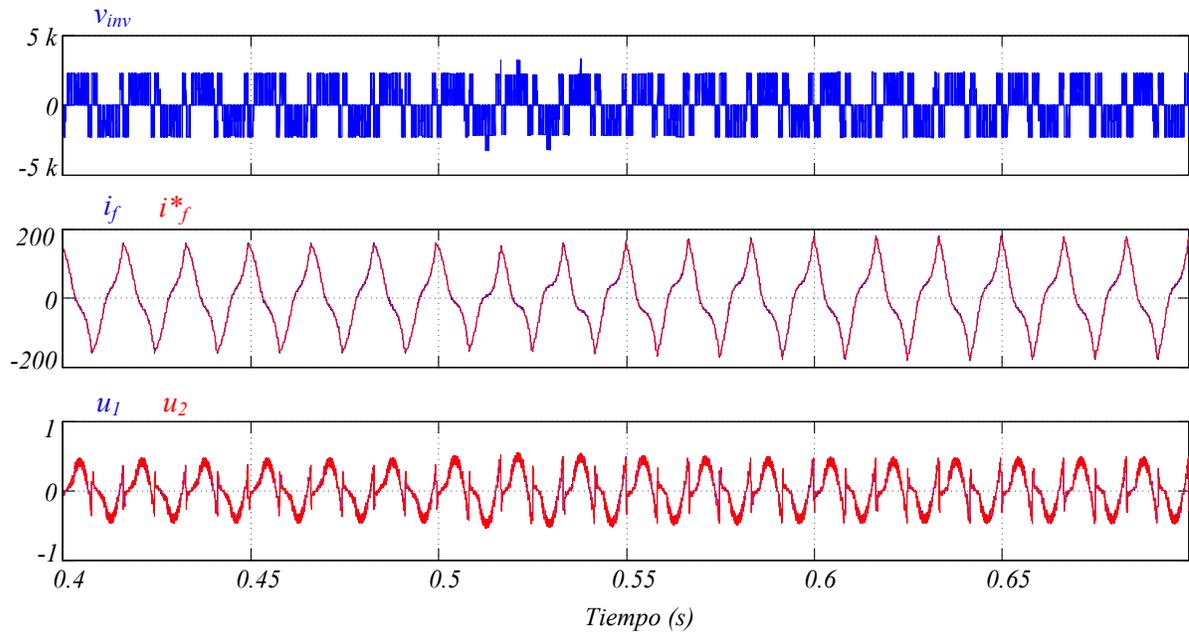
**Figura IV.18** Compensación armónica en el modo capacitivo para el convertidor binario con cambio de  $R_L$ . Voltajes en los buses de CD ( $v_{cd1}$ ,  $v_{cd2}$ ), potencia reactiva suministrada a la red ( $Q_T$ ), corriente de red ( $i_{grid}$ ).



**Figura IV.19** Compensación armónica en el modo capacitivo para el convertidor binario con cambio de  $R_L$ . Voltaje de salida del inversor ( $v_{inv}$ ), corriente inyectada por el STATCOM ( $i_f$ ), señales de control ( $u_1$ ,  $u_2$ ).



**Figura IV.20** Compensación armónica en el modo inductivo para el convertidor binario con cambio de  $R_L$ . Voltajes en los buses de CD ( $v_{cd1}$ ,  $v_{cd2}$ ), potencia reactiva suministrada a la red ( $Q_T$ ), corriente de red ( $i_{grid}$ ).



**Figura IV.21** Compensación armónica en el modo inductivo para el convertidor binario con cambio de  $R_L$ . Voltaje de salida del inversor ( $v_{grid}$ ), corriente inyectada por el STATCOM ( $i_f$ ), señales de control ( $u_1$ ,  $u_2$ ).

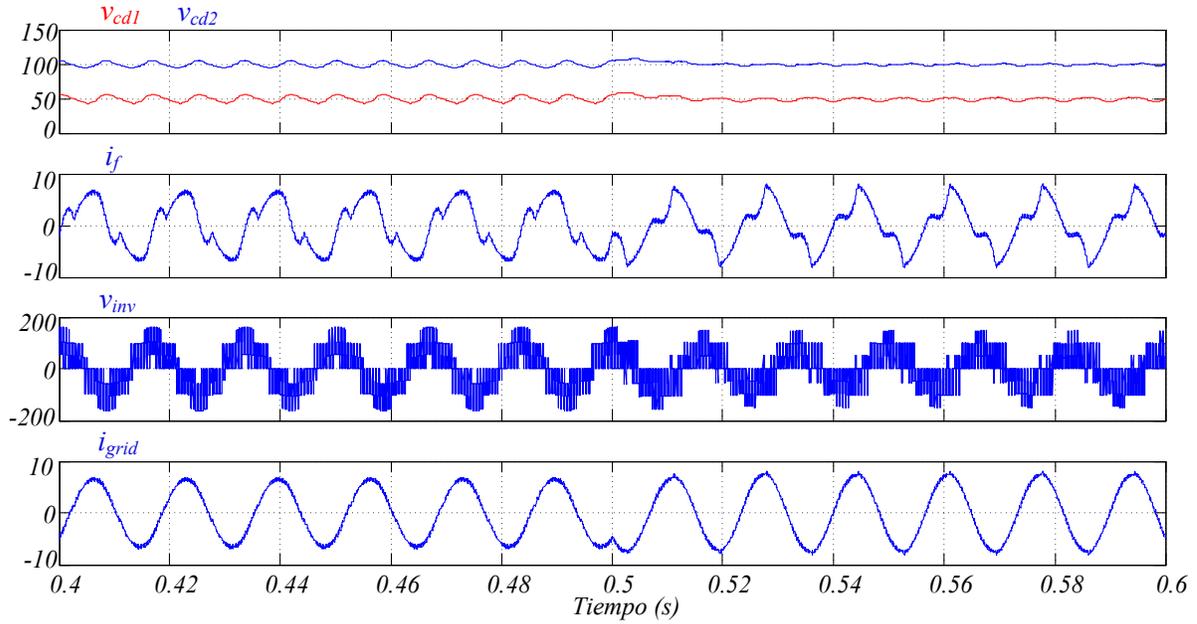
## IV.5 Resultados experimentales

Los resultados experimentales se obtienen con el prototipo que se presentó en Capítulo III. Los resultados se muestran para un convertidor asimétrico binario, cuyos parámetros se presentan en la Tabla IV.2. Los parámetros del rectificador monofásico que actúa como carga no lineal se encuentran en la misma tabla. El algoritmo de control se programó en una tarjeta de desarrollo basada en el DSP *TMS320F28335* de *Texas Instruments* y la técnica de modulación (multi-portadoras con corrimiento de fase) se implementó en la tarjeta de desarrollo *Digilent Nexys2* basada en el FPGA de *Xilinx Spartan 3*.

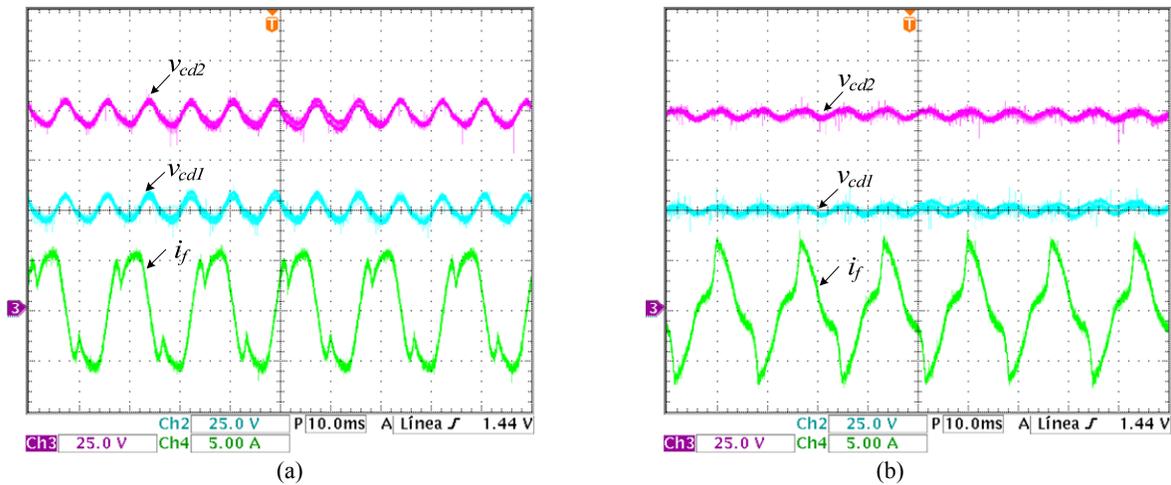
**Tabla IV.2** Parámetros del convertidor y de la carga no lineal para resultados experimentales.

Convertidor binario de dos celdas		Rectificador como carga no lineal	
Parámetro	Valor	Parámetro	Valor
$Q_T$	600 VAR	$P_{max}$	127 W
$v_{grid}$	75 V <sub>p</sub> @ 60 Hz	$v_{grid}$	75 V <sub>p</sub> @ 60 Hz
$V_{cd1}, V_{cd2}$	50V, 100V	$C_r$	1200 uF;
$C_1 = C_2$ ;	470uF;	$L_r$	4 mH;
Frec. Conmut. ( $cell_1, cell_2$ )	1800Hz	$R_L$	44 Ω
$L_f$	6.4 mH		
$r_f$	1.5 Ω		
Frec. Muestreo	7200Hz		
PI lazo de corriente ( $K_p, T_i$ )	0.5, 0.0005 s		
PI lazos de voltaje ( $K_p, T_i$ )	3, 0.1 s		

Con el fin de establecer una referencia que permita hacer una comparación más directa con los resultados experimentales, se han llevado a cabo unas simulaciones utilizando los parámetros del prototipo experimental que se muestran en la Tabla IV.2. La Figura IV.22 muestra dichas simulaciones, donde se aprecian las magnitudes y las formas de onda de: los voltajes en los buses de CD, la corriente que el STATCOM inyecta a la red, el voltaje de salida del convertidor, y la corriente de red. Al igual que en los resultados experimentales, que se presentarán más adelante, el STATCOM opera con una referencia de potencia reactiva de 200 VAR en modo capacitivo y de -200 VAR en modo inductivo.



**Figura IV.22** Simulaciones utilizando los parámetros del prototipo experimental cuando el STATCOM hace simultáneamente la compensación de potencia reactiva y de corrientes armónicas.

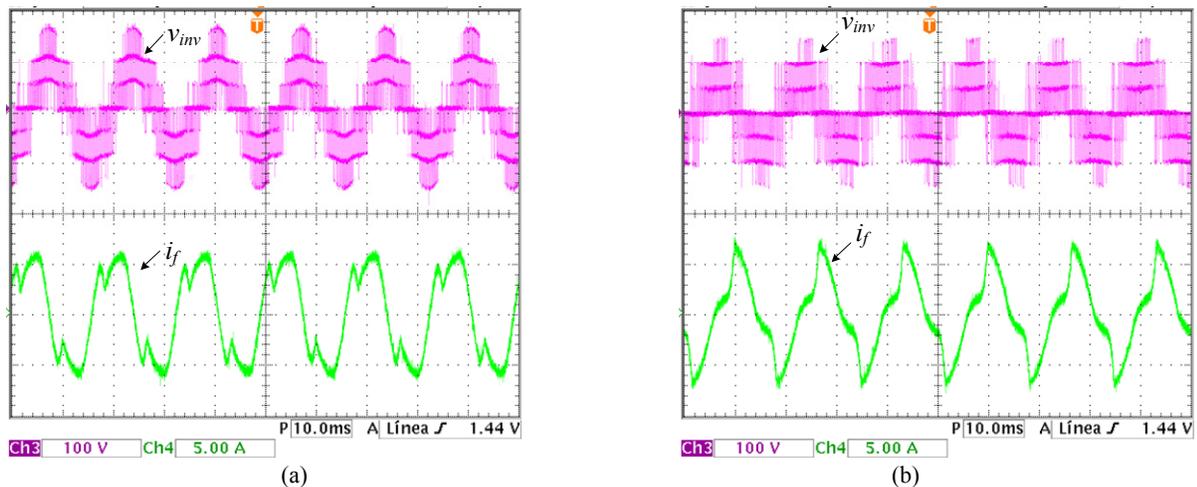


**Figura IV.23** (a) Voltajes en los buses de CD, corriente inyectada por el convertidor con una referencia de 200 VAR; (b) voltajes en los buses de CD y corriente inyectada por el convertidor con una referencia de -200 VAR.

A continuación se muestran los resultados experimentales. La Figura IV.23(a) muestra al STATCOM trabajando en modo capacitivo inyectando una potencia reactiva de 200 VAR a la vez que compensa armónicos de corriente, generados por el rectificador monofásico con

una carga de 127 W. Se aprecia la estabilización de los voltajes en los buses de CD y la forma de la corriente que el STATCOM debe inyectar a la red para compensar la potencia reactiva y los armónicos de corriente de forma simultánea. La Figura IV.23(b) muestra lo correspondiente para el caso en que el STATCOM está absorbiendo potencia reactiva (-200 VAR). Se puede apreciar la similitud de las formas de onda y las magnitudes respecto de los resultados en simulación de la Figura IV.22.

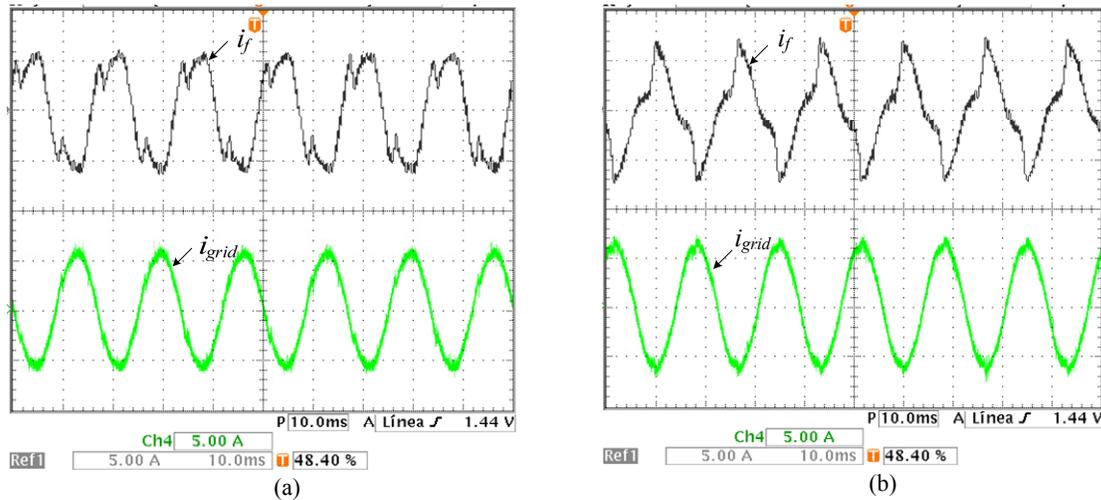
La Figura IV.24 muestra el voltaje de salida del convertidor y la corriente que el STATCOM inyecta a la red. En la Figura IV.24(a) el STATCOM está trabajando en modo capacitivo mientras que en la Figura IV.24(b) está trabajando en modo inductivo. Al igual que en los resultados de simulación de la Figura IV.22, el número de niveles en este voltaje depende del índice de modulación de las señales de control, para el modo capacitivo debe ser superior a 0.5 mientras que para el modo inductivo es menor a 0.5. Para tener un enlace entre las Figuras IV.23 y IV.24, se ha repetido la corriente que inyecta el STATCOM.



**Figura IV.24** (a) Voltaje de salida del convertidor, corriente inyectada por el convertidor con una referencia de 200 VAR; (b) voltaje de salida del convertidor y corriente inyectada por el convertidor con una referencia de -200 VAR.

Finalmente, en la Figura IV.25 se muestra la corriente de red, la cual se muestra compensada en armónicos. Al igual que las gráficas anteriores, la Figura IV.25(a) muestra la operación del STATCOM en modo capacitivo, mientras que la Figura IV.25(b) muestran el modo inductivo. En el modo capacitivo, la corriente de red tiene una  $THD = 4.5\%$ , mientras

que en modo inductivo tiene una  $THD=3.7\%$ . Se ha mantenido la corriente que inyecta el STATCOM como una forma de enlace con las figuras previas.



**Figura IV.25** (a) Corriente inyectada por el convertidor con una referencia de 200 VAR y corriente de la red; (b) corriente inyectada por el convertidor con una referencia de -200 VAR y corriente de la red.

De esta manera se corrobora de forma experimental que el STATCOM puede hacer simultáneamente las funciones de compensador de potencia reactiva y corrientes armónicas. Es de notarse la similitud de las señales presentadas en los resultados experimentales con respecto de las simulaciones presentadas en la Figura IV.22.

#### IV.6 Cuantificación de la energía para compensar potencia reactiva y corrientes armónicas

Con todo lo anterior se ha mostrado que el STATCOM puede funcionar como compensador de potencia reactiva y como filtro activo de corriente de forma simultánea. Ahora se presenta una manera de cuantificar en qué medida el STATCOM puede compensar potencia reactiva y/o corrientes armónicas; es decir, a partir de la potencia reactiva nominal al que fue diseñado, en qué porcentaje funciona como compensador de potencia reactiva y en qué porcentaje funciona como filtro activo. Para esto, se propone mapear la potencia reactiva

que intercambia el STATCOM con la red eléctrica a su equivalente cantidad de energía. Esto se debe hacer tanto a la frecuencia fundamental como a la frecuencia de los armónicos; y ya en cantidades de energía, determinar en qué porcentaje puede compensar corrientes armónicas o potencia reactiva.

Para calcular la energía asociada a la potencia instantánea se parte de la corriente que circula entre el STATCOM y la red eléctrica, ecuación (IV.1). De acuerdo con (IV.4) y (IV.5), se puede definir  $I_d = I_p \cos(\varphi)$  e  $I_q = I_p \sin(\varphi)$ . Si también se define  $i_h(t) = \sum_{k>1}^M i_{hk}$ , donde  $i_{hk}$  es el  $k$ -ésimo armónico de corriente y  $M$  representa el máximo armónico de corriente que se desea tomar en cuenta. Con estas tres corrientes y asumiendo que  $v_{grid} = V_p \cos(\omega t)$ , se puede obtener la expresión de la potencia instantánea que también tendrá tres términos.

$$p(t) = V_p \cos(\omega t) \left( I_d \cos(\omega t) + I_q \sin(\omega t) + \sum_{k>1}^M i_{hk}(t) \right) = p_d(t) + p_q(t) + p_h(t) \quad (IV.11)$$

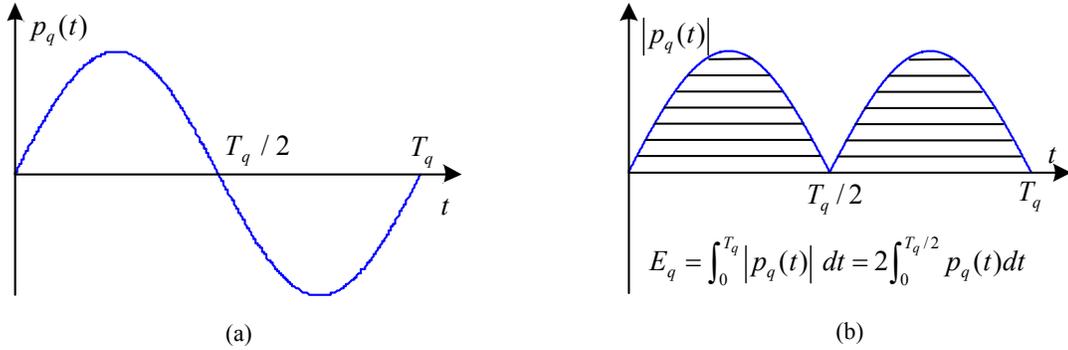
donde:

$$p_d(t) = V_p I_d \cos^2(\omega t) \quad (IV.12)$$

$$p_q(t) = V_p \cos(\omega t) I_q \sin(\omega t) = \frac{1}{2} V_p I_q \sin(2\omega t) \quad (IV.13)$$

$$p_h(t) = V_p \cos(\omega t) i_h(t) \quad (IV.14)$$

Una vez que se garantiza la regulación de los voltajes en los buses de CD con  $p_d(t)$ , entonces se puede compensar potencia reactiva correspondiente a  $p_q(t)$  y compensar corrientes armónicas que corresponden a la potencia  $p_h(t)$ . Este análisis se centra en la cuantificación de la energía correspondiente a  $p_q(t)$  y la correspondiente a  $p_h(t)$ .



**Figura IV.26** (a) Potencia instantánea correspondiente a la ecuación (IV.13). (b) Valor absoluto de la ecuación (IV.13) a partir de la cual se cuantifica la energía correspondiente a esta ecuación.

En la Figura IV.26(a) se muestra la forma de onda de  $p_q(t)$ ; como se puede apreciar, la energía en un periodo  $T_q$  sería cero, puesto que se tiene que evaluar la integral en un periodo. Para tener una manera de cuantificar la energía correspondiente  $p_q(t)$ , se puede calcular para medio periodo o se puede calcular para el valor absoluto en un periodo completo como se muestra en la Figura IV.26(b). Se propone calcular la energía del valor absoluto para todo el periodo  $T_q$ , ya que tiene la ventaja de poderse comparar directamente con un número entero de periodos de los armónicos que corresponden a  $p_h(t)$ , no importando si son armónicos pares o impares. Como la frecuencia de  $p_q(t)$  es  $2\omega$ , entonces su periodo es  $T_q = \pi / \omega$ , donde  $\omega$  es la frecuencia de red. De aquí que la energía  $E_q$ , correspondiente a  $p_q(t)$ , queda de la siguiente forma:

$$E_q = 2 \int_0^{T_q/2} \frac{V_p I_q}{2} \text{sen}(2\omega t) dt = \frac{-V_p I_q}{\omega} \cos(2\omega t) \Big|_0^{T_q/2} = \frac{2V_p I_q}{\omega} \quad (\text{IV.15})$$

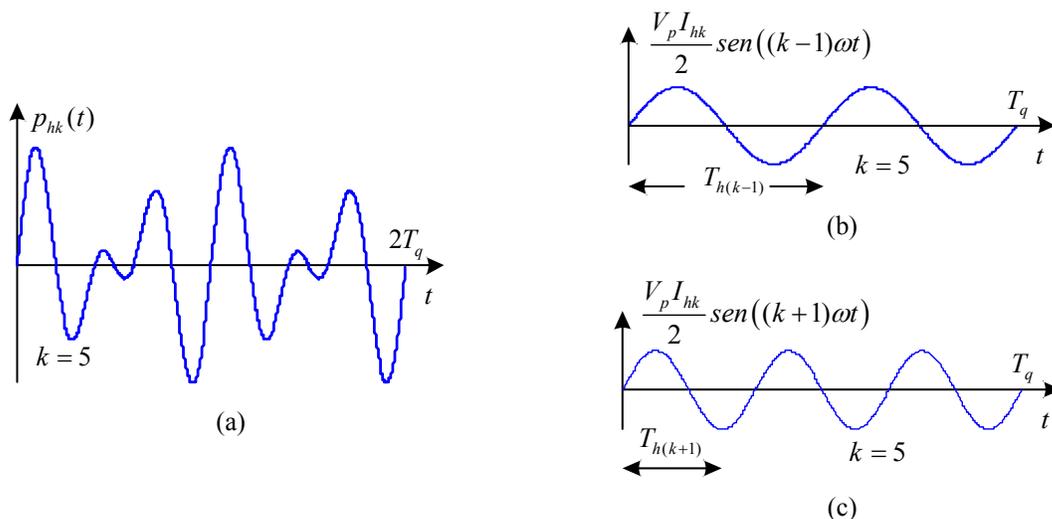
Para poder calcular la energía correspondiente a  $p_h(t)$ , en primer lugar se define el  $k$ -ésimo armónico de corriente como sigue:

$$i_{hk} = I_{hk} \text{sen}(k\omega t + \theta_k) \quad (\text{IV.16})$$

donde  $I_{hk}$ ,  $k\omega$  y  $\theta_k$ , son la amplitud, la frecuencia y ángulo de fase del  $k$ -ésimo armónico, respectivamente. Entonces la potencia instantánea debida al  $k$ -ésimo armónico queda dada como:

$$p_{hk}(t) = V_p \cos(\omega t) I_{hk} \text{sen}(k\omega t + \theta_k) = \frac{V_p I_{hk}}{2} [\text{sen}((k-1)\omega t + \theta_k) + \text{sen}((k+1)\omega t + \theta_k)] \quad (\text{IV.17})$$

Como se puede apreciar, el valor promedio es cero, por lo tanto, no hay transferencia de potencia activa. En la Figura IV.27(a) se muestra la forma de onda de la potencia instantánea  $p_{hk}(t)$ , para un quinto armónico de corriente ( $k=5$ ). En las Figuras IV.27(b) y IV.27(c) se aprecian las dos componentes de  $p_{hk}(t)$  dadas en (IV.17), con frecuencias  $(k-1)\omega$  y de  $(k+1)\omega$ , respectivamente.



**Figura IV.27** (a) Potencia instantánea correspondiente al  $k$ -ésimo armónico ( $k=5$ ). Descomposición de la potencia en: (b) una componente con frecuencia  $(k-1)\omega$  y en (c) una componente con frecuencia  $(k+1)\omega$ .

Para el término que tiene frecuencia  $(k-1)\omega$ , su periodo queda como  $T_{h(k-1)} = 2\pi / (k-1)\omega$ ; y para el que tiene frecuencia  $(k+1)\omega$ , el periodo queda como  $T_{h(k+1)} = 2\pi / (k+1)\omega$ . Debido a que tienen frecuencias diferentes, los dos términos que conforman  $p_{hk}(t)$  se pueden tratar por separado y se van a denotar como  $p_{hk1}(t)$  y  $p_{hk2}(t)$ .

$$p_{hk1}(t) = \frac{V_p I_{hk}}{2} \text{sen}((k-1)\omega t + \theta_k) \quad (\text{IV.18})$$

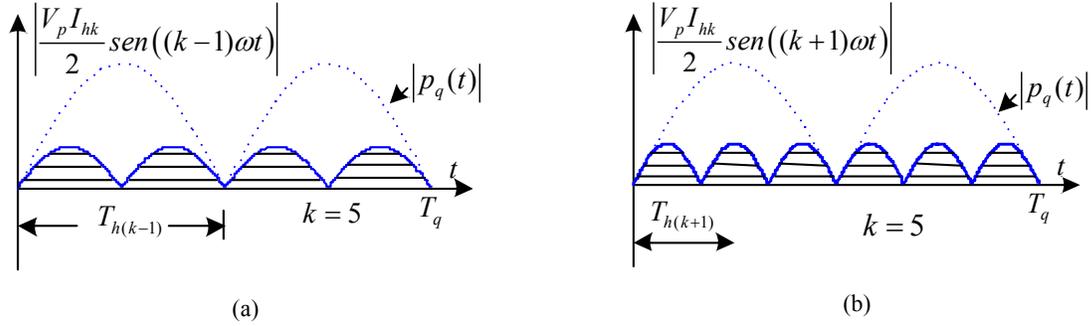
$$p_{hk2}(t) = \frac{V_p I_{hk}}{2} \text{sen}((k+1)\omega t + \theta_k) \quad (\text{IV.19})$$

Ahora se calcula la energía para el valor absoluto de estas dos expresiones; para esto se integran estas dos ecuaciones para la mitad de su respectivo periodo y posteriormente se multiplica por dos. También, para el cálculo de la integral, que es calcular el área bajo medio periodo de cada uno de los sumandos de  $p_{hk}(t)$ , no es necesario incluir el ángulo de fase, ya que este corrimiento no afecta al cálculo del área en un periodo. Por lo tanto, la energía correspondiente a cada uno de los términos de  $p_{hk}(t)$ , quedan de la siguiente forma:

$$E_{hk1} = 2 \int_0^{T_{k-1}/2} \frac{V_p I_{hk}}{2} \text{sen}((k-1)\omega t) dt = \frac{2V_p I_{hk}}{(k-1)\omega} \quad (\text{IV.20})$$

$$E_{hk2} = 2 \int_0^{T_{k+1}/2} \frac{V_p I_{hk}}{2} \text{sen}((k+1)\omega t) dt = \frac{2V_p I_{hk}}{(k+1)\omega} \quad (\text{IV.21})$$

Estas energías corresponden a un sólo periodo de las potencias  $p_{hk1}(t)$  y  $p_{hk2}(t)$ , respectivamente, Figuras IV.27(b) y IV.27(c). Para poder hacer una comparación entre la energía que se obtiene a partir de la potencia reactiva a frecuencia fundamental ( $E_q$ ) y la energía que se obtiene de un armónico ( $E_{hk}$ ), se debe hacer en el mismo intervalo de tiempo  $T_q$ . Entonces, la ecuación (IV.20) se debe multiplicar por  $(k-1)/2$  y la (IV.21) por  $(k+1)/2$ , respectivamente, ya que son los números de periodos de  $p_{hk1}(t)$  y  $p_{hk2}(t)$  que caben en  $T_q$ , como se puede apreciar en la Figura IV.28.



**Figura IV.28** (a) Valor absoluto del primer término de la ecuación (IV.17). (b) Valor absoluto del segundo término de la ecuación (IV.17).

Por lo tanto, para el  $k$ -ésimo armónico, el mapeo de la potencia  $p_{hk}(t)$  a su correspondiente cantidad de energía ( $E_{hk}$ ) en el intervalo de tiempo  $T_q$ , queda como:

$$E_{hk} = (k-1)E_{hk1} + (k+1)E_{hk2} = \frac{2V_p I_{hk}}{\omega} \quad (\text{IV.22})$$

De acuerdo con la serie de Fourier, la corriente distorsionada que genera una carga no lineal se forma de la suma de todos los armónicos. Entonces, la energía correspondiente a los  $M$  armónicos de corriente es la suma de la energías correspondientes a cada uno de ellos, quedando de la siguiente forma:

$$E_h = \sum_{k>1}^M \frac{2V_p I_{hk}}{\omega} \quad (\text{IV.23})$$

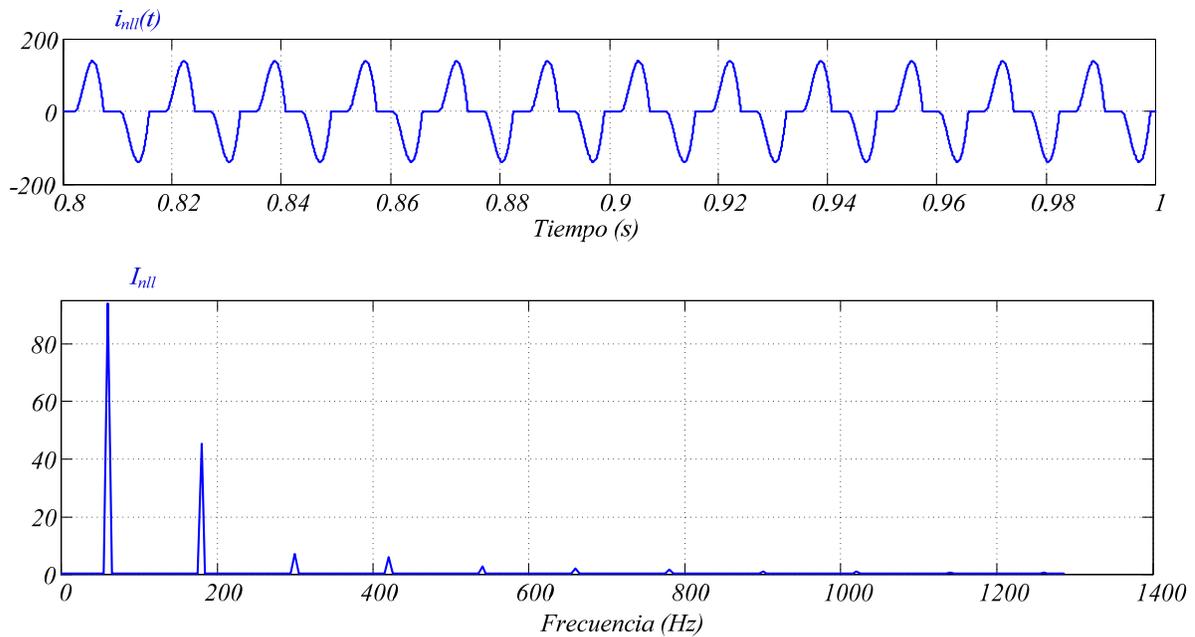
Ahora se presenta un ejemplo numérico para saber en qué porcentaje el STATCOM trabaja compensando potencia reactiva y en qué porcentaje trabaja como compensador de armónicos de corriente. Para esto se toma como referencia la potencia nominal a la que fue diseñado el STATCOM y a la cual se le asocia su correspondiente energía nominal. Para el desarrollo del ejemplo se utilizan los parámetros del STATCOM que se emplearon en las simulaciones.

En primer lugar se mapea la potencia reactiva nominal con ayuda de la ecuación (IV.15), esta ecuación utiliza la magnitud de corriente  $I_q$ , la cual se obtiene de (IV.7). Para la

potencia reactiva nominal de  $240 \text{ kVAR}$ , se tiene una  $I_q$  de  $281.35 \text{ A}$ . Con esta corriente y con  $V_p = 1700 \text{ V}$  se tiene que la energía nominal a la que trabaja el STATCOM es de  $E_{nom} = 2533 \text{ J}$ . Es importante aclarar que ésta no es una energía que esté generando trabajo, sino que es la cantidad de energía, en un periodo  $T_q$ , que está oscilando entre el STATCOM y la red, donde el valor promedio es cero.

Para el caso de los resultados en simulación (ya sea en simétrico o asimétrico) donde el STATCOM está operando a  $100 \text{ kVAR}$ , se tiene que la energía que corresponde a esta potencia es  $E_{q100kVAR} = 1061 \text{ J}$ , lo cual su vez corresponde a  $41.8\%$  de  $E_{nom}$ .

Ahora se cuantifica la energía que debe suministrar el STATCOM para compensar armónicos de corriente. Para ello se toma el caso cuando la carga del rectificador es de  $25\Omega$ . La Figura IV.20 muestra la corriente, que el rectificador monofásico demanda a la red eléctrica y también muestra el contenido armónico para los primeros 10 armónicos impares.



**Figura IV.29** Corriente que demanda el rectificador a la red, junto con su espectro en frecuencia.

La Tabla IV.3 muestra la amplitud de los armónicos y el cálculo de su respectiva energía, para lo cual se utiliza (IV.22).

**Tabla IV.3** Amplitud y energía de los armónicos de corriente que el STATCOM debe suministrar a la red cuando el rectificador maneja una carga de  $25\Omega$ .

No. Armónico de corriente	Amplitud (A)	Energía (J)
1	93.71	-----
3	45.21	407.03
5	7.00	63.02
7	5.93	53.38
9	2.76	24.84
11	1.83	16.47
13	1.54	13.86
15	0.95	8.53
17	0.82	7.34
19	0.68	6.13
21	0.49	4.38

La energía total correspondiente a estos 10 armónicos es  $E_h = 605J$ , lo cual equivale a 23.89%.

Entonces, para este ejemplo en particular, quiere decir que el STATCOM está trabajando al 41.8 % como compensador de potencia reactiva y al 23.89% como filtro activo de corriente. Y en términos generales, el STATCOM está operando al 65.77% de su capacidad.

En simulación, también se presentaron resultados para cuando el rectificador maneja una carga de  $50\Omega$ . Repitiendo todo el procedimiento para la misma potencia reactiva de 100 kVAR, se tiene que el STATCOM está trabajando como compensador de potencia reactiva al 41% y como filtro activo de corriente al 18.11%; lo que da un total del 60% de la capacidad nominal del STATCOM. En caso de que la suma de energías, tanto a frecuencia fundamental como de los armónicos, supere el 100%, quiere decir que el STATCOM no tendrá la capacidad para operar de manera correcta y lo que se tiene que hacer es redimensionar los elementos del STATCOM para esta cantidad de energía.

# Capítulo V

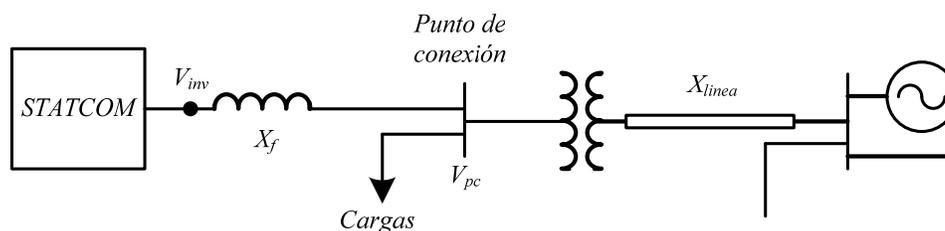
## Compensación de variaciones del voltaje de red usando el STATCOM multinivel

---

En este capítulo se presenta en qué medida el STATCOM se puede utilizar en la compensación de variaciones de voltaje de red, específicamente *sags*. Para ello se toma como referencia el transformador de una subestación industrial. Se utiliza la estrategia de control presentada en el Capítulo III, la cual requiere como referencia una cantidad de potencia reactiva; por ello, también se muestra cómo hacer el mapeo de las variaciones de voltaje a su correspondiente cantidad de potencia reactiva.

## V.1 Descripción y funcionamiento del sistema

De acuerdo con [60], un *sag* se define como un decremento de voltaje eficaz a la frecuencia de línea. Estos pueden tener una duración que va desde 0.5 ciclos hasta un minuto. Los valores típicos de un *sag* van de 0.1 a 0.9 pu. De una forma alternativa, los *sags* son reducciones de corta duración del voltaje eficaz, que son causados por cortos circuitos, sobrecarga, y arranque de grandes motores. El interés en los *sags* de voltaje se debe a los problemas que estos causan en varios equipos que son sensibles a variaciones de voltaje: variadores de velocidad, equipo de control de procesos y computadoras [62].



**Figura V.1** Diagrama del STATCOM conectado a un transformador industrial.

En la Figura V.1 se muestra el esquema general del STATCOM enlazado al punto de conexión a través de la inductancia con reactancia  $X_f$ . El punto de conexión está del lado del secundario de un transformador, al cual se tienen conectadas varias cargas. A su vez la alimentación del transformador viene de otro nodo, donde la reactancia de la línea que hay entre el transformador y el nodo que la alimenta está dada por  $X_{línea}$ .

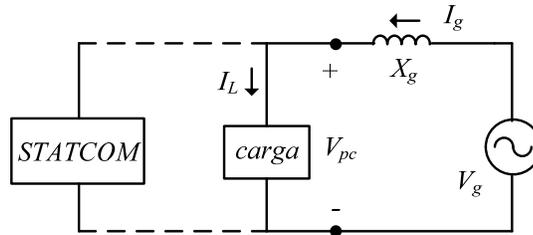
En términos generales, un *sag* en el punto de conexión puede ocurrir por dos causas: a) por la variación de la cargas a las cuales sirve el transformador, y esto ocurre del lado del secundario, directamente en el punto de conexión; b) por alguna falla que ocurra en el nodo que alimenta la subestación o en alguno de los nodos que tenga alguna interconexión con el transformador en cuestión, en este caso el origen del *sag* ocurre del lado del primario del transformador a varios kilómetros de distancia y se propaga hasta el punto de conexión.

Para mitigar un *sag*, el STATCOM puede suministrar la potencia reactiva, de tal manera que se mantenga estable el valor del voltaje en el punto de conexión ( $V_{pc}$ ). Para

poder entregar potencia reactiva es necesario que el valor del voltaje de salida del convertidor ( $V_{inv}$ ) sea mayor que el valor de  $V_{pc}$ , es decir, que el STATCOM se comporte como capacitor y sea capaz de entregar potencia reactiva, y de esa manera no dejar que el voltaje en el punto de conexión decaiga.

## V.2 Análisis cuando el sag es provocado por una carga del lado del secundario

La Figura V.2 representa la versión monofásica simplificada del diagrama de la Figura V.1. En este caso se ha sustituido el transformador por su equivalente Thevenin del lado del secundario del transformador, representado por la fuente de voltaje  $V_g$  y su reactancia equivalente  $X_g$ . Para simplificar el análisis se desprecian las pérdidas en el transformador.



**Figura V.2** Esquema para el cálculo de  $V_{pc}$  dependiendo del tipo de carga.

A partir de este esquema es posible observar las variaciones de voltaje en el punto de conexión debido a los diferentes tipos cargas [7]. En primer lugar se observa que una carga puramente inductiva  $L_L$  que tiene una reactancia  $jX_L = j\omega L_L$  provoca un decaimiento de voltaje, ya que:

$$V_{pc} = \frac{V_g X_L}{X_L + X_g} \quad (\text{V.1})$$

Dependiendo del valor de  $L_L$  será la reducción de voltaje.

Para el caso de una carga puramente capacitiva  $C$ , la impedancia está dada por  $-jX_c = -j / \omega C$  se tiene:

$$V_{pc} = \frac{V_g}{1 - \frac{X_g}{X_C}} \quad (\text{V.2})$$

En este caso el denominador es menor a uno, lo que implica un incremento en  $V_{pc}$ .

Cuando la carga es puramente resistiva  $R_L$  se tiene la siguiente ecuación:

$$V_{pc} = \frac{V_g R_L}{\sqrt{R_L^2 + X_g^2}} \quad (\text{V.3})$$

Se observa como la carga resistiva genera una reducción de voltaje.

Una vez aclarado como las diferentes cargas provocan variaciones de voltaje; específicamente el interés se centra en cargas que consumen potencia reactiva, ya que el STATCOM sólo puede compensar potencia reactiva. Y todavía más particularmente, sólo se tratan cargas inductivas, ya que éstas son las que pueden generar *sags* de voltaje en el punto de conexión. Cuando ocurre una reducción de voltaje del lado del secundario del transformador debido a una carga inductiva, es posible asociar dicha variación de voltaje a su correspondiente flujo de potencia reactiva. La potencia reactiva que una carga reactiva le solicita a la fuente  $V_g$  está dada por:

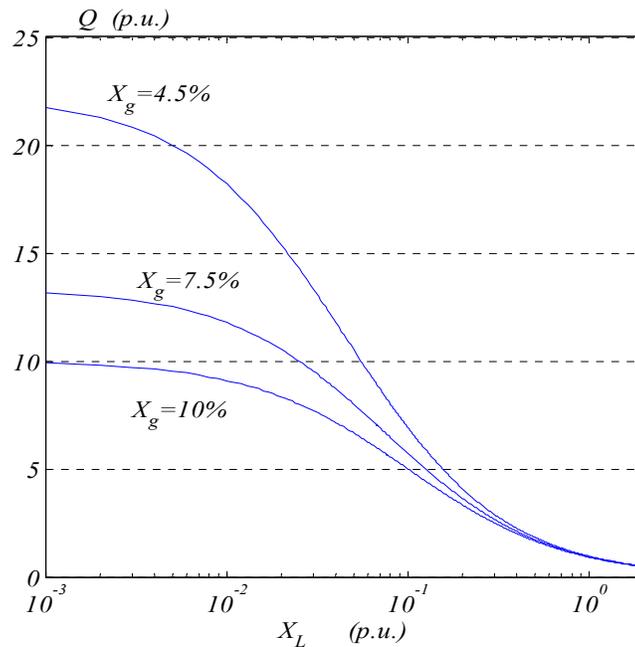
$$Q = \frac{V_g^2}{X_L + X_g} \quad (\text{V.4})$$

De (V.4) se puede observar que la cantidad de potencia reactiva queda en función de la reactancia equivalente del transformador  $X_g$  y de la carga inductiva  $X_L$ . Si la reducción de voltaje generada por la carga inductiva se toma como la profundidad de un *sag* de voltaje, esta profundidad se puede escribir como sigue:

$$sag = 1 - \frac{V_g - V_{pc}}{V_g} \quad (\text{V.5})$$

donde  $V_{pc}$  se calcula con (V.1).

En la Figura V.3 se muestra las curvas del comportamiento de la demanda de potencia reactiva en función del valor de  $X_L$ . Estas curvas se originan a partir los datos del siguiente transformador: potencia 500kVA, 13.2kV/440V, 60 Hz. Se han tomado tres diferentes valores de la reactancia equivalente: 4.5%, 7.5% y 10%.

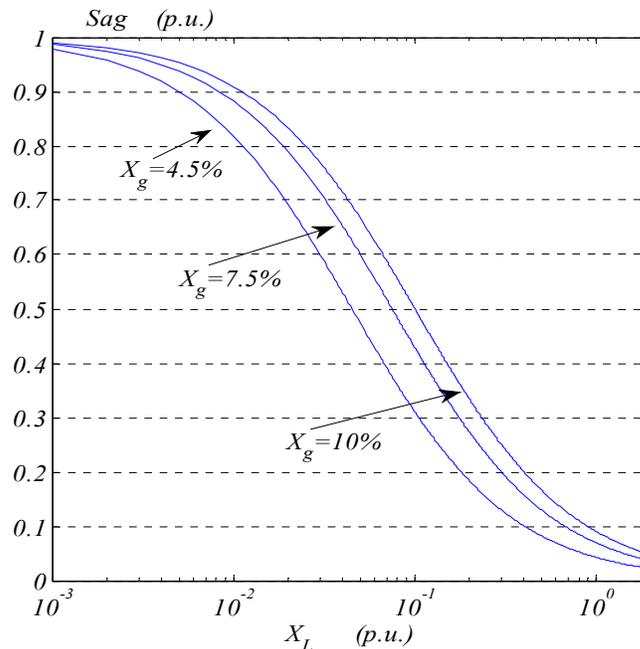


**Figura V.3** Potencia reactiva en función de  $X_L$  para diferentes reactancias equivalentes.

Se observa que los máximos de potencia reactiva se dan cuando  $X_L$  es próxima a cero, para valores de  $X_L$  mayores a cero la demanda de potencia reactiva disminuye. Prácticamente en todo el rango de  $X_L$  la potencia reactiva supera la capacidad del transformador; sin embargo, el STATCOM tiene la capacidad de compensar esta potencia, y por ende la capacidad de compensar el *sag*, como se verá más adelante.

A partir de (V.5), en la Figura V.4 se muestra la profundidad del *sag* como función de  $X_L$ , se utiliza el mismo rango de  $X_L$  que en las gráficas de la Figura V.3. Se observa que

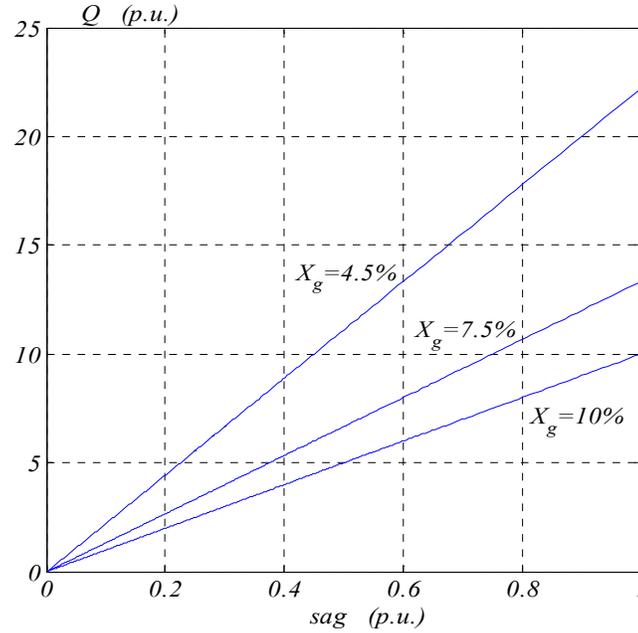
entre más pequeño el valor de  $X_L$ , mayor es la profundidad del *sag*. También, entre mayor el valor de  $X_g$ , menor es la profundidad del *sag*.



**Figura V.4** Profundidad del *sag* en función de  $X_L$  para diferentes reactancias equivalentes.

Si se correlacionan los datos de las Figuras V.3 y V.4 se obtienen las gráficas de la Figura V.5, donde se presenta la cantidad de potencia reactiva como función de la profundidad del *sag*. Se observa que entre mayor sea la profundidad del *sag*, mayor es la potencia reactiva que debe suministrar el STATCOM para compensar dicho *sag*. También se puede observar que para un *sag*, aunque éste sea de poca profundidad (por ejemplo del 15%), la carga consume una cantidad de potencia reactiva considerable, que puede llegar a superar la capacidad del transformador. Sin embargo, esta potencia reactiva la puede proporcionar el STATCOM en lugar del transformador. El STATCOM es capaz de compensar el *sag* debido a que se comporta como una carga capacitiva que está conectada en paralelo con la carga que genera dicho *sag*, haciendo que se cancele la potencia reactiva demandada al transformador. Dicho de otra forma, el STATCOM opera como un capacitor “a la medida”, el cual está conectado en paralelo con la carga inductiva que genera el *sag*, de tal manera que la potencia reactiva neta que estos dos elementos en paralelo le demandan a la red es prácticamente cero.

De aquí que el STATCOM se puede utilizar para compensar *sags* debidos a cargas inductivas.



**Figura V.5** Potencia reactiva en función del *sag* del lado del secundario para diferentes reactancias equivalentes.

### V.3 Análisis cuando el *sag* es provocado del lado del primario

De acuerdo con [62], un *sag* se genera en el nodo o alguno de los nodos que alimentan al transformador (Figura V.1) y éste se propaga hasta el punto de conexión. En este caso se asume que el *sag* ocurre del lado primario del transformador, y éste se puede modelar con una variación directa del voltaje  $V_g$  en el circuito eléctrico de la Figura V.2.

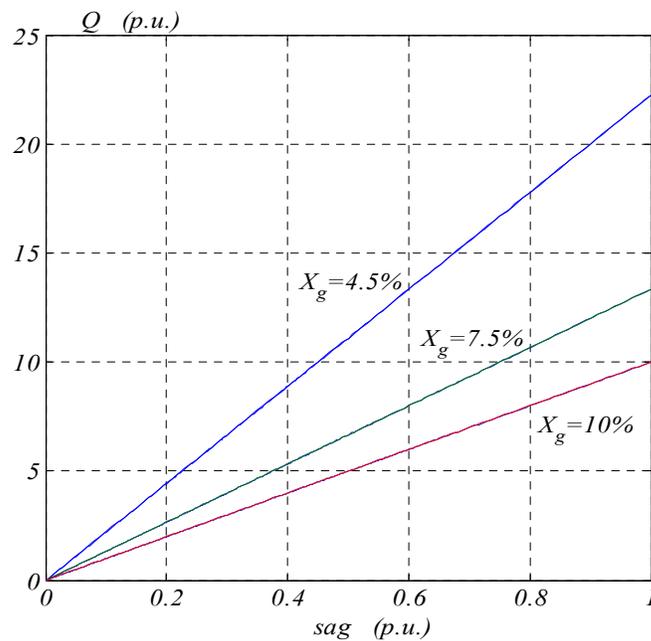
Para mapear una variación de voltaje a su correspondiente cantidad de potencia reactiva, se supone  $V_{pc}$  en fase con  $V_g$ , entonces la potencia reactiva en el punto de conexión está dada por:

$$Q = \frac{V_{pc}(V_{pc} - V_g)}{X_g} \quad (\text{V.6})$$

También se puede conocer la cantidad de potencia reactiva en función de la profundidad del *sag*. Si el valor nominal del voltaje en el punto de conexión está dado por  $V_{pcnom}$ , entonces el voltaje  $V_g$  puede quedar en función de  $V_{pcnom}$ ; es decir,  $V_g = aV_{pcnom}$ , donde  $0.1 \leq a \leq 0.9$ . De aquí que se puede reescribir la ecuación (V.6) de la siguiente forma:

$$Q = \frac{V_{pcnom}(V_{pcnom} - aV_{pcnom})}{X_g} = \frac{V_{pcnom}^2(1-a)}{X_g} \quad (V.7)$$

Notese que un *sag* con profundidad del 10% se da cuando  $a = 0.9$ ; en términos generales, la profundidad de un *sag* en la ecuación (V.7) está dada por  $(1-a)$ . También se observa como la cantidad de potencia reactiva depende del valor de la reactancia  $X_g$ .



**Figura V.6** Potencia reactiva contra porcentaje de *sag* del lado del primario para diferentes reactancias de la fuente.

En la Figura V.6 se muestra la relación entre la potencia reactiva y la profundidad del *sag* para tres diferentes valores de  $X_g$ : 4.5%, 7.5% y 10%. Se observa que el conjunto de gráficas es exactamente el mismo que en la Figura V.5; sólo que en este caso la naturaleza

del *sag* es diferente. De las Figuras V.5 y V.6 se puede afirmar que, independientemente de si el *sag* ocurre del lado del secundario o del lado del primario, la ecuación (V.7) hace el mapeo de la profundidad del *sag* a su correspondiente cantidad de potencia reactiva.

Cuando una carga genera el *sag* del lado del secundario, la potencia reactiva neta, que el transformador intercambia con el paralelo formado por STATCOM y la carga, es cero. Como en este caso no es una carga la que genera el *sag*, la potencia reactiva para poder compensarlo se tiene que intercambiar directamente entre el transformador y el STATCOM; pero de acuerdo con las gráficas de la Figura V.7, se requiere una alta cantidad de potencia reactiva, que incluso puede superar la capacidad del transformador. De aquí que no es viable que el STATCOM intercambie con el transformador un flujo de potencia reactiva tan alto; y por lo tanto no es viable que compense *sags* que ocurren del lado del primario del transformador. Esto se corrobora más adelante en las simulaciones.

#### V.4 Dimensionamiento de la bobina y de los capacitores del STATCOM

Para dimensionar los elementos del STATCOM se utilizan las mismas ecuaciones que se presentaron en el Capítulo II, las cuales quedan en función de la máxima potencia reactiva ( $Q_{T\max}$ ) que el STATCOM debe suministrar a la red eléctrica. Ya que la ecuación (V.7) mapea la profundidad del *sag* a su correspondiente cantidad de potencia reactiva, independientemente de si el *sag* ocurre del lado del primario o del secundario, entonces esta ecuación se puede utilizar para obtener  $Q_{T\max}$ . La máxima potencia reactiva se debe tomar en función de la máxima profundidad del *sag* que se desee compensar. Sea  $a_{wc}$  al factor para el *sag* al cual se quiere diseñar el STATCOM y para el cual se tiene la máxima potencia reactiva:

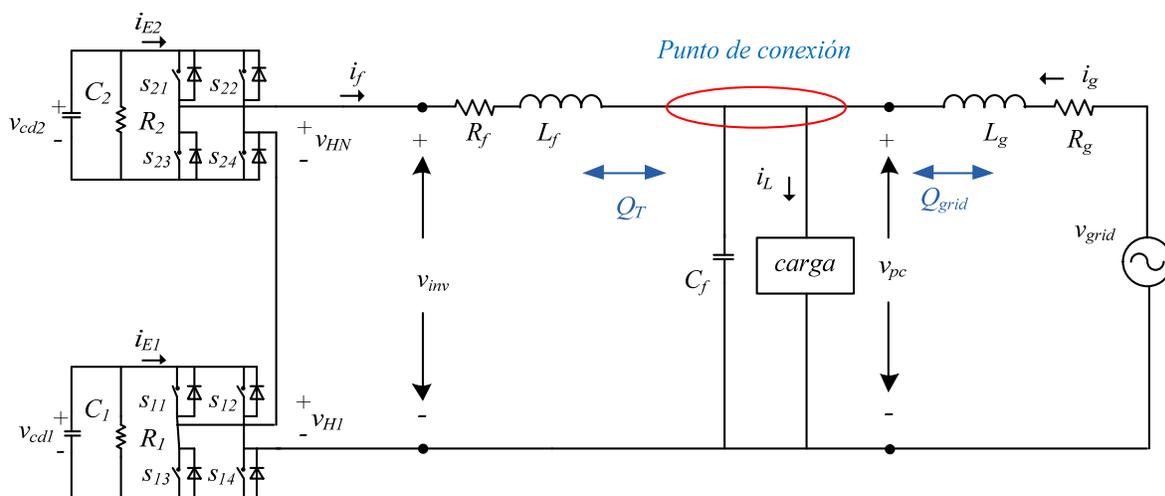
$$Q_{T\max} = \frac{V_{pnom}^2 (1 - a_{wc})}{X_g} \quad (V.8)$$

A partir de esta ecuación ya es posible dimensionar los elementos pasivos del STATCOM.

### V.5 Resultados en simulación

Para corroborar el análisis presentado en las secciones V.3 y V.4 se llevan a cabo una serie de pruebas en simulación. Estas simulaciones están basadas en un transformador de las siguientes características: potencia 500 kVA, 13.2 kV/440 V, 60 Hz, X=6%. Se presentan resultados para un convertidor asimétrico binario de dos celdas.

La Figura V.7 muestra el esquema del circuito que se usa para las simulaciones; se trata de un STATCOM multinivel monofásico de dos celdas conectado al equivalente Thevenin del lado secundario del transformador. El equivalente de Thevenin se forma de la fuente  $v_{grid}$  con su respectiva impedancia representada por una inductancia equivalente  $L_g$  y sus respectivas pérdidas  $R_g$ . El voltaje en el punto de conexión está representado por  $v_{pc}$ . El convertidor multinivel se acopla al punto de conexión por medio de la inductancia de acoplamiento  $L_f$ , donde  $R_f$  es la resistencia interna de  $L_f$ . En el punto de conexión se ha agregado un capacitor  $C_f$  de valor un reducido con la finalidad de filtrar los armónicos de voltaje producidos por el patrón de conmutación del convertidor.



**Figura V.7** Convertidor multinivel monofásico de dos celdas para la compensación de sags.

Ya se ha mostrado en los capítulos anteriores que el convertidor multinivel trabaja bien tanto en la versión simétrica como en la asimétrica, independientemente del número de celdas. En este caso se considera suficiente mostrar la compensación de *sags* con un convertidor asimétrico binario de dos celdas. La Tabla V.1 muestra los parámetros utilizados en estas simulaciones donde los elementos del STATCOM se dimensionan para un *sag* de una profundidad máxima del 25% y un rizo máximo de tensión en el bus de CD, del 15%, esto para un voltaje nominal  $V_{pcnom} = 440V$ . También se presentan en la tabla los parámetros de los *PI* de la estrategia de control.

**Tabla V.1** Parámetros del sistema para compensar *sags*.

Parámetro	Valor
$Q_{max}$	500 kVAR
$v_{grid}$	622 V <sub>pico</sub> @ 60 Hz
$V_{cd1}, V_{cd2}$	415V, 830V
$L_g$	170 uH
$L_f$	680 uH
$C_1, C_2$	9mF;
$C_f$	70uF;
Pérdidas ( $R_1, R_2$ )	500Ω, 1000Ω
Frec. conmutación	4.8kHz
PI Current loop ( $K_p, T_i$ )	0.003, 0.0001seg
PI Voltage loops ( $K_p, T_i$ )	350, 0.1seg

### V.5.1 Detección de los *sags* de voltaje

Para la compensación de los *sags* de voltaje se utiliza el esquema de control presentado en el Capítulo III. Este esquema necesita la referencia de potencia reactiva, la cual posteriormente se mapea a una magnitud corriente y se agrega a la referencia de corriente del lazo interno, ver Figura III.5.

Cuando un *sag* ocurre debido a una carga en el lado del secundario del transformador, se tendría que detectar el *sag* en el punto de conexión y con (V.6) mapearlo a su

correspondiente cantidad de potencia reactiva. Sin embargo, es importante observar que si un *sag* corresponde a una cantidad de potencia reactiva, ésta a su vez está asociada a una magnitud de corriente; entonces se puede decir que un *sag* está asociado directamente a una magnitud de corriente. De aquí que la detección del *sag* se puede hacer colocando un sensor de corriente en la carga. Sin embargo, la corriente sensada contiene dos componentes: una correspondiente al consumo de potencia activa y otra correspondiente a la potencia reactiva. Es importante recordar que el STATCOM sólo puede suministrar potencia reactiva; por ello, la corriente sensada se introduce a un bloque de la transformada DQ, donde se separa la componente correspondiente a la potencia reactiva, la cual se introduce directamente en la referencia del lazo interno de corriente, en la estrategia de control.

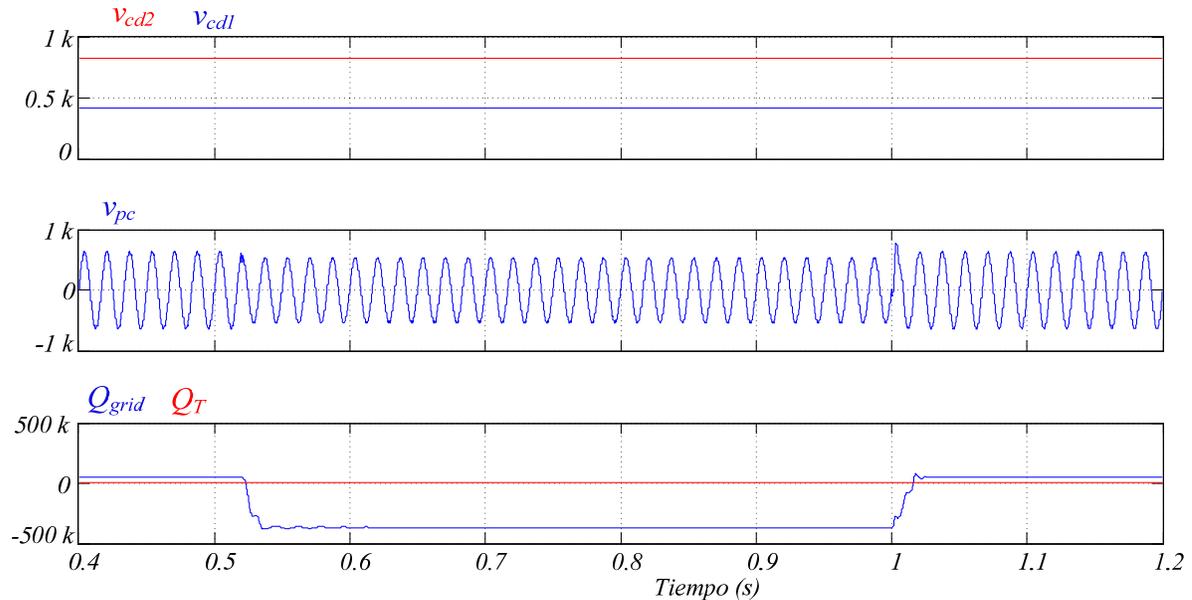
En lo que se refiere a un *sag* del lado del primario, éste se simula por una variación directa en la magnitud del voltaje  $v_{grid}$ . Mediante algún método ya establecido; por ejemplo, a partir de la comparación directa entre los valores rms del voltaje nominal en el punto de conexión y del voltaje rms de  $v_{grid}$ , se puede obtener la profundidad del *sag*. A partir de la profundidad de *sag* y con el valor nominal del voltaje en el punto de conexión, con (V.7) se obtiene la referencia de potencia reactiva que se necesita en la estrategia de control, presentada en la Figura III.5 del Capítulo III.

### **V.5.2 Resultados para variaciones de voltaje debidas a una carga reactiva**

A continuación se presentan resultados cuando se genera un *sag* del 16% debido a la conexión de un reactor  $L_L = 1mH$  (513 kVAR). El *sag* que inicia en  $t=0.52 s$  y termina en  $t=1 s$ . Para establecer las diferencias entre las distintas variables de interés, se tienen resultados donde no se compensa el *sag* y resultados en los cuales se lleva a cabo la compensación.

La Figura V.8 muestra al STATCOM únicamente regulando los buses de CD sin llevar a cabo la compensación del *sag*. Se observa la correcta regulación de los voltajes en los buses de CD del convertidor asimétrico binario. También se tiene el voltaje en el punto de conexión ( $v_{pc}$ ) donde se evidencia la presencia del *sag*. La potencia reactiva que el reactor demanda al

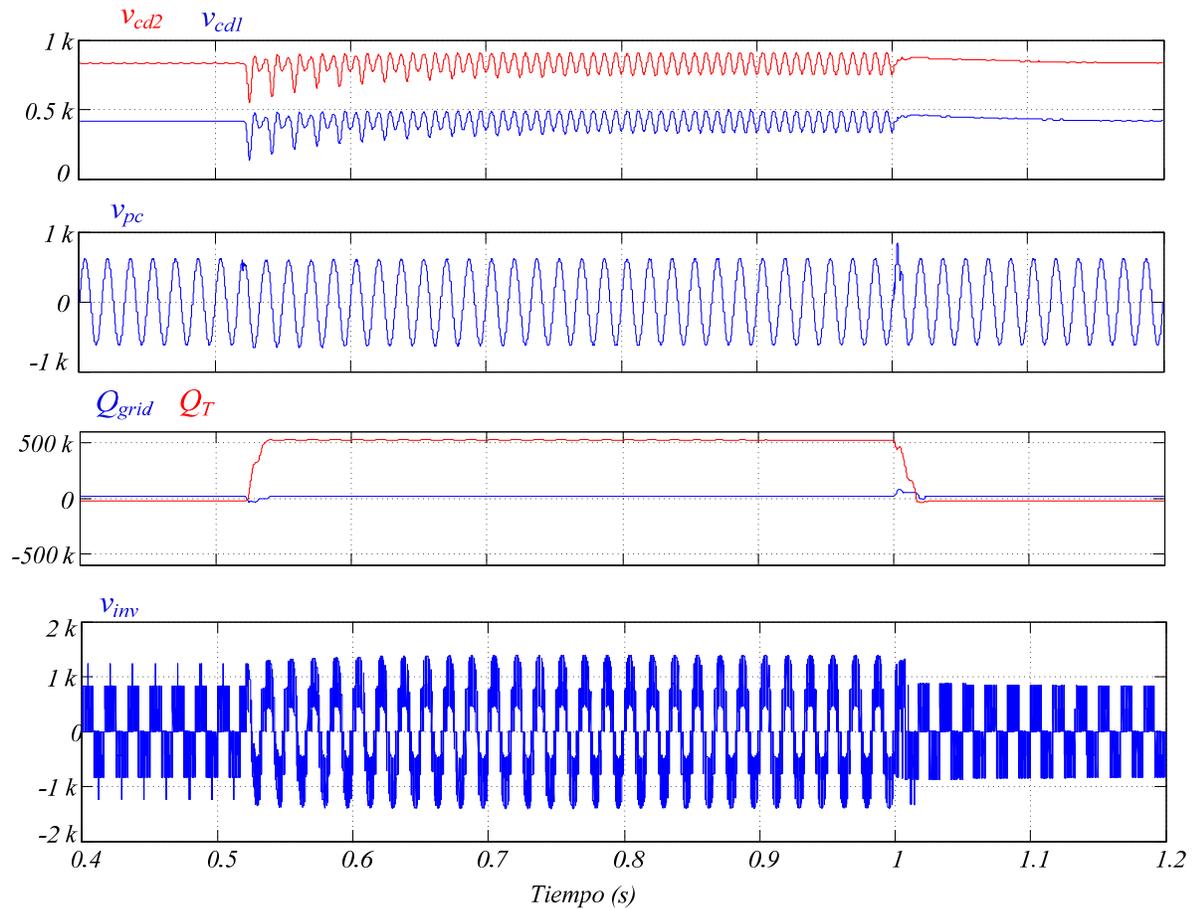
transformador ( $Q_{grid}$ ) es cercana a los 500 kVAR, mientras que el convertidor prácticamente no está inyectando potencia reactiva ( $Q_T$ ) al punto de conexión, ya que no está realizando la acción de compensación.



**Figura V.8** Gráficas para un *sag* del 16% sin compensar, generado por una carga reactiva. Voltajes en los buses de CD ( $v_{cd1}$ ,  $v_{cd2}$ ), voltaje en el punto de conexión ( $v_{pc}$ ), potencia reactiva demandada al transformador ( $Q_{grid}$ ) y potencia reactiva inyectada al punto de conexión ( $Q_T$ ).

Las gráficas de la Figura V.9 corresponden al *sag* compensado. Se presenta la estabilización de los voltajes en los buses de buses de CD, donde se logra apreciar el cambio en la magnitud del rizo de tensión. Se observa que se ha llevado a cabo de forma satisfactoria la compensación del voltaje en el punto de conexión, aun cuando se tienen transitorios al inicio y al final del *sag*. También se muestra como ahora la potencia reactiva  $Q_T$  que demanda la carga la satisface el STATCOM, mientras que la potencia reactiva que se le demanda al transformador ( $Q_{grid}$ ) se ha reducido drásticamente; con esto queda corroborado el análisis presentado en la sección V.2. Con la finalidad de verificar la operación del STATCOM, se ha agregado también el voltaje de salida del convertidor, donde se observa que para compensar el *sag* es necesario que el STATCOM entre al modo capacitivo,

aumentando la magnitud del voltaje en el intervalo de tiempo en que se está llevando a cabo la compensación; una vez que el *sag* es compensado, vuelve a regresar a la magnitud inicial.



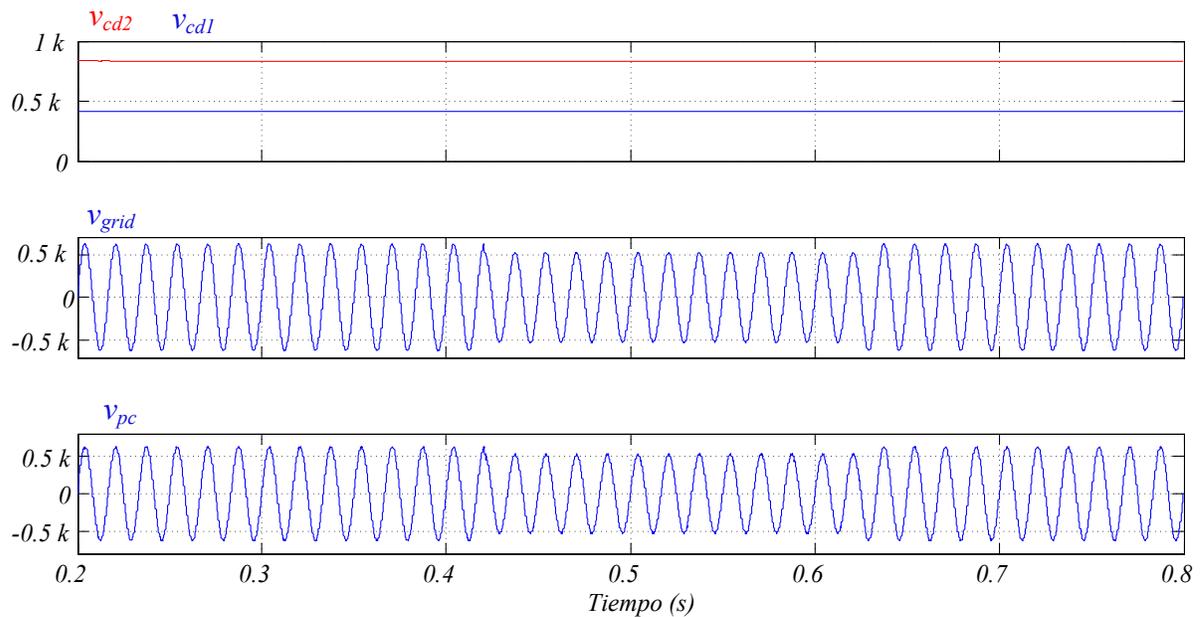
**Figura V.9** Gráficas para un *sag* del 16% compensado, generado por una carga reactiva. Voltajes en los buses de CD ( $v_{cd1}$ ,  $v_{cd2}$ ), voltaje en el punto de conexión ( $v_{pc}$ ), potencia reactiva demandada al transformador ( $Q_{grid}$ ), potencia reactiva inyectada al punto de conexión ( $Q_T$ ), voltaje del salida del convertidor ( $v_{inv}$ ).

De acuerdo con estos últimos resultados, se observa que el STATCOM compensa variaciones de voltaje debidas a una carga reactiva y a la vez reduce la demanda de potencia reactiva a la red. Sin embargo, es importante aclarar que el STATCOM sólo compensa potencia reactiva y en caso de que un *sag* se deba principalmente a una carga que consume potencia activa, el STATCOM no será capaz de compensar un *sag* de esta naturaleza. En

términos generales, si un *sag* es originado por un conjunto de cargas que absorben tanto potencia activa como reactiva, el STATCOM sólo estará en condiciones de compensar la parte del *sag* que corresponde a la potencia reactiva.

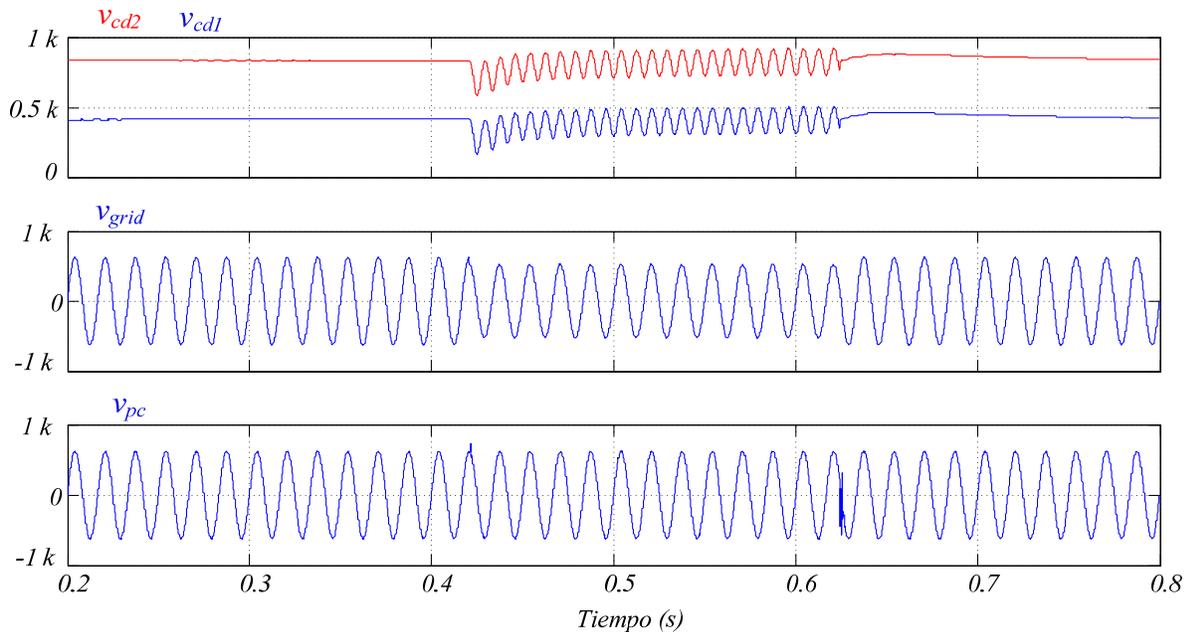
### V.5.3 Resultados para variaciones de voltaje del lado del primario del transformador

Las gráficas de la Figura V.10 corresponden a un *sag* sin compensar, el cual tiene una profundidad del 16%, con una duración de  $0.203\text{ s}$  y que comienza en  $t=0.421\text{ s}$  y termina en  $t=0.624\text{ s}$ . Únicamente se están regulando los buses de CD, los cuales se estabilizan de acuerdo a los parámetros presentados en la Tabla V.1. Se muestra el voltaje  $v_{grid}$  con el cual se está simulando el *sag*; también se observa el voltaje en el punto de conexión  $v_{pc}$  sin compensar.



**Figura V.10** Gráficas para un *sag* del 16% sin compensar: voltajes en los buses de CD ( $v_{cd1}$ ,  $v_{cd2}$ ), voltaje de red ( $v_{grid}$ ) y voltaje en el punto de conexión ( $v_{pc}$ ).

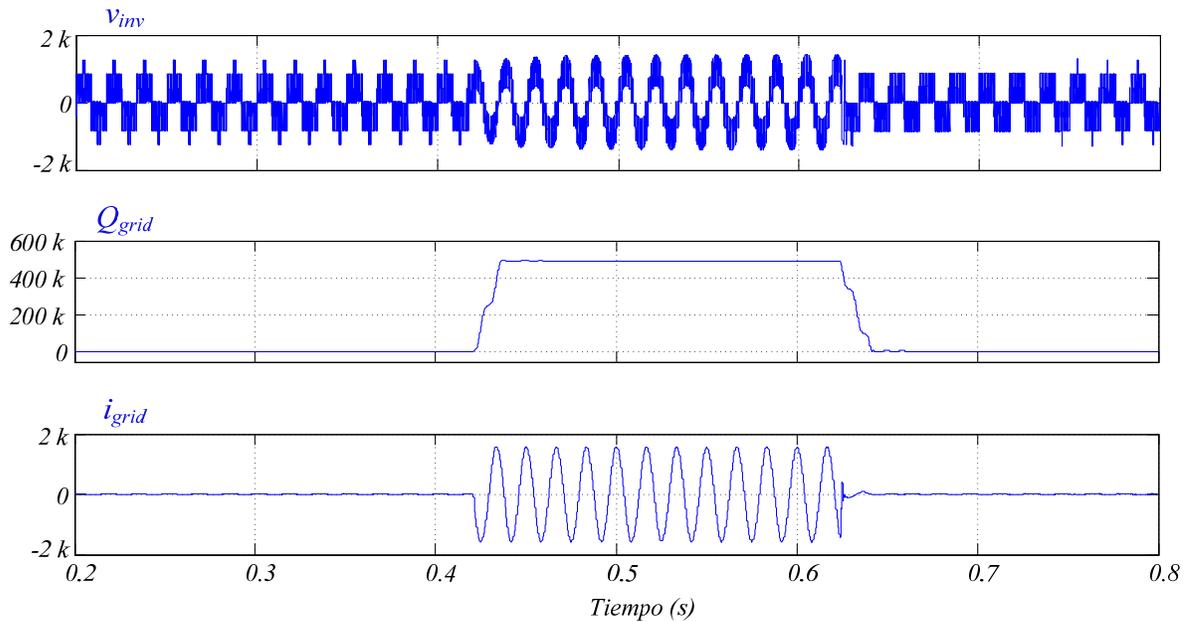
La Figura V.11 muestran la compensación del *sag*. El voltaje  $v_{grid}$  conserva el *sag* puesto que es la manera en que se está simulando esta falla, mientras que en el punto de conexión, el voltaje  $v_{pc}$  se ha compensado. Se observa que en el intervalo de tiempo donde ocurre el *sag*, el rizo del voltaje en el bus de CD se incrementa.



**Figura V.11** Gráficas para un *sag* del 16% compensado. Voltajes en los buses de CD ( $v_{cd1}$ ,  $v_{cd2}$ ), voltaje de red ( $v_{grid}$ ) y voltaje en el punto de conexión ( $v_{pc}$ ).

En las gráficas de la Figura V.12 se presenta el comportamiento de otros parámetros del sistema en el momento que se está llevando a cabo la compensación del *sag*. Se presenta el voltaje de salida del inversor el cual se incrementa en el momento que se lleva a cabo la compensación, indicando que en ese momento el STATCOM está trabajando en modo capacitivo. Hasta aquí parecería que el STATCOM está llevando la compensación de manera adecuada; sin embargo, si se observan las gráficas de potencia reactiva y de corriente, la potencia demandada a la red ( $Q_{grid}$ ) es muy grande al igual que su corriente asociada. La potencia reactiva que debe ser demandada a la red para que se pueda llevar a cabo la

compensación es aproximadamente 500 kVAR, la cual ya es próxima a la capacidad del transformador. Esto es lo que se esperaba de acuerdo al análisis que se hizo en la sección V.3.



**Figura V.12** Gráficas para un *sag* del 16% compensado. Voltaje de salida del convertidor ( $v_{inv}$ ), potencia reactiva en el secundario del transformador ( $Q_{grid}$ ), corriente demandada a la red ( $i_{grid}$ ).

De todo lo anterior, aun cuando se observa que la compensación del *sag* que ocurre del lado del primario se realizó de forma adecuada, la cantidad de potencia reactiva para lograr dicha compensación es muy grande; de aquí no sería recomendable utilizar el STATCOM para compensar *sags* de esta naturaleza.

En términos generales, el STATCOM puede compensar *sags* que ocurren debido a cargas reactivas del lado del secundario; pero no sería factible que se le utilizara para compensar *sags* que ocurren del lado del primario.



---

# Conclusiones

Se ha llevado a cabo un análisis generalizado del STATCOM multinivel de celdas en cascada que involucra principalmente un análisis en lazo abierto y una estrategia de control en lazo cerrado. La generalización radica en que el análisis es útil tanto para convertidores simétricos como asimétricos, sin importar el número de celdas que lo conformen.

Del análisis en lazo abierto se desprenden las siguientes conclusiones:

- Los límites de operación del STATCOM quedan bien establecidos a partir del análisis de flujo de potencia desarrollado. La máxima potencia reactiva que el STATCOM puede absorber (modo inductivo) queda determinada por el valor de la bobina de acoplamiento. La máxima potencia reactiva que el STATCOM puede entregar (modo capacitivo) queda determinada por el máximo valor de voltaje de salida del convertidor.
- Los capacitores y la bobina de enlace se pueden dimensionar de acuerdo a la potencia nominal a la que se desea que maneje el STATCOM. Se tiene que entre mayor es la potencia reactiva que se desea suministrar a la red, menor debe ser el valor de la inductancia y viceversa. Respecto de los capacitores, es posible dimensionarlos de acuerdo al tamaño de rizo y a potencia reactiva que cada celda debe proporcionar a la red, dependiendo si el convertidor es simétrico o asimétrico.
- Existe una solución exacta en lo que respecta al cálculo de las magnitudes y ángulos de fase de los voltajes de salida de cada celda para que el STATCOM multinivel puede compensar sus propias pérdidas, a la vez que inyecta potencia reactiva a la red.

Respecto de la estrategia de control se tienen las siguientes conclusiones:

- La estrategia de control presentada se puede utilizar para compensar: potencia reactiva a frecuencia fundamental, corrientes armónicas y variaciones de voltaje. Esta estrategia trabaja tanto para convertidores simétrico como asimétricos sin importar el número de celdas.
- La compensación simultanea de potencia reactiva y de corrientes armónicas es posible debido a la independencia lineal que existe entre las componentes que conforman la referencia de corriente en la estrategia de control.
- En cuanto a la compensación de variaciones de voltaje, acotado únicamente a la compensación de *sags*; el STATCOM está limitado a la compensación de *sags* generados por cargas que consumen potencia reactiva. Si un *sag* se genera por una carga que consume potencia activa o se genera del lado del primario del transformador que alimenta las cargas, el STATCOM no está en condiciones de compensar dicho *sag*. En este mismo contexto se vio que es posible hacer el mapeo de variaciones de voltaje a su correspondiente cantidad de potencia reactiva. Esto es útil para dimensionar los elementos del STATCOM cuando se quiere utilizar para compensar variaciones de voltaje.

### Artículos generados

Los artículos que se generaron en el transcurso del desarrollo de este trabajo de investigación son los siguientes:

En revistas arbitradas:

1. Alcalá, J., Cárdenas, V., Pérez, J. and Álvarez, R. “*The Performance of the Back to-Back Converter to Control the Bidirectional Power Flow*” in International Review of Electrical Engineering, IREE, 2011. Vol. 6, No. 5, Sep-Oct 2011, pp. 2611-2621.

2. **Pérez-Ramírez J.**; Cárdenas V., Miranda H. and Espinosa-Pérez G.; “*Widespread DC Voltage Regulation Strategy for Symmetrical and Asymmetrical Multi-Cell Converter-Based STATCOM*”; Por someterse a la IET.
3. **Pérez-Ramírez J.**; Cárdenas V. “*STATCOM based on Cascade H-Bridge Converter for Compensating Reactive Power and Current Harmonics simultaneously*”; Sometido a la IREE.

En congresos de mayor prestigio:

1. **Pérez-Ramírez J.**; Cárdenas V., Miranda H. and Espinosa-Pérez G.; “*Generalized DC Voltage Regulation Strategy for  $n:1$  Relation Cascade H-Bridge Converter-Based STACOM*”; IEEE, Firts Energy Conversion Congress & Expo (ECCE), San Jose, CA, USA; Sep. 2009; pp. 2985-2990.
2. **Pérez-Ramírez J.**; Cárdenas V., Miranda H.; “*Cascade Control Applied to Asymmetric Multilevel Converter Based-STATCOM*”; IEEE, IECON 2010, Glendale, AZ, USA, Nov. 2010; pp. 385-390.
3. Alcalá, J., Cárdenas, V., **Pérez, J.**, “Improving Power Flow in Transformers Using a BTB Converter to Balance Low Voltage Feeders,” in 2012 IEEE Proc. of the Energy Conversion Congress and Exposition, ECCE 2012. September 2012.

En congresos internacionales:

1. **Pérez-Ramírez J.**; Cárdenas V., Miranda H.; “*DC-Bus Voltage Regulation Scheme for Asymmetric Cascade H-Bridge Converter Working as STATCOM and Active Filter*”; IEEE, CIEP 2010, San Luis Potosí, Mexico, Aug. 2010; pp. 21-26.

2. **Pérez-Ramírez J.**; Cárdenas V., Miranda H.; “*Asymmetrical DC Voltage Regulation for a STATCOM Based on H-bridge Multi-Cell Converter*”; IEEE, CIEP 2010, San Luis Potosí, Mexico, Aug. 2010; pp. 40-45.
3. Alcalá, J., Cárdenas, V., Betancourt, R. J. and **Pérez-Ramírez J.**, “*Balancing the Power of Transformers in Low Voltage Distribution Feeders by using the Back-to-Back Power Converter,*” in 2011 IEEE Proc. of the International Conference on Electrical Engineering, Computing Science and Automatic Control, CCE, pp. 367-372. 2011.

En congresos y revistas nacionales:

1. **Pérez-Ramírez J.**; Nuñez C., Cárdenas V.; “*Control lineal para un rectificador monofásico PWM puente completo*”; ITSON, RIEE&C; Vol. 7, No. 2, Dic. 2009; pp. 8-15.
2. **Pérez-Ramírez J.**; Cárdenas V., Alcalá J., Miranda H.; “*Análisis de los convertidores multinivel simétricos y asimétricos aplicados a la compensación de potencia reactiva*”; AMCA 2011, Saltillo; Coahuila; México, Oct. 2011; id. amca 2011-74-tema10.
3. J. Alcalá, V. Cárdenas, **J. Pérez** y R. Álvarez, “*Estudio del convertidor Back-to-Back para la gestión del flujo de potencia,*” Congreso Nacional de Control Automático, AMCA, 2011 pp. 267-272.
4. **Pérez-Ramírez J.**; Cárdenas V., Beristain A., Alcalá J.; “*Evaluación del STATCOM en la compensación de variaciones de voltaje*”; ITSON, CITEE 2011, Cd. Obregón, Sonora, México, Oct. 2011; pp.1-7.

## Trabajos futuros

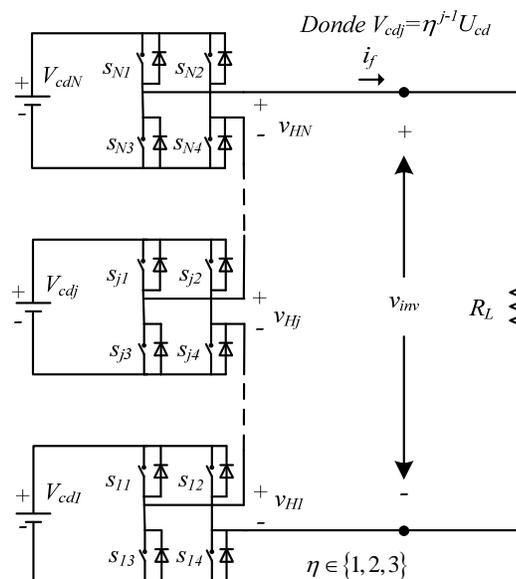
- Explorar estrategias de control diferentes a la que se presentó en esta tesis. Por ejemplo: técnicas que están enfocadas a sistemas de múltiples entradas y múltiples salidas (MIMO por sus siglas en inglés) o también técnicas basadas en sistemas bilineales, ya que el STATCOM multinivel es un sistema MIMO y además su modelo es bilineal.
- Ampliar el estudio del STATCOM a sistemas trifásicos y analizar, de acuerdo a la falla o al disturbio que se quiera minimizar, en qué casos conviene conectar los convertidores monofásicos en delta o en estrella.
- Validar experimentalmente la compensación de *sags*.
- Proponer o explorar técnicas de conmutación que tomen en cuenta que las moduladoras son diferentes para cada celda, esto es importante, ya que las estrategias de control reportadas y la que se adaptó para este trabajo, generan señales de control (moduladoras) diferentes para cada celda. Las técnicas de conmutación para inversores típicamente parten de una única señal moduladora y de ahí su principal características de desplazar el contenido armónico a altas frecuencias. Cuando se tiene moduladoras diferentes multinivel esta ventaja se ve disminuida.
- Proponer técnicas de conmutación para STATCOM multinivel asimétricos que permitan que algunas celdas conmuten a frecuencia fundamental mientras que otras conmuten a frecuencias altas; de tal manera, que el contenido armónico de todo el convertidor sea desplazado a altas frecuencias.



# Anexo A

## Estudio de la técnica de modulación para el convertidor multinivel de celdas en cascada

En este anexo se hace un estudio de la técnica de modulación de portadoras desplazadas en fase. La Figura A.1 muestra el convertidor que se utiliza para hacer el estudio de la técnica de modulación. Cada celda se alimenta con una fuente de CD y el convertidor sirve a una carga resistiva. Arbitrariamente se ha elegido como unidad de voltaje de CD  $U_{cd} = 1000V$  y la carga con un valor de  $R_L = 10\Omega$ . La frecuencia de conmutación es de 1 kHz. En primer lugar se muestra como es el voltaje de salida y su contenido armónico cuando las moduladoras para cada celda son idénticas; posteriormente se trata de simular el caso del STATCOM haciendo que las moduladoras sean diferentes y se observa cómo es el voltaje de salida y su contenido armónico. En un STATCOM las moduladoras son diferentes debido a que es necesario que cada una tenga su propia fase y amplitud para poder compensar las pérdidas de su correspondiente celda.



**Figura A.1** Convertidor multinivel de celdas en cascada.

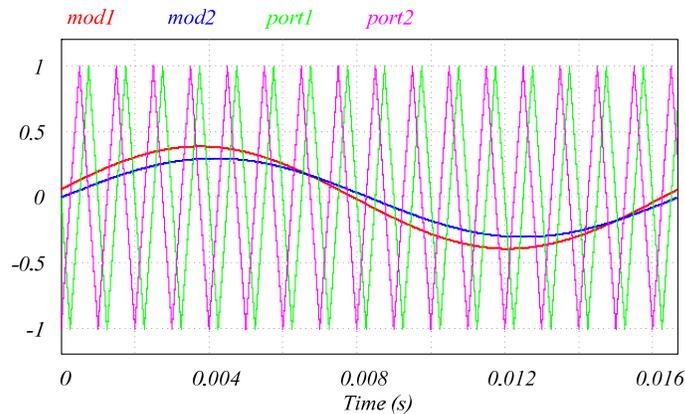
La técnica de modulación consiste en desplazar en fase las portadoras, la fase ( $\beta_j$ ) para la portadora de la  $j$ -ésima celda queda como sigue:

$$\beta_j = (j-1) \frac{180^\circ}{N} \quad (\text{A.1})$$

donde  $N$  es el número de celdas del convertidor. Una vez desplazadas las portadoras se comparan con su respectiva moduladora, de tal manera que cada celda genera un voltaje de salida de tres niveles. En un convertidor simétrico, el máximo número de niveles ( $L_{\max}$ ) que se puede obtener con esta técnica, para índices de modulación superiores a 0.5, está dado por:

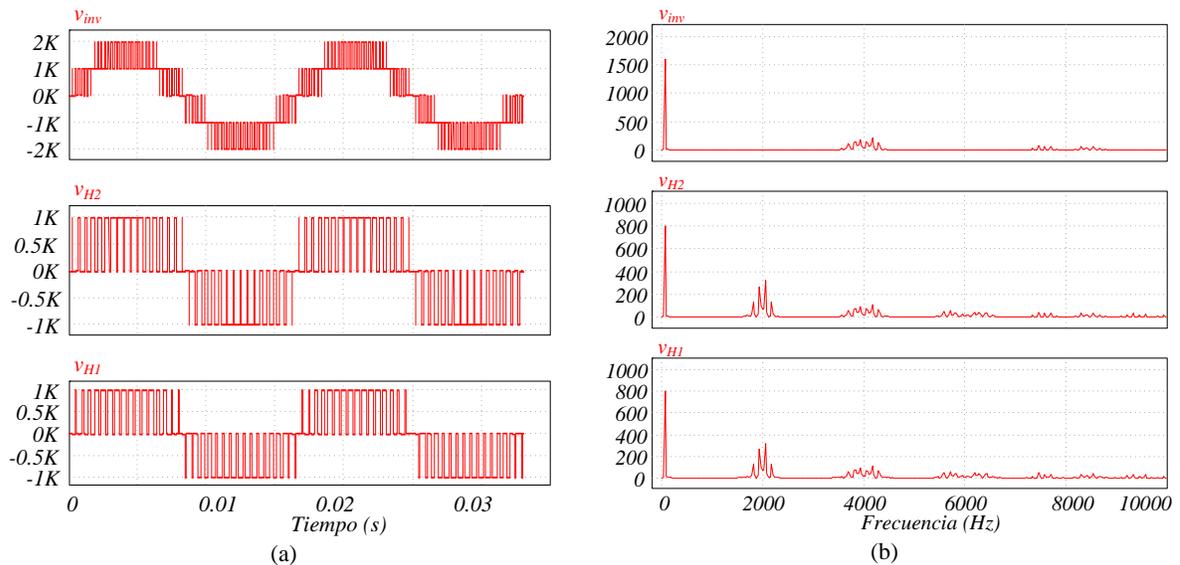
$$L_{\max} = 2N + 1 \quad (\text{A.2})$$

La Figura A.2 muestra dos portadoras desplazadas y sus respectivas moduladoras.



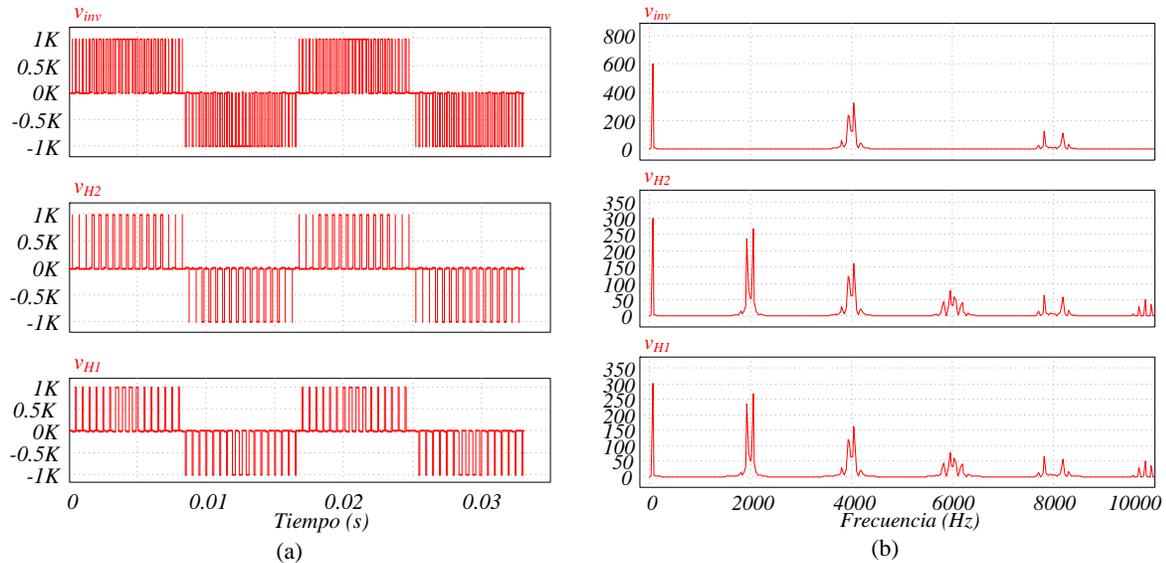
**Figura A.2** Moduladoras y portadoras para un convertidor de dos celdas.

La Figura A.3(a) muestra el voltaje de salida de un convertidor simétrico y los voltajes de salida de sus dos celdas. La Figura A.3(b) presenta el espectro en frecuencia de dichos voltajes. En este caso la moduladoras son idénticas y el índice de modulación es de 0.8. Como se puede apreciar los armónicos en cada celda se desplazan alrededor del doble de la frecuencia de conmutación; sin embargo, estos armónicos se cancelan en el voltaje de salida, lo cual es uno de los aspectos deseables de esta técnica de modulación.



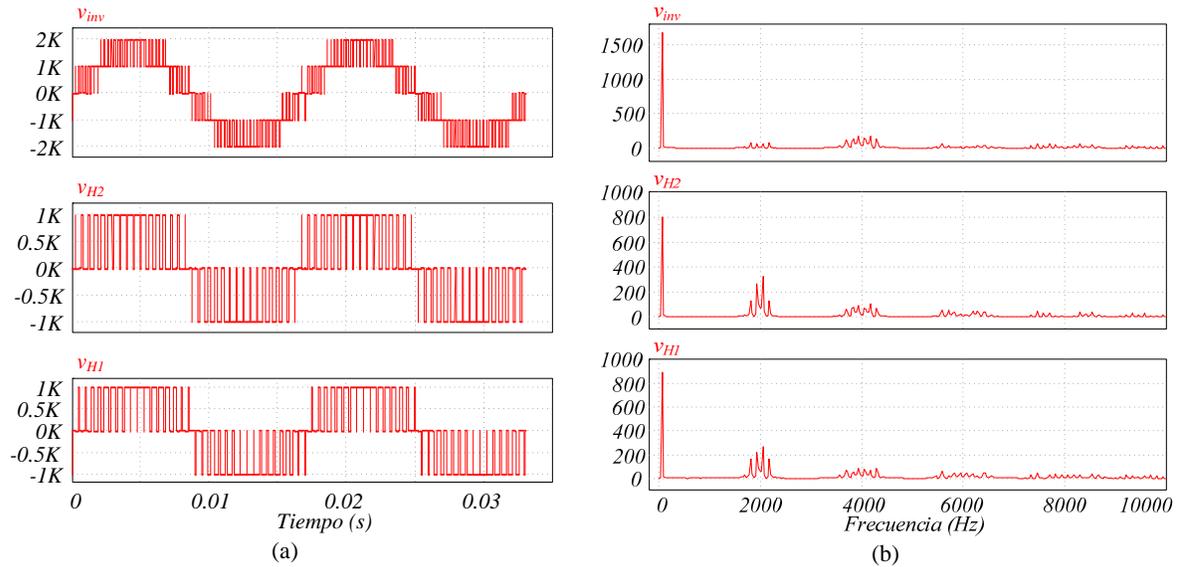
**Figura A.3** Voltajes de salida de un convertidor simétrico y de sus dos celdas, para un índice de modulación de 0.8. (a) Voltajes en el tiempo. (b) Espectro en frecuencia de los voltajes.

La Figura A.4 muestra los mismos voltajes que la Figura A.3, sólo que ahora el índice de modulación es de 0.3. Al cambiar el índice de modulación, el contenido armónico al doble de la frecuencia de conmutación se cancela en el voltaje de salida. En este caso, aun cuando se tienen sólo tres niveles, el contenido armónico se sigue desplazando alrededor de cuatro veces la frecuencia de conmutación. Esto se cumple de manera general para cualquier índice de modulación entre cero y uno.

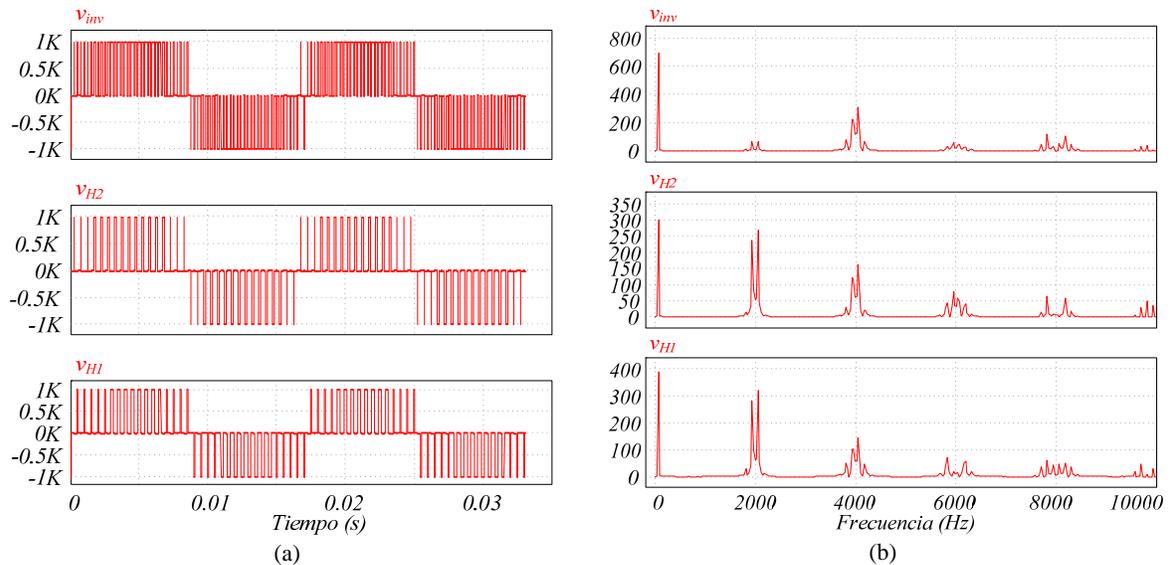


**Figura A.4** Voltajes de salida de un convertidor simétrico y de sus dos celdas, para un índice de modulación de 0.3. (a) Voltajes en el tiempo. (b) Espectro en frecuencia de los voltajes.

Las Figura A.5 y A.6 muestran los voltajes de salida del inversor y de las celdas cuando las moduladoras son diferentes. Este caso es común en el STATCOM multinivel, ya que para hacer una adecuada compensación de pérdidas, típicamente las moduladoras son diferentes. En la Figura A.5 se utilizan índices de modulación superiores a 0.5 simulando la operación del STATCOM en modo capacitivo. Se manejan 0.8 y 0.89 de índices de modulación y una fase entre las moduladoras de  $90^\circ$ . La diferencia que existe entre las moduladoras hace que no se cancele el contenido armónico que se encuentra al doble de la frecuencia de conmutación. Este mismo efecto se observa cuando el STATCOM trabaja en modo inductivo, es decir, cuando se tienen índices de modulación menores a 0.5 como se muestra en la Figura A.6. En este caso las moduladoras tienen índices de modulación 0.3 y 0.39 con un desfase entre ellas de  $90^\circ$ . Sin embargo, aun cuando el contenido armónico de la salida del convertidor no se cancela al doble de la frecuencia de conmutación, éste se minimiza respecto del contenido armónico de cada celdas, a esta misma frecuencia. Aun con estas limitaciones, se cree que es factible utilizar esta técnica de modulación en STATCOM multinivel de celdas en cascada ya que puede desplazar el contenido armónico al menos al doble de la frecuencia de conmutación.

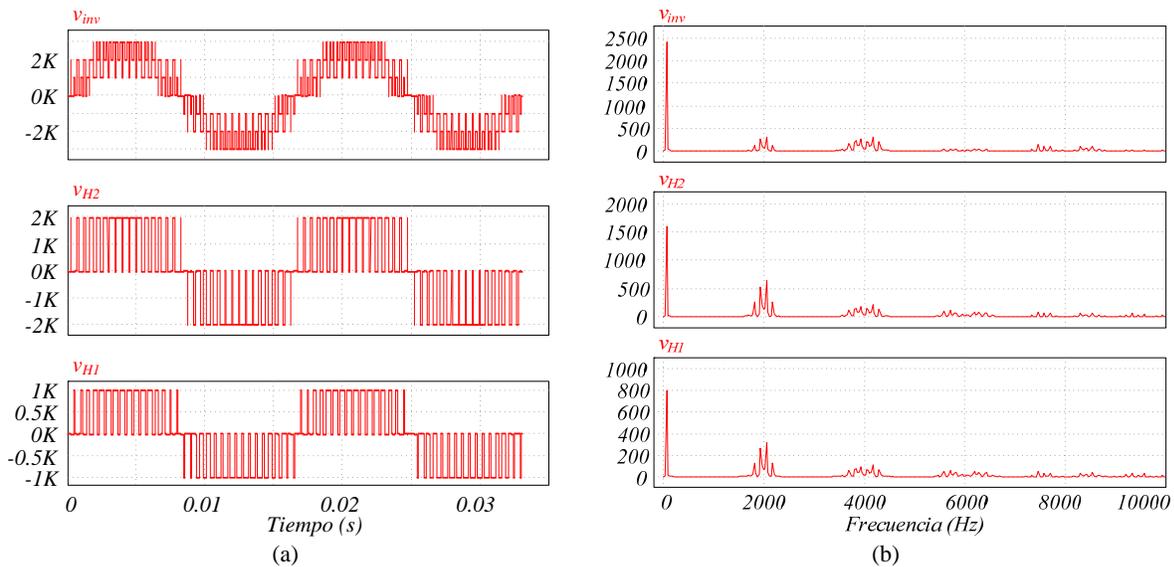


**Figura A.5** Voltajes de salida de un convertidor simétrico y de sus dos celdas, con moduladoras diferentes, una con índice de modulación de 0.8 y fase de  $0^0$ , la otra con índice de modulación de 0.89 y fase de  $9^0$ . (a) Voltajes en el tiempo. (b) Espectro en frecuencia de los voltajes.



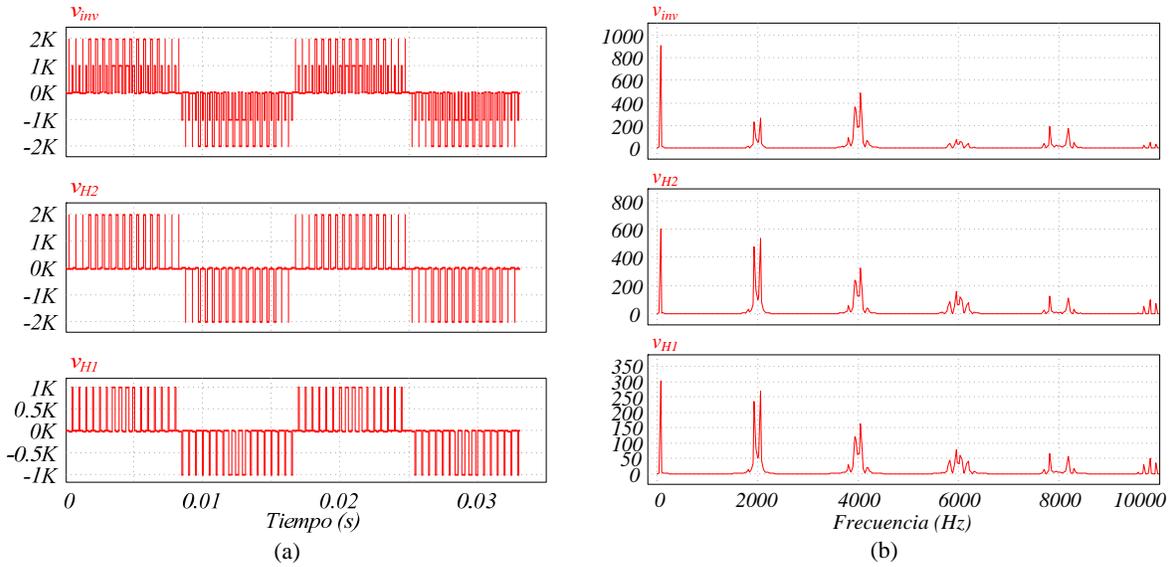
**Figura A.6** Voltajes de salida de un convertidor simétrico y de sus dos celdas, con moduladoras diferentes, una con índice de modulación de 0.3 con fase de  $0^0$ , la otra con índice de modulación de 0.39 y fase de  $9^0$ . (a) Voltajes en el tiempo. (b) Espectro en frecuencia de los voltajes.

Aun cuando la técnica está orientada a convertidores simétricos, es posible utilizarla en convertidores asimétricos. La Figura A.7 muestra el caso de un convertidor asimétrico binario con moduladoras idénticas, con índices de modulación de 0.8. Se observa que los armónicos alrededor del doble de la frecuencia de conmutación ya no se pueden cancelar pero si se minimizan respecto de los armónicos de la celda que maneja el mayor voltaje.

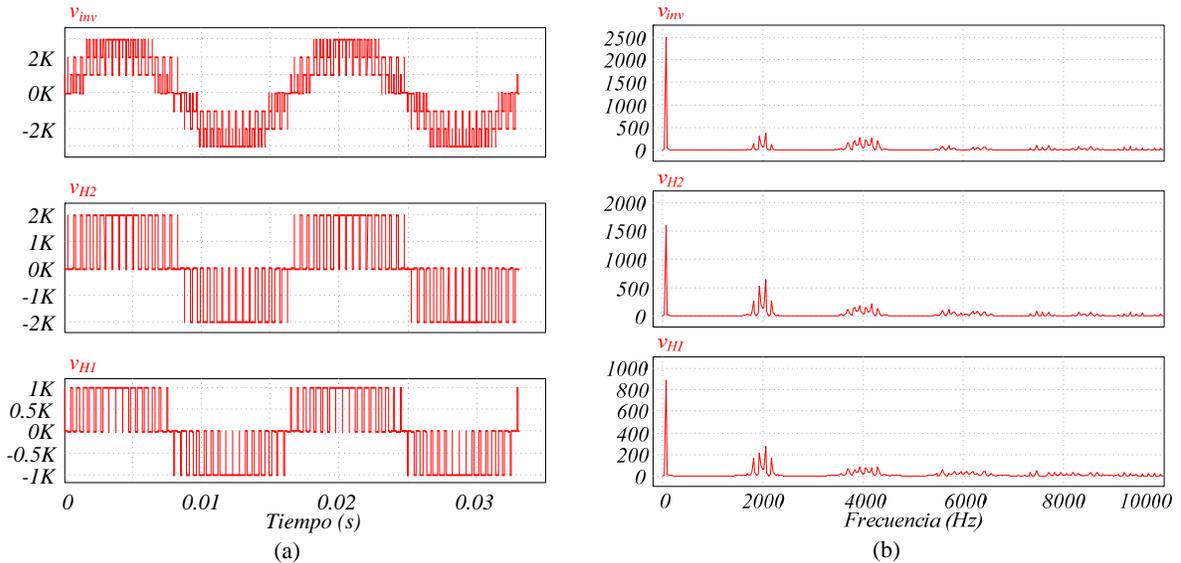


**Figura A.7** Voltajes de salida de un convertidor asimétrico binario y de sus dos celdas, para un índice de modulación de 0.8. (a) Voltajes en el tiempo. (b) Espectro en frecuencia de los voltajes.

La Figura A.8 muestra el caso de un convertidor asimétrico binario con moduladoras idénticas, con índices de modulación de 0.3. Se sigue observando que los armónicos alrededor del doble de la frecuencia de conmutación se minimizan. Y esto ocurre en términos generales independientemente del índice de modulación.



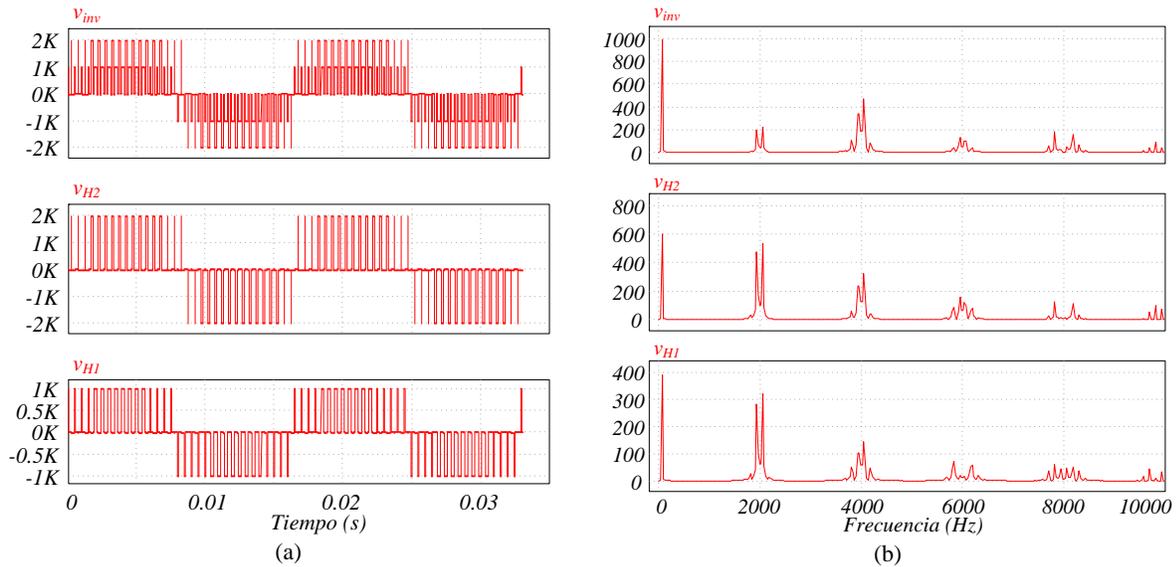
**Figura A.8** Voltajes de salida de un convertidor asimétrico binario y de sus dos celdas, para un índice de modulación de 0.3. (a) Voltajes en el tiempo. (b) Espectro en frecuencia de los voltajes.



**Figura A.9** Voltajes de salida de un convertidor asimétrico binario y de sus dos celdas, con moduladoras diferentes, una con índice de modulación de 0.8 y fase de  $0^{\circ}$ , la otra con índice de modulación de 0.89 y fase de  $9^{\circ}$ . (a) Voltajes en el tiempo. (b) Espectro en frecuencia de los voltajes.

Finalmente, simulando la operación del STATCOM con moduladoras diferentes, se presentan las Figuras A.9 y A.10. Para simular la operación del STATCOM en modo

capacitivo se tienen dos moduladoras desfasadas  $90^\circ$ , una con índice de modulación de 0.8 y la otra con 0.89 (Figura A.9). Se sigue observando que el contenido armónico alrededor del doble de la frecuencia de conmutación se reduce a pesar de la diferencia de las moduladoras. En la Figura A.10 se simula la operación en modo inductivo con las moduladoras desfasadas  $90^\circ$  y con índices de modulación de 0.3 y 0.39. En comparación con el contenido armónico, alrededor del doble de la frecuencia de conmutación, que presentan los voltajes de cada celda, el contenido armónico del voltaje de salida del convertidor es menor.



**Figura A.10** Voltajes de salida de un convertidor simétrico y de sus dos celdas, con moduladoras diferentes, una con índice de modulación de 0.3 y fase de  $0^\circ$ , la otra con índice de modulación de 0.39 y fase de  $90^\circ$ . (a) Voltajes en el tiempo. (b) Espectro en frecuencia de los voltajes.

# Anexo B

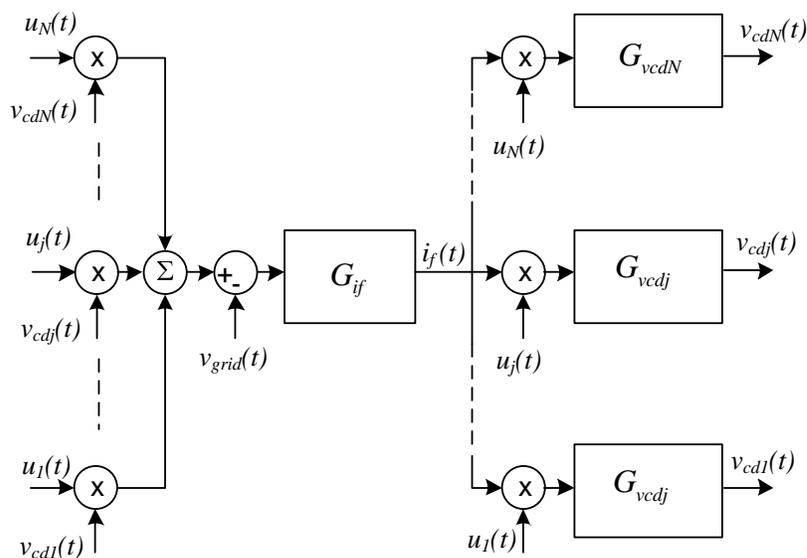
## Procedimiento de sintonización de los controladores

En este anexo se presenta la propuesta para sintonizar los controladores de la estrategia presentada en el Capítulo III. Se parte de las  $N+1$  ecuaciones que contiene el modelo, la ecuación de corriente se presenta en (B.1), mientras que en (B.2) se presenta únicamente la  $j$ -ésima ecuación de voltaje de CD, ya que las  $N$  ecuaciones de voltaje tienen la misma forma.

$$\frac{di_f}{dt} = \frac{1}{L_f} \left( \sum_{j=1}^N u_j v_{cdj} - i_f R_f - v_{grid} \right) \quad (\text{B.1})$$

$$\frac{dv_{cdj}}{dt} = \frac{-1}{C_j} \left( \frac{v_{cdj}}{R_j} + i_f u_j \right) \quad (\text{B.2})$$

Partiendo del modelo promediado, se tiene la conexión en bloques que se presenta en la Figura B.1.



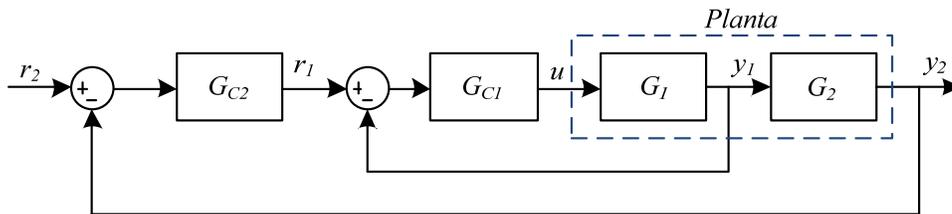
**Figura B.1** Modelo promediado del STATCOM visto como bloques en cascada.

Donde

$$G_{if} = \frac{\mathcal{L}\{i_f\}}{\mathcal{L}\left\{\sum_{j=1}^N u_j v_{cdj} - v_{grid}\right\}} = \frac{1/R_f}{s(L_f/R_f)+1} \quad (\text{B.3})$$

$$G_{vcdj} = \frac{\mathcal{L}\{v_{cdj}\}}{\mathcal{L}\{i_f u_j\}} = \frac{-R_j}{sR_j C_j + 1} \quad (\text{B.4})$$

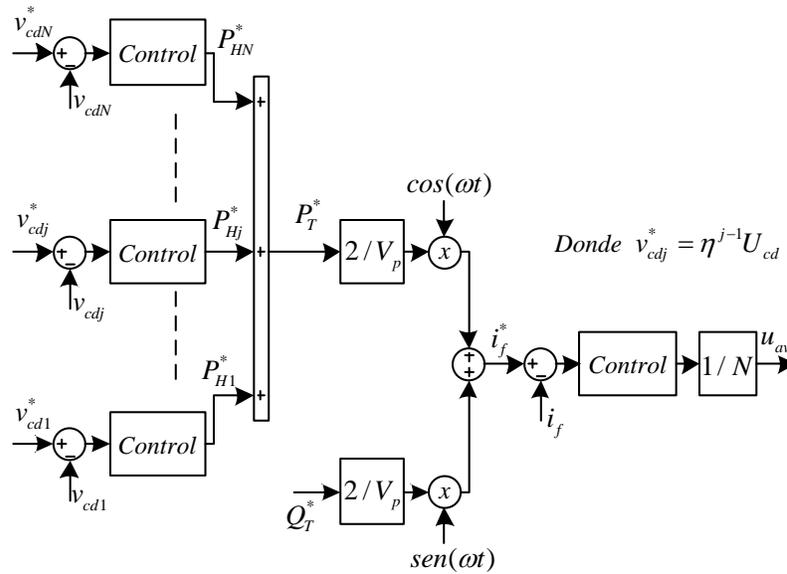
Para poder aplicar la estrategia de control en cascada se tiene que ver a la planta como una conexión de bloques en cascada, donde la salida de cada bloque son las variables a controlar. Entonces, la estrategia consiste de los lazos de control: un lazo interno que controla la variable del bloque de entrada y de un lazo externo que controla la variable del bloque de salida. El lazo externo tiene una dinámica más lenta que el lazo interno y está encargado de generar la referencia del lazo interno, como se aprecia en la Figura B.2.



**Figura B.2** Esquema general de un control en cascada.

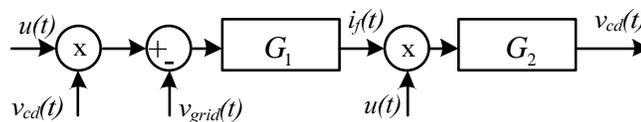
La estrategia de control para el STATCOM multinivel consiste de dos subsistemas que ya fueron expuestos en el Capítulo III. En este caso se pone atención al esquema que genera la señal de control promedio, la cual por comodidad se repite en la Figura B.3. Como se puede observar, se trata de un esquema de control en cascada con  $N$  lazos externos encargados de regular los voltajes de los buses de CD y de un lazo interno encargado de regular la corriente que se debe inyectar a la red eléctrica. En esta parte de la estrategia se asume que las celdas son idénticas y se genera una única señal de control promedio.

Tomando en cuenta esto, la sintonización de los controles se lleva a cabo para una sola celda y posteriormente se utilizan los mismos parámetros del lazo externo para el resto de los controladores de los lazos externos.



**Figura B.3** Esquema de control en cascada que genera la señal de control promedio.

El modelo a bloques para una sola celda se presenta en la Figura B.4, por comodidad se omiten los subíndices que indican el número de celda y de la señal de control promedio



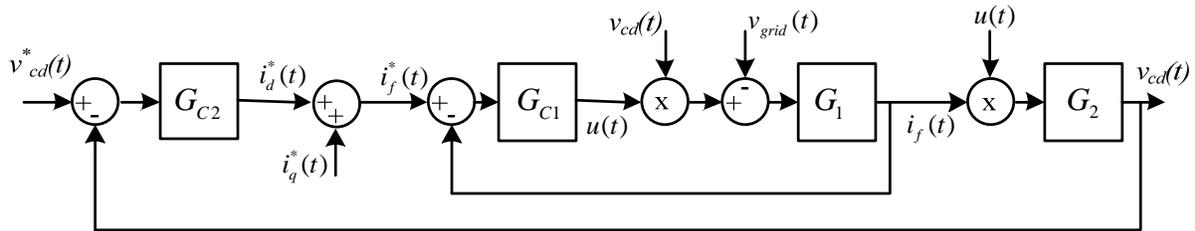
**Figura B.4** Modelo a bloques para el STATCOM de una sola celda.

Donde

$$G_1 = \frac{\mathcal{L}\{i_f\}}{\mathcal{L}\{uv_{cd} - v_{grid}\}} = \frac{1/R_f}{s(L_f/R_f) + 1} \tag{B.5}$$

$$G_2 = \frac{\mathcal{L}\{v_{cd}\}}{\mathcal{L}\{i_f u\}} = \frac{-R}{sRC + 1} \quad (\text{B.6})$$

La Figura B.5 muestra la estrategia de control adaptada a este modelo en bloques, con sus dos lazos en cascada.



**Figura B.5** Esquema de control en cascada para una sola celda.

En primer lugar se sintoniza en lazo interno ( $G_{c1}$ ), para esto se considera que el voltaje en el bus de cd ( $v_{cd}$ ) está regulado y que es un valor constante, obtenido como el promedio de los voltajes en los buses de CD ( $V_{cd} = 2V_p / N$ ); y que  $v_{grid} = V_p \cos(\omega t)$  es una perturbación conocida. La referencia de corriente se obtiene tomando en cuenta la operación del STATCOM, donde se sabe que  $i_f(t)$  es sinusoidal y que tiene dos componentes, una en fase y otra en cuadratura con  $v_{grid}$ .

$$i_f(t) = i_d + i_q = I_d \cos(\omega t) + I_q \sin(\omega t) \quad (\text{B.7})$$

donde  $I_d$  e  $I_q$  son los valores pico de cada componente.

La sintonización se lleva a cabo con la herramienta de diseño *sisotool* de Matlab<sup>®</sup>. Para ello se introduce la función de transferencia junto con el controlador *PI* y la sintonización se lleva a cabo observando la repuesta el lazo cerrado buscando que a 60 Hz la ganancia en lazo cerrado sea unitaria y que la fase entre la referencia y la salida sea cero.

Si la función de transferencia del controlador *PI* está dada como:

$$G_{c1} = \frac{k(Ts + 1)}{sT} \quad (\text{B.8})$$

donde  $k$  es la ganancia y  $T$  el tiempo de integración. Para el lazo interno, la función de transferencia en lazo cerrado está dada por:

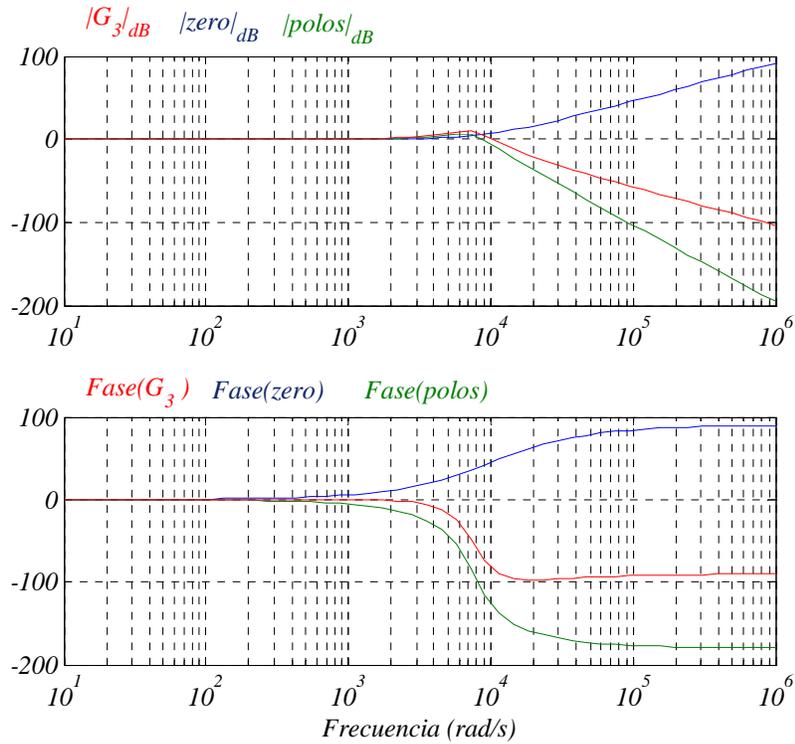
$$G_3 = \frac{(Ts + 1)}{\frac{(L_f / R_f)}{(k/T)(V_{cd} / R_f)} s^2 + \frac{(kV_{cd} / R_f) + 1}{(k/T)(V_{cd} / R_f)} s + 1} \quad (\text{B.9})$$

Se observa que esta función de transferencia ya tiene ganancia unitaria, únicamente se tiene que asegurar que el ancho de banda sea el adecuado para mantener la fase cero. Para esto, se ubica el cero de la función a una frecuencia que sea menor a la frecuencia de conmutación pero mayor a las frecuencias que compongan la referencia de corriente, por ejemplo se elige  $T=0.0001$ , que corresponde a una frecuencia de aproximadamente 1.6 kHz. Una de las frecuencias de conmutación utilizada en las simulaciones del Capítulo III es de 5 kHz. Para lograr un ancho de banda mayor o igual a la frecuencia del cero, se elige que la frecuencia de natural del polinomio de segundo orden del denominador esté a la misma frecuencia del cero, es decir:

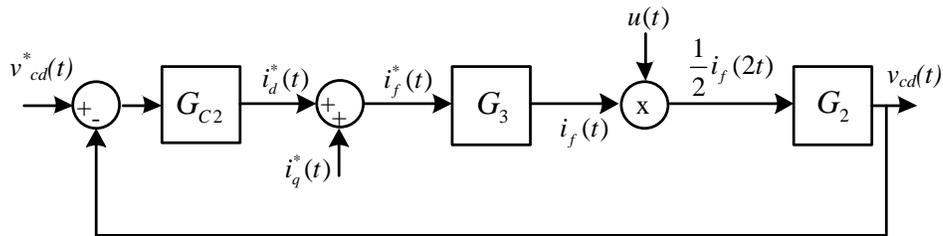
$$\sqrt{\frac{(L_f / R_f)}{(k/T)(V_{cd} / R_f)}} = T \quad \Rightarrow \quad k = \frac{L_f}{TV_{cd}} \quad (\text{B.10})$$

Para  $L_f=2$  mH,  $V_{cd}=1131$  V,  $R_f=0.5$   $\Omega$ , se tiene  $k=0.017$ . Estos parámetros del controlador se utilizan como primera aproximación y posteriormente se puede hacer un ajuste fino para lograr un mejor desempeño del controlador. Los parámetros finales que se utilizaron para las primeras simulaciones del Capítulo III fueron:  $T=0.0001$ s y  $k=0.01$ .

En la Figura B.6 se presentan por separado las graficas de Bode de magnitud y fase para el cero de  $G_3$ , los polos de  $G_3$ , y  $G_3$ . Se observa como la colocación de los polos y del cero hace que la fase de  $G_3$  permanezca en cero para un rango más amplio de frecuencias.



**Figura B.6** Gráficas de Bode del control interno en lazo cerrado.



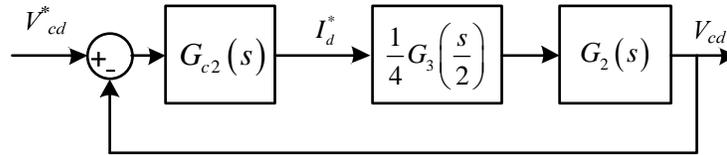
**Figura B.7** Sustitución del lazo interno por  $G_3$ .

Para sintonizar el lazo externo es necesario conocer la función de transferencia  $G_4 = V_{cd} / I_d^*$  a partir de la Figura B.5. El lazo cerrado del controlador interno, definido por  $G_3 = I_f / I_f^*$ , se puede sustituir en la Figura B.5 y se obtiene la Figura B.7. Del lado de la

salida de  $G_3$  se tiene que a la potencia reactiva nominal que maneja el STATCOM,  $I_d \ll I_q$ , de aquí que  $i_f(t) \approx I_q \text{sen}(\omega t)$  y  $u(t) \approx m \cos(\omega t)$ , entonces  $u(t)i_f(t) \approx \frac{mI_q}{2} \text{sen}(2\omega t)$ , donde  $m \in [0,1]$  es el índice de modulación. Para el caso en que  $m=1$ ,  $u(t)i_f(t) = \frac{1}{2}i_f(2t)$ . Si se aplica la transformada de Laplace entonces  $\mathcal{L}\left\{\frac{1}{2}i_f(2t)\right\} = \frac{1}{4}I_f\left(\frac{s}{2}\right)$ . Con esta consideración, el producto  $u(t)i_f(t)$  se puede evitar, pero es necesario dividir el argumento de  $G_3(s)$  por dos.

$$I_f(s) = I_f^*(s)G_3(s) \Rightarrow \frac{1}{4}I_f\left(\frac{s}{2}\right) = \frac{1}{4}I_f^*\left(\frac{s}{2}\right)G_3\left(\frac{s}{2}\right) \quad (\text{B.11})$$

Ahora, del lado de la entrada de  $G_3$  es posible considerar a  $i_q^*(t)$  como una perturbación conocida, con las repercusiones que ya se mencionaron que causa a la salida de  $G_3$ ; y por lo tanto la entrada al bloque  $G_3$  puede ser considerada como  $i_d^*(t) = i_f^*(t)$ . Con estas consideraciones la Figura B.7 se puede simplificar como se muestra en la Figura B.8.



**Figura B.8** Esquema para sintonizar el lazo externo.

Por lo tanto,

$$G_4 = \frac{V_{cd}}{I_d^*} = \frac{1}{4}G_3\left(\frac{s}{2}\right)G_2(s) \quad (\text{B.12})$$

Usando la respuesta al escalón y con ayuda de la herramienta *sisotool* de Matlab<sup>®</sup> se puede diseñar el controlador  $G_{c2}$  para la función de transferencia  $G_4$ .

# Bibliografía

- [1] Ixtláhuatl Coronado, Pável Zuñiga y Juan M. Ramírez; **“FACTS: soluciones modernas para la industria eléctrica”**; Avance y Perspectiva, cinvestav, México, Vol. 20, Julio-Agosto 2001; pp. 235-244.
- [2] D. P. Kotari, I. J. Nagrath; *Modern power system analysis*; third edition, Tata Mc Graw Hill Education, India, 2003.
- [3] Héctor Gerardo Sarmiento; **“Algunas consideraciones para identificar la aplicación de controladores FACTS en los sistemas de transmisión”**, cigré, bienal, Irapuato, México, 2001, id. 14-08.
- [4] Rolf Grünbaum, Mojtaba Noroozian, Björn Thorvaldsson; *FACTS – powerful systems for flexible power transmission; FACTS solution and case studies*; ABB review Feb 2003.
- [5] Jhon J. Paserva; **“How FACTS Controllers Benefit AC Transmission Systems”**; IEEE, Power Engineering Society General Meeting, 2004. pp. 1257-1262.
- [6] Juan Dixon, Luis Moran, José Rodríguez; **“Reactive Power Compensation Technologies: State-of-the-Art Review”**; Proceedings of the IEEE; Dec. 2005, pp. 2144-2164.
- [7] Kalyan K. Sen and Mey Ling Sen; *Introducción to FACTS Controllers Theory, Modeling and Applications*; Wiley 2009.
- [8] Rolf Grünbaum, Johan Ulleryd; *Grid flexibility: novel means for enhancing power flow*; ABB Power Technologies AB, Västerås, Sweden; ABB Review 4/2005.
- [9] Ricardo J. Dávalos, Juan M. Ramírez; **“Características funcionales del STATCOM”**; cigré, bienal, Irapuato, México, 2001, id. 14-06.
- [10] Rashid Muhammad, Azeddine Draou, Mustapha Benganem; **“Modeling and Analysis of an Advanced Static VAR Compensator”**, Power electronics Handbook, Academic Press 2001, pp. 611-613.
- [11] P. W. Lehn, M. R. Iravani; **“Experimental Evaluation of STATCOM Closed Loop Dynamics”**, IEEE Power Delivery, Vol. 13, No. 4, October 1998, pp. 1378-1384.
- [12] Ben-Sheng Chen, Yuan-Yih Hsu; **“A Minimal Harmonic Controller for a STATCOM”**, IEEE Transaction on Industrial Electronics, Vol. 55, No. 2, February 2008, pp. 655-664.

- [13] N.C. Sahoo, R. Ranjan; **“A Novel Feedback Linearizing STATCOM Controller for Power System Damping”**, International Journal of Power and Energy System, Vol. 26, No. 3, 2006, pp. 281-290.
- [14] Hendri Masdi, Norman Mariun; **“Construction of a Prototype D-STATCOM for Voltage Sag Mitigation”**; European Journal of Scientific Research; Vol. 30, No. 1, 2009, pp. 112-127.
- [15] F. Issouribehere, J. L. Agüero, P. E. Battaiotto; **“Diseño de un STATCOM para la mitigación del flicker producido por hornos de arco eléctrico”**; cigré, XII ERIAC, Foz do Iguazú-Pr, Brasil, 2007, id. 14-06.
- [16] Philippe Maibach, Jonas Wernli; *STATCOM Technology for Wind Parks to Meet Grid Code Requirements*; ABB. Power Technologies, 2006.
- [17] Marta Molina, Junji Condo; **“Reactive support for wind and wave farms with a STATCOM for integration in to the power system”**; Proceeding Renewable Energy; pp. 1665-1668.
- [18] H. F. Bilgin, M. Ermis; **“Reactive Power Compensation of Coal Mining Excavators by Using a New Generation STATCOM”**; IEEE Transaction on Industry Application; Jan-Feb 2007, pp. 97-110.
- [19] K. Fujii, A. Suzuki, S. Konishi; **“STATCOM Applying Flat-Packaged IGBTs Connected in Series”**; IEEE, PESC 2004, Aachen, Germany; 2004, pp. 2528-2532.
- [20] Madhav D. Manjrekar, Peter Steimer, Thomas Lipo; **“Hybrid Multilevel Power Conversion System: a competitive solution for high power application”**; IEEE Transaction on Industry Applications, Vol. 36, May/June 2000, pp. 834-841.
- [21] B.P. McGrath and D.G. Holmes; **“A comparison of Multicarrier PWM Strategies for Cascade and Neutral Point Clamped Multilevel Inverters”**; IEEE, PESC 2000, Galway, Vol.2, 2000, pp. 674-679.
- [22] Rashid Muhammad, Azeddine Draou, Mustapha Benganem; **“Modeling and Analysis of an Advanced Static VAR Compensator”**, Power electronics Handbook, Academic Press 2001, pp. 614-617.
- [23] Fu-San Shyu and Yhen-Shin Lai; **“Virtual Stage Pulse-Width Modulation Technique for Multilevel Inverter/Converter”**; IEEE Transaction on Power Electronics, Vol. 17, No. 3, May 2002, pp. 332-341.
- [24] Siriroj Sirisukprasert, Jih-Sheng Lai; **“Optimum Harmonic Reduction With a Wide Range of Modulation Indexes for multilevel converters”**; IEEE Transaction on Industrial Electronics, Vol. 49, No. 4, August 2002, pp. 875-881.

- [25] Brendan Peter, Donald Grahame; “**Multicarrier PWM Strategies for Multilevel Inverters**”; IEEE Transaction on Industrial Electronics, Vol. 49, No. 4, August 2002, pp. 858-867.
- [26] José Rodríguez, Jih-Shen Lai, Fang Zheng Peng; “**Multilevel Inverters: A Survey of Topologies, Controls, and Applications**”; IEEE Transaction on Industrial Electronics, Vol. 49, No. 4, August 2002, pp. 724-738.
- [27] Servet Tuncer and Yetkin Tatar; “**An application of SHEPWM technique in a cascade multilevel converter**”; The International Journal for Computation and Mathematics in Electrical and Electronic Engineering, Vol. 24, No. 1, 2005, pp. 81-93.
- [28] Ebrahim Babaei, Seyed Hossein; “**Charge Balance Control Methods for Asymmetrical Cascade Multilevel Converters**”; Proceeding of International Conference on Electrical Machines and Systems, Oct. Seoul, Korea 2007, pp. 74- 79.
- [29] Zhong Du, Burak Ozpineci; “**Modulation Extension Control of Hybrid Cascade H-bridge Multilevel Converters with 7-level Fundamental Frequency Switching Scheme**”; IEEE, PESC 2007, Orlando, Florida; 2007, pp. 2361-2366.
- [30] Miranda V. Homero; *Estudio de Inversores Multinivel con Funciones Ampliadas*, tesis de doctorado, Universidad Autónoma de San Luis Potosí, Junio 2007.
- [31] Bárcenas B. Ernesto; *Análisis y Desarrollo de un Inversor Multinivel*, Tesis de maestría; Centro Nacional de Investigación y Desarrollo Tecnológico, Diciembre 2002.
- [32] Holmes D. Graham; *Pulse Width Modulation For Power Converters, Principles and practice*; Wiley-Interscience; USA 2003.
- [33] Jih-Sheng Lai, Fang Zheng Peng, “**Multilevel Converter- A new Breed of Power converters**”; IEEE Industry Applications Conference, Orlando FL, Oct 1995,pp. 2348-2356.
- [34] Fang Zheng Peng, Jih-Sheng Lai; “**A Multilevel Voltage-Source Inverter with Separate DC Sources for STATIC VAR Generation**”; IEEE Industry Applications Conference, Orlando FL., Oct 1995,pp. 2541-2548.
- [35] Yiqiao Liang, C.O. Nwankpa, “**A New Type of STATCOM Based on Cascading Voltage-Source Inverters with Phase-Shifted Unipolar SPWM**”; IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 35, No. 5, Sep/Oct 1999,pp. 1118-1123.
- [36] Siriroj Sirisukprasert, Alex Qin Huang; “**Modeling, Analysis and Control of Cascade-Multilevel Converter-Based STATCOM**”, IEEE Power Engineering Society General Meeting, Toronto, ON, Canada, Jul. 13–17, 2003, pp. 2561-2568.

- [37] Diego Soto, Rubén Peña; **“Nonlinear Control Strategies for Cascade Multilevel STATCOMs”**, IEEE Transaction on Power Delivery, Vol. 19, No. 4, October 2004, pp. 1919-1927.
- [38] Y. Liu and F.L. Luo, **“Trinary Hybrid Multilevel Inverter Used in STATCOM with Unbalanced Voltages”**, IEE Proc.-Electr. Power Appl., Vol. 152, No. 5, September 2005, pp.1203-1222.
- [39] Kansuke Fujii, Rick W. De Doncker, Shigeo Konishi, **“A Novel DC-link Control of PWM-Switched Cascade Cell Multi-Level Inverter Applied to STATCOM”**; IEEE Proc. Fourtieth IAS annual meeting, Vol. 2, Oct 2005, pp. 961-967.
- [40] Zhichang Yuan, Quian Song, Wenhua, **“Nonlinear Controller for Cascade H-Bridge Inverter-Based STATCOM”**; IEEE/PES Transmission and Distribution Conference and Exhibition: Asia and Pacific, Dalian China, Dic. 2005, pp. 1-5.
- [41] Sternberger R.; Jovcic D.; **“Small Signal Multilevel STATCOM Model”**; Power Engineering Society General Meeting, 18-22 June 2006, pp. 1-7.
- [42] Yu Liu, Zhong Du, Alex Q Huang; **“And Optimal Combination Modulation Strategy for a Seven-level Cascade Multilevel Converter Based STATCOM”**; Industry Applications Conference, 2006. 41<sup>st</sup> IAS Annual Meeting. Conference Record of the 2006 IEEE, pp. 1732-1737.
- [43] R. E. Betz, T Summers, T. Furney, **“Symmetry Compensation using a H-Bridge Multilevel STATCOM with Zero Sequence Injection”**; IEEE 41<sup>st</sup> IAS annual meeting, Tampa, FL. USA, Dic. 2006, pp. 1724-1731.
- [44] Hirofumi Akagi, Shigenori Inoue, Tsurugi Yoshii, **“Control and Performance of a Transformerless Cascade PWM STATCOM with Star Configuration”**, IEEE Transaction on Industry Applications, Vol 43, No. 4, July/August 2007, pp. 1716-1723.
- [45] Chong Han, Zhanoning Yang, Bin Chen and Alex Q. Huang, **“Evaluation of Cascade-Multilevel-Converter-Based STATCOM for Arc Furnace Flicker Mitigation”**; IEEE Transaction on Industry Application, Vol. 43, No. 2, March/April 2007, pp.378-385.
- [46] Chong Han, Alex Q. Huang, **“A Generalized Control Strategy of Per-Phase DC Voltage Balancing for Cascade Multilevel Converter-based STATCOM”**; IEEE PESC, Orlando, FL. USA, Jun. 2007, pp. 1746-1752.
- [47] Jon Andoni Barrena, Luis Marroyo, Miguel Ángel Rodríguez; **“A Novel PWM Modulation Strategy for DC Voltage Balancing in Cascade H-Bridge Multilevel Converters”**; EUROCON; Warsaw, Sept. 2007; 1450-1456.

- [48] Jon Andoni Barrena, Luis Marroyo, Miguel Ángel Rodríguez “**Individual Voltage Balancing Strategy for PWM Cascaded H-Bridge Converter-Based STATCOM**”; IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 55, No. 1, January 2008, pp. 21-29.
- [49] Jon Andoni Barrena, Luis Marroyo, Miguel Ángel Rodríguez; “**Comparison of DC-Bus Voltage Balancing for Three-Phase DSTATCOM Based on Cascade H-Bridge Multilevel converter**”; IEEE PESC, June 2008; pp. 4819-4824.
- [50] Seborg, D. E., T. F. Edgar, and D. A. Mellichamp. *Process Dynamics and Control*; Wiley, 2003.
- [51] Mario Arturo González García; *Estudio de la transformación DQ para el cálculo de potencia activa y reactiva en filtros activos de corriente para cancelación armónica*, Tesis de maestría, Universidad Autónoma de San Luis Potosí, México, 2004.
- [52] Seth R. Sanders, J. Mark Noworolski, Xiaojui Z. Liu, George C. Verghese, “**Generalized averaging method for power conversion circuits**”, Power Electronics Specialists Conference, 1990. PESC '90 Record, 21st Annual IEEE, pp. 333-340.
- [53] Salvador Alepuz Menéndez; *Aportación al control del convertidor CC/CA de tres niveles*, Tesis de doctoral, Universidad de Cataluña, Barcelona, España, 2004.
- [54] Digilent, **Digilent Nexys2 Board Reference Manual**, [www.digilentinc.com](http://www.digilentinc.com), Junio 2008.
- [55] Texas Instruments, **Code Composer Studio Development Tools v3.3 Getting Started Guide**, referencia: SPRU509H, [www.ti.com](http://www.ti.com), Octubre 2006.
- [56] Texas Instruments, **C2833x/C2823x C/C++ Header Files and Peripheral Examples Quick Start**, [www.ti.com](http://www.ti.com), Agosto 2008.
- [57] Texas Instruments, **TMS320F28335, TMS320F28334, TMS320F28332, TMS320F28235, TMS320F28234, TMS320F28232, Digital Signal Controllers (DSCs), Data Manual**, referencia: SPRS439F, [www.ti.com](http://www.ti.com), Abril 2009.
- [58] Texas Instruments, **TMS320x2833x Analog-to-Digital Converter (ADC) Module Reference Guide**, referencia: SPRU812A, [www.ti.com](http://www.ti.com), Octubre 2007.
- [59] Texas Instruments, **TMS320x2833x, 2823x System Control and Interrupts Reference Guide**, número de referencia: SPRUFB0C, [www.ti.com](http://www.ti.com), Mayo 2007.
- [60] IEEE *Recommended Practice for Monitoring Electric Power Quality*, IEEE Std 1159-1995

[61] M. Inmaculada Zamora B., Valentin Macho S.; *Estudio bibliográfico sobre: distorsión armónica producida por convertidores estáticos, análisis, problemática, soluciones y normativa*; Iberdrola, 1997.

[62] Bollen H.J. Math; *Understanding power quality problems, voltaje sags and interruptions*; IEEE press series on power engineering, 2000.